



HAL
open science

Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes

Stéphane Nobilet

► **To cite this version:**

Stéphane Nobilet. Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes. Autre. INSA de Rennes, 2003. Français. NNT: . tel-00004081

HAL Id: tel-00004081

<https://theses.hal.science/tel-00004081v1>

Submitted on 5 Jan 2004

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.



Thèse

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes

par

Stéphane NOBILET

Soutenue le 03 octobre 2003 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	M. Gilles BUREL	Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale
	M. Jean-Pierre CANCES	Maître de conférences-HDR à l'ENSIL de Limoges
Examineurs	M. Jean-François DIOURIS	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes
	Mme Martine LIENARD	Maître de conférences-HDR à l'Université de Lille I
	M. Jacques CITERNE	Professeur à l'INSA de Rennes
	M. Jean-François HELARD	Maître de conférences-HDR à l'INSA de Rennes
Membres invités	M. Rodolphe LE GOUABLE	Docteur-ingénieur à France Télécom R&D
	M. David MOTTIER	Docteur-ingénieur à Mitsubishi Electric ITE

*à Séverine,
à mes parents.*

Remerciements

En tout premier lieu, je tiens à adresser ma profonde reconnaissance à Jacques CITERNE pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a accordée. J'exprime également ma profonde reconnaissance à Jean-François HÉLARD qui m'a encadré durant ces années de thèse. Au delà de ses compétences scientifiques et humaines, j'ai pu apprécier à son contact l'importance de la méthode, de la rigueur et du recul dans la conduite d'un travail de recherche.

Naturellement, mes travaux de recherche n'auraient pu donné lieu à cette thèse sans la participation de l'ensemble des membres du jury. Pour cela, je remercie sincèrement Gilles BUREL, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, et Jean-Pierre CANCÈS, Maître de Conférences à l'ENSIL de Limoges, pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire ainsi que pour leur participation au jury en tant que rapporteurs. Je remercie également Jean-François DIOURIS, Professeur à l'École Polytechnique de Nantes, et Martine LIÉNARD, Maître de Conférences à l'Université de Lille 1, pour leur participation en tant qu'examineurs. J'associe à ces remerciements Rodolphe LE GOUABLE, Docteur-ingénieur à France Télécom R&D, et David MOTTIER, Docteur-ingénieur à Mitsubishi Electric ITE, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

C'est avec sincérité que je remercie Raphaël GILLARD, Professeur à l'INSA de Rennes, pour avoir accepté d'encadrer la partie du stage de Nicolas JOLIVET portant sur l'étude du dispositif Radiofréquence. Je remercie également Nicolas dont le stage de fin d'étude d'ingénieur et de DEA fait partie intégrante de cette thèse.

Un grand merci à tous les thésards que j'ai cotoyés durant ces années, comme par exemple Arnaud MASSIANI, Matthieu CRUSSIÈRE et Fabrice PORTIER pour leur bonne humeur et leur sympathie.

Les derniers habitants de la grotte verte ont aussi grandement participé au bon déroulement de ces travaux de recherches. Parmi ceux qui ont contribué à mes réflexions, je remercie particulièrement Sébastien LE NOURS, Philippe GUGUEN, Stéphane BOUGEARD, Jean-Yves BAUDAIS, Jean-Michel AUFFRAY, Ronan COSQUER, Julien GUILLET et Sébastien MALLIER.

En outre, j'adresse ma sympathie à tous les permanents, doctorants et stagiaires qui ont partagé leur quotidien avec moi au sein du laboratoire. J'aurai aussi une pensée amicale pour Philippe GUGUEN et Alexandre LAISNÉ qui m'ont initiés au badminton.

Je voudrais également remercier mes parents qui m'ont toujours soutenu et assisté durant toutes mes études.

Finalement, il serait impossible que les noms de Fonzy, Jean-Claude DUSSE, Hoover et François PIGNON ne figurent pas dans cette page, eux qui ont permis d'entretenir l'ambiance chaleureuse de la grotte verte tout au long de ces années de thèse.

Table des matières

Introduction	1
1 L'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples	5
1.1 La chaîne de transmission numérique	6
1.1.1 Le codage de source	6
1.1.2 Le codage de canal	6
1.1.3 Le codage binaire-à-symbole	8
1.1.4 Le codage symbole-à-signal	8
1.1.5 Le filtrage d'émission	9
1.1.6 Le canal de transmission	9
1.1.6.1 Le canal de propagation	9
1.1.6.2 La chaîne de transmission et ses distorsions	9
1.2 L'étalement de spectre	11
1.2.1 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	12
1.2.2 L'accès multiple	14
1.2.3 Les codes d'étalement et d'accès multiple	16
1.2.3.1 Les fonctions de corrélations	17
1.2.3.2 Quelques familles de codes	20
1.3 Les modulations à porteuses multiples	30
1.3.1 Historique	30
1.3.2 Principe de l'OFDM	31
1.3.2.1 La notion d'orthogonalité	32
1.3.2.2 Le signal OFDM	35
1.4 Conclusion	38
2 Caractéristiques des canaux de propagation	41
2.1 La propagation des ondes	42
2.1.1 La propagation en espace libre	42
2.1.2 La propagation hors espace libre	43
2.1.2.1 Les phénomènes de base en propagation	43
2.1.2.2 La propagation par trajets multiples	44
2.1.2.3 Les pertes moyennes hors espace libre	44
2.2 Modélisation du canal de propagation	45
2.3 Classification statistique des canaux	48
2.3.1 Description statistique des canaux limitée à l'ordre 2	48

2.3.2	L'hypothèse de stationnarité au sens large ou Wide Sense Stationary (WSS)	49
2.3.3	L'hypothèse de diffuseurs décorrélés ou Uncorrelated Scattering (US)	50
2.3.4	L'hypothèse WSSUS : Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering	50
2.4	Les paramètres du canal WSSUS	51
2.4.1	Les dispersions temporelles	51
2.4.2	Les dispersions fréquentielles	53
2.5	Influence du canal sur les communications numériques	54
2.5.1	La notion de sélectivité	54
2.5.2	La notion de diversité	55
2.6	Prises en compte des canaux de propagation dans les simulations	55
2.6.1	Les modèles de canaux étudiés	55
2.6.2	Les conditions de simulations	57
2.7	Conclusion	60
3	Les techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre	61
3.1	Les systèmes MC-DS-CDMA	62
3.1.1	L'émetteur	62
3.1.2	Le récepteur	65
3.2	Les systèmes MT-CDMA	65
3.2.1	L'émetteur	66
3.2.2	Le récepteur	68
3.3	Les systèmes MC-CDMA	69
3.3.1	L'émetteur	70
3.3.2	Le récepteur	72
3.3.3	Choix des paramètres N_p et L_c	72
3.4	Une autre variante : les systèmes SS-MC-MA	74
3.5	Comparaison des techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre	77
3.6	Les techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA	80
3.6.1	Les techniques de détection mono-utilisateurs	82
3.6.1.1	La combinaison à gain maximal (CGM) ou Maximum ratio combining (MRC)	83
3.6.1.2	La combinaison à gain égal (CGE) ou Equal gain combining (EGC)	84
3.6.1.3	La combinaison à restauration d'orthogonalité (CRO) ou Zero forcing (ZF)	84
3.6.1.4	La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (CEQMM) ou Minimum mean square error (MMSE)	85
3.6.2	Les techniques de détection multi-utilisateurs	87
3.6.2.1	La technique MLSE : Maximum likelihood sequence estimation	87
3.6.2.2	Les techniques à annulation d'interférences (IC : Interference cancellation)	87
3.6.2.3	La technique GMMSE : Global MMSE	90

3.7	Evaluation des performances des systèmes MC-CDMA en voie descendante	91
3.7.1	Performances des techniques de détection mono-utilisateurs	92
3.7.2	Performances des techniques de détection multi-utilisateurs	95
3.8	Conclusion	100
4	Choix des codes d'étalement pour les systèmes MC-CDMA	103
4.1	Le signal OFDM et l'amplification non-linéaire	104
4.1.1	La notion de facteur de crête	104
4.1.2	Analyse du facteur de crête d'un signal OFDM	105
4.1.3	L'amplification non-linéaire	109
4.1.3.1	Description de modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires	109
4.1.3.2	Les effets de la non-linéarité des amplificateurs	112
4.1.4	Réduction du facteur de crête d'un signal OFDM : état de l'art	113
4.1.4.1	Méthode du filtrage ou du fenêtrage	114
4.1.4.2	Méthode du « Selecting Mapping »	116
4.1.4.3	Méthode des « Partial Transmit Sequences »	116
4.1.4.4	Autres méthodes de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM	119
4.2	Le signal MC-CDMA et l'amplification non-linéaire	119
4.2.1	La notion de facteur de crête global	119
4.2.2	Analyse du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante	120
4.2.3	Analyse du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante	122
4.2.4	La solution proposée : méthode de sélection des codes	124
4.2.4.1	Transmission en voie montante	125
4.2.4.2	Transmission en voie descendante	129
4.2.5	Les résultats de simulation	131
4.2.5.1	Transmission en voie montante	131
4.2.5.2	Transmission en voie descendante	131
4.3	Le signal MC-CDMA et l'interférence d'accès multiple	135
4.3.1	Transmission sur un canal à trajets multiples	136
4.3.2	Procédure d'allocation des codes d'étalement dans le but de minimiser l'interférence d'accès multiple	139
4.4	Minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête d'un signal MC-CDMA	144
4.5	Le facteur de crête dans un contexte multi-cellulaire	145
4.5.1	Rôle et principe des fonctions de « scrambling »	146
4.5.2	Mise en œuvre des fonctions de « scrambling » au sein d'un système MC-CDMA	147
4.6	Conclusion	149
5	Application de la technique MC-CDMA à la liaison montante	151
5.1	Les systèmes MC-CDMA et l'estimation de canal	152
5.1.1	Application à des liaisons bidirectionnelles	152
5.1.2	Procédés de démodulation et techniques d'estimation de canal	154
5.1.2.1	La démodulation différentielle	155

5.1.2.2	La démodulation cohérente	155
5.1.3	Conclusion	157
5.2	La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en temps des voies montante et descendante	158
5.2.1	Le mode TDD: Time Division Duplex	158
5.2.2	La réciprocité du canal	160
5.2.3	Le principe de la technique proposée	161
5.2.4	Les critères de prédistorsion	166
5.2.4.1	Le critère de la MAI	166
5.2.4.2	Le critère de la distorsion de phase	167
5.2.4.3	Le critère du rapport signal à interférences plus bruit	168
5.2.5	Evaluation des performances de la technique proposée en mode TDD	168
5.2.5.1	Conditions de simulations et hypothèses	168
5.2.5.2	Présentation de quelques résultats	171
5.3	La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en fréquence des voies montante et descendante	178
5.3.1	Le mode FDD: Frequency Division Duplex	178
5.3.2	Le principe de la technique proposée	179
5.3.3	Modèles de propagation	184
5.3.3.1	Modèle de propagation en environnement indoor	184
5.3.3.2	Modèle de propagation en environnement urbain	185
5.3.3.3	Modèle de propagation en environnement urbain, sub-urbain et rural	188
5.3.4	Le dispositif RF	189
5.3.4.1	Configuration à une antenne d'émission/réception	190
5.3.4.2	Configuration à deux antennes d'émission/réception	191
5.3.5	Evaluation des performances de la technique proposée en mode FDD	195
5.4	Conclusion	200
Conclusion générale et perspectives		203
A Relation entre puissance instantanée d'un signal à porteuses multiples et fonction de corrélation apériodique		207
B Calcul du nombre de fois où le PAPR d'un signal OFDM est égal à son maximum		211
C Calcul des produits éléments par éléments entre les codes de Walsh- Hadamard et de Golay		215
D Relations entrée-sortie d'un circulateur et d'un coupleur hybride à 90°		219
D.1	Le circulateur	219
D.2	Le coupleur hybride à 90°	220
Notations		223
Liste des tableaux		231

Liste des figures	233
Bibliographie	239
Publication, communications, brevet	249

Introduction

À son début, le réseau téléphonique public était destiné à fournir un seul service : la communication vocale point à point. De même, l'internet est apparu avec un ensemble limité de services dont le courrier électronique et le transfert de fichiers. Les deux réseaux ont évolué et convergent actuellement de manière à fournir de nouveaux services à composantes mobile et multimédia. Cette convergence associée à l'accessibilité permanente « à tout moment, en tout lieu », caractéristique des futurs systèmes mobiles, se concrétisera sous la forme de terminaux multimédias appelés à devenir des outils indispensables à notre vie quotidienne. Ainsi, pour offrir un éventail toujours plus large de services et répondre à la demande d'accès à haut débit, les normes de téléphonie mobile évoluent. Cette évolution est censée profiter à l'utilisateur mais elle risque d'aboutir à des systèmes très complexes et onéreux. Les besoins des opérateurs de réseaux sont donc de baisser les coûts d'exploitation des réseaux sans pour autant restreindre la diversité ou la qualité de leurs services, qui sont pour eux des facteurs de différenciation essentiels. Il est alors nécessaire de trouver une voie d'évolution qui permette aux opérateurs et aux usagers de bénéficier de la richesse des services tout en maintenant, voire en abaissant, le coût global d'exploitation des systèmes de télécommunication.

En réponse à ce besoin, le travail présenté dans ce document et effectué au sein de la composante INSA de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) a pour objectif d'étudier de nouvelles techniques de transmissions hertziennes permettant de satisfaire toujours mieux aux contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs. L'approche consiste à rechercher une combinaison optimale des techniques de modulations à porteuses multiples à grande efficacité spectrale et des techniques d'accès multiples par répartition de codes. Ces nouvelles techniques pourront s'appliquer aussi bien aux systèmes de communications mobiles qu'aux systèmes de communications à l'intérieur des bâtiments. Dans un premier temps, cette étude s'est inscrite dans le cadre du projet SMARC (*Systèmes à porteuses multiples et à accès multiples par répartition de codes*) en collaboration avec le laboratoire diffusion et distribution hertzienne de la direction des services mobiles et systèmes radio (DMR/DDH) de France Télécom R&D de Rennes et le laboratoire de recherche de Mitsubishi Electric ITE de Rennes. Dans un second temps, ces travaux ont également permis de contribuer au projet européen IST MATRICE¹ (*Multicarrier CDMA TRansmission Techniques for Integrated Broadband CELLular Systems*), projet développé à la suite du projet SMARC et dont l'objectif est de valider et d'optimiser les techniques de modulations à porteuses

1. www.ist-matrice.org

multiplés et d'accès multiples par répartition de codes pour la 4^{ème} génération de réseaux cellulaires. Par ailleurs, cette étude fait suite au sein du laboratoire IETR/INSA à la thèse de Jean-Yves Baudais déjà effectuée dans le cadre du projet SMARC et qui a porté sur l'optimisation de la voie descendante de ces futurs réseaux.

Le présent manuscrit est structuré autour de cinq chapitres. Le premier de ces chapitres introduit de façon générale les différentes fonctions constituant un système de communications numériques. Ensuite, puisque l'approche scientifique ici développée est de rechercher une combinaison optimale des techniques de modulations à porteuses multiples de type OFDM et des techniques d'accès multiples par répartition de codes, nous rappelons les principes de base de l'étalement de spectre et des modulations à porteuses multiples. Une description des familles de codes d'étalement généralement utilisés au sein des systèmes de communications numériques est effectuée et les propriétés de ces différentes familles sont présentées. Ceci servira par la suite à la compréhension de l'étude menée au cours du chapitre 4.

Le second chapitre détaille les caractéristiques du canal de propagation. Tout d'abord, un modèle mathématique du canal à trajets multiples variant dans le temps est présenté. Ce modèle, qui inclut des notions statistiques indispensables pour notre étude, permet de faire le lien entre un besoin pratique de connaissances et une représentation théorique des phénomènes mis en jeu. Ensuite, à partir des définitions des paramètres statistiques d'un canal de propagation, les notions de sélectivité et de diversité sont présentées. Pour finir, les modèles de canaux utilisés au cours de cette étude, à savoir le canal de Rayleigh et les canaux BRAN, sont détaillés.

Le troisième chapitre se découpe en trois parties distinctes. Dans la première partie, un état de l'art des principales techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'accès multiple par répartition de codes est effectué. Ces dernières, au nombre de quatre, combinent différemment les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. Ainsi, le MC-DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA) et le MT-CDMA (Multi-Tone CDMA) réalisent un étalement des données dans le domaine temporel alors que le MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA) et le SS-MC-MA (Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Acces) réalisent, quant à elles, un étalement des données dans le domaine fréquentiel. La seconde partie est consacrée à la présentation et à la description des différentes techniques d'égalisation mises en œuvre au sein des systèmes utilisant la technique MC-CDMA, technique à laquelle nous nous sommes plus particulièrement intéressés pour son bon rapport performance/complexité. Dans la dernière partie de ce chapitre, les performances de la technique MC-CDMA mettant en œuvre ces différentes techniques d'égalisation sont évaluées sur les canaux de Rayleigh, BRAN A et BRAN E.

Le quatrième chapitre concerne l'optimisation des systèmes mettant en œuvre la technique MC-CDMA en comparant l'influence des codes d'étalement utilisés sur, d'une part la variation de la dynamique de l'enveloppe du signal émis, et d'autre part, l'interférence produite par la cohabitation de plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources fréquentielles et temporelles. Après avoir exposé le problème de l'amplification non-linéaire de puissance d'un signal à porteuses multiple présentant par nature une grande dynamique d'amplitude, un état de l'art des techniques visant à réduire cette dynamique d'amplitude est

effectué. A partir de la définition du facteur de crête d'un signal à porteuses multiples, les notions de facteur de crête et de facteur de crête global d'un signal à porteuses multiples de type MC-CDMA sont introduites et une méthode de sélection des codes d'étalement est proposée. Dans un second temps, une méthode minimisant l'interférence d'accès multiple est décrite et trois critères complémentaires à celui mis en œuvre au sein de cette méthode sont proposés. Ensuite, afin d'améliorer les performances d'un système MC-CDMA, une minimisation séquentielle de la dynamique du signal et de l'interférence d'accès multiple est proposée. En fin de ce chapitre, l'étude d'un système MC-CDMA dans un environnement multi-cellulaire intégrant une opération d'embrouillage pour différencier les signaux des cellules distinctes est abordée.

Le cinquième chapitre traite de l'optimisation globale de l'efficacité spectrale et de l'efficacité en puissance des systèmes bidirectionnels utilisant des signaux à porteuses multiples de type MC-CDMA dans les deux sens de transmission (voie montante et voie descendante). Ce chapitre est structuré autour de 3 parties. Dans la première partie, les principales techniques d'estimation de canal d'un système MC-CDMA sont succinctement explicitées et le problème de mise en œuvre de ces techniques dans le cas d'une transmission en voie montante, conduisant à réduire significativement l'efficacité spectrale du système, est posé. Dans la seconde partie, une solution utilisant la réciprocité du canal de propagation et basée sur un multiplexage temporel des voies montante et descendante est proposée. Cette solution de « prédistorsion » consiste à compenser par anticipation les distorsions d'amplitude et de phase introduites par le canal de propagation de la voie montante. Après avoir présenté les différents critères de prédistorsion mis en œuvre au sein de cette solution, les performances de cette dernière sont évaluées sur le canal BRAN A. Dans la dernière partie, une seconde solution utilisant là aussi la réciprocité du canal et basée sur un multiplexage fréquentiel des voies montante et descendante est proposée. Cependant, la réalisation de cette seconde solution est conditionnée par la différence des puissances des signaux émis et reçus au même instant. Ainsi, après avoir évalué cette différence, un dispositif radiofréquence constitué de circulateurs et de coupleurs à branches et permettant d'isoler le signal reçu du signal émis est étudié et réalisé. Tenant compte de cette isolation, les performances de cette solution basée sur un multiplexage fréquentiel des voies montante et descendante sont ensuite évaluées.

Enfin, une conclusion générale résume les principales contributions de ce travail portant essentiellement sur la minimisation du facteur de crête d'un signal MC-CDMA et l'optimisation de la voie montante. Quelques perspectives à ce travail sont ensuite présentées.

Chapitre 1

L'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples

Sommaire

1.1	La chaîne de transmission numérique	6
1.1.1	Le codage de source	6
1.1.2	Le codage de canal	6
1.1.3	Le codage binaire-à-symbole	8
1.1.4	Le codage symbole-à-signal	8
1.1.5	Le filtrage d'émission	9
1.1.6	Le canal de transmission	9
1.2	L'étalement de spectre	11
1.2.1	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	12
1.2.2	L'accès multiple	14
1.2.3	Les codes d'étalement et d'accès multiple	16
1.3	Les modulations à porteuses multiples	30
1.3.1	Historique	30
1.3.2	Principe de l'OFDM	31
1.4	Conclusion	38

Ce premier chapitre a pour but de présenter les premiers éléments nécessaires à la compréhension de l'étude menée dans le cadre de cette thèse. Après avoir rappelé les fonctions de base composant une chaîne de transmission numérique, nous décrivons les principes de deux techniques bien connues et largement répandues dans les systèmes de communications numériques, à savoir, l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples. Les propriétés de certains codes d'étalement, en particulier les codes qui seront par la suite utilisés, sont également présentées.

1.1 La chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique tel que le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image, *etc.*) mais convertis sous une forme numérique. Le propos de notre étude n'étant pas la numérisation de la source, le message délivré par cette dernière sera considéré d'origine numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec la plus grande fiabilité possible.

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique est représenté sur la figure 1.1. Elle peut se décomposer en trois blocs :

- l'émetteur,
- le milieu de transmission,
- le récepteur.

Le message numérique, appelé aussi information numérique, en tant que suite d'éléments binaires, est une grandeur abstraite. Pour transmettre cette dernière, l'émetteur a pour fonction d'associer au message numérique une grandeur physique en veillant à adapter celle-ci au milieu de transmission. Le récepteur réalise l'opération inverse en reconstituant le message émis par la source à partir du signal reçu. Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur.

La plupart des systèmes de transmission numérique possèdent cinq fonctionnalités communes que sont le codage de source, le codage de canal, le codage binaire-à-symbole (CBS), le codage symbole-à-signal (CSS) et le filtrage d'émission ainsi que leurs fonctions duales associées au niveau du récepteur.

1.1.1 Le codage de source

Le codage de source vise à représenter le message de la façon la plus concise possible. Cette opération réversible a pour objectif de limiter le nombre d'éléments binaires nécessaires à la représentation de l'information contenue dans le message émis par la source. Les limites théoriques du codage de source sont fixées par la théorie mathématique des communications de C. E. Shannon [1].

1.1.2 Le codage de canal

Le codage de canal, appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs, est une fonction spécifique des transmissions numériques. L'opération de codage de canal consiste à ajouter au message numérique à transmettre des éléments binaires, dits de redondance suivant une loi donnée, pour améliorer la qualité de la transmission. En effet, le fait

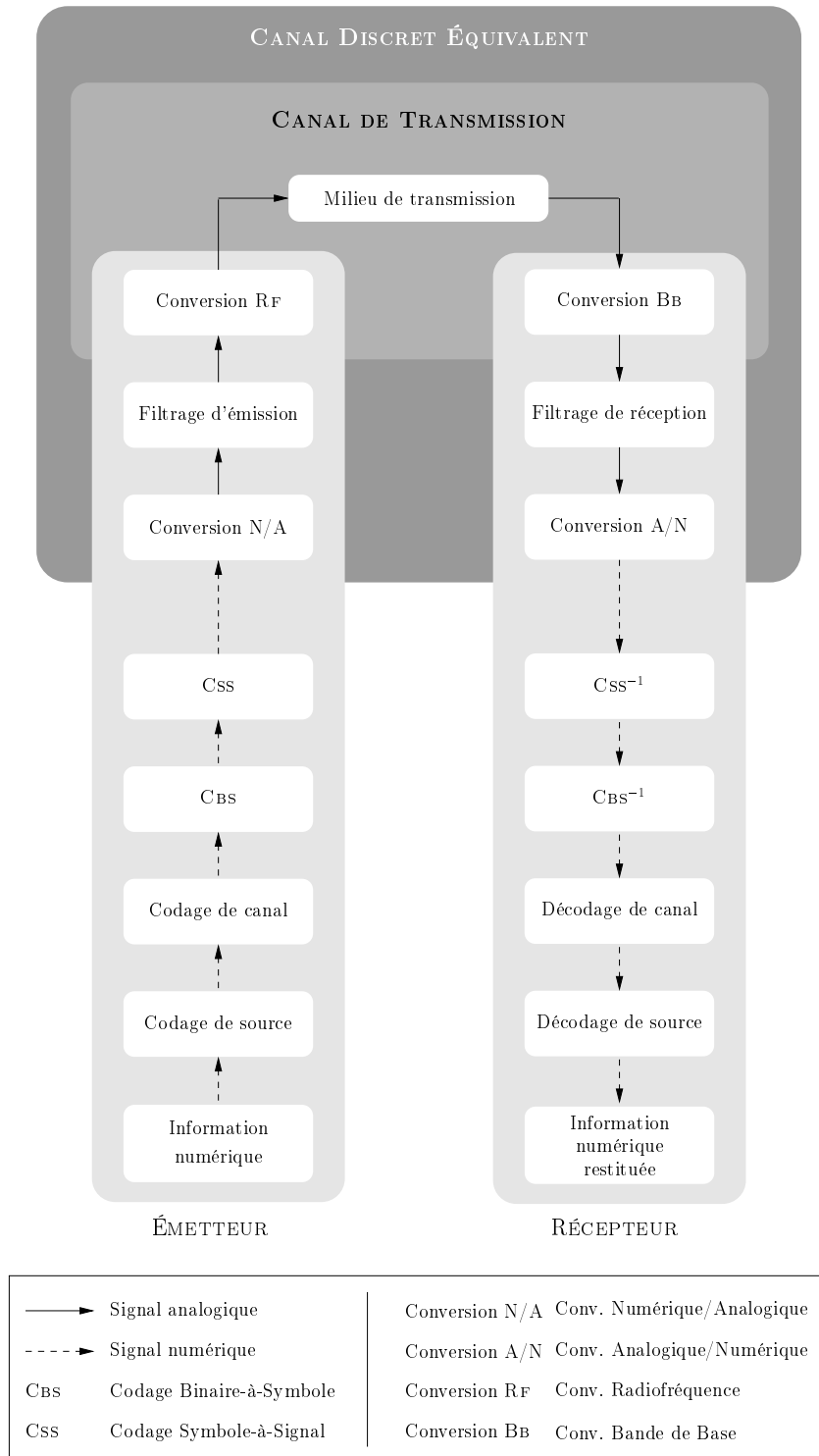


FIG. 1.1 – Schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique

d'introduire de la redondance permet de corrélérer les éléments binaires du message codé et ainsi le rendre plus robuste vis-à-vis des erreurs de transmission.

Les codes utilisés pour effectuer l'opération de codage de canal se classent généralement en deux familles :

- les codes en blocs pour lesquels à chaque bloc de K_1 bits d'information le codeur associe N_1 bits codés, le codage d'un bloc se faisant indépendamment des précédents.
- les codes convolutifs pour lesquels à K_1 bits d'information le codeur associe N_1 bits codés, mais où contrairement au cas précédent, le codage d'un bloc de K_1 bits dépend non seulement du bloc présent mais aussi de tous les blocs précédents.

Le rendement du code est défini par le rapport $R = K_1/N_1 < 1$. Le codeur introduit donc une redondance se traduisant par une augmentation du débit d'un facteur $1/R$ entre l'entrée et la sortie du codeur.

L'étude ne prenant pas en compte les fonctions de codage de source et de codage de canal, la séquence issue du codeur de canal sera considérée comme une source de message à éléments binaires indépendants et identiquement distribués (source *i.i.d.*).

1.1.3 Le codage binaire-à-symbole

Le codage binaire-à-symbole (CBS) consiste à associer à chaque ensemble de n éléments binaires (n -uplet) issu du message l'un des $M = 2^n$ éléments, encore appelé symboles. L'ensemble des M symboles générés définit l'alphabet de la modulation, dite M -aire ou à M états. Le choix d'un alphabet dépend des caractéristiques de la transmission (résistances aux distorsions et perturbations, occupation spectrale, ...) [2]. La règle d'affectation des n -uplets d'éléments binaires aux différents symboles est souvent décrite par une représentation graphique appelée *mapping* ou constellation. Cette affectation, selon par exemple un codage de Gray, permet de minimiser la probabilité d'erreur sur les éléments binaires.

Dans cette étude, parmi les différents types de CBS existants, nous nous sommes limités à l'utilisation d'une Modulation de Phase (MDP ou PSK pour Phase Shift Keying) à 4 états (MDP4 ou QPSK pour Quadrature Phase Shift Keying).

1.1.4 Le codage symbole-à-signal

Le principe du codage symbole-à-signal (CSS), appelé aussi modulation, est d'associer à chaque symbole numérique un signal modulant porteur de l'information à transmettre. Selon le contexte de transmission, et plus précisément lorsque la bande allouée à la transmission est centrée sur une fréquence élevée, le modulateur élabore généralement un signal dont le spectre est centré sur une fréquence plus basse dite fréquence intermédiaire. Ainsi une transposition de fréquence permettant de centrer le signal modulé sur la fréquence souhaitée est ensuite réalisée par la conversion Radiofréquence (RF).

Suivant la configuration de la transmission, des étapes supplémentaires peuvent s'intercaler entre le CBS et le CSS. En effet, dans un système reposant sur la combinaison de l'étalement de spectre et des techniques de modulation à porteuses multiples, comme dans un système MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access), les symboles en sortie du CBS sont préalablement multipliés par une séquence d'étalement et ensuite transmis par un multiplex de porteuses orthogonales.

1.1.5 Le filtrage d'émission

Le filtrage d'émission consiste à assurer la mise en forme du signal modulé en limitant son occupation spectrale. Afin d'annuler l'Interférence Entre Symboles (IES ou ISI pour Inter Symbol Interference), la réponse globale des filtres d'émission et de réception doit vérifier le critère de Nyquist. Une solution généralement retenue est la fonction réelle et positive appelée filtre en cosinus surélevé caractérisée par son facteur de retombée [2,3].

1.1.6 Le canal de transmission

La terminologie « canal de transmission » n'a pas toujours la même signification et varie suivant que l'on se place du point de vue de la propagation, de la théorie de l'information ou de la théorie des communications. Pour ce qui nous concerne, la notion de canal de transmission est associée à toutes les sources de perturbations affectant le signal émis, à savoir, le milieu physique utilisé pour la transmission ainsi que les équipements d'émission et de réception, tels que les fonctions d'amplification, de transposition en fréquence ou encore les antennes d'émission et de réception.

1.1.6.1 Le canal de propagation

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission reliant l'émetteur au récepteur. Il est le principal élément de la chaîne de communication introduisant des perturbations affectant le signal émis. De natures différentes, le support peut être un câble (bifilaire, coaxial, ...), une fibre optique, l'espace libre, *etc.*

La modélisation du canal de propagation est une étape complexe et essentielle dans la compréhension et la réalisation d'une chaîne de communication numérique. Pour cette raison, au cours du chapitre 2, nous caractériserons le canal de propagation afin d'en obtenir une modélisation générale.

1.1.6.2 La chaîne de transmission et ses distorsions

La qualité d'une transmission, évaluée par le Taux d'Erreurs Binaires (TEB ou BER pour Bit Error Rate), permet de juger de l'importance des dégradations subies par le message numérique. Ces dégradations dépendent à la fois du canal de propagation, mais

aussi des imperfections de la chaîne de transmission, telles que le bruit additif thermique, les non-linéarités des amplificateurs de puissance ou encore les instabilités des oscillateurs locaux utilisés lors des transpositions de fréquences.

A - Le bruit blanc additif gaussien

Le Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG ou AWGN pour Additive White Gaussian Noise) est un bruit thermique provenant principalement de l'agitation des électrons au sein des équipements électroniques de réception. Il est dit blanc car l'ensemble de ses composantes fréquentielles sont d'égales amplitudes dans une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 10^{13} Hz. Il est généralement caractérisé par sa densité spectrale de puissance (DSP) bilatérale et uniforme $\gamma_B(f)$:

$$\gamma_B(f) = \frac{N_0}{2} \quad \forall f \leq 10^{13} \text{ Hz} \quad (1.1)$$

où N_0 est la DSP monolatérale. D'après le théorème de la limite centrale [4] et compte tenu du fait qu'il existe un grand nombre d'électrons dans la matière évoluant indépendamment les uns des autres et suivant une même loi, le BBAG peut être modélisé par un processus gaussien.

Le BBAG est donc un modèle de bruit possédant deux caractéristiques intéressantes, de pouvoir être modélisé par un processus gaussien et d'avoir une DSP constante.

Lors de l'étude des systèmes de communications numériques, la valeur de la DSP du BBAG sera mesurée par le rapport signal à bruit E_b/N_0 , défini comme l'énergie moyenne par bit d'information transmis sur la densité spectrale de puissance monolatérale N_0 du bruit.

B - Les non-linéarités des amplificateurs

Les amplificateurs généralement utilisés dans les émetteurs de puissance des systèmes de communications sont des amplificateurs sans-mémoire, pour lesquels le signal de sortie à un instant donné dépend uniquement du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur au même instant. Ces derniers présentent l'inconvénient d'avoir une fonction de transfert non-linéaire comportant un point de compression séparant :

- la zone linéaire, où les variations du signal de sortie sont proportionnelles à celles du signal d'entrée,
- de la zone non-linéaire, où le signal de sortie est sujet à des distorsions en amplitude et en phase.

Dans le chapitre 4, nous reviendrons sur le problème de l'amplification non-linéaire du signal généré, qui se pose de façon encore plus critique dans le cas d'un signal à porteuses multiples.

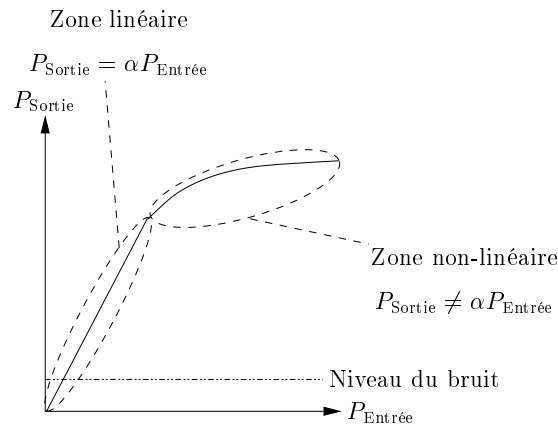


FIG. 1.2 – Caractéristique typique d'un amplificateur de puissance

1.2 L'étalement de spectre

Apparues dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée successivement par N. Wiener et C. E. Shannon, les techniques d'étalement de spectre étaient tout d'abord destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement tels que GPS et NAVSTAR, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards : IS-95, UMTS, IEEE 802.11, ...

Le principe de l'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale C du canal perturbée par un bruit additif gaussien :

$$C = B \cdot \log \left(1 + \frac{P_S}{P_B} \right) \quad (1.2)$$

- où :
- C est la capacité maximale du canal en bit/s
 - B la bande occupée par le signal émis en Hertz (Hz)
 - P_S la puissance du signal émis en Watt (W)
 - P_B la puissance du bruit en W

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information C donnée, il est possible d'utiliser soit une bande B étroite et un fort rapport P_S/P_B , soit une large bande B et un faible rapport P_S/P_B . L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande largement supérieure à celle du signal utile.

Pour réaliser l'opération d'étalement de spectre, plusieurs techniques sont à notre disposition [5, 6] :

- la séquence directe, appelée aussi codage direct et bien connue dans la littérature sous le sigle DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum), est réalisée en utilisant un signal ou une séquence pseudo-aléatoire, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Cette technique, utilisée dans les systèmes combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, sera plus amplement détaillée par la suite.
- le saut de fréquence qui, comme son nom l'indique, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo-aléatoires. Elle est encore connue dans la littérature sous l'abréviation FH-SS pour Frequency Hopping Spread Spectrum.
- le saut dans le temps est une modulation d'impulsions par tout ou rien où le signal est transmis dans des fentes temporelles choisies conformément à un mot de code pseudo-aléatoire. Elle est encore appelée dans la littérature sous l'abréviation TH-SS pour Time Hopping Spread Spectrum.
- le balayage en fréquence est une technique qui ne nécessite pas de codage pseudo-aléatoire. Le signal émis est formé par des impulsions de la porteuse dont la fréquence varie suivant le message binaire à transmettre.

1.2.1 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons ici à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe. Elle consiste à additionner modulo-2 le message d'information numérique à un code pseudo-aléatoire, aussi appelé signature, dont le débit numérique est supérieur à celui du message. Ainsi, la largeur de bande occupée par le signal émis est beaucoup plus importante que celle occupée par le message à transmettre (*cf.* figure 1.3). En notant T_d la durée d'un symbole après le CBS et T_c celle d'un chip du code d'étalement tel que $T_d = \alpha T_c$ ($\alpha \in \mathbb{N}$), le signal émis a une largeur de bande $B = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B' = 1/T_d$. Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain d'étalement G_e :

$$G_e = B/B' = T_d/T_c \quad (1.3)$$

En réception, une opération de corrélation entre le signal reçu et une réplique synchrone du code d'étalement utilisé en émission, permet de restituer le message d'information.

L'étalement de spectre est une technique possédant de nombreux avantages [7]. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer :

- une faible DSP du signal émis vis-à-vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Par ailleurs, le spectre du signal étalé se confond avec le spectre d'un bruit. Ce

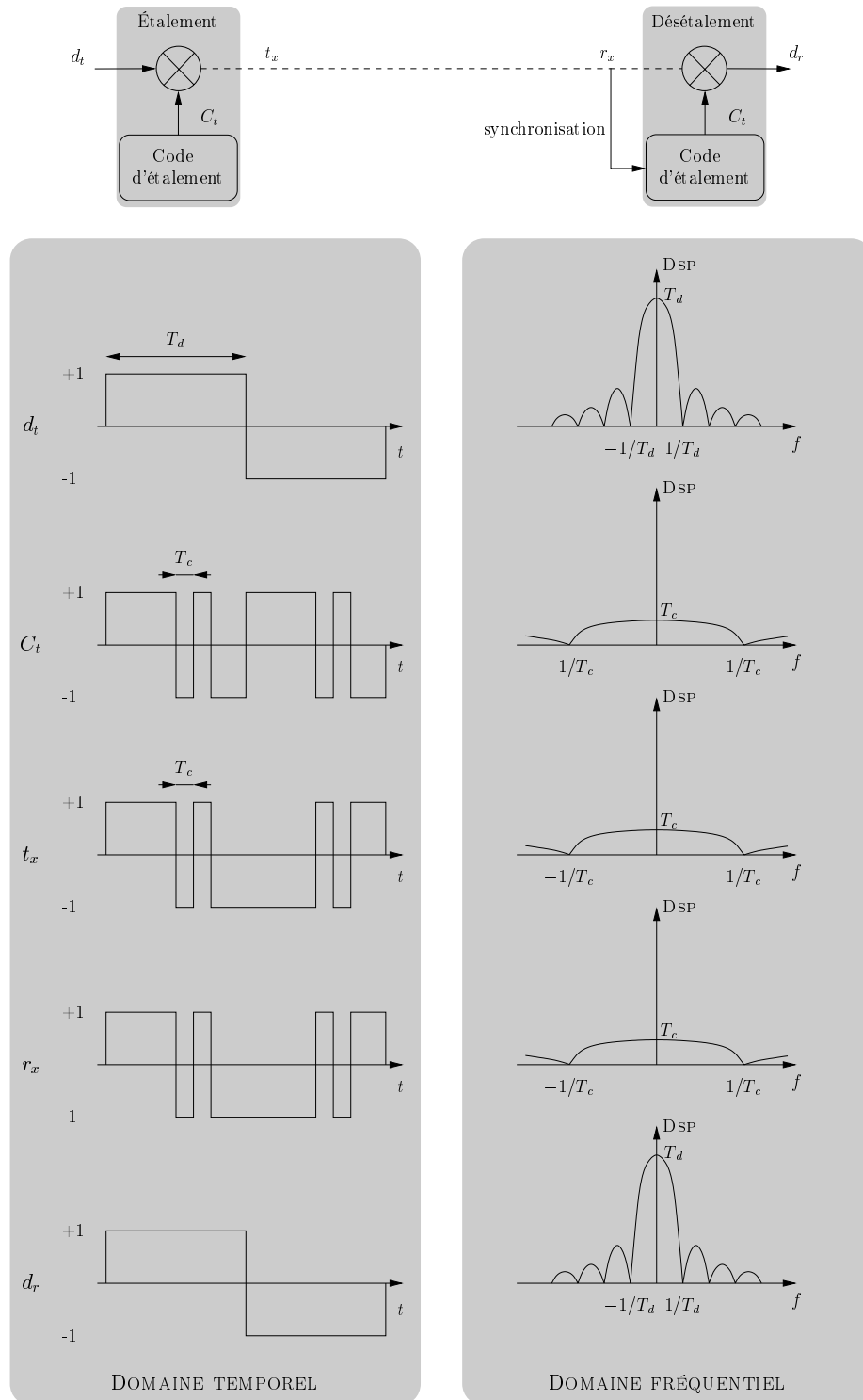


FIG. 1.3 – Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

- « bruit » est d'autant plus blanc que la séquence pseudo-aléatoire a un débit élevé. C'est pour cette raison que l'on parle de code d'étalement Pseudo-Noise (PN).
- une faible probabilité d'interception. Parce qu'il est noyé dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication. En effet, la corrélation entre le signal émis et un code différent ne permet pas de ramener la puissance du message d'information dans la bande d'origine B' . Par conséquent, le signal étalé présente un certain degré de protection sécurisant la communication. C'est cette propriété qui a conduit les militaires à utiliser des systèmes de communications à étalement de spectre durant la fin de la seconde guerre mondiale.
 - une robustesse vis-à-vis de brouilleurs à bande étroite. L'opération de désétalement étant identique à celle de l'étalement, tout signal interférant à faible bande est étalé au niveau du récepteur comme le montre la figure 1.4.
 - la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique, d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences.

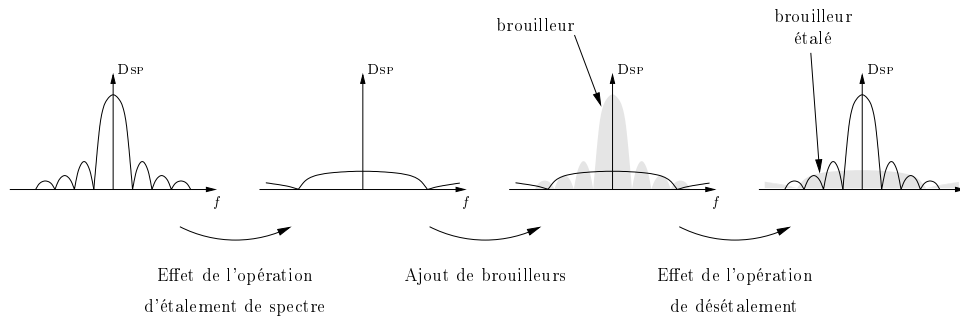


FIG. 1.4 – *Effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs*

Malgré ces nombreux avantages, l'étalement de spectre présente aussi deux inconvénients majeurs. Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre. De plus, pour effectuer les opérations d'étalement et de désétalement, un accroissement de la complexité de l'émetteur et du récepteur, dû entre autres à l'ajout de générateurs de séquences pseudo-aléatoires et à la mise en œuvre de techniques spécifiques de synchronisation, est inévitable.

1.2.2 L'accès multiple

Afin d'obtenir une utilisation efficace des ressources disponibles, les utilisateurs des systèmes de communications, de plus en plus nombreux, sont amenés à cohabiter. Le problème posé par cette cohabitation, encore appelée « accès multiple », consiste alors à examiner comment organiser l'accès d'un nombre important d'utilisateurs à une ressource

commune. Pour cela, il existe principalement trois techniques d'accès multiple (cf. figure 1.5) :

- Accès Multiple par Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA pour Frequency Division Multiple Access),
- Accès Multiple par Répartition en Temps (AMRT ou TDMA pour Time Division Multiple Access),
- Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC ou CDMA pour Code Division Multiple Access).

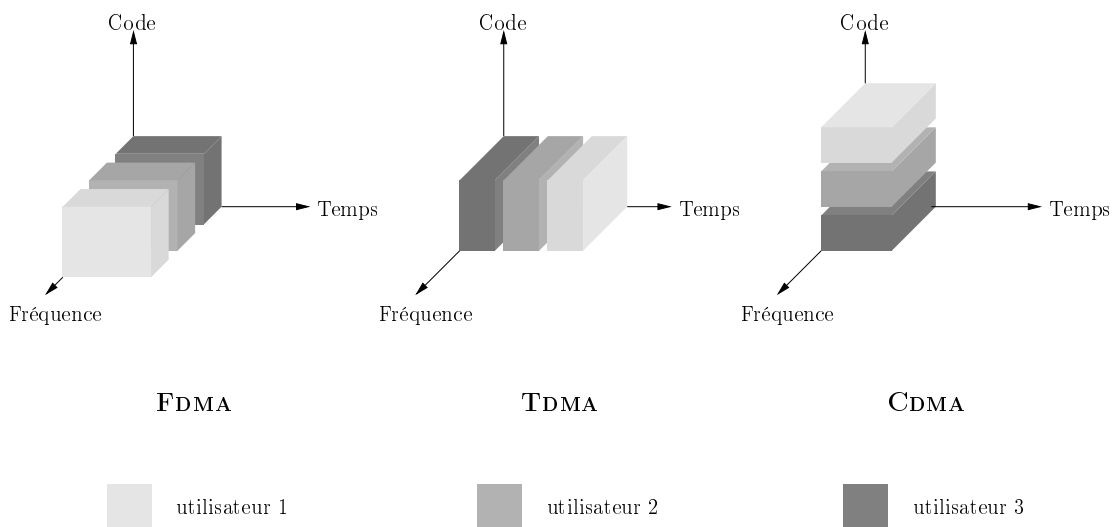


FIG. 1.5 – Les trois principales techniques d'accès multiple

En FDMA, la répartition est faite en découpant le spectre en canaux de largeur suffisante et en attribuant l'un de ces canaux à chaque utilisateur qui désire établir une communication. Cette technique d'accès multiple présente l'avantage de pouvoir être facilement implémentée puisqu'en réception, la dissociation des utilisateurs se fait par des opérations de filtrage. En revanche, un inconvénient majeur de cette technique est le nombre maximal d'utilisateurs devant partager la bande totale B . En effet, la largeur de la bande allouée à chaque utilisateur, diminuant avec l'accroissement du nombre d'utilisateurs, ne doit pas être trop faible afin d'éviter qu'à un instant donné toutes les composantes spectrales d'un signal ne soient fortement atténuées.

En TDMA, on attribue aux utilisateurs de courts intervalles de temps, encore appelés fenêtres temporelles, pendant lesquels ils peuvent communiquer sur le canal. Un usager se voit affecter une ou plusieurs fenêtres temporelles pour la durée de la communication. Généralement plus difficile à implémenter que le FDMA, cette technique nécessite une synchronisation parfaite entre tous les émetteurs et les récepteurs. A titre d'exemple, pour les voies montantes (du mobile vers la station de base) dans un système cellulaire, il est important de compenser les différents temps de propagation, selon la distance, entre les mobiles et la station de base.

Alors qu'en FDMA, un usager émet en permanence sur une petite partie de la bande B , qu'en TDMA, il émet pendant une petite partie du temps en utilisant toute la bande B , en CDMA, il émet en permanence dans toute la bande en utilisant une technique d'étalement de spectre. Pour que cela soit possible, il faut que les signaux émis par les divers usagers possèdent certaines propriétés permettant de les dissocier. Chaque usager se voit donc affecter, pour la durée de la communication, un code spécifique. Contrairement aux FDMA et TDMA où la capacité en nombre d'utilisateurs est limitée respectivement par les ressources fréquentielles et temporelles, en CDMA, le nombre d'utilisateurs est fixé par les propriétés des codes d'étalement utilisés. Le CDMA constitue donc une alternative aux FDMA et TDMA permettant d'augmenter la capacité des systèmes [8].

Ces techniques peuvent être combinées entre elles pour former des techniques hybrides, comme c'est le cas pour le concept UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) développé par l'ETSI combinant d'une part, le W-CDMA (Wideband CDMA) en Frequency Division Duplex (FDD) pour les bandes UMTS appairées, et d'autre part, le mode TD/CDMA (Time Division/CDMA) en Time Division Duplex (TDD) pour les bandes UMTS non appairées.

1.2.3 Les codes d'étalement et d'accès multiple

Dans les systèmes CDMA, afin de restituer correctement les informations numériques relatives à chaque utilisateur, il est important que les signaux des différents usagers soient le plus décorrélés possible les uns des autres. Pour cela, un degré de liberté à notre disposition est de choisir judicieusement les codes d'étalement qui seront attribués aux différents utilisateurs en fonction des caractéristiques de la communication. Ainsi, en présence d'une communication synchrone sur un canal BBAG non sélectif, les performances optimales peuvent être obtenues par l'utilisation de codes orthogonaux¹, tels que les codes de Walsh-Hadamard ou encore les codes de type OVVSF pour Orthogonal Variable Spreading Factor. En revanche, en présence d'un canal sélectif en fréquence ou en temps, l'utilisation d'autres familles de codes permet de se rapprocher des performances optimales. Parmi ces familles de codes, on peut notamment citer les codes de Gold, les codes de Kasami, les codes de Zadoff-Chu, *etc.*

De par son influence directe sur les performances, le choix des codes d'étalement est une étape très importante durant l'élaboration d'une chaîne de transmission CDMA et dépend principalement des propriétés de corrélation des codes utilisés. A ces propriétés de corrélations peuvent s'ajouter, par exemple pour les systèmes MC-CDMA, d'autres critères tels que le facteur de crête ou encore l'interférence d'accès multiple (MAI pour Multiple Access Interference). Ces derniers seront plus amplement explicités au cours du quatrième chapitre.

1. Le terme d'orthogonalité, lorsqu'il est appliqué aux codes, définit une décorrélation parfaite entre deux codes non décalés.

1.2.3.1 Les fonctions de corrélations

Une transmission est dite à émission continue lorsque le signal se présente sous la forme d'un flot continu. En revanche, elle est dite non continue lorsque les différents éléments d'un message sont séparés par des silences de durée aléatoire. Selon la nature de la transmission (émission continue ou non), on distingue plusieurs fonctions de corrélations (périodiques ou apériodiques). Les systèmes de communications qui nous intéressent dans cette étude sont supposés être en régime permanent ou continu. Nous ne considérons pas les régimes transitoires de début et de fin de communications. Les corrélations apériodiques s'appliquent principalement aux communications non continues et ne nous concernent donc pas. Cependant, nous introduisons leurs définitions nous servant, par la suite, à définir les fonctions de corrélations périodiques.

A - Corrélations apériodiques

Soit N_{seq} séquences SC_i de longueur L_c telle que :

$$SC_i = [c_{i,0} \quad c_{i,1} \quad \dots \quad c_{i,k} \quad \dots \quad c_{i,L_c-1}] \quad (1.4)$$

L'expression discrète de la fonction d'intercorrrelation apériodique de deux codes SC_i et SC_j quelconques (*cf.* figure 1.6) est donnée par la relation suivante [9,10] :

$$\Gamma_{SC_i, SC_j}(k) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{L_c-1-k} c_{i,m} c_{j,m+k}^* & 0 \leq k \leq L_c - 1 \\ \sum_{m=0}^{L_c-1+k} c_{i,m-k} c_{j,m}^* & 1 - L_c \leq k < 0 \\ 0 & |k| \geq L_c \end{cases} \quad (1.5)$$

où $c_{i,m}$ et $c_{j,m}$ représentent respectivement les $m^{\text{ième}}$ chips des codes SC_i et SC_j , et $*$ est le complexe conjugué.

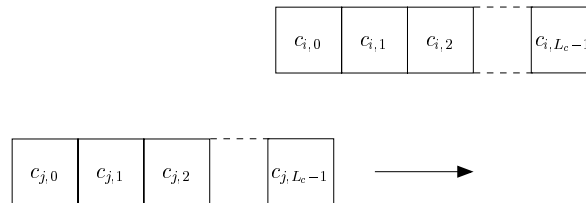


FIG. 1.6 – Principe du calcul des fonctions de corrélations apériodiques

Lorsque les deux séquences SC_i et SC_j sont identiques, cette fonction notée Γ_{SC_i} est alors appelée fonction d'autocorrélation apériodique. Ces fonctions sont aussi parfois utilisées pour assurer la synchronisation de systèmes de communications numériques par

l'intermédiaire de séquences de préambule. En effet, lorsque les séquences de préambule sont synchronisées, la fonction d'autocorrélation correspondante atteint la valeur maximale de L_c , comme le montre la figure 1.7.

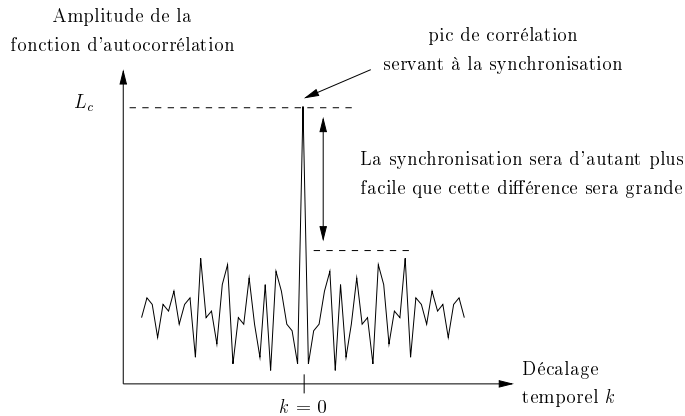


FIG. 1.7 – *Caractéristique de la fonction d'autocorrélation aperiodique*

B - Corrélations périodiques

Lorsque les signaux sont émis en continu, les propriétés des codes d'étalement sont définies par les fonctions de corrélations périodiques. Deux types de fonctions de corrélations périodiques sont distingués :

- la corrélation périodique paire est obtenue lorsque le code est répété périodiquement sans changement de signe (*cf.* figure 1.8). Elle est définie par :

$$\theta_{SC_i, SC_j}(k) = \Gamma_{SC_i, SC_j}(k) + \Gamma_{SC_i, SC_j}(k - L_c) \quad (1.6)$$

où,

$$\theta_{SC_i, SC_j}(k) = \sum_{m=0}^{L_c-1} c_{i,m} c_{i,m+k}^* \quad (1.7)$$

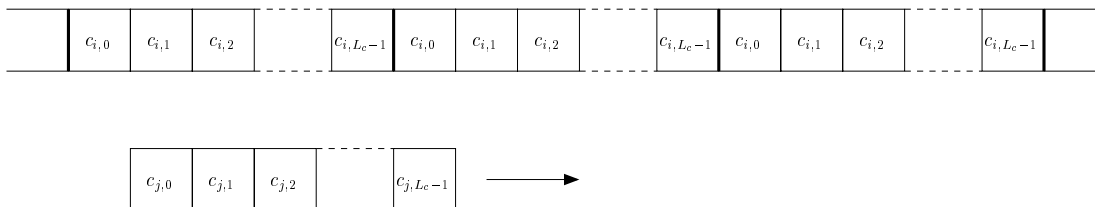


FIG. 1.8 – *Principe du calcul des fonctions de corrélations périodiques paires*

- la corrélation périodique impaire est obtenue lorsque le code est répété périodiquement avec un changement de signe alterné à chaque chip du code d'étalement

(cf. figure 1.9). Ces fonctions ont été définies pour la première fois en 1975 par J. L. Massey et J. J. Ufran. [11]. Leur approche consistait, dans un premier temps, à sélectionner une famille de codes dont les fonctions de corrélations périodiques paires étaient minimales, puis à minimiser les fonctions de corrélations périodiques impaires. Ces dernières sont définies par :

$$\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(k) = \Gamma_{SC_i, SC_j}(k) - \Gamma_{SC_i, SC_j}(k - L_c) \quad (1.8)$$

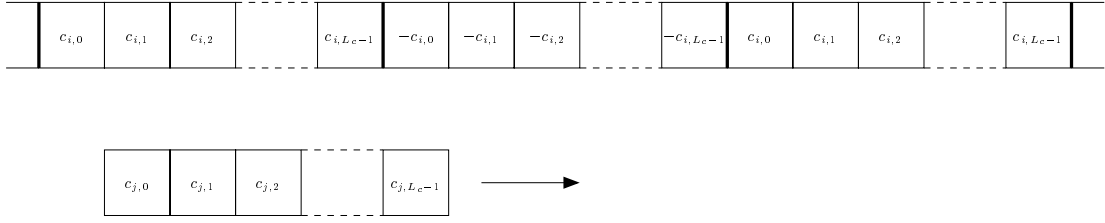


FIG. 1.9 – Principe du calcul des fonctions de corrélations périodiques impaires

Les noms donnés à ces fonctions sont relatifs aux équations (1.6) et (1.8), qui les lient aux corrélations aperiodiques. Comme pour les fonctions de corrélations aperiodiques, lorsque les deux séquences SC_i et SC_j sont identiques, ces fonctions sont respectivement appelées fonction d'autocorrélation périodique paire notée θ_{SC_i} et fonction d'autocorrélation périodique impaire notée $\hat{\theta}_{SC_i}$.

En remarquant que $\Gamma_{SC_i, SC_j}(k) = \Gamma_{SC_i, SC_j}(-k)$, on en déduit les deux propriétés suivantes :

$$\theta_{SC_i, SC_j}(k) = \theta_{SC_i, SC_j}(L_c - k) \quad (1.9)$$

$$\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(k) = -\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(L_c - k) \quad (1.10)$$

Selon le contexte de la communication, les propriétés idéales des fonctions de corrélations sont différentes. Par exemple, pour un système DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access), les caractéristiques idéales dans le cas d'une liaison synchrone sont beaucoup moins contraignantes que pour une communication asynchrone. Le tableau 1.1 résume les propriétés idéales que doivent vérifier les fonctions d'autocorrélation périodique paire θ_{SC_i} , impaire $\hat{\theta}_{SC_i}$, les fonctions d'intercorrélations périodique paire θ_{SC_i, SC_j} et impaire $\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}$.

Finalement, pour une communication DS-CDMA synchrone, on se soucie seulement des valeurs des fonctions de corrélations périodiques pour $k = 0$. Les propriétés idéales impliquent donc que les codes utilisés soient orthogonaux :

$$\begin{cases} \theta_{SC_i}(0) = L_c \\ \hat{\theta}_{SC_i}(0) = L_c \end{cases} \quad \forall i \in [1, N_{seq}] \quad (1.11)$$

Contexte	DS-CDMA synchrone	DS-CDMA asynchrone
$\theta_{SC_i}(k)$	$= L_c$ pour $k = 0$ quelconque pour $k \neq 0$	$= L_c$ pour $k = 0$ $= 0$ pour $k \neq 0$
$\hat{\theta}_{SC_i}(k)$	$= L_c$ pour $k = 0$ quelconque pour $k \neq 0$	$= L_c$ pour $k = 0$ $= 0$ pour $k \neq 0$
$\theta_{SC_i, SC_j}(k)$	$= 0$ pour $k = 0$ quelconque pour $k \neq 0$	$= 0 \quad \forall \quad k$
$\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(k)$	$= 0$ pour $k = 0$ quelconque pour $k \neq 0$	$= 0 \quad \forall \quad k$

TAB. 1.1 – *Propriétés optimales des fonctions de corrélations pour un système DS-CDMA en fonction de la nature de la communication*

et

$$\begin{cases} \theta_{SC_i, SC_j}(0) = 0 \\ \hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(0) = 0 \end{cases} \quad \forall i \text{ et } j \in [1, N_{seq}] \text{ et } i \neq j \quad (1.12)$$

1.2.3.2 Quelques familles de codes

Le choix des codes d'étalement pour les systèmes MC-CDMA étant l'objet du chapitre 4, nous allons dans cette partie présenter les différentes familles de codes étudiées par la suite et analyser leurs fonctions de corrélations périodiques. Certains de ces codes tels que les séquences à longueur maximale, les codes de Gold ou encore les codes de Walsh-Hadamard, sont couramment utilisés dans les systèmes de communications. D'autres, moins connus comme les codes complexes de Zadoff-Chu ont été choisis pour leurs propriétés de corrélations qui s'avèrent être particulièrement bonnes.

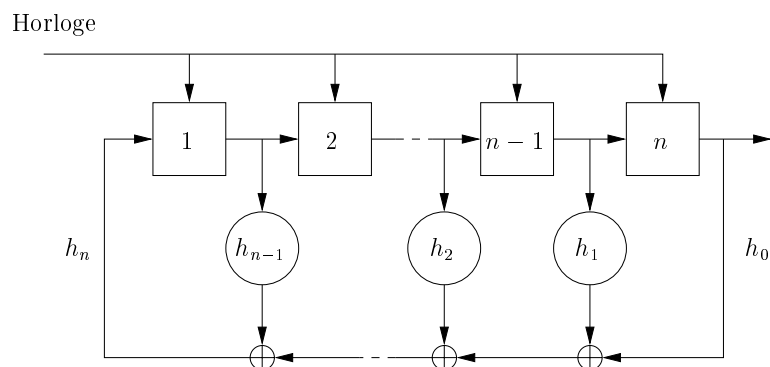
A - Les codes à longueur maximale

Comme le montre la figure 1.10, les codes à longueur maximale sont générés à l'aide de registres à décalage en réaction linéaire comportant n étages [12]. Le polynôme $h(x)$ de longueur n caractérisant la séquence à longueur maximale est donné par :

$$h(x) = \sum_{i=0}^n h_i x^i \quad (1.13)$$

avec $h_0 = h_n = 1$. Une condition nécessaire pour qu'une séquence soit de longueur maximale est que son polynôme caractéristique soit irréductible sur $\text{GF}(2)$ où $\text{GF}(2)$ est le corps de Galois à deux éléments. Une condition suffisante est que celui-ci soit primitif². La séquence à longueur maximale ainsi obtenue est de longueur $L_c = 2^n - 1$. Elle est composée de $(L_c - 1)/2$ bits à « -1 » et $(L_c + 1)/2$ bits à « 1 ». Ainsi, si n est suffisamment grand, les symboles deviennent pratiquement équiprobables.

2. Un polynôme est dit primitif lorsque celui-ci est irréductible, divise $x^{(2^n - 1)} + 1$ mais ne divise pas $x^m + 1 \quad \forall m < 2^n - 1$.

FIG. 1.10 – *Registre à décalages permettant de générer des codes à longueur maximale*

Les séquences à longueur maximale possèdent une propriété de corrélation intéressante. En effet, leur fonction d'autocorrélation périodique paire ne prend que 2 valeurs L_c et -1 :

$$\theta_{LM_i}(k) = \begin{cases} L_c & \text{pour } k = 0 \\ -1 & \forall k \neq 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

En revanche, L. R. Welch a démontré que le maximum de la fonction d'intercorrélation périodique paire de 2 séquences binaires de longueur L_c choisies parmi le sous-ensemble de N_{seq} séquences possédait une borne inférieure donnée par [13, 14] :

$$\theta_{LM_i, LM_j} \geq L_c \sqrt{\frac{N_{seq} - 1}{N_{seq} L_c - 1}} \cong \sqrt{L_c} \quad (1.15)$$

Le nombre total N_{seq} de séquences à longueur maximale obtenues à partir d'un registre à n étages est donné par :

$$N_{seq} = \frac{\Phi(L_c)}{n} \quad (1.16)$$

où $\Phi(L_c)$ est le nombre d'entiers inférieurs à L_c et premiers avec L_c , ou plus exactement la fonction indicatrice d'Euler encore appelée en anglais « Euler totient function ».

Par ailleurs, S. W. Golomb [15] a montré que pour $n \neq 0 \pmod{4}$, il existe parmi toutes les séquences à longueur maximale des séquences dites préférées. Les fonctions d'intercorrélation périodiques paires de ces séquences préférées ne prennent que 3 valeurs $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$ où [16] :

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & \text{pour } n \text{ pair} \\ 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (1.17)$$

B - Les codes de Gold

Cette famille de codes $\mathcal{G}(\cdot)$ est construite à partir de deux séquences à longueur maximale préférées LM'_i et LM'_j de longueur $L_c = 2^n - 1$ avec $n \neq 0 \pmod{4}$ et additionnées modulo 2 (*cf.* figure 1.11). La séquence résultante n'est pas à longueur maximale mais est toujours de longueur L_c [17] :

$$\mathcal{G}(LM'_i, LM'_j) = \{LM'_i, LM'_j, SC'_0, SC'_1, \dots, SC'_{L_c-1}\} \quad (1.18)$$

avec

$$SC'_k = (LM'_i \oplus T^k LM'_j)$$

où

- LM'_i et LM'_j sont deux séquences à longueur maximale préférées de longueur L_c ,
- $T^k LM'_j$ correspond à une permutation circulaire de k éléments de la séquence LM'_j ,
- \oplus est l'opérateur d'addition modulo 2.

Une famille de codes de Gold comprend donc les deux séquences à longueur maximale préférées ainsi que les L_c séquences SC'_k générées à partir des L_c permutations circulaires. Par conséquent, on dispose de $N_{seq} = L_c + 2$ codes de Gold de longueur L_c .

Comme les codes de Gold sont générés à partir de deux séquences à longueur maximale préférées, leurs fonctions d'intercorrélations paires ne prennent que 3 valeurs $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$ [17]. On obtient ainsi :

$$\theta_{\mathcal{G}_i, \mathcal{G}_j}(k) \in \begin{cases} \{-1, -[2^{\frac{n+2}{2}} + 1], 2^{\frac{n+2}{2}} - 1\} & \text{pour } n \text{ pair} \\ \{-1, -[2^{\frac{n+1}{2}} + 1], 2^{\frac{n+1}{2}} - 1\} & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (1.19)$$

C - Les codes de Gold orthogonaux

Les codes de Gold orthogonaux [18, 19] sont réalisés à partir des codes de Gold précédemment présentés. Ils sont obtenus en ajoutant un « 1 » après l'opération d'addition modulo 2 des deux séquences à longueur maximale préférées LM'_i et LM'_j de longueur $L_c - 1 = 2^n - 1$ où $n \pmod{4} \neq 0$:

$$\mathcal{OG}(LM'_i, LM'_j) = \{SC''_i, SC'_0, SC'_1, \dots, SC'_{L_c-2}\} \quad (1.20)$$

avec

$$SC''_i = (LM'_i, 1)$$

$$SC'_k = (LM'_i \oplus T^k LM'_j, 1)$$

où LM'_i et LM'_j sont deux séquences à longueur maximale préférées de longueur $L_c - 1$. Ainsi l'ensemble obtenu $\mathcal{OG}(\cdot)$ est composé de $N_{seq} = L_c$ séquences de longueur L_c .

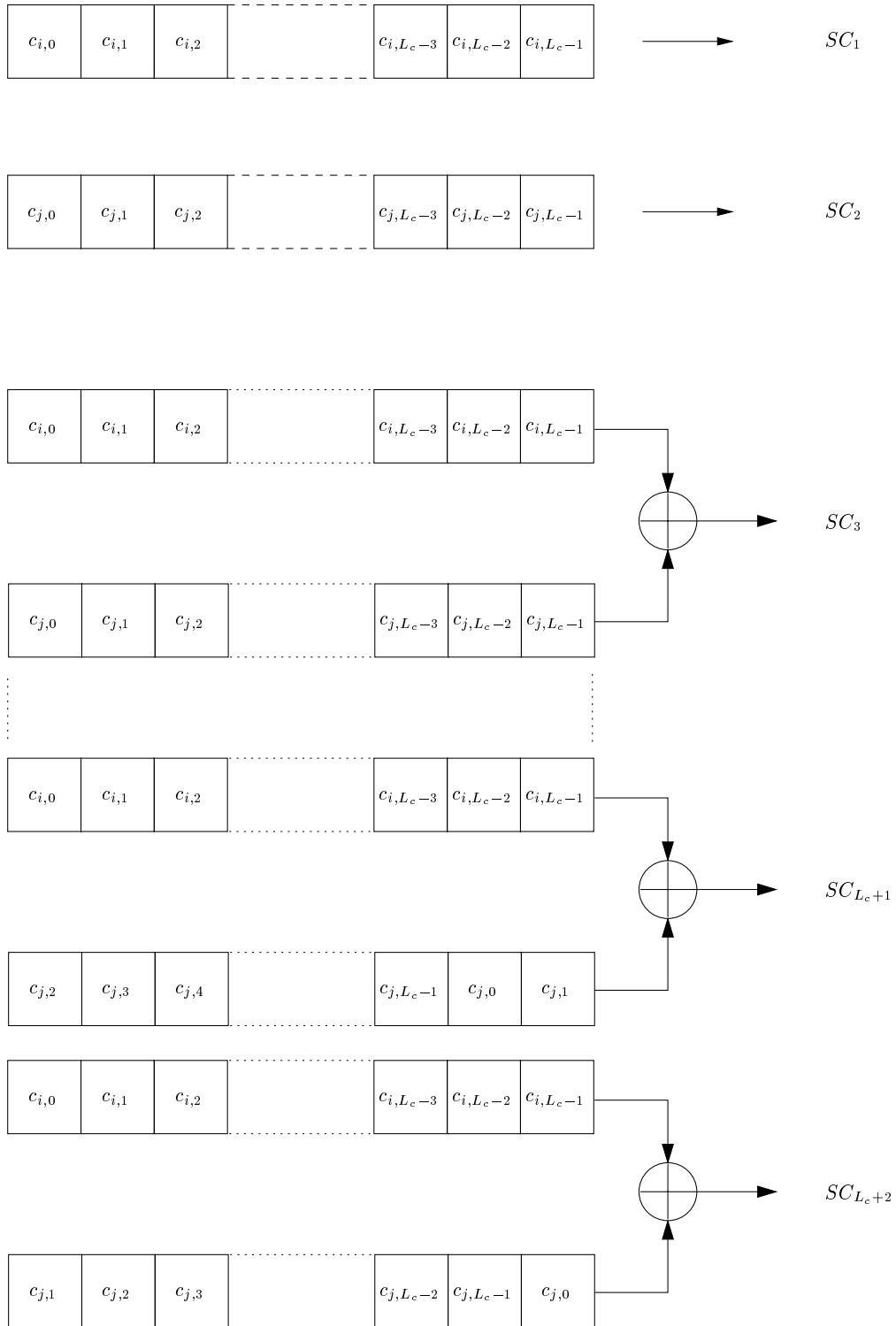


FIG. 1.11 – Génération des codes de Gold de longueur L_c

Ces codes, initialement proposés dans les systèmes CDMA synchrones, ont l'avantage d'être orthogonaux. Ainsi leurs fonctions de corrélations périodiques sont optimales pour k égal à 0 et sont données par :

$$\begin{cases} \theta_{SC_i}(0) = L_c \\ \hat{\theta}_{SC_i}(0) = L_c \end{cases} \quad \forall i \in [1, N_{seq}] \quad (1.21)$$

et

$$\begin{cases} \theta_{SC_i, SC_j}(0) = 0 \\ \hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(0) = 0 \end{cases} \quad \forall i \text{ et } j \in [1, N_{seq}] \text{ et } i \neq j \quad (1.22)$$

D - Les codes de Kasami

Les codes de Kasami sont principalement générés à partir d'une séquence LM_i à longueur maximale telle que $L_c = 2^n - 1$ où n est un nombre pair. Deux classes de codes de Kasami [12, 20] sont distinguées : le « small-set » et le « large-set ». Leurs différences résident d'une part dans la façon de les générer, et d'autre part dans le nombre N_{seq} de séquences obtenues.

D - 1 Les séquences dites du « small-set » : Soit SC_j une séquence de longueur $2^{n/2} - 1$ formée par une décimation de période $2^{n/2} + 1$ de la séquence LM_i . Le « small-set » des séquences de Kasami $\mathcal{K}_S(\cdot)$ est alors obtenu en additionnant modulo 2 les deux séquences LM_i et SC_j :

$$\mathcal{K}_S(LM_i) = \left\{ LM_i, SC'_0, SC'_1, \dots, SC'_{2^{n/2}-2} \right\} \quad (1.23)$$

avec

$$SC'_k = LM_i \oplus T^k SC_j$$

La famille $\mathcal{K}_S(\cdot)$ des séquences du « small-set » de Kasami comprend donc la séquence LM_i ainsi que les $2^{n/2} - 1$ séquences SC'_k . Par conséquent, cette famille de codes contient au total $2^{n/2}$ séquences.

Tout comme les codes de Gold, les fonctions de corrélations périodiques paires des codes du « small-set » de Kasami ne peuvent prendre que trois valeurs $\{-1, -s(n), s(n) - 2\}$ avec :

$$s(n) = 2^{n/2} + 1 \quad (1.24)$$

D - 2 Les séquences dites du « large-set » : Suivant la valeur de n , il existe deux manières pour définir les séquences dites du « large-set » de Kasami notée $\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(\cdot)$:

- Si $n \bmod 4 = 2$, on a :

$$\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(LM'_i) = \left\{ \mathcal{G}(LM'_i, LM'_j), SC_l \oplus \mathcal{G}(LM'_i, LM'_j), \dots, \right. \\ \left. TSC_l \oplus \mathcal{G}(LM'_i, LM'_j), \dots, T^{2^{n/2}-2} SC_l \oplus \mathcal{G}(LM'_i, LM'_j) \right\} \quad (1.25)$$

où

- LM'_j est une séquence à longueur maximale préférée avec LM'_i ,
- SC_l est une séquence de longueur $2^{n/2}-1$ formée par une décimation de période $2^{n/2}+1$ de la séquence LM'_i ,
- $T^k SC_l$ correspond à une permutation circulaire de k éléments de la séquence SC_l .

- Si $n \bmod 4 = 0$, on a :

$$\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(LM_i) = \left\{ \mathcal{R}(LM_i, SC''), SC_l \oplus \mathcal{R}(LM_i, SC''), \dots, \right. \\ \left. TSC_l \oplus \mathcal{R}(LM_i, SC''), \dots, T^{2^{n/2}-2} SC_l \oplus \mathcal{R}(LM_i, SC'') \right\} \quad (1.26)$$

avec

$$\mathcal{R}(LM_i, SC'') = \left\{ LM_i, LM_i \oplus SC''^{(0)}, LM_i \oplus TSC''^{(0)}, LM_i \oplus T^2 SC''^{(0)}, \dots, \right. \\ \dots, LM_i \oplus T^{(L_c/3)-1} SC''^{(0)} \\ LM_i \oplus SC''^{(1)}, LM_i \oplus TSC''^{(1)}, LM_i \oplus T^2 SC''^{(1)}, \dots, \\ \dots, LM_i \oplus T^{(L_c/3)-1} SC''^{(1)} \\ LM_i \oplus SC''^{(2)}, LM_i \oplus TSC''^{(2)}, LM_i \oplus T^2 SC''^{(2)}, \dots, \\ \left. \dots, LM_i \oplus T^{(L_c/3)-1} SC''^{(2)} \right\}$$

où $SC''^{(m)}$ est constituée des bits de LM_i suite à une décimation à l'ordre m .

Dans le cas où $n \bmod 4 = 2$, la famille des séquences du « large-set » de Kasami $\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(\cdot)$ contient $2^{n/2}(2^n+1)$ séquences, alors que, pour $n \bmod 4 = 0$, $\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(\cdot)$ contient $2^{n/2}(2^n+1)-1$ séquences.

En raison du nombre élevé de séquences, ces derniers ont été retenus comme codes de « scrambling » courts pour la liaison montante des systèmes de radiocommunications mobiles de troisième génération dénommés UMTS [21].

Les fonctions de corrélations périodiques paires des codes du « large-set » de Kasami ont l'avantage de ne prendre que 5 valeurs $\{-1, -t(n), t(n)-2, -s(n), s(n)-2\}$.

E - Les codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Plus exactement, ils correspondent aux lignes ou aux colonnes

orthogonales de cette matrice composée de ± 1 . La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille $2^n \times 2^n$ satisfait la condition suivante [22, 23] :

$$\mathcal{H}_m \mathcal{H}_m^T = m I_m \quad (1.27)$$

où \mathcal{H}_m^T est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille $m \times m$ et I_m est la matrice identité de taille $m \times m$. Ainsi, d'après cette définition, les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'interchanger les lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice.

La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille $L_c \times L_c$ peut-être construite récursivement de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{H}_1 = +1 \\ \mathcal{H}_{L_c} = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_{L_c/2} & \mathcal{H}_{L_c/2} \\ \mathcal{H}_{L_c/2} & -\mathcal{H}_{L_c/2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (1.28)$$

Ces codes sont généralement proposés pour les applications synchrones de systèmes MC-CDMA en raison de la facilité à les générer. De plus, la combinaison de la transformée rapide d'Hadamard assurant l'opération d'étalement et de la transformée rapide de Fourier assurant l'opération de modulations multiporteuses dans les systèmes MC-CDMA permet des économies en terme de nombre d'opérations lors de la procédure d'implantation [24].

F - Les codes de Golay

Tout comme les codes de Walsh-Hadamard, les codes de Golay sont obtenus à partir d'une matrice construite récursivement. En effet, les codes de Golay correspondent aux lignes de la matrice \mathcal{CG}_{L_c} de taille $L_c \times L_c$ (avec $L_c = 2^n$ et $n \neq 0$) définie par [25] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{CG}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = [A_2 \quad B_2] \\ \mathcal{CG}_{L_c} = [A_{L_c} \quad B_{L_c}] \end{array} \right. \quad (1.29)$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{L_c} = \begin{bmatrix} A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \\ A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \end{bmatrix} \\ B_{L_c} = \begin{bmatrix} A_{L_c/2} & -B_{L_c/2} \\ -A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (1.30)$$

où les matrices A_{L_c} et B_{L_c} sont de tailles $L_c \times L_c/2$. Par exemple, en posant $L_c = 4$, on obtient :

$$\mathcal{CG}_4 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Les codes de Golay étant orthogonaux comme les codes de Walsh-Hadamard, ils sont bien adaptés aux systèmes de transmission synchrones. Ils ont également la particularité d'être complémentaires deux à deux. Deux codes SC_i et SC_j sont dits complémentaires si et seulement si [26] :

$$\Gamma_{SC_i}(k) + \Gamma_{SC_j}(k) = 2L_c\delta(k) \quad (1.32)$$

En plus d'être complémentaires deux à deux, les $N_{seq} = L_c$ codes SC_i composant la famille de Golay \mathcal{CG}_{L_c} sont complémentaires. Ainsi, on obtient :

$$\sum_{i=1}^{N_{seq}} \Gamma_{\mathcal{CG}_{SC_i}} = N^2\delta(k) \quad (1.33)$$

G - Les codes de Zadoff-Chu

Ce sont R. L. Franck, S. A. Zadoff [27] et R. C. Heimiller [28] qui ont décrit en premier des codes complexes de la forme $e^{i\alpha_k}$ (avec $\alpha_k \in \mathbb{R}$) ayant pour fonction d'autocorrélation périodique paire :

$$\theta(k) = \begin{cases} L_c & \text{pour } k = 0 \\ 0 & \forall k \neq 0 \end{cases} \quad (1.34)$$

La longueur de ces codes polyphases était limitée à un « carré parfait », c'est-à-dire que $L_c = p^2$. Suite aux travaux de M. R. Schroeder [29], les restrictions sur la longueur des codes ont été supprimées. Ainsi, les codes de Zadoff-Chu [30, 31], cas particulier des séquences de « Chirp-Like », sont des codes de type polyphase définis par :

$$\mathcal{ZC}_r(u) = \begin{cases} e^{i\frac{2\pi r}{L_c}\left(\frac{u^2}{2} + qu\right)} & \text{si } L_c \text{ est pair} \\ e^{i\frac{2\pi r}{L_c}\left[\frac{u(u+1)}{2} + qu\right]} & \text{si } L_c \text{ est impair} \end{cases} \quad (1.35)$$

où $u = 0, 1, 2, \dots, L_c - 1$, q est un entier quelconque et r est l'indice de la $r^{\text{ième}}$ séquence, premier avec la longueur L_c . Dans le cas où L_c est un nombre premier, le set $\mathcal{ZC}(\cdot)$ des codes de Zadoff-Chu est composé de $L_c - 1$ séquences.

En plus d'avoir une fonction d'autocorrélation périodique paire idéale, ces codes possèdent une fonction d'intercorrélation périodique paire constante et égale à $\sqrt{L_c}$.

H - Comparaison des différents codes étudiés

D'autres types de séquences d'étalement que celles présentées dans cette étude existent. Parmi celles-ci, on peut notamment citer les codes de Barker [32], les codes de Goutelard [33, 34], les séquences de Huffman [35], les séquences de No [19] ou encore les séquences de Bent [19].

Le tableau 1.2 résume les différentes propriétés de chacun de ces codes qui seront considérés dans cette étude. Les valeurs des fonctions de corrélations périodiques paires données sont les valeurs absolues maximales que peuvent prendre ces dernières. En effet, pour les systèmes de type DS-CDMA ou MC-CDMA, l'interférence d'accès multiple dépend aussi bien des valeurs négatives des fonctions de corrélations périodiques paires que des valeurs positives.

Afin de faciliter la comparaison de ces différentes familles de codes, le tableau 1.3 résume les propriétés des codes étudiés pour une longueur de code L_c égale à :

- 63 pour les codes à longueur maximale, les codes de Gold et les codes de Kasami.
- 64 pour les codes de Golay, les codes de Walsh-Hadamard et les codes de Gold orthogonaux.
- 67 pour les codes de Zadoff-Chu.

Dans un contexte synchrone, il est intéressant de noter que les propriétés d'orthogonalité des codes de Gold orthogonaux, de Walsh-Hadamard et de Golay constituent un avantage indéniable pour la conception des systèmes de communications numériques tels que les systèmes DS-CDMA ou MC-CDMA. Les séquences à longueur maximale ont de bonnes propriétés de corrélations mais leur nombre est limité comparé aux codes de Zadoff-Chu. En effet, pour des propriétés de corrélations quasiment similaires, on dispose de 66 codes de Zadoff-Chu contre 6 séquences à longueur maximale. Quant à elle, la famille des codes du « large-set » de Kasami offre un nombre de séquences beaucoup plus important que celle des codes de Gold tout en possédant des propriétés de corrélations semblables.

Famille de codes	Autocorrélation périodique paire $\theta_{SC_i}(k)$		Intercorrélation périodique paire $\theta_{SC_i,SC_j}(k)$		Longueur des séquences L_c	Nombre de séquences N_{seq}
	$k = 0$	$k \neq 0$	$k = 0$	$k \neq 0$		
Séquence à longueur maximale	L_c	1	$\geq L_c \sqrt{\frac{N_{seq}-1}{N_{seq}L_c-1}}$		$2^n - 1$	$\frac{\Phi(L_c)}{n}$
Codes de Gold	L_c	$t(n)$	$t(n)$		$2^n - 1$	$L_c + 2$
Codes de Gold orthogonaux	L_c	X	0	X	L_c	L_c
« Small-set » de Kasami	L_c	$t(n)$	$t(n)$		$2^n - 1$	$2^{n/2}$
« Large-set » de Kasami	L_c	$t(n)$	$t(n)$		$2^n - 1$	$2^{n/2}(2^n + 1)$ pour $n \bmod 4 = 2$ $2^{n/2}(2^n + 1) - 1$ pour $n \bmod 4 = 0$
Codes de Walsh-Hadamard	L_c	X	0	X	L_c	L_c
Codes de Golay	L_c	X	0	X	L_c	L_c
Codes de Zadoff-Chu	L_c	0	$\sqrt{L_c}$		L_c	$L_c - 1$ si L_c est un nombre premier

TAB. 1.2 – Propriétés des codes d'étalement étudiés

Famille de codes	Autocorrélation périodique paire $\theta_{SC_i}(k)$		Intercorrélation périodique paire $\theta_{SC_i,SC_j}(k)$		Longueur des séquences L_c	Nombre de séquences N_{seq}
	$k = 0$	$k \neq 0$	$k = 0$	$k \neq 0$		
Séquence à longueur maximale	63	1	≥ 7.25		63	6
Codes de Gold	63	17	17		63	65
Codes de Gold orthogonaux	64	X	0	X	64	64
« Small-set » de Kasami	63	17	17		63	8
« Large-set » de Kasami	63	17	17		63	520
Codes de Walsh-Hadamard	64	X	0	X	64	64
Codes de Golay	64	X	0	X	64	64
Codes de Zadoff-Chu	67	0	8.18		67	66

TAB. 1.3 – Comparaison des propriétés des codes d'étalement étudiés

1.3 Les modulations à porteuses multiples

1.3.1 Historique

L'idée d'une transmission reposant sur l'utilisation de porteuses multiples a été proposée pour la première fois à la fin des années 1950 aux Etats-Unis. En effet, en 1957, M. L. Doel, E. T. Heald et D. L. Martin présentèrent un modem HF qui émettait simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débit [36]. Chaque porteuse était donc peu sensible aux effets du canal tandis que l'émission simultanée de plusieurs porteuses permettait de transmettre un débit binaire plus important. Ainsi est né le multiplexage fréquentiel, nommé en anglais FDM pour Frequency Division Multiplex. Cependant, un des inconvénients majeurs était la complexité des équipements d'émission et de réception. Une série d'égaliseurs, de lignes à retards et de filtres adaptés étaient nécessaires afin de séparer et traiter les différents signaux reçus. Le deuxième inconvénient majeur était que les spectres des porteuses étaient nécessairement disjoints, ce qui diminuait fortement l'efficacité spectrale. Pour compenser cette perte, les ingénieurs ont alors cherché à optimiser la bande occupée par un recouvrement partiel des spectres des différentes sous-porteuses. Mais ce recouvrement spectral était empirique et aucune théorie ne permettait de le rationaliser et de l'optimiser. C'est en 1966 que R. W. Chang, ingénieur au Bell Laboratories, caractérisa ces modulations à porteuses multiples et mit en évidence des conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses conduisant à un possible recouvrement de leurs spectres respectifs. Dès lors, le terme d'OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplex fut employé et prit tout son sens comme étant l'idée maîtresse des systèmes à porteuses multiples. L'idée s'est ensuite concrétisée en 1970 aux Etats-Unis par le dépôt du premier brevet de modem OFDM [37].

Malgré ces conditions d'orthogonalité, la complexité des modulateurs et démodulateurs OFDM restait toujours importante, ce qui limitait leurs utilisations aux applications militaires. Il faudra attendre, 1971, pour que les travaux de S. B. Weinstein et P. M. Ebert donnent un nouveau souffle aux modulations multiporteuses. En effet, ils montrèrent que l'on peut avantageusement remplacer la batterie de filtres à l'émission et à la réception par des processeurs de signaux générant en bande de base par transformée de Fourier rapide (FFT pour Fast Fourier Transform) autant de signaux orthogonaux qu'il y a de sous-porteuses. Cela réduisit considérablement la complexité des systèmes. Dans le même temps, les recherches sur les systèmes à porteuse unique se sont poursuivies et ont vu le développement de la théorie de l'égalisation. Ainsi, à la fin de l'année 1987, alors que le projet Euréka de radiodiffusion sonore numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) était lancé [38], les systèmes OFDM n'étaient plus d'actualité. Le problème posé était de trouver une modulation résistant bien aux trajets multiples, offrant une bonne efficacité spectrale et garantissant un faible TEB. Du fait de l'évolution temporelle très rapide du canal et de la présence d'échos d'un niveau très élevé, les solutions monoporteuses avec égalisation ne permettaient pas d'atteindre les performances souhaitées. D. Pommier, M. Alard et R. Lassale, ingénieurs au CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et de Télécommunications) à Rennes, reprirent à partir de 1985 les études sur les modulations OFDM et montrèrent qu'en associant ce type de modulation à un codage correcteur d'erreurs de type convolutif, il était possible d'atteindre les performances souhaitées. La combinaison

OFDM-codage de canal nommée COFDM pour Coded OFDM était née. Après une période de compétition longue et difficile au sein du projet Eurêka, l'ETSI retient l'OFDM comme modulation standard pour la radiodiffusion sonore numérique européenne [38].

Depuis, la technique COFDM est devenue très populaire dans le monde de la diffusion numérique. En particulier, elle a été retenue sous le standard DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) pour la télévision numérique hertzienne européenne [39]. Sous le sigle de DMT (Discrete MultiTone), elle constitue la base du standard ITU-T pour la transmission de données sur les lignes téléphoniques selon la technique ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Loop). Enfin, la technique COFDM a également été choisie pour les réseaux locaux sans fil à haut débit fonctionnant à 5 GHz aussi bien en Europe (HIPERLAN/2 [40,41]) qu'en Amérique du Nord (IEEE 802.11a [42,43]) et au Japon (MMAC [43]).

1.3.2 Principe de l'OFDM

Comme son nom l'indique, la dénomination OFDM se justifie par le fait que l'on assure une transmission à l'aide d'un multiplexage fréquentiel de sous-porteuses sous certaines conditions d'orthogonalité, pour ainsi éviter une quelconque interférence entre celles-ci. Le multiplexage de fréquences (ou FDM) consiste à répartir l'information à transmettre sur un grand nombre de sous-canaux élémentaires modulés à bas débit (*cf.* figure 1.12). Ainsi, en augmentant, pour chaque sous-porteuse, la durée des symboles, qui deviennent alors plus longs que l'étalement maximal de la réponse impulsionnelle du canal, il est possible de minimiser l'ISI [44,45].

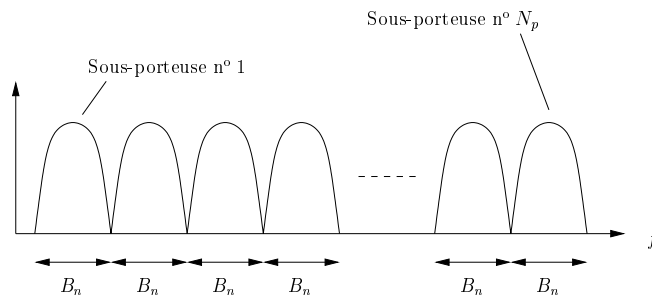


FIG. 1.12 – Principe de répartition des sous-porteuses en FDM

Cette répartition n'est cependant pas optimale du point de vue de l'occupation spectrale. Une autre façon de former le multiplex fréquentiel consiste à recouvrir les spectres des sous-porteuses en essayant de réduire ou d'annuler l'interférence entre sous-porteuses (ICI pour Inter-Carrier Interference). Cette dernière est inexistante lorsque le recouvrement des sous-porteuses vérifie des conditions d'orthogonalité. La bande de fréquences occupée est quasiment deux fois plus faible qu'auparavant. En effet, comme le montre la figure 1.13, le rapport des bandes occupées, égal à $(N_p + 1) / 2N_p$, tend vers 0.5 lorsque $N_p \gg 1$.

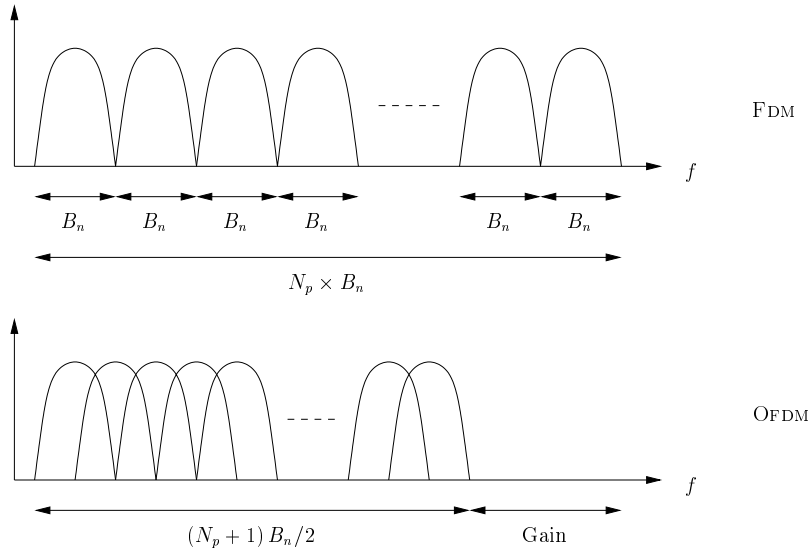


FIG. 1.13 – Comparaison des répartitions des sous-porteuses entre FDM et OFDM

1.3.2.1 La notion d'orthogonalité

Il est clair que la contrainte d'orthogonalité entre les sous-porteuses est nécessaire pour éviter que celles-ci ne se brouillent mutuellement. Ces contraintes d'orthogonalité, au centre de la conception des modulations OFDM, sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel de la façon suivante :

Soit $\{f_k\}$ un ensemble de fréquences tel que :

$$f_k = f_0 + k\Delta f \quad \forall k \in [0, \dots, N_p - 1] \quad (1.36)$$

où f_0 est la fréquence de la porteuse origine, Δf représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N_p le nombre de sous-porteuses.

On définit alors une base de signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ où $k = 0, \dots, N_p - 1$ et $j = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, +\infty$ telle que :

$$\psi_{j,k}(t) = g(t - jT_u) e^{2i\pi f_k t} \quad (1.37)$$

avec $g(t)$ une fonction quelconque définie sur $[0, T_u[$. Pour obtenir une base orthogonale de ces signaux élémentaires, il faut que le produit scalaire de deux signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ et $\psi_{j',k'}(t)$ soit égal à :

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{j',k'} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j',k'}^*(t) dt = E_\psi \cdot \delta_{j,j'} \cdot \delta_{k,k'} \quad (1.38)$$

où E_ψ est l'énergie de la fonction ψ et $\delta_{l,m}$ désigne le symbole de Kronecker :

$$\delta_{l,m} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = m \\ 0 & \text{si } l \neq m \end{cases} \quad (1.39)$$

Suivant le choix de $g(t)$ et de Δf , le résultat de ce produit scalaire entraîne une orthogonalité des fonctions $\psi_{j,k}(t)$ en temps (indices j et j') et en fréquence (indices k et k').

En supposant que $g(t)$ et Δf ont été choisis judicieusement pour obtenir une base orthogonale, et en associant l'ensemble $\{\psi_{j,k}(t)\}$ à un ensemble de données complexes $\{A_{j,k}\}$ dont les valeurs appartiennent à un alphabet fini, on obtient alors le signal OFDM :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N_p-1} A_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (1.40)$$

Ainsi, en réception, en effectuant une projection du signal OFDM reçu sur cette base orthogonale, on récupère les symboles $A_{j,k}$ émis :

$$A_{j,k} = \frac{1}{\|\psi_{j,k}(t)\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \psi_{j,k}^*(t) dt \quad (1.41)$$

où $\|\psi_{j,k}(t)\|$ représente la norme de $\psi_{j,k}(t)$.

A - Orthogonalité temporelle : choix de $g(t)$

L'orthogonalité temporelle des fonctions $\psi_{j,k}(t)$ est nécessaire et indispensable dans la mise en œuvre d'un signal OFDM. De ce fait, des contraintes sur le choix de $g(t)$ apparaissent. Ainsi, en 1966, les travaux de R. W. Chang [46] ont permis de démontrer que ces dernières se traduisaient par des conditions sur le module et l'argument de $g(t)$. De nombreuses études ont alors été menées afin de déterminer les fonctions $g(t)$ remplissant ces conditions. B. Le Floch, M. Alard et C. Berrou [47] en donnent une liste détaillée avec leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications. Parmi celles-ci, on peut notamment citer [47, 48] :

– la fonction porte :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.42)$$

Cette fonction, parce qu'elle est simple à générer, est la plus utilisée. Elle est aussi parfois notée $\text{Rect}_{[0, T_u[}$.

– la fonction de Tukey :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } \left|t - \frac{T_u}{2}\right| \leq \alpha \frac{T_u}{2} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{t - (1+\alpha)T_u/2}{(1-\alpha)T_u/2}\right) & \text{pour } \alpha \frac{T_u}{2} \leq \left|t - \frac{T_u}{2}\right| \leq \frac{T_u}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.43)$$

où $\alpha \in \mathbb{R}$ est une variable définissant la durée du « régime transitoire ».

– la fonction de Hanning :

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T_u - 1}\right)\right) & \text{pour } 0 \leq t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.44)$$

– la fonction IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) : reposant sur la théorie des ondelettes [47], cette forme d'onde récente présente l'avantage de permettre une transmission à grande efficacité spectrale tout en garantissant de bonnes performances sur le canal radiomobile. Principalement étudiée au cours du projet RNRT MODYR³, la modulation OFDM/IOTA devait permettre la transmission d'un débit instantané de 6 Mbit/s dans une bande de 5 MHz pour répondre aux besoins de haut débit asymétrique de la voie descendante des systèmes de télécommunications UMTS.

- la fonction en cosinus de durée $2T_u$,
- la fonction en racine de cosinus sur-élevé,
- ...

La fonction de mise en forme $g(t)$, utilisée par la suite au sein de cette étude, est la fonction porte que nous noterons $\Pi(t)$.

B - Orthogonalité fréquentielle : choix de Δf

Comme on a pu le remarquer auparavant, le choix de Δf est important pour obtenir un recouvrement optimal des sous-porteuses. Cet écart minimal entre deux sous-porteuses consécutives dépend fortement du choix de la fonction $g(t)$. L'équation (1.38) définissant la base orthogonale de fonctions élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ doit absolument être vérifiée quelles que soient les deux sous-porteuses consécutives k et $k + 1$ considérées. Ainsi, on obtient :

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{j,k+1} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j,k+1}^*(t) dt = 0 \quad \forall k \quad (1.45)$$

Soit,

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{j,k+1} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t - jT_S) e^{2i\pi f_k t} \Pi(t - jT_S) e^{-2i\pi f_{k+1} t} dt = 0 \quad \forall k \quad (1.46)$$

3. <http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/pmodyr.htm>

où T_S représente la durée d'un symbole OFDM. C'est-à-dire :

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{j,k+1} \rangle = e^{-i\pi\Delta f T_S} \frac{\sin(\pi\Delta f T_S)}{\pi\Delta f} = 0 \quad (1.47)$$

Cette dernière égalité est vérifiée si $\pi\Delta f T_S = p\pi$, ou encore :

$$\Delta f = \frac{p}{T_S}, \text{ avec } p \in \mathbb{Z}^* \quad (1.48)$$

Cette équation permet donc d'obtenir une orthogonalité parfaite entre les différentes sous-porteuses. Cependant, pour $p \neq 1$, le recouvrement des sous-porteuses n'est pas optimal. En pratique, on cherche à ce que la bande occupée par le signal soit la plus faible possible. Par conséquent, l'écart Δf entre deux sous-porteuses consécutives doit aussi être le plus faible possible. Ainsi, on obtient :

$$\Delta f = \frac{1}{T_S} \quad (1.49)$$

Ce calcul, effectué dans le cas où $g(t)$ est une fonction porte, peut être fait pour les autres formes d'ondes [49].

1.3.2.2 Le signal OFDM

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles, notés x_k , de débit $1/T_d$ sur N_p sous-porteuses de débit $1/T_S$ avec $T_S = N_p T_d$. Les symboles x_k sont des éléments complexes de moyenne m_{x_k} et de variance $\sigma_{x_k}^2$ prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase. L'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, T_S[$ est alors donnée par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ x_k \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} \quad (1.50)$$

où $f_k = f_0 + k/T_S$. Le facteur $1/\sqrt{N_p}$ permet de normaliser l'énergie du signal, car nous supposons que cette dernière n'est pas modifiée par l'opération de modulation OFDM.

En posant f_c la fréquence centrale du signal telle que $f_c = f_0 + N_p/2T_S$, on obtient :

$$s(t) = \Re \left\{ \Pi(t) e^{2i\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi t(k-N_p/2)/T_S} \right\} \quad (1.51)$$

Soit :

$$s(t) = \Re \left\{ \Pi(t) X(t) e^{2i\pi f_c t} \right\} \quad (1.52)$$

où $X(t)$ est l'enveloppe complexe du signal $s(t)$ ayant un spectre limité à l'intervalle $[-N_p/2T_S, N_p/2T_S]$. Par conséquent, le signal $X(t)$ peut être échantillonné à une fré-

quence N_p/T_S afin d'obtenir :

$$\begin{aligned} X(nT_S/N_p) &= \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n(k-N_p/2)/N_p} \\ &= (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p}}_{\text{TFD}^{-1}} \end{aligned} \quad (1.53)$$

Cette expression met en évidence que le signal OFDM peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (TFD^{-1}), elle-même mise en œuvre à l'aide d'un algorithme de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT pour Inverse Fast Fourier Transform).

Les figures 1.14 et 1.15 représentent respectivement 3 sous-porteuses dans le domaine temporel et le spectre de 7 sous-porteuses dans le domaine fréquentiel. Elles illustrent les conditions d'orthogonalité nécessaires à la mise en forme d'un signal OFDM qui lie les différentes sous-porteuses entre elles.

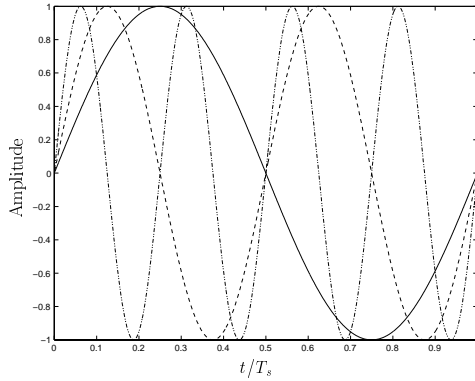


FIG. 1.14 – Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM

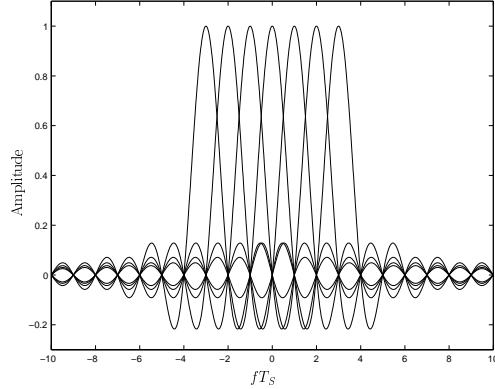


FIG. 1.15 – Exemples de spectre de sous-porteuses OFDM

Le signal OFDM étant constitué de la superposition de N_p sous-porteuses indépendamment modulées, sa densité spectrale est la somme des densités spectrales des N_p sous-porteuses, soit :

$$|\mathcal{S}(f)|^2 = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \left| x_k \frac{\sin(\pi(f - f_k)T_S)}{\pi(f - f_k)} \right|^2 \quad (1.54)$$

Comme on peut le constater sur les figures 1.16 et 1.17, le spectre d'un signal OFDM est très caractéristique. En effet, sa densité spectrale devient plate dans la bande $B = N_p/T_S$ dès lors que le nombre N_p de sous-porteuses est élevé.

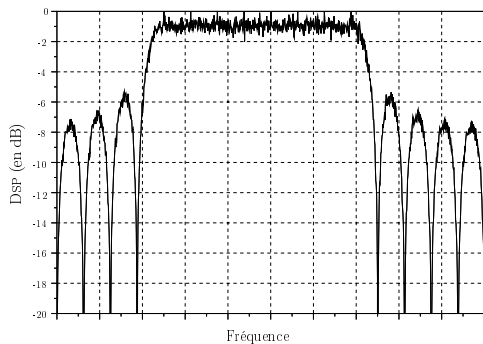


FIG. 1.16 – DSP normalisée d'un signal OFDM avec $N_p = 8$

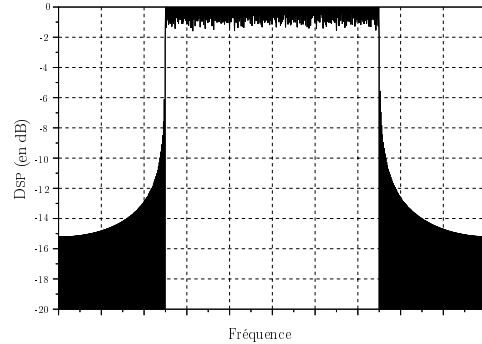


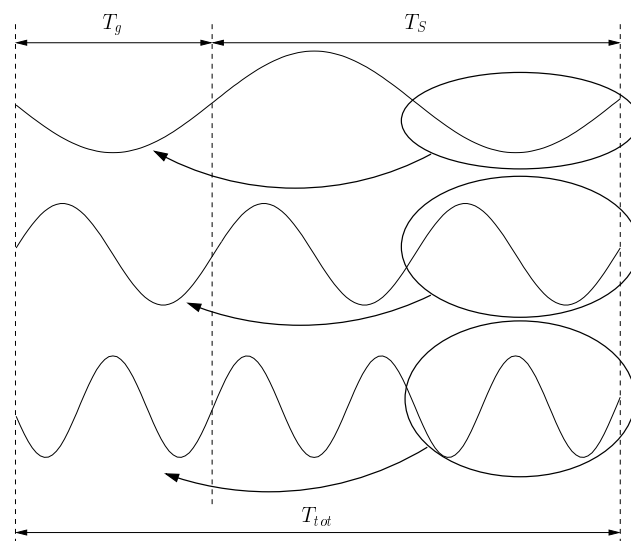
FIG. 1.17 – DSP normalisée d'un signal OFDM avec $N_p = 256$

A - L'insertion de l'intervalle de garde

En réception, les propriétés d'orthogonalité entre les sous-porteuses ne sont plus respectées et de l'ISI apparait dû aux trajets multiples du canal de propagation. Afin d'éliminer cette interférence, une solution simple consiste à accroître le nombre N_p de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_S . Mais, cette méthode se heurte aux limites imposées par la cohérence temporelle du canal (effet Doppler *cf.* chapitre 2) ou tout simplement à des limites technologiques telles que le bruit de phase des oscillateurs. Une autre solution consiste à sacrifier délibérément une partie de l'énergie émise en faisant précéder chaque symbole d'un intervalle de garde de durée T_g . En choisissant T_g supérieur ou égal à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, la partie utile de durée T_S de chaque symbole OFDM n'est pas affectée d'ISI. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_g + T_S$. Comme le montre la figure 1.18, l'intervalle de garde est ajouté au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Le fait de choisir l'intervalle de garde comme une copie de la fin de chaque symbole OFDM permet de s'affranchir d'un terme d'ICI. En effet, comme le montre la figure 1.19, le choix d'un intervalle de garde nul (« zero padding ») annulerait l'ISI mais, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous-porteuses composant le signal OFDM pendant la partie utile T_S de chaque symbole n'est plus entier. Il en résulte un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et de l'ICI, les sous-porteuses n'étant plus orthogonales.

En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Comme l'énergie du signal contenue dans ce dernier n'est pas exploitée, l'utilisation d'un intervalle de garde de durée T_g dans un symbole OFDM de durée T_S conduit à une perte en puissance et à une perte en efficacité spectrale. La perte en puissance correspondante est égale à $10 \cdot \log(T_S / (T_S + T_g))$ et la perte en efficacité spectrale est de $T_g / (T_S + T_g)$. Ainsi, en supposant que T_g est égal à 25 % de T_S , la perte en efficacité spectrale est de 20 %.

En outre, la présence de l'intervalle de garde peut également être exploitée en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM [43, 50].

FIG. 1.18 – *Principe d'ajout d'un intervalle de garde*

B - L'insertion de sous-porteuses de garde

Le filtrage de mise en forme étant rectangulaire ($g(t) = \Pi(t)$), le spectre du signal OFDM généré est à bande infinie. A l'émission, un filtrage plus ou moins sévère est donc nécessaire pour limiter l'occupation spectrale du signal OFDM. Or, ce filtrage introduit de l'ISI qui reste cependant plus faible que celle produite par les trajets multiples du canal de transmission. Afin de limiter cette interférence et obtenir exactement le spectre désiré, on est amené à éteindre certaines sous-porteuses dites de garde de chaque côté du spectre. Par exemple, pour la norme HIPERLAN/2, la transformée de Fourier inverse est appliquée sur $N_p = 64$ points. Le nombre de sous-porteuses actives est égal à 52 ce qui conduit à 6 sous-porteuses éteintes sur chaque côté du spectre. Dans cette étude, nous ne nous intéresserons pas aux contraintes liées au filtrage et nous allons donc considérer par la suite que le nombre de sous-porteuses actives est égal à la taille de la IFFT.

1.4 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis dans un premier temps, de rappeler les principales fonctionnalités d'une chaîne de communications numériques. Ensuite, les caractéristiques des deux techniques qui constituent la base des systèmes MC-CDMA ont été présentées.

La première, l'étalement de spectre offre la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences. Après avoir présenté les différentes familles de codes d'étalement étudiées, les propriétés de chacune d'elles, en

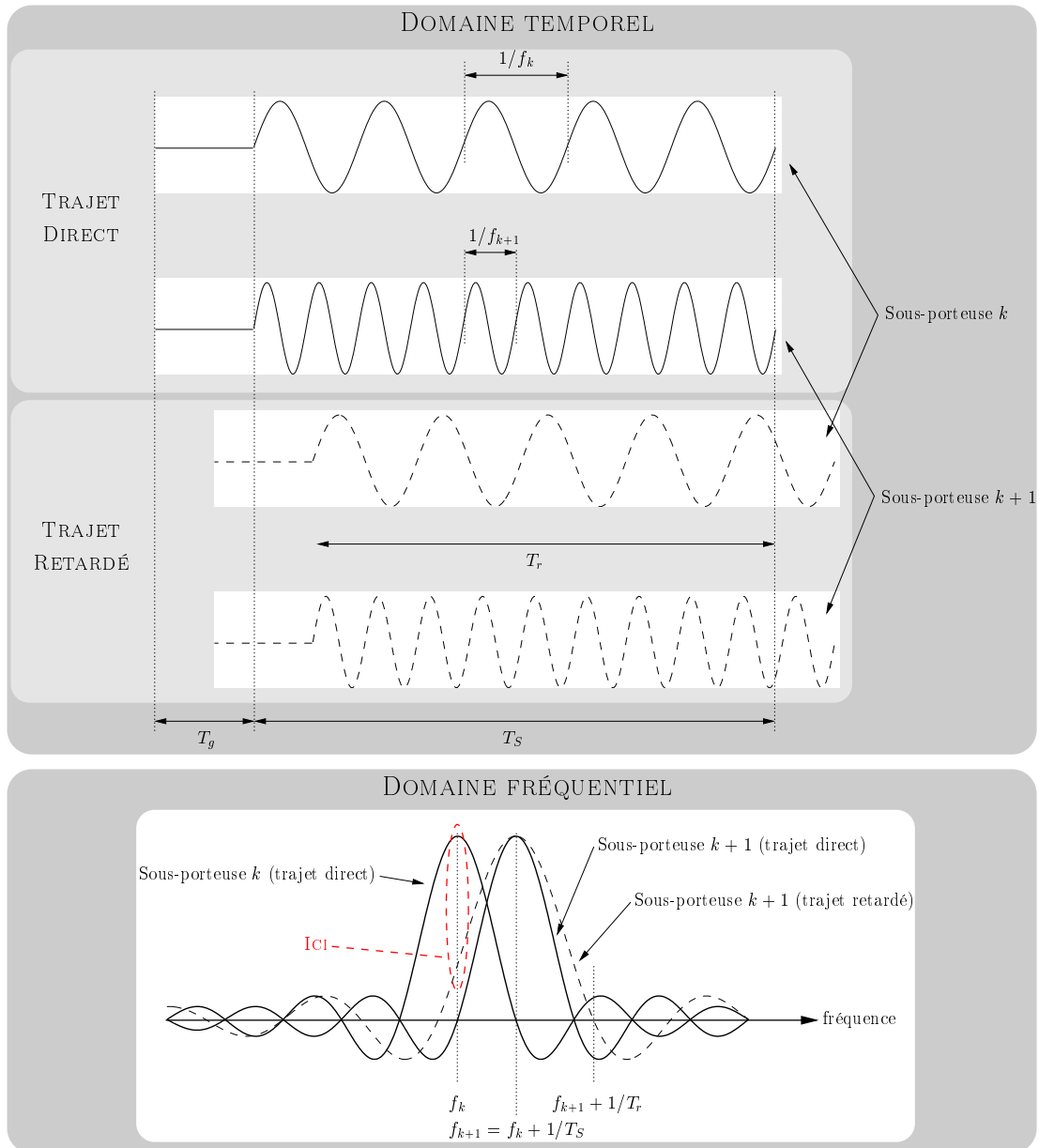


FIG. 1.19 – Apparition d'ICI due à l'insertion d'un intervalle de garde nul

particulier les fonctions de corrélations, ont été analysées. Ainsi, on a pu constater que le choix d'une famille dépendait des caractéristiques de la communication.

La seconde, la modulation à porteuses multiples, plus connue sous le sigle OFDM, permet de transmettre des débits élevés en présence de canaux de propagation sélectifs en fréquence. En outre, elle présente l'avantage d'être facilement mise en œuvre par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse.

Nous verrons dans le chapitre 3 comment combiner ces deux techniques afin de construire des systèmes optimisés pour les futurs systèmes radio-cellulaires.

Chapitre 2

Caractéristiques des canaux de propagation

Sommaire

2.1	La propagation des ondes	42
2.1.1	La propagation en espace libre	42
2.1.2	La propagation hors espace libre	43
2.2	Modélisation du canal de propagation	45
2.3	Classification statistique des canaux	48
2.3.1	Description statistique des canaux limitée à l'ordre 2	48
2.3.2	L'hypothèse de stationnarité au sens large ou Wide Sense Stationnary (WSS)	49
2.3.3	L'hypothèse de diffuseurs décorrelés ou Uncorrelated Scattering (Us)	50
2.3.4	L'hypothèse WSSUS : Wide Sense Stationnary Uncorrelated Scattering	50
2.4	Les paramètres du canal WSSUS	51
2.4.1	Les dispersions temporelles	51
2.4.2	Les dispersions fréquentielles	53
2.5	Influence du canal sur les communications numériques	54
2.5.1	La notion de sélectivité	54
2.5.2	La notion de diversité	55
2.6	Prises en compte des canaux de propagation dans les simulations	55
2.6.1	Les modèles de canaux étudiés	55
2.6.2	Les conditions de simulations	57
2.7	Conclusion	60

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Il peut être invariant dans le temps, dans le cas par exemple d'une transmission sur câble, ou varier dans le temps, dans le cas de transmissions hertziennes dans un contexte radiomobile. Notre étude se limitant au cas de transmissions hertziennes, nous verrons que sous certaines conditions le canal de propagation est généralement modélisé par un filtre linéaire

variant dans le temps. Le but d'une telle modélisation est de caractériser et de définir différents paramètres représentatifs de l'influence de l'environnement sur le signal transmis. A partir de ces paramètres, il sera alors possible d'améliorer la conception et l'évaluation des systèmes de communications.

2.1 La propagation des ondes

Avant d'atteindre l'antenne de réception, les ondes émises par l'antenne d'émission sont sujettes à des pertes à grande et petite échelle (*cf.* figure 2.1). Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps et/ou un déplacement suffisamment petit pour négliger les évanouissements à grande échelle. L'origine de ces pertes à petite échelle est la présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur (*cf.* §2.1.2). Les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde ou sur un intervalle de temps suffisamment grand. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage [51].

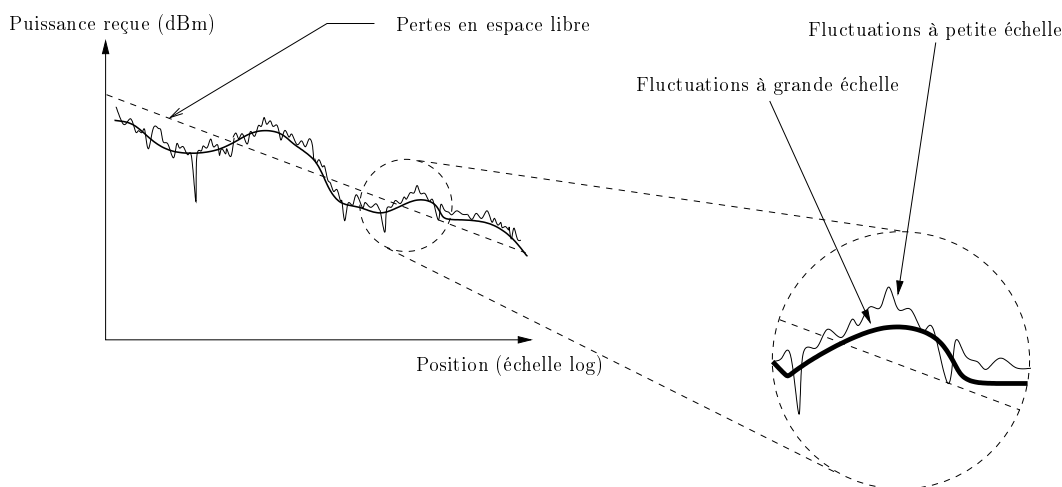


FIG. 2.1 – *Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal*

2.1.1 La propagation en espace libre

La propagation en espace libre joue un rôle fondamental car elle fournit un élément de référence pour tous les autres cas étudiés. On parle de propagation en espace libre quand il y a visibilité directe entre les antennes d'émission et de réception et qu'aucun obstacle ne se trouve sur le trajet des ondes dans un volume donné connu, comme la première zone de Fresnel. Les pertes moyennes \mathcal{L} de puissance en espace libre exprimées en dB sont données par le rapport entre la puissance P_S du signal émis et la puissance P_R du signal

reçu :

$$\mathcal{L} = 10. \log_{10} \left(\frac{P_S}{P_R} \right) = 10. \log_{10} \left(\frac{1}{G_S G_R} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (2.1)$$

où G_S et G_R sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception en valeur naturelle, et d la distance séparant les deux antennes donnée en mètres. Cette relation peut encore s'écrire :

$$\mathcal{L} = 32.44 + 20. \log_{10} (f) + 20. \log_{10} (d) - 10. \log_{10} (G_S G_R) \quad (2.2)$$

où f est la fréquence de l'onde émise en MHz et d la distance entre les deux antennes exprimée en km.

2.1.2 La propagation hors espace libre

Dans le cas d'une liaison en espace libre, les ondes se propagent en visibilité directe dans le vide où seules existent les antennes d'émission et de réception. Mais en pratique, la propagation n'a pas lieu en espace libre car de nombreux obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, *etc.*) se trouvent sur le trajet de l'onde. Cette dernière subit alors différents phénomènes de propagation. Il en résulte une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. C'est le phénomène de propagation par trajets multiples.

2.1.2.1 Les phénomènes de base en propagation

Lors de son cheminement vers l'antenne de réception, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la taille de ces obstacles par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, différents phénomènes sont observés [52]. Le phénomène de diffraction apparaît lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives. Le phénomène de diffusion est observé lorsque l'onde rencontre une multitude d'obstacles par unité de volume de dimension du même ordre de grandeur ou plus petite que la longueur d'onde. L'onde incidente est alors diffractée par chacun de ces obstacles et l'onde résultante est la somme de toutes ces ondes. Les phénomènes de réflexion et réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'obstacle est parfaitement conducteur, toute l'énergie est réfléchi. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet selon le phénomène de réfraction.

L'importance relative de ces phénomènes dépend de l'environnement. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe, cas du canal LOS (Line Of Sight), la réflexion domine tandis qu'en l'absence de visibilité directe, cas du canal NLOS (Non Line Of Sight), la diffraction et la diffusion jouent un rôle fondamental.

2.1.2.2 La propagation par trajets multiples

Les divers phénomènes évoqués précédemment sont à l'origine d'une combinaison d'un grand nombre de répliques de l'onde émise. Ces répliques, plus ou moins retardées selon les longueurs de trajets et plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et les phénomènes de base rencontrés, se combinent à la réception de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements. Dans le cas du canal radiomobile, en supposant que les diffuseurs sont uniformément répartis sur $[0, 2\pi[$, ces évanouissements apparaissent statistiquement en moyenne tous les $\lambda/2$.

Dans les communications mobiles à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments, la propagation par trajets multiples induit des distorsions importantes du signal reçu. Cependant, en l'absence de visibilité directe, la présence des trajets multiples permet de conserver un lien entre l'émission et la réception, évitant ainsi l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

2.1.2.3 Les pertes moyennes hors espace libre

Les pertes moyennes en espace libre évaluées au cours du paragraphe 2.1.1 représentent le rapport de puissance entre l'émission et la réception dans le cas idéal. Mais, en pratique, compte tenu des irrégularités du milieu de propagation (bâtiments, arbres, montagnes, véhicules, *etc.*), ce modèle idéal n'est plus exploitable. Il est donc nécessaire d'évaluer les pertes moyennes de puissance en tenant compte des caractéristiques de l'environnement de propagation, de la hauteur des antennes, ou encore des fréquences d'émission, *etc.* Compte tenu de ces nombreux et différents paramètres, il n'existe pas de relation théorique permettant d'estimer l'affaiblissement de puissance au cours d'une communication. En revanche, à partir de campagnes de mesures, une relation empirique, déduite de l'équation (2.2) et permettant d'estimer les pertes moyennes de puissance hors espace libre, a été élaborée [51] :

$$\mathcal{L}' = 32.44 + 20. \log_{10}(f) - 10. \log_{10}(G_S G_R) + 10. \alpha. \log_{10}(d) \quad (2.3)$$

où f est la fréquence de l'onde émise en MHz et d la distance entre les deux antennes exprimée en km.

On constate ainsi que les pertes moyennes de puissances ne sont plus proportionnelles à d^2 mais à d^α où α est une variable dépendante de l'environnement. Le tableau 2.1 liste les différentes valeurs de α en fonction du type d'environnement.

Par ailleurs, de nombreux modèles empiriques existent pour caractériser les pertes en puissances moyennes en fonction du type d'environnement et de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Ces modèles, souvent obtenus à partir de campagnes de mesures et prenant en compte une multitude de paramètres liés à l'environnement, permettent d'obtenir une meilleure estimation des pertes moyennes de puissances que celles calculées par la relation (2.3). Parmi ceux-ci, on peut notamment citer [6, 53] les modèles d'Okumura-Hata, d'Ibrahim-Parsons, d'Ikegami, *etc.*

Environnement :	Valeur de α
Espace libre	2
Urbain	2.7 à 3.5
Urbain dense	3 à 5
Intérieur de bâtiments de type bureau avec trajet direct	1.6 à 1.8
Intérieur de bâtiments de type bureau sans trajet direct	4 à 6
Intérieur de bâtiments de type hall sans trajet direct	2 à 3

TAB. 2.1 – Valeur de la variable α en fonction du type d'environnement

2.2 Modélisation du canal de propagation

Après avoir identifié les différents phénomènes physiques mis en jeu lors de la propagation des ondes, il convient de modéliser le canal de propagation en donnant une représentation mathématique conforme à la réalité. Dans un premier temps, par souci de clarté, nous allons considérer que le canal est invariant dans le temps. Le contexte de notre étude étant lié aux transmissions hertziennes, nous étendrons par la suite cette précédente modélisation au cas où l'environnement de propagation évolue temporellement.

Lorsque le canal de propagation est invariant dans le temps, il peut s'exprimer dans le domaine des retards τ par sa réponse impulsionnelle en bande de base $h(\tau)$:

$$h(\tau) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p e^{i\theta_p} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.4)$$

Cette réponse impulsionnelle, représentant ici un canal possédant P trajets d'amplitudes β_p et de phases θ_p , lie le signal reçu $r(t)$ au signal émis $s(t)$ par la relation suivante :

$$\begin{aligned} r(t) = (h * s)(t) + n(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p e^{i\theta_p} \delta(\tau - \tau_p) s(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p e^{i\theta_p} s(t - \tau_p) + n(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où $n(t)$ représente le terme de bruit blanc additif gaussien.

Tout canal de propagation invariant dans le temps est aussi caractérisé dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert exprimée par :

$$H(f) = \text{TF}[h(\tau)] \quad (2.6)$$

La transformée de Fourier du signal reçu $r(t)$ est alors donnée par la relation suivante :

$$R(f) = H(f).S(f) + \text{TF}[n(t)] \quad (2.7)$$

où $S(f)$ représente la transformée de Fourier du signal émis $s(t)$.

Lorsque l'émetteur ou le récepteur est en mouvement, ou lorsque l'environnement de propagation évolue, le modèle de canal de propagation décrit auparavant n'est plus valable. En effet, les fonctions $h(\tau)$ et $H(f)$ sont modifiées au cours du temps et le canal de propagation est dit variant dans le temps. Afin de prendre en compte les variations temporelles du canal, la réponse impulsionnelle h variant au cours du temps du canal de propagation est donc une fonction à deux dimensions $h(\tau, t)$; la première τ correspond à l'axe des retards, tandis que la seconde t correspond à l'axe temporel. En supposant que la position et le nombre de trajets ne varient pas au cours du temps, cette dernière s'exprime dans l'espace temps-retard sous la forme :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i\theta_p(t)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.8)$$

D'après le théorème de la limite centrale, en supposant que les « micro-trajets »¹ soient suffisamment nombreux, $\beta_p(t)$ suit une loi de Rayleigh [51] dont la densité de probabilité est définie par :

$$p_{\beta_p}(\beta_p) = \frac{2\beta_p}{\sigma_{\beta_p}^2} e^{-\beta_p^2/\sigma_{\beta_p}^2} \quad (2.9)$$

avec

$$\mathcal{E}[\beta_p] = \sqrt{\frac{\pi\sigma_{\beta_p}^2}{4}} \quad (2.10)$$

$$\mathcal{E}[\beta_p^2] = \sigma_{\beta_p}^2 \quad (2.11)$$

où $\mathcal{E}[x^n]$ désigne le moment d'ordre n de la variable aléatoire x . La phase $\theta_p(t)$ suit, quant à elle, une loi uniforme sur $[0, 2\pi[$. Ce modèle de canal de Rayleigh à trajets multiples sous-entend qu'il n'existe pas de trajet dominant. Dans le cas contraire, $\beta_p(t)$ suit une loi de Rice [51] caractérisée, en particulier, par le rapport entre la puissance du trajet prédominant et la puissance moyenne totale sans la contribution du trajet prédominant.

Cette réponse impulsionnelle du canal de propagation, variante au cours du temps et dénommée fonction d'étalement de l'entrée (« *input delay spread function* ») par Bello [54], permet de lier les signaux émis et reçus par la relation suivante :

$$\begin{aligned} r(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i\theta_p(t)} \delta(\tau - \tau_p) s(t - \tau) d\tau + n(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

1. Les micro-trajets représentent tous les trajets occasionnés par différents obstacles dans un même voisinage. Du point de vue du récepteur, leurs écarts temporels étant faibles par rapport à l'inverse de la fréquence d'échantillonnage, leurs recombinaisons vectorielles permettent de les modéliser par un unique trajet résultant noté β_p retardé de τ_p .

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i\theta_p(t)} s(t - \tau_p) + n(t) \quad (2.13)$$

Par transformée de Fourier selon les deux axes, il est possible de construire, à partir de la réponse impulsionnelle du canal de propagation, un ensemble de quatre fonctions à deux dimensions. Cet ensemble, représenté sur la figure 2.2, est appelé le système de fonctions de Bello [54]. Ainsi, par transformée de Fourier selon τ , nous obtenons la fonction de transfert $H(f, t)$ du canal de propagation à la fréquence f et à l'instant t :

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-i2\pi f\tau} d\tau \quad (2.14)$$

De même, par transformée de Fourier selon l'axe du temps, nous obtenons la fonction de diffusion retard-Doppler $D(\tau, \nu)$:

$$D(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-i2\pi\nu t} dt \quad (2.15)$$

La quatrième fonction, élément du système de Bello, est obtenue par transformée de Fourier double (l'une selon τ et la seconde selon t). Cette fonction est appelée la réponse bi-fréquentielle du canal de propagation :

$$F(f, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-i2\pi(\nu t + f\tau)} d\tau dt \quad (2.16)$$

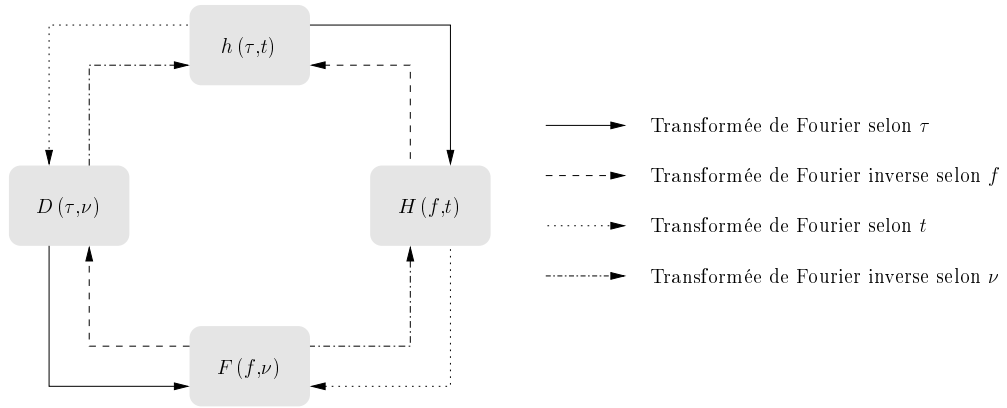


FIG. 2.2 – Les quatre fonctions du système de Bello

Les quatre fonctions du système de Bello décrites précédemment sont équivalentes et portent intrinsèquement la même information. La connaissance de l'une de ces quatre fonctions suffit donc à caractériser entièrement le canal.

2.3 Classification statistique des canaux

Les causes de variations des canaux de propagation étant nombreuses et multiples, il est impossible de caractériser les canaux de manière déterministe. En supposant l'évolution de ces canaux de propagation aléatoire au cours du temps, on a alors recours à la recherche de fonctions statistiques à même de pleinement les caractériser. Cependant, ce travail ambitieux est difficile à réaliser complètement. Emettant certaines hypothèses largement utilisées dans la littérature [55], une alternative consiste à s'intéresser uniquement à l'étude des moments du second ordre.

2.3.1 Description statistique des canaux limitée à l'ordre 2

Afin d'obtenir une caractérisation statistique générale du canal de propagation, nous introduisons les fonctions d'autocorrélation $R_h(\tau, \xi; t, s)$, $R_H(f, l; t, s)$, $R_D(\tau, \xi; \nu, \mu)$ et $R_F(f, l; \nu, \mu)$:

$$R_h(\tau, \xi; t, s) = \mathcal{E}[h(\tau, t)h^*(\xi, s)] \quad (2.17)$$

$$R_H(f, l; t, s) = \mathcal{E}[H(f, t)H^*(l, s)] \quad (2.18)$$

$$R_D(\tau, \xi; \nu, \mu) = \mathcal{E}[D(\tau, \nu)D^*(\xi, \mu)] \quad (2.19)$$

$$R_F(f, l; \nu, \mu) = \mathcal{E}[F(f, \nu)F^*(l, \mu)] \quad (2.20)$$

Les couples de variables (τ, ξ) , (t, s) , (f, l) et (ν, μ) sont respectivement représentatifs des axes retard, temps, fréquence et Doppler. Les quatre fonctions d'autocorrélation sont liées par une double transformée de Fourier et la représentation de ces relations est donnée sur la figure 2.3. Par exemple, pour les fonctions $R_h(\tau, \xi; t, s)$ et $R_H(f, l; t, s)$, nous pouvons écrire :

$$R_H(f, l; t, s) = \mathcal{E}[H(f, t)H^*(l, s)] \quad (2.21)$$

$$= \mathcal{E}\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t)e^{-i2\pi f\tau} d\tau \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(\xi, s)e^{i2\pi l\xi} d\xi\right] \quad (2.22)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau, \xi; t, s) e^{i2\pi(l\xi - f\tau)} d\xi d\tau \quad (2.23)$$

Ainsi $R_H(f, l; t, s)$ est obtenue par une transformée de Fourier selon τ et par une transformée de Fourier inverse selon ξ de la fonction $R_h(\tau, \xi; t, s)$. Des relations similaires peuvent être établies entre les autres fonctions. Là encore, la connaissance d'une seule des quatre fonctions suffit, par transformée de Fourier double ou quadruple, pour retrouver les trois autres.

Compte tenu du nombre important de variables mises en jeu, l'analyse de ces fonctions s'avère difficile. En émettant les deux hypothèses de stationnarité au sens large et de diffuseurs décorrélés, on obtient des fonctions d'autocorrélation à deux variables caractérisant entièrement le canal plus facile à manipuler et à interpréter.

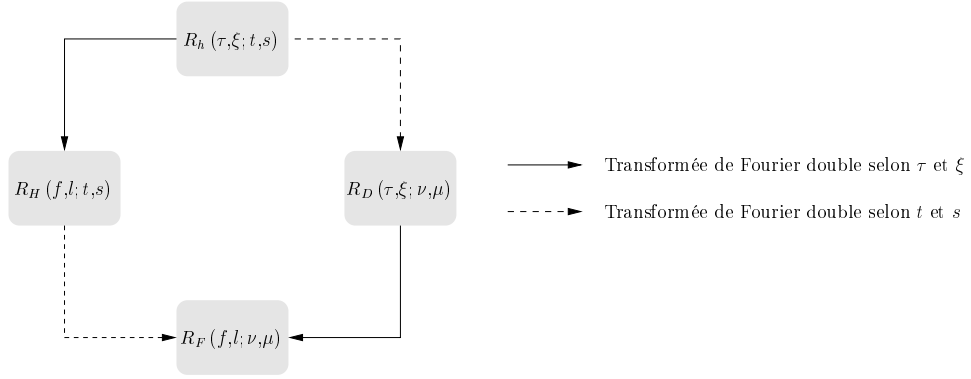


FIG. 2.3 – Relations entre les fonctions d'autocorrélation

2.3.2 L'hypothèse de stationnarité au sens large ou Wide Sense Stationary (WSS)

L'hypothèse *Wide Sense Stationary* consiste à supposer que le canal de propagation est stationnaire au sens large dans le temps vis-à-vis des variations rapides. En effet, au regard d'un temps d'observation du canal de propagation assez bref, les variations lentes à moyenne échelle sont considérées négligeables et les variations rapides stationnaires à l'ordre 2. Cela signifie que la valeur moyenne de la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$ et la fonction d'autocorrélation $R_h(\tau, \xi; t, s)$ sont invariantes dans le temps. Cette hypothèse implique que les fonctions d'autocorrélation $R_h(\tau, \xi; t, s)$ et $R_H(f, l; t, s)$ pour un canal WSS ne dépendent des variables t et s qu'à travers la différence $\Delta t = t - s$. Leurs expressions peuvent ainsi être ramenées à seulement trois variables :

$$R_h(\tau, \xi; t, t - \Delta t) = R_h(\tau, \xi; \Delta t) \quad (2.24)$$

$$R_H(f, l; t, t - \Delta t) = R_H(f, l; \Delta t) \quad (2.25)$$

De ce fait, l'expression de la fonction d'autocorrélation $R_D(\tau, \xi; \nu, \mu)$ devient :

$$R_D(\tau, \xi; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau, \xi; t, s) e^{i2\pi(\mu s - \nu t)} dt ds \quad (2.26)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i2\pi(\mu - \nu)t} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau, \xi; \Delta t) e^{-i2\pi\mu\Delta t} d\Delta t \quad (2.27)$$

D'après le théorème de Wiener-Kintchine, la densité spectrale de puissance P_D est donnée par [56] :

$$P_D(\tau, \xi; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau, \xi; \Delta t) e^{-i2\pi\mu\Delta t} d\Delta t \quad (2.28)$$

ce qui nous permet d'obtenir :

$$R_D(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_D(\tau, \xi; \mu) \quad (2.29)$$

De la même manière, nous pouvons démontrer que :

$$R_F (f, l; \nu, \mu) = \delta (\nu - \mu) P_F (f, l; \mu) \quad (2.30)$$

où la densité spectrale de puissance $P_F (f, l; \mu)$ correspond à la transformée de Fourier de la fonction $R_H (f, l; \Delta t)$ selon la variable Δt .

2.3.3 L'hypothèse de diffuseurs décorrelés ou *Uncorrelated Scattering* (US)

L'hypothèse *Uncorrelated Scattering* consiste à supposer que les perturbations dues à des diffuseurs produisant des retards différents sont décorrelées. En d'autres termes, cela signifie que les variations d'amplitudes et de phases subies par un trajet sont décorrelées de celles affectant les autres composantes de la réponse impulsionnelle, c'est-à-dire :

$$\left. \begin{aligned} R_h (\tau, \xi; t, s) &= 0 \\ R_D (\tau, \xi; \nu, \mu) &= 0 \end{aligned} \right\} \text{si } \tau \neq \xi \quad (2.31)$$

$$(2.32)$$

En effectuant un changement de variable similaire à celui réalisé pour l'hypothèse WSS, à savoir $\Delta f' = l - f$, nous obtenons :

$$R_H (f, f + \Delta f'; t, s) = R_H (\Delta f'; t, s) \quad (2.33)$$

$$R_F (f, f + \Delta f'; \nu, \mu) = R_F (\Delta f'; \nu, \mu) \quad (2.34)$$

De la même manière qu'auparavant, les fonctions d'autocorrélation $R_h (\tau, \xi; t, s)$ et $R_D (\tau, \xi; \nu, \mu)$ peuvent alors s'exprimer à l'aide d'une distribution de Dirac dans le domaine des retards :

$$R_h (\tau, \xi; t, s) = \delta (\tau - \xi) P_h (\xi; t, s) \quad (2.35)$$

$$R_D (\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta (\tau - \xi) P_D (\xi; \nu, \mu) \quad (2.36)$$

où $P_h (\xi; t, s)$ et $P_D (\xi; \nu, \mu)$ expriment des densités spectrales de puissance.

2.3.4 L'hypothèse WSSUS : *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*

La combinaison des deux précédentes hypothèses conduit à l'hypothèse *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*. Cela signifie que le canal est stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrelés. Ce type de canal combine toutes les caractéristiques des canaux WSS et des canaux US. Les fonctions d'autocorrélation ne sont alors dépendantes

que de deux variables et se réduisent à :

$$R_h(\tau, \xi; t, t + \Delta t) = \delta(\tau - \xi) P_h(\xi; \Delta t) \quad (2.37)$$

$$R_H(f, f + \Delta f'; t, t + \Delta t) = R_H(\Delta f'; \Delta t) \quad (2.38)$$

$$R_D(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\tau - \xi) \delta(\nu - \mu) P_D(\xi; \mu) \quad (2.39)$$

$$R_F(f, f + \Delta f'; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_F(\Delta f'; \mu) \quad (2.40)$$

où $P_h(\xi; \Delta t)$, $P_D(\xi; \mu)$ et $P_F(\Delta f'; \mu)$ sont les densités spectrales de puissance d'interaction retard-temps, retard-Doppler et fréquence-Doppler. Ces fonctions, liées par transformée de Fourier (cf. figure 2.4), suffisent pour caractériser entièrement un canal WSSUS.

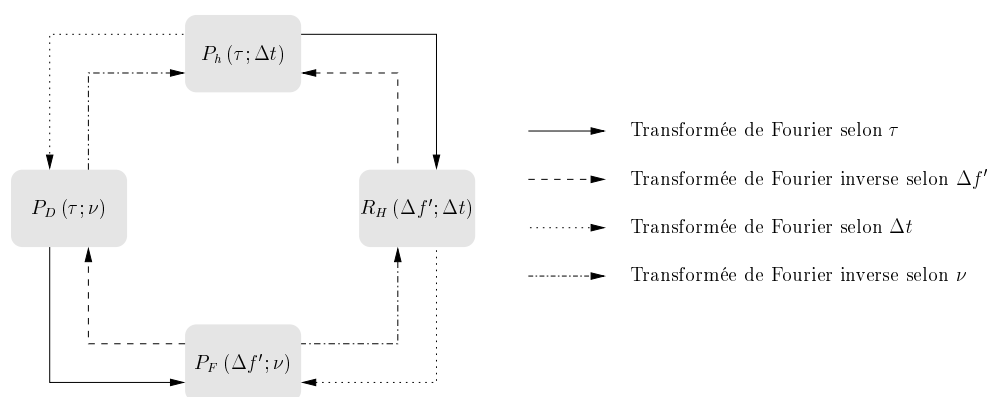


FIG. 2.4 – Relations entre les densités spectrales de puissance d'un canal WSSUS

L'analyse des propriétés d'un canal est fortement simplifiée lorsque celui-ci est WSSUS, car les fonctions à étudier ne sont qu'à deux dimensions. Elles permettent de dégager plusieurs paramètres essentiels que nous allons à présent décrire.

2.4 Les paramètres du canal WSSUS

Dans les étapes de conception d'une chaîne de communication, la connaissance du comportement du canal est essentielle pour assurer une qualité de transmission satisfaisante. Pour cela, il est important d'estimer différents paramètres représentatifs du comportement du canal en considérant les dispersions temporelles et fréquentielles dues aux trajets multiples et aux mouvements du récepteur ou de l'émetteur.

2.4.1 Les dispersions temporelles

La première caractéristique importante des canaux de propagation est l'étalement des retards noté τ_{max} . Ce paramètre correspond à la durée écoulée entre l'arrivée, au niveau du récepteur, du premier et du dernier trajet issus d'une même impulsion à l'émission.

Le second paramètre, couramment utilisé, est la dispersion des retards σ_τ . Ce dernier est déduit statistiquement de la densité spectrale d'interaction retard-temps $P_h(\tau; t)$. En effet, à partir de celle-ci, il est possible de définir une densité de probabilité $p_\tau(\tau; t)$ associée à la variable τ et caractérisant la dispersion des retards par l'expression suivante :

$$p_\tau(\tau; t) = \frac{P_h(\tau; t)}{\int_0^{\tau_{max}} P_h(\tau; t) d\tau} \quad (2.41)$$

Cette densité de probabilité est une fonction dépendante du temps. En moyennant sur l'axe temporel, il est possible de définir une densité de probabilité moyenne $p_\tau(\tau)$ telle que :

$$p_\tau(\tau) = \frac{\mathcal{E}[P_h(\tau; t)]}{\int_0^{\tau_{max}} \mathcal{E}[P_h(\tau; t)] d\tau} \quad (2.42)$$

La dispersion des retards est alors donnée par l'écart-type de la densité de probabilité $p_\tau(\tau)$:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\mathcal{E}[\tau^2] - \mathcal{E}^2[\tau]} \quad (2.43)$$

où les moments d'ordre n sont donnés par la relation suivante :

$$\mathcal{E}[\tau^n] = \int_0^{\tau_{max}} \tau^n p_\tau(\tau) d\tau \quad (2.44)$$

Cette dispersion des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales. Pour quantifier cette dépendance entre les fréquences, la bande de cohérence, notée B_c , est définie en fonction d'un coefficient de corrélation ρ_f par la relation suivante :

$$\rho_f = \frac{R_H(B_c; 0)}{R_H(0; 0)} \quad (2.45)$$

La bande de cohérence exprime le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. En d'autres termes, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus sont considérés décorrélés.

Le lien entre la bande de cohérence et la dispersion des retards est évident puisqu'elles traduisent toutes les deux les conséquences d'un même phénomène. Cependant, il n'existe pas de relation mathématique exacte entre ces deux paramètres mis à part le fait qu'ils soient inversement proportionnels :

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (2.46)$$

Au delà de cette relation, il est possible d'exprimer ces deux paramètres en fonction du coefficient de corrélation. Ainsi, parmi les expressions couramment rencontrées dans la

littérature [20, 51, 57], on trouve :

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad \text{pour } \rho_f = 0.5 \quad (2.47)$$

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad \text{pour } \rho_f = 0.9 \quad (2.48)$$

2.4.2 Les dispersions fréquentielles

Les dispersions fréquentielles, liées aux mouvements du récepteur ou de l'émetteur, permettent de caractériser l'évolution temporelle du canal. Ces mouvements provoquent un décalage du spectre des signaux émis, nommé décalage Doppler. Ces décalages Doppler, notés f_d , sont d'autant plus importants que les vitesses de déplacement des mobiles sont élevées. Ainsi, un signal sinusoïdal émis à la fréquence f_c sera reçu à la fréquence $f_c + f_d$ telle que :

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos(\alpha_d) \quad (2.49)$$

où c , v et α_d sont respectivement la célérité de la lumière, la vitesse du mobile et l'angle d'arrivée entre l'onde incidente et le vecteur vitesse du mobile. Cette définition du décalage Doppler repose sur l'hypothèse que les ondes se propagent dans un plan horizontal [58]. Une définition plus générale, tenant compte de la direction d'arrivée de l'onde dans tout l'espace, est donnée dans [59].

Suivant les valeurs de $\alpha_d \in [0, 2\pi[$, la bande des fréquences reçues, encore appelée étalement Doppler ou bande Doppler, sera égale à :

$$B_d = 2f_{d\max} \quad \text{avec } f_{d\max} = \frac{vf_c}{c} \quad (2.50)$$

Il est alors possible de définir le spectre Doppler $S_{\text{Doppler}}(f)$ représentant la répartition de la puissance autour de la fréquence porteuse. Ce spectre peut prendre plusieurs formes en fonction de la répartition des diffuseurs autour du mobile. Typiquement, lorsque les diffuseurs sont répartis uniformément sur $[0, 2\pi[$, le spectre Doppler obtenu a une forme en « U » dite de Jakes.

De la même manière que la bande de cohérence est le paramètre dual de la dispersion des retards, le temps de cohérence, noté t_c , est le dual de l'étalement Doppler. Ce temps, représentant l'écart temporel au-delà duquel l'état du canal est décorrélié par rapport à son état initial, est défini selon l'équation suivante :

$$\rho_t = \frac{R_H(0; t_c)}{R_H(0; 0)} \quad (2.51)$$

Il est à noter, comme pour la bande de cohérence, que le temps de cohérence n'a de sens que si il est associé à un coefficient de corrélation donné. Selon le type de canal de propagation étudié, différentes relations (souvent empiriques) liant le temps de cohérence et le décalage Doppler maximal $f_{d\max}$ existent. Dans le cas d'un spectre Doppler de type Jakes, une relation utilisée dans la suite de ce document est donnée pour un coefficient

de corrélation égal à 0.5 par [51] :

$$t_c \approx \frac{9}{16\pi f_{d\max}} \quad (2.52)$$

2.5 Influence du canal sur les communications numériques

Alors que les trajets multiples sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et d'un étalement des retards, l'effet Doppler provoque une sélectivité temporelle et un étalement fréquentiel. Pour assurer une qualité de transmission suffisante, les systèmes doivent être résistants aux trajets multiples mais aussi peu sensibles à l'effet Doppler. Les conséquences de ces deux phénomènes sur la qualité de transmission vont dépendre des propriétés de sélectivité et de diversité du canal.

2.5.1 La notion de sélectivité

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figures peuvent se présenter :

- $B \ll B_c \Leftrightarrow T_S \gg \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification. Lors d'évanouissements, toute la bande du signal est alors fortement atténuée, ce qui conduit à une diminution du rapport signal à bruit. Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits « évanouissements plats » et le canal est alors non-sélectif en fréquence.
- $B > B_c \Leftrightarrow T_S < \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal. L'étalement des retards étant supérieur à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences entre symboles. Le canal de propagation est alors sélectif en fréquence.
- $T_S < t_c \Leftrightarrow B > B_d$: lorsque l'étalement Doppler est inférieur à la bande occupée par le signal, le canal de propagation est dit à « évanouissements lents ». La réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Le canal est alors non-sélectif en temps.
- $T_S \gg t_c \Leftrightarrow B \ll B_d$: par opposition au cas précédent, si la bande fréquentielle du signal est inférieure à l'étalement Doppler du canal, le canal de propagation est dit à « évanouissements rapides ». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

2.5.2 La notion de diversité

A partir de la bande de cohérence et du temps de cohérence du canal, il est aussi possible d'estimer l'ordre de diversité d'un système. La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. Il existe de nombreuses formes de diversité. Parmi celles-ci, on distingue, par exemple, les diversités spatiale, temporelle, fréquentielle, de trajet, *etc.* Pour notre étude, seules les notions de diversité temporelle et fréquentielle sont abordées.

La plus simple à mettre en œuvre, la diversité temporelle consiste à répéter la même information à des moments différents afin de créer une redondance. Ainsi, lorsque la séparation entre deux trames successives portant la même information est supérieure au temps de cohérence du canal, on considère que la diversité temporelle est exploitée. Ainsi, en notant T_{trame} la durée d'une trame constituée d'un ensemble de symboles, l'ordre de diversité temporelle D_t sur cette trame est approché par l'expression suivante :

$$D_t = \frac{T_{\text{trame}}}{t_c} \quad (2.53)$$

De même, la diversité fréquentielle consiste à transmettre simultanément la même information sur plusieurs fréquences différentes. On considère que cette dernière est exploitée lorsque la séparation entre deux fréquences successives portant la même information est supérieure à la bande de cohérence du canal. Ainsi, pour un système de largeur de bande B , l'ordre de diversité fréquentielle D_f est approché par :

$$D_f = \frac{B}{B_c} \quad (2.54)$$

2.6 Prises en compte des canaux de propagation dans les simulations

Afin d'évaluer la complexité et les performances des systèmes de communications numériques par le biais de la simulation logicielle, l'utilisation des modèles statistiques temporels des canaux de propagation est nécessaire. Ainsi, dans une première partie, nous présenterons les différents modèles de canaux étudiés et utilisés pour tester la robustesse des systèmes MC-CDMA. Ensuite, nous verrons que certaines conditions doivent être respectées afin de vérifier la validité de la simulation.

2.6.1 Les modèles de canaux étudiés

Le premier modèle de canal étudié est le canal de Rayleigh à trajets multiples. Les caractéristiques temporelles de ce modèle théorique sont représentées par les équations (2.8), (2.9) et (2.11). Ce modèle permet, malgré sa simplicité, de tester efficacement la robustesse

et les performances d'un système par la simulation. De plus, son utilisation étant largement répandue, les résultats obtenus seront appréciables qualitativement, car ils pourront être facilement comparés aux performances d'autres systèmes.

Les seconds modèles de canaux étudiés sont les canaux BRAN. Ces modèles de canaux ont été normalisés par l'institut des télécommunications de normalisation européenne (ETSI) dans le cadre du projet BRAN [40, 41] dont le but a été de définir les couches physiques et de contrôle des systèmes HIPERLAN/2, réseau local sans fil à haut débit. Ces modèles représentent différents scénarii de transmission, du type intérieur de bureau pour le canal BRAN A, à extérieur pour le canal BRAN E. Le tableau 2.2 donne les différentes caractéristiques de ces canaux. Chaque modèle est composé de 18 trajets dont l'amplitude des retards suit une décroissance exponentielle. Une largeur de bande de 20 MHz a été allouée dans la bande des 5.2 GHz pour la mise en œuvre de ces réseaux locaux. La majorité de nos simulations a été effectuée avec les canaux BRAN A et BRAN E dont les retards et les amplitudes des 18 trajets sont donnés par les tableaux 2.3 et 2.4. Pour les simulations, afin d'appliquer à chaque écho le retard qui lui est associé, une interpolation d'un facteur α_{inter} du signal émis sera effectuée dès que cela sera nécessaire.

Canal	Nombre de trajets	Etalement moyen des retards	LOS/NLOS	Environnement
A	18	50 ns	NLOS (Rayleigh)	intérieur, zone fermée, type bureau
B	18	100 ns	NLOS (Rayleigh)	intérieur, zone ouverte
C	18	150 ns	NLOS (Rayleigh)	Idem canal BRAN B avec des points d'accès différents
D	18	140 ns	LOS (Rice)	Idem canal BRAN B avec trajet direct
E	18	250 ns	NLOS (Rayleigh)	Zone ouverte étendue, type hall d'exposition

TAB. 2.2 – *Principales caractéristiques des cinq canaux BRAN*

Retards (en ns)	0	10	20	30	40	50	60	70	80
Amplitude (en dB)	0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9
Retards (en ns)	90	110	140	170	200	240	290	340	390
Amplitude (en dB)	-7.8	-4.7	-7.3	-9.9	-12.5	-13.7	-18	-22.4	-26.7

TAB. 2.3 – *Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A*

Retards (en ns)	0	10	20	40	70	100	140	190	240
Amplitude (en dB)	-4.9	-5.1	-5.2	-0.8	-1.3	-1.9	-0.3	-1.2	-2.1
Retards (en ns)	320	430	560	710	880	1070	1280	1510	1760
Amplitude (en dB)	0	-1.9	-2.8	-5.4	-7.3	-10.6	-13.4	-17.4	-20.9

TAB. 2.4 – *Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E*

Les figures 2.5 et 2.6 représentent une réalisation des quatre fonctions du système de Bello pour les canaux BRAN A et BRAN E. Sur ces deux figures, l'axe temporel est explicité par la distance d'observation des canaux, fonction de la longueur d'onde λ . Ceci permet de représenter les variations des canaux indépendamment de la vitesse et de la fréquence porteuse. Pour les deux canaux, la forme en « U » du spectre Doppler typique d'un spectre de Jakes est observée sur la réponse bi-fréquentielle $F(f, \nu)$ et la fonction de diffusion $D(\tau, \nu)$ pour tous les trajets et quelles que soient leurs puissances. En revanche, pour une même bande B de transmission, on constate que les évanouissements sont plus nombreux pour le canal BRAN E que pour le canal BRAN A. Ceci vient du fait que la bande de cohérence du canal BRAN E, égale théoriquement à 1.23 MHz, est inférieure à celle du canal BRAN A égale à 5.09 MHz. Ainsi, pour un système donné, l'ordre de diversité fréquentielle sera plus important pour le canal BRAN E que pour le canal BRAN A.

2.6.2 Les conditions de simulations

Pour évaluer les performances des systèmes de communications, les canaux à évanouissements corrélés tels que les canaux BRAN sont utilisés parce qu'ils illustrent bien la réalité. Cependant, les temps de simulation sont beaucoup plus importants sur des canaux à évanouissements corrélés que sur des canaux théoriques. En effet, afin de prendre en compte les variations du canal, la durée d'observation de ce dernier doit être suffisante pour obtenir une statistique des erreurs de propagation significative. Ainsi, une observation du canal sur un parcours équivalent à 25λ semble constituer un bon compromis [60]. Le nombre d'échantillons N_{sim} à simuler est donné par :

$$N_{\text{sim}} \approx \frac{25\lambda f_e}{v} \quad (2.55)$$

où v est la vitesse de déplacement du mobile exprimée en m/s et f_e est la fréquence d'échantillonnage exprimée en Hz.

Lorsque l'on évalue les performances d'un système de communications numériques, le TEB, mesuré avec une précision de ε %, est dépendant du nombre d'échantillons simulés. En supposant que les bits erronés sont indépendants et suivent une loi de Bernoulli, cette précision sur le TEB mesuré est donnée par la relation suivante [60] :

$$N_{\text{sim}} > \frac{1}{\text{TEB } \varepsilon^2} \quad (2.56)$$

Si l'on souhaite obtenir un TEB égal à 1.10^{-4} avec une précision de 5%, le nombre minimum d'échantillons à simuler est alors égal à 4.10^6 .

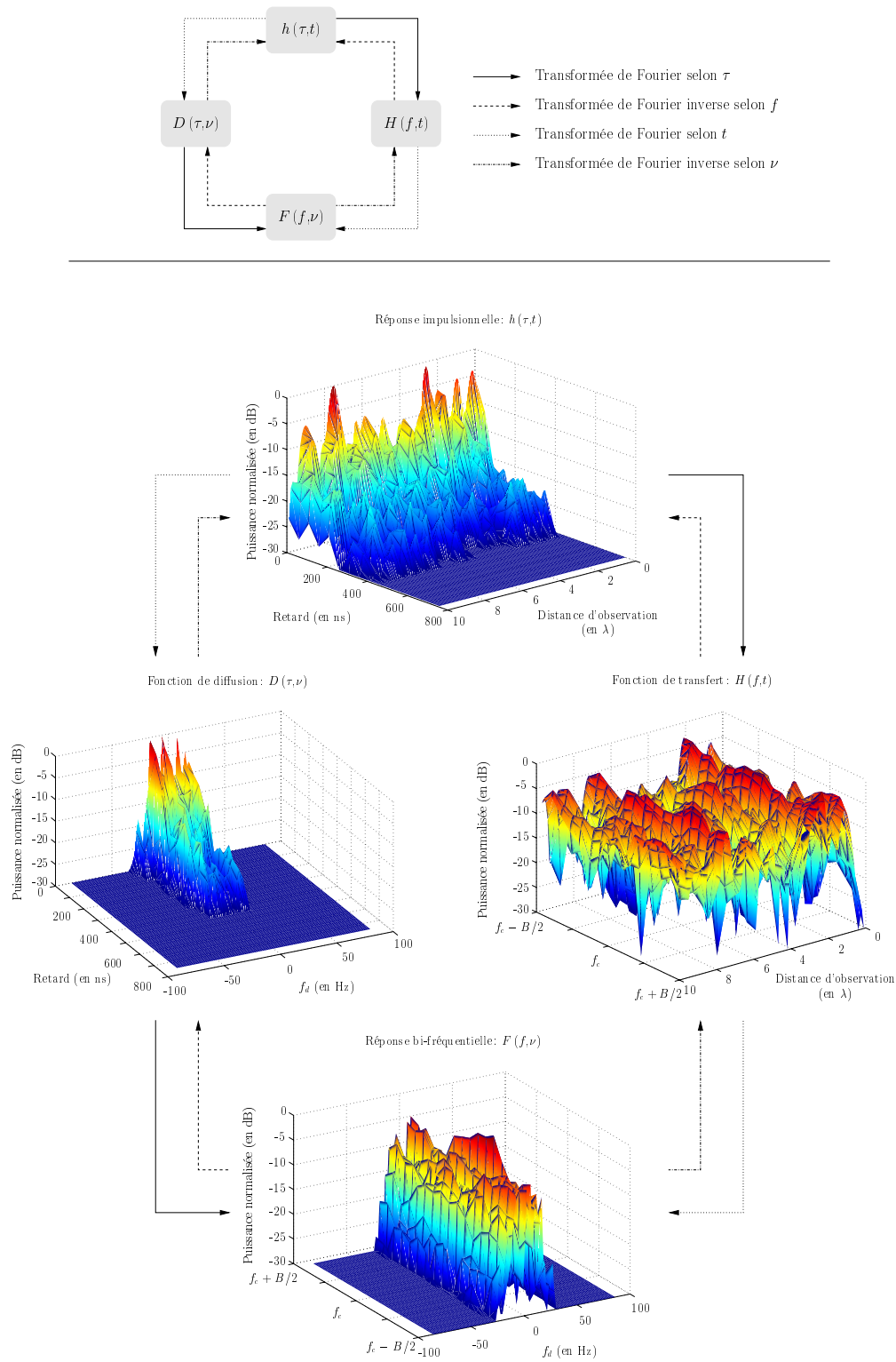


FIG. 2.5 – *Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN A*

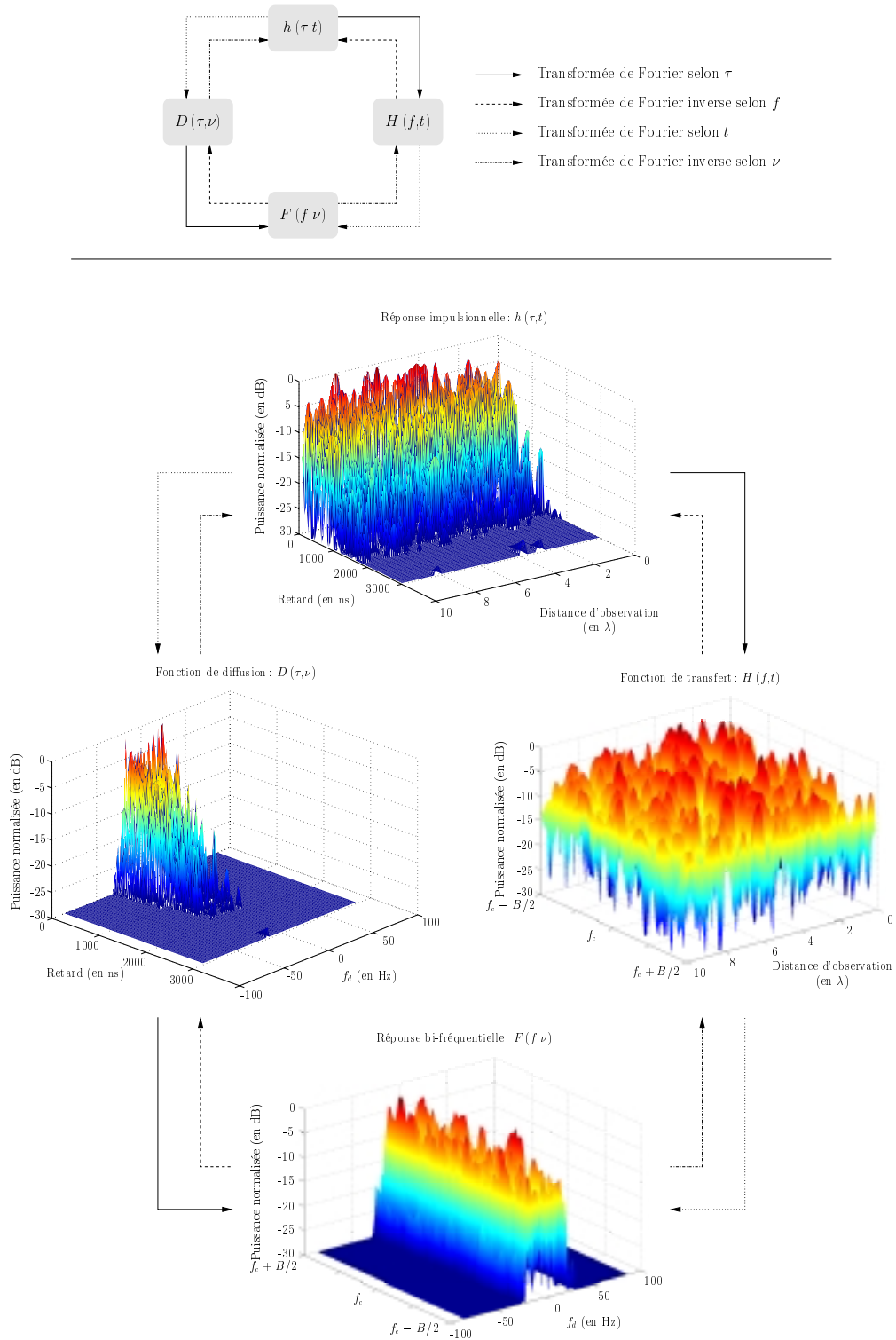


FIG. 2.6 – Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN E

2.7 Conclusion

Après avoir rappelé les phénomènes observés lors de la propagation des ondes, nous avons présenté une modélisation mathématique du canal de propagation basée sur la théorie proposée par Bello. Ensuite, à partir de certaines hypothèses que nous avons détaillées, les paramètres permettant de caractériser le canal de propagation tels que la bande de cohérence ou la dispersion des retards ont été définis. A partir de ces paramètres, les notions de sélectivité et de diversité ont alors été introduites. Enfin, les principales caractéristiques du canal théorique de Rayleigh et des canaux BRAN utilisés par la suite ont été présentées.

Chapitre 3

Les techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre

Sommaire

3.1	Les systèmes MC-DS-CDMA	62
3.1.1	L'émetteur	62
3.1.2	Le récepteur	65
3.2	Les systèmes MT-CDMA	65
3.2.1	L'émetteur	66
3.2.2	Le récepteur	68
3.3	Les systèmes MC-CDMA	69
3.3.1	L'émetteur	70
3.3.2	Le récepteur	72
3.3.3	Choix des paramètres N_p et L_c	72
3.4	Une autre variante : les systèmes Ss-MC-MA	74
3.5	Comparaison des techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre	77
3.6	Les techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA	80
3.6.1	Les techniques de détection mono-utilisateurs	82
3.6.2	Les techniques de détection multi-utilisateurs	87
3.7	Evaluation des performances des systèmes MC-CDMA en voie descendante	91
3.7.1	Performances des techniques de détection mono-utilisateurs	92
3.7.2	Performances des techniques de détection multi-utilisateurs	95
3.8	Conclusion	100

Comme on a pu le voir au cours du premier chapitre, les techniques d'étalement de spectre et de modulations à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer pour l'étalement de spectre la confidentialité des

informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis, sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI. Ainsi, en 1993, afin de tirer parti des avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples [61–63]. La technique MC-CDMA ou AMRC à porteuses multiples, initialement dénommée OFDM/CDMA, était née. Durant la même année, deux autres techniques combinant différemment les fonctions CDMA et OFDM ont été développées : le MC-DS-CDMA ou AMRC à porteuses multiples et à séquence directe [64,65] et le MT-CDMA ou AMRC multipilotes [66].

Après avoir présenté successivement ces trois systèmes, nous nous intéresserons à un quatrième système dérivé du MC-CDMA et nommé SS-MC-MA pour Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access ou encore MC-SS-MA. Ensuite, une présentation des différentes techniques de détection mises en œuvre au niveau des récepteurs MC-CDMA et l'évaluation des performances de ces techniques sont effectuées.

3.1 Les systèmes MC-DS-CDMA

Cette technique, proche de l'étalement de spectre par séquence directe, a été proposée pour la première fois en octobre 1993 par S. Kondo et L. B. Milstein [64]. Son principe consiste à étaler les données dans le domaine temporel avec un code attribué à chaque utilisateur, puis à transmettre ces données étalées sur plusieurs sous-porteuses orthogonales. On obtient ainsi un système qui est robuste face aux trajets multiples et qui permet de supprimer les interférences à bande étroite. Au même moment, V. Da Silva et E. S. Sousa travaillaient sur les systèmes DS-CDMA quasi-synchrones en voie montante. Dans le but de faciliter la synchronisation des systèmes DS-CDMA, ils eurent l'idée d'utiliser les modulations à porteuses multiples pour augmenter la durée symbole du signal transmis tout en transmettant le même débit utile [65]. Depuis, les systèmes MC-DS-CDMA ont été analysés pour les liaisons descendantes [67–70], mais aussi pour les liaisons montantes [71–76].

3.1.1 L'émetteur

Le schéma de principe d'un modulateur MC-DS-CDMA d'un utilisateur j (avec $j \in [0, N_u - 1]$) est représenté sur la figure 3.1. Par souci de clarté, sur cette figure comme sur les suivantes, nous considérons que le nombre N_p de sous-porteuses est égal à la longueur L_c du code d'étalement.

Le flot de données de chaque utilisateur de période T_d est tout d'abord converti en N_p flots de période $N_p T_d$ par la conversion série-parallèle. Ensuite chacun des N_p flots est étalé dans le domaine temporel par le même code d'étalement noté SC_j de longueur L_c attribué au $j^{\text{ième}}$ utilisateur. Afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement entre deux sous-porteuses consécutives Δf est alors proportionnel à l'inverse de la durée T_c d'un chip du code d'étalement (*cf.*

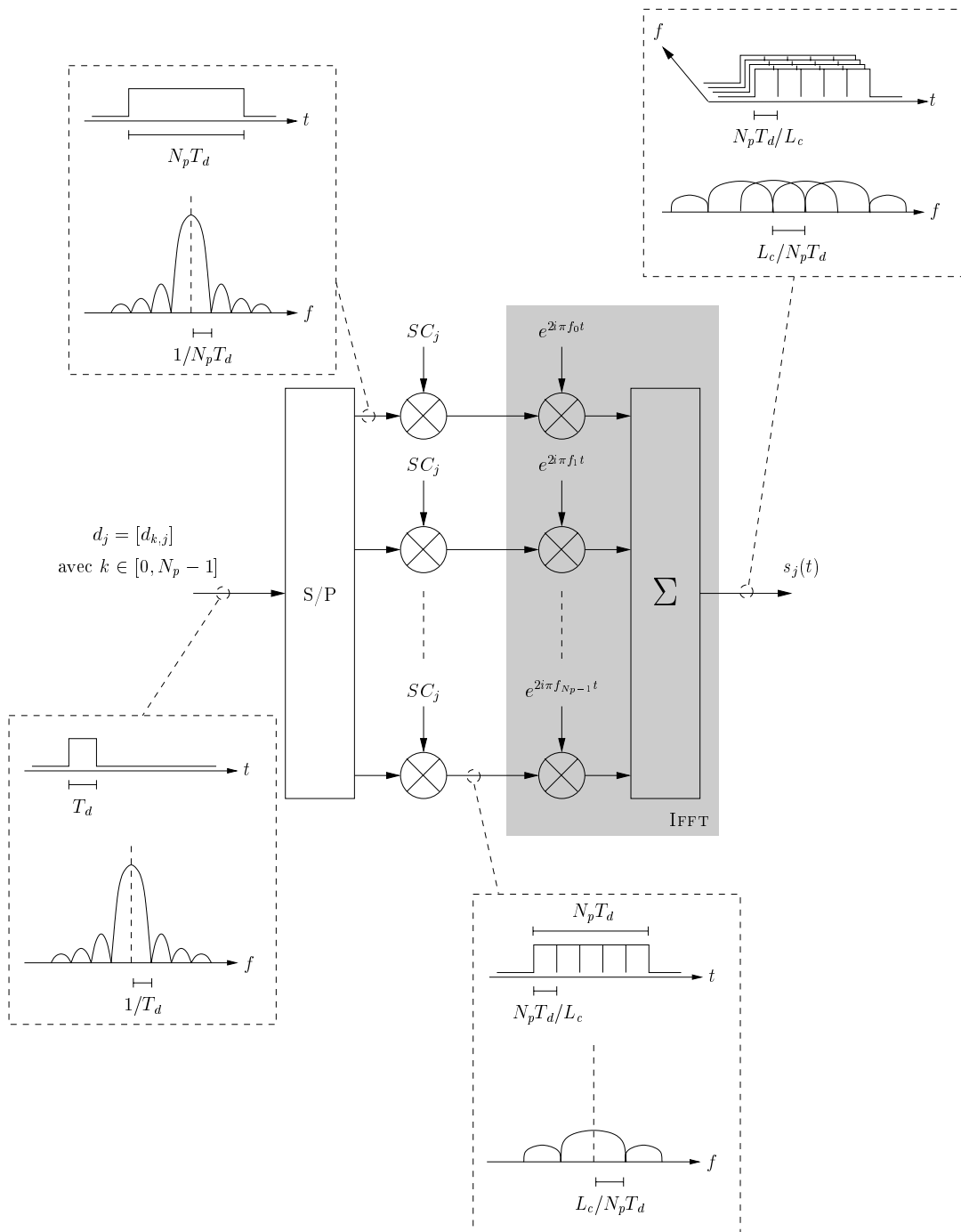


FIG. 3.1 – Modulateur MC-DS-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur

chapitre 1). Ainsi, la durée d'un symbole MC-DS-CDMA sur chaque sous-porteuse est égale à $T_S = N_p T_d = L_c T_c$. D'où :

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{L_c}{N_p T_d} = \frac{L_c}{T_S} \quad (3.1)$$

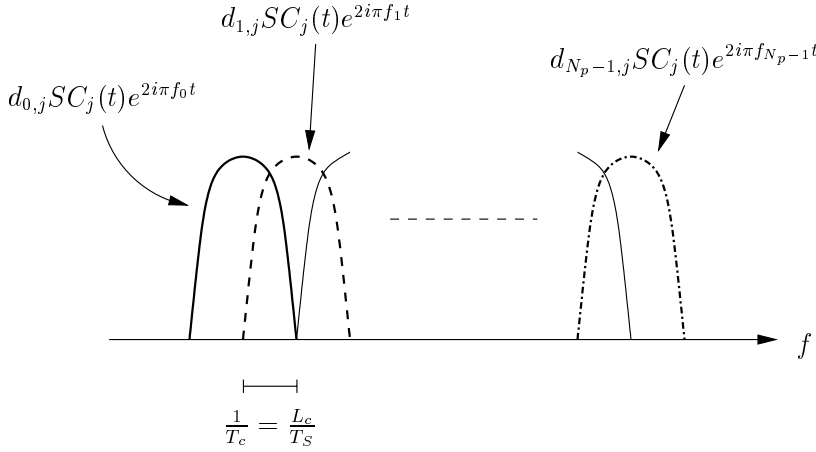


FIG. 3.2 – Spectre des sous-porteuses du signal MC-DS-CDMA pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur

La figure 3.2 représente le spectre du signal MC-DS-CDMA transmis pour l'utilisateur j . N_p symboles $d_{k,j}$ sont émis sur l'intervalle $[0, T_S[$ et l'expression du signal $s_j(t)$ est donnée par :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ d_{k,j} SC_j(t) \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_0 + \frac{k L_c}{N_p T_d} \quad (3.2)$$

La bande B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{(N_p + 1) L_c}{T_S} = \frac{(N_p + 1) L_c}{N_p T_d} \quad (3.3)$$

L'enveloppe complexe X_j du signal MC-DS-CDMA $s_j(t)$ échantillonnée au rythme T_c/N_p est donc égale à :

$$X_j(nT_c/N_p) = (-1)^n SC_j(nT_c/N_p) \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{d_{k,j}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n k / N_p}}_{\text{TFD}^{-1}} \quad (3.4)$$

Ainsi, un signal MC-DS-CDMA peut être généré à l'aide d'une transformation de Fourier inverse effectuée sur les symboles $d_{k,j}$.

L'utilisation d'une conversion série-parallèle dans le modulateur MC-DS-CDMA permet d'augmenter la durée du symbole émis, passant de T_d à $N_p T_d$. Par conséquent, en utilisant

un grand nombre de sous-porteuses, cette approche permet de tirer parti de la diversité temporelle. En revanche, une donnée différente étant transmise sur chaque sous-porteuse, la diversité fréquentielle ne peut-être exploitée que si des techniques de codage de canal associées à de l'entrelacement sont mises en œuvre, ou encore si une même donnée est transmise sur plusieurs sous-porteuses [72, 77].

Comme pour les modulations à porteuses multiples, l'insertion d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal permettant d'absorber les différents échos du canal est souhaitable.

3.1.2 Le récepteur

La figure 3.3 représente le récepteur habituellement proposé pour les systèmes MC-DS-CDMA. Cette illustration ne prend pas en compte l'ajout des fonctions de codage de canal ou d'entrelacement permettant d'exploiter la diversité fréquentielle. Les données transmises étant différentes sur chaque sous-porteuse, la détection est effectuée sous-porteuse par sous-porteuse après l'opération de désétalement. En sortie du démodulateur, les estimations $\hat{d}_{k,j}$ des N_p données émises $d_{k,j}$ sont récupérées sur chacune des sous-porteuses.

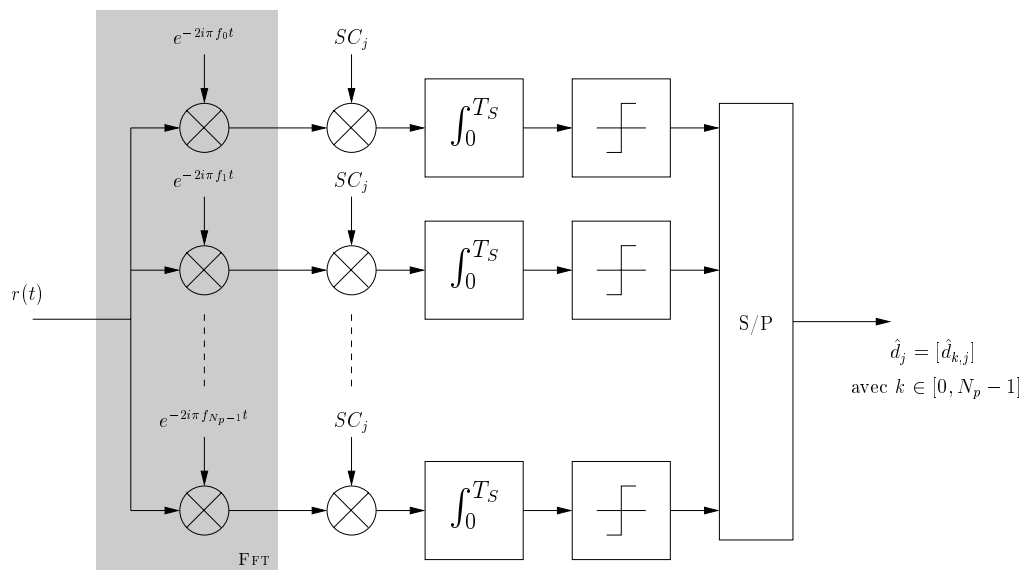


FIG. 3.3 – Récepteur MS-DS-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur

3.2 Les systèmes MT-CDMA

Le concept du MT-CDMA fut présenté pour la première fois par L. Vandendorpe en octobre 1993 [66]. A l'origine des principales études menées sur cette technique [78, 79],

L. Vandendorpe proposait un système dédié plus particulièrement à des applications en voie montante. L'intérêt principal de cette approche est, pour un gain de traitement¹ donné, d'utiliser des codes d'étalement plus longs que ceux employés pour un système DS-CDMA, ce qui permet de réduire plus efficacement les interférences entre utilisateurs.

3.2.1 L'émetteur

Comme dans le cas des systèmes MC-DS-CDMA, l'opération d'étalement de spectre est ici réalisée dans le domaine temporel. Cependant, dans le modulateur MT-CDMA représenté sur la figure 3.4, la multiplication par le code d'étalement est mise en œuvre après la modulation à porteuses multiples.

Après la conversion série-parallèle permettant de convertir le flot de données de chaque utilisateur de période T_d en N_p flots de période $N_p T_d$, le module « IFFT » génère le signal à porteuses multiples. Les sous-porteuses, vérifiant les conditions d'orthogonalité, sont donc espacées de $1/N_p T_d$. Le signal à porteuses multiples est ensuite étalé dans le domaine temporel par le code d'étalement SC_j de l'utilisateur j . La fonction d'étalement de spectre se déroulant après l'opération de modulations à porteuses multiples, les conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses ne sont plus vérifiées à la sortie du modulateur MT-CDMA. En posant T_S la durée du symbole MT-CDMA, l'espace Δf entre les sous-porteuses est égal à :

$$\Delta f = \frac{1}{T_S} = \frac{1}{N_p T_d} \quad (3.5)$$

Le signal MT-CDMA $s_j(t)$ de l'utilisateur j émis sur l'intervalle $[0, T_S[$ transmettant N_p symboles $d_{k,j}$ est donné par l'expression suivante :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ d_{k,j} SC_j(t) \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_0 + \frac{k}{N_p T_d} \quad (3.6)$$

Le spectre des sous-porteuses de ce signal est représenté sur la figure 3.5. Les sous-porteuses ne sont pas orthogonales et leur recouvrement spectral important induit l'apparition d'interférences entre elles. La bande de fréquences B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{2L_c}{N_p T_d} + \frac{N_p - 1}{N_p T_d} = \frac{2L_c + N_p - 1}{T_S} \quad (3.7)$$

Le signal MT-CDMA peut être considéré comme un signal OFDM « classique » qui est dans un second temps multiplié dans le domaine temporel par une séquence d'étalement de spectre. Ainsi, le signal obtenu avant l'étalement est généré numériquement à l'aide d'une transformée de Fourier discrète inverse sur les symboles $d_{k,j}$ avec un pas d'échantillonnage

1. Le gain de traitement est défini par le rapport des bandes occupées entre le signal initial et le signal émis.

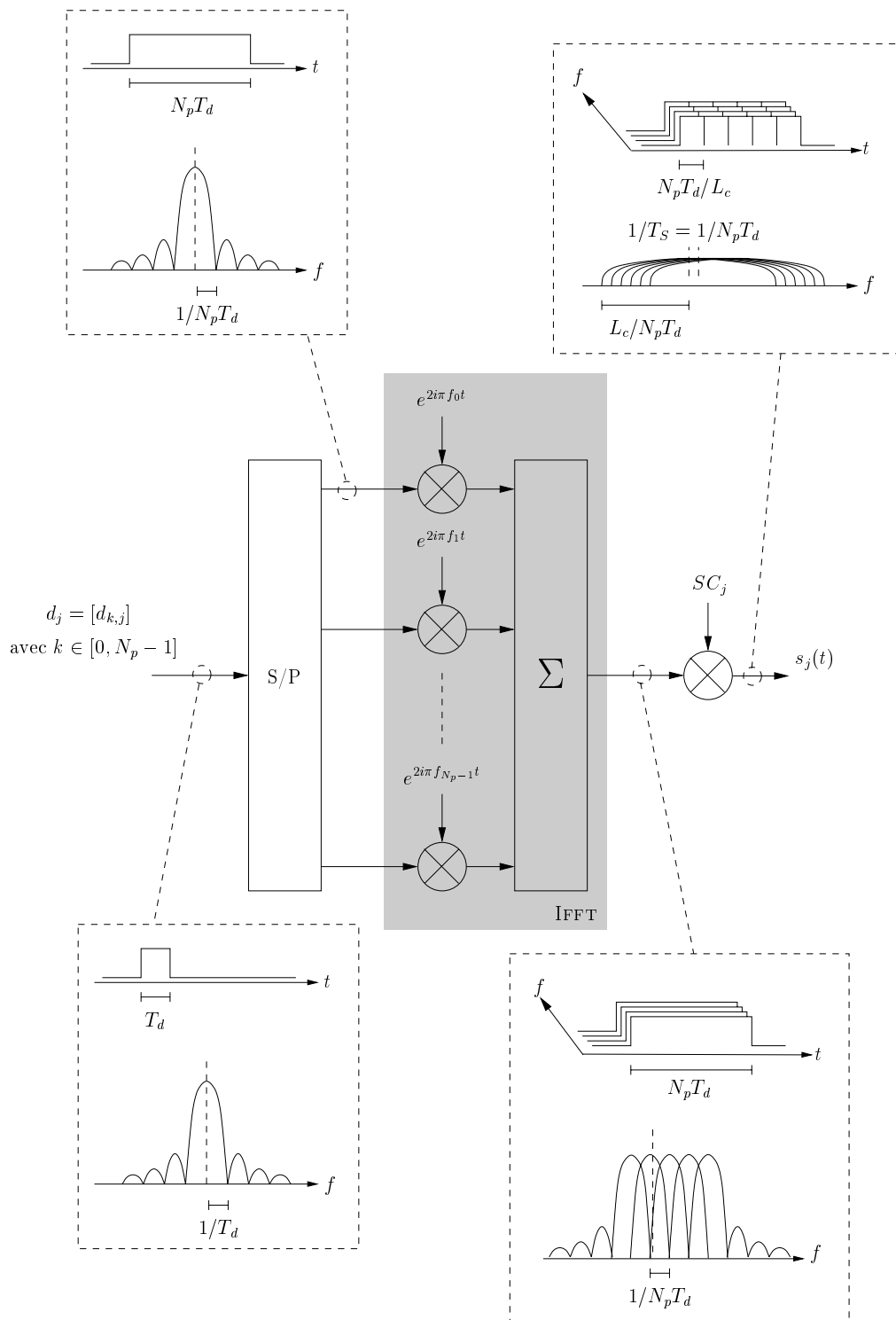


FIG. 3.4 – Modulateur MT-CDMA du j ème utilisateur

égal à T_S/N_p . L'enveloppe complexe de ce signal s'écrit :

$$X_j'(nT_S/N_p) = (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{d_{k,j}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p}}_{\text{TFD}^{-1}} \quad (3.8)$$

Cependant, le code d'étalement nécessite un pas d'échantillonnage de T_c égal à T_S/L_c . Par conséquent, une opération d'interpolation est nécessaire sur le signal obtenu avant l'étalement pour que ce dernier soit généré au même pas d'échantillonnage, égal à T_c . L'enveloppe complexe X_j du signal MT-CDMA échantillonnée au rythme T_S/L_c est donc égale à :

$$X_j(nT_S/L_c) = SC_j(nT_S/L_c)X''(nT_S/L_c) \quad (3.9)$$

où $X''(nT_S/L_c)$ représente une interpolation de l'enveloppe complexe $X_j'(nT_S/N_p)$ du signal OFDM obtenu avant l'opération d'étalement de spectre.

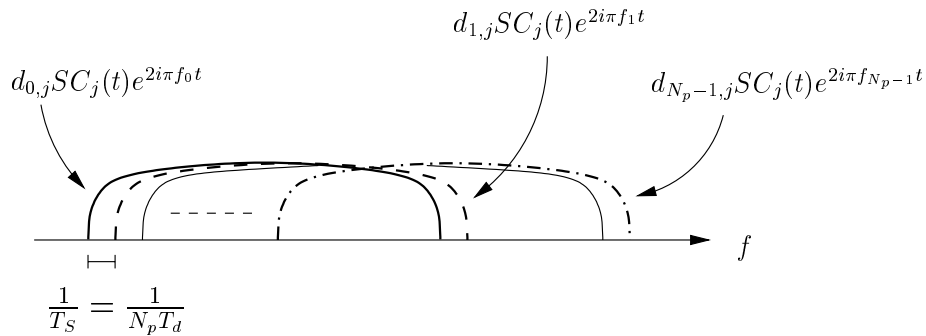
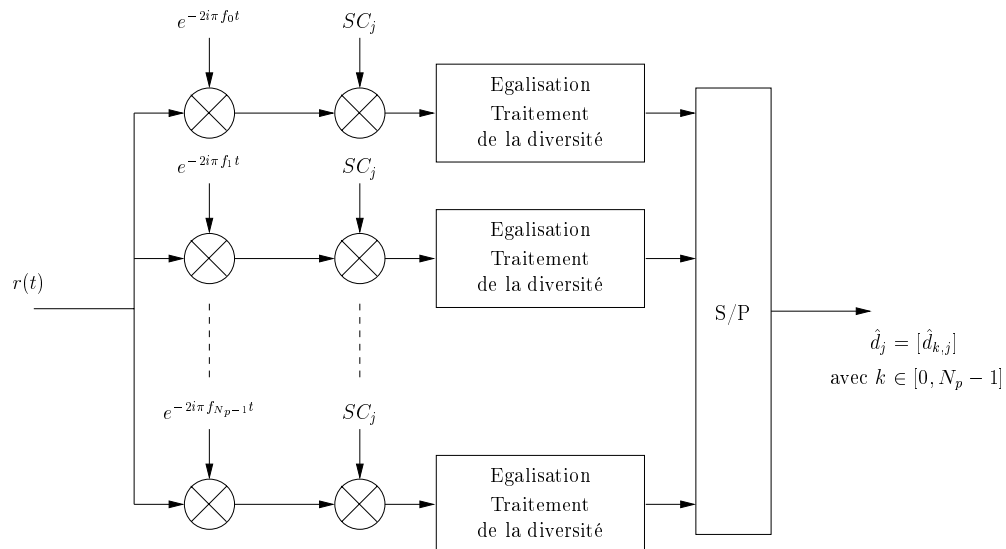


FIG. 3.5 – *Spectre des sous-porteuses du signal MT-CDMA pour le j ème utilisateur*

Le principal avantage de la technique MT-CDMA réside dans la possibilité d'utiliser des codes très longs. En effet, comparés aux séquences d'étalement des systèmes à porteuse unique tels que les systèmes DS-CDMA, des codes N_p fois plus longs peuvent être choisis tout en conservant une même occupation spectrale et un même débit utile. Il est ainsi possible de bénéficier des bonnes propriétés d'autocorrélation et surtout d'intercorrélations de longs codes permettant de mieux rejeter les interférences d'accès multiple.

3.2.2 Le récepteur

Le récepteur proposé par L. Vandendorpe dans [66, 78] n'est pas tout à fait le symétrique de l'émetteur. En effet, l'opération de désétalement est effectuée sur chaque sous-porteuse alors qu'à l'émission, cette dernière est réalisée après la démodulation à porteuses multiples. La figure 3.6 représente ce type de récepteur où le désétalement, l'égalisation et le traitement de la diversité sont réalisés indépendamment sous-porteuse par sous-porteuse. Avec un tel récepteur, l'orthogonalité entre les sous-porteuses n'est pas restaurée et l'insertion d'un intervalle de garde à l'émission n'est pas utile.

FIG. 3.6 – Récepteur MT-CDMA du j ème utilisateur

3.3 Les systèmes MC-CDMA

Parmi les trois techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, le système MC-CDMA est de loin le plus étudié. Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a tout d'abord fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-CDMA [80–86]. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-CDMA. En plus de ces études comparatives, des travaux, principalement réalisés sur liaison descendante, ont cherché à optimiser les systèmes MC-CDMA afin d'améliorer leurs performances. Ainsi, les sensibilités des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des décalages Doppler ou des erreurs de synchronisation ont été évaluées [87–97]. De nouvelles techniques de détection sont apparues et ont été comparées aux techniques habituellement utilisées [98–104]. Lorsque les codes de Walsh-Hadamard sont choisis, il est possible de réaliser la fonction d'étalement et la transformée de Fourier en une seule opération permettant ainsi de réduire la complexité des émetteurs MC-CDMA [24, 105, 106]. L'influence du codage de canal ou du turbo-codage sur les systèmes MC-CDMA est évaluée dans [62, 107, 108]. Et plus récemment, les combinaisons des techniques MC-CDMA et MIMO (Multiple Input, Multiple Output) sont étudiées dans le but d'exploiter au mieux les diversités spatiale, fréquentielle et temporelle [109–111].

3.3.1 L'émetteur

La technique MC-CDMA est basée sur la concaténation de l'étalement de spectre et de la modulation à porteuses multiples. Contrairement aux deux techniques précédentes, le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Plus précisément, le symbole complexe d_j propre à chaque utilisateur j est tout d'abord multiplié par chacun des chips $c_{j,k}$ du code d'étalement SC_j , puis appliqué à l'entrée du modulateur à porteuses multiples. Chaque sous-porteuse transmet un élément d'information multiplié par un chip du code propre à cette sous-porteuse. La figure 3.7 représente le modulateur MC-CDMA dans le cas où la longueur L_c du code d'étalement est égale au nombre N_p de sous-porteuses mais ceci n'est absolument pas obligatoire. Afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement Δf entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée T_c d'un chip du code d'étalement. Lorsque L_c est égal à N_p , la durée T_S d'un symbole MC-CDMA sur chaque sous-porteuses est alors égale à $T_S = T_d = T_c$. D'où un espacement entre sous-porteuses :

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_d} = \frac{1}{T_S} \quad (3.10)$$

Toujours dans le cas où L_c est égal à N_p , l'expression du signal MC-CDMA $s_j(t)$ de l'utilisateur j émis sur $[0, T_S]$ et transmettant un symbole complexe d_j s'écrit :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ d_j c_{j,k} \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \quad (3.11)$$

Le spectre des sous-porteuses de ce signal est représenté sur la figure 3.8. Les conditions d'orthogonalité sont vérifiées en sortie du modulateur MC-CDMA.

La bande de fréquence B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{(N_p + 1)}{T_S} = \frac{(N_p + 1)}{T_d} \quad (3.12)$$

L'enveloppe complexe X_j du signal MC-CDMA $s_j(t)$ échantillonnée au rythme T_S/N_p est égale à :

$$X_j(nT_S/N_p) = (-1)^n d_j \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{j,k}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p}}_{\text{TFD}^{-1}} \quad (3.13)$$

De cette dernière équation, il apparait clairement que le signal MC-CDMA peut être généré à l'aide d'une transformée de Fourier inverse effectuée sur les chips du code d'étalement. Cela nous permet de remarquer l'influence déterminante des codes d'étalement sur les variations de l'enveloppe complexe du signal MC-CDMA. Ainsi, afin de limiter ces variations à l'entrée de l'amplificateur RF, il est nécessaire de choisir judicieusement les codes d'étalement utilisés. Ce choix s'appuyant sur des critères donnés fait l'objet du quatrième chapitre de ce mémoire.

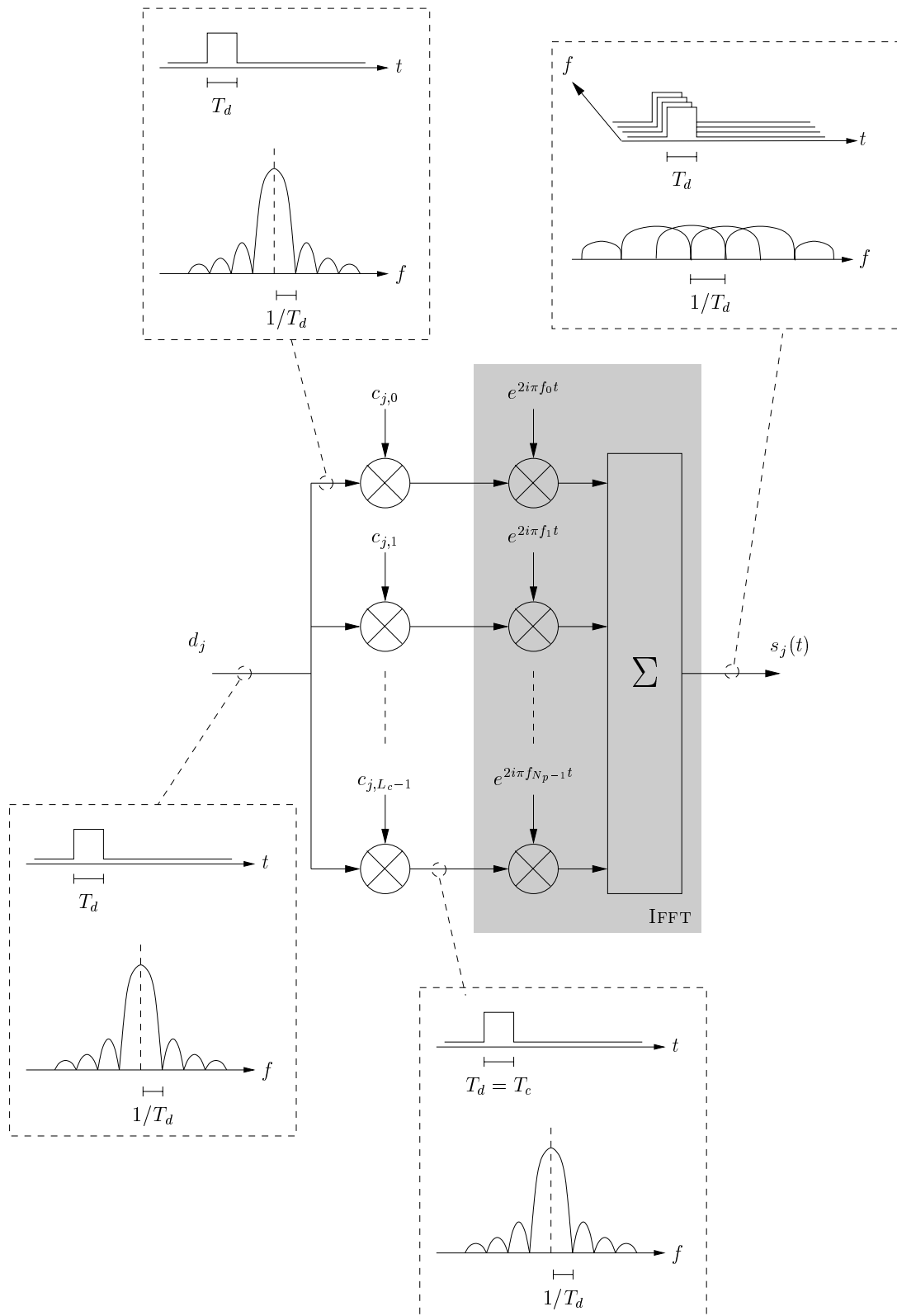
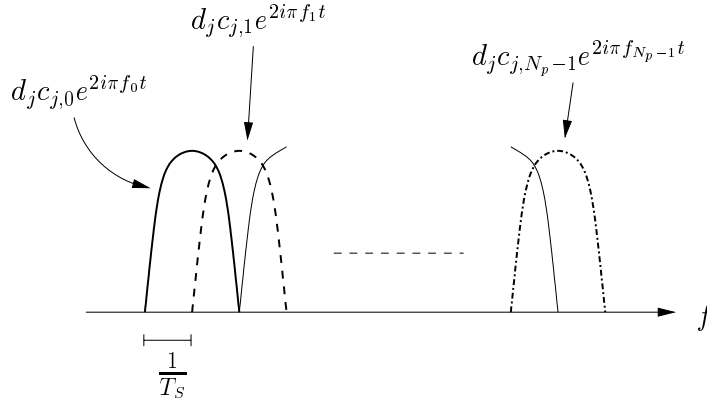


FIG. 3.7 – Modulateur MC-CDMA du j ème utilisateur avec $L_c = N_p$


 FIG. 3.8 – Spectre des sous-porteuses du signal MC-CDMA pour le $j^{\text{ème}}$ utilisateur

Comme pour le signal OFDM, l'insertion d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal garantit l'absence d'interférence entre symboles.

L'intérêt majeur de cette technique est qu'elle permet un accès multiple à répartition de codes avec un signal émis présentant toutes les caractéristiques et les avantages d'un signal OFDM. En outre, la diversité fréquentielle du canal est pleinement exploitée, chaque symbole complexe d_j étant transmis par l'ensemble des sous-porteuses.

3.3.2 Le récepteur

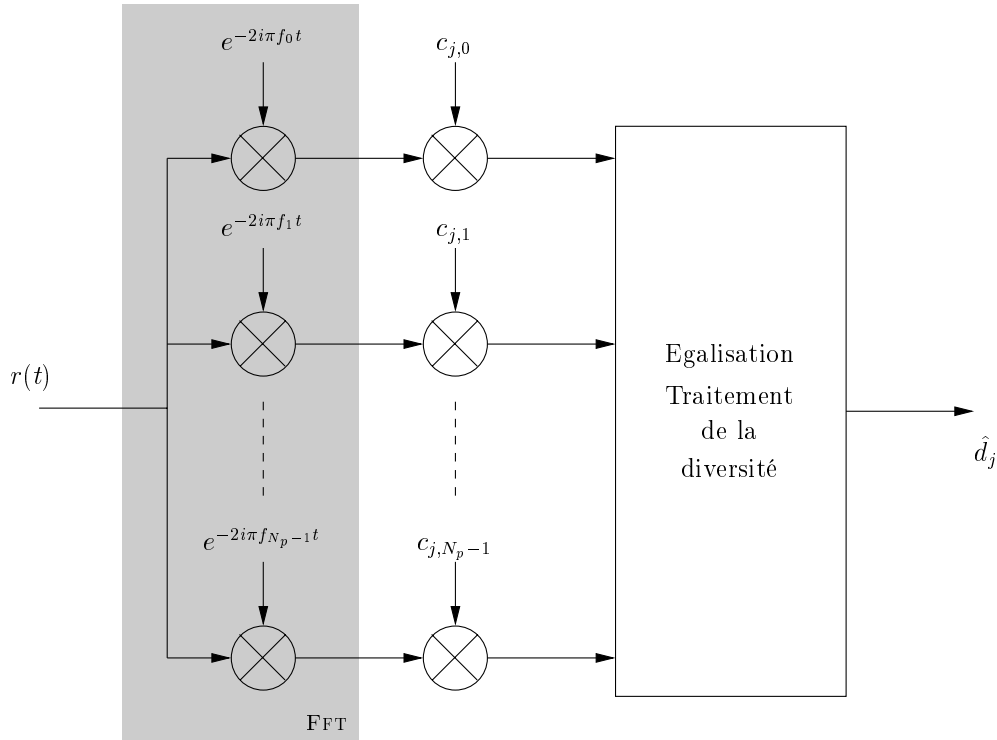
La figure 3.9 représente le récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur. Sur ce schéma, où le traitement de l'accès multiple est dissocié du traitement de la diversité et de l'égalisation de canal, la séparation des utilisateurs se fait dans le domaine fréquentiel puisque le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine. Le signal MC-CDMA reçu en voie descendante à l'entrée du récepteur est noté $r(t)$ et s'écrit (*cf.* équation (2.13)) :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ \beta_p(t) e^{i\theta_p(t)} d_j c_{j,k} \Pi(t - \tau_p) e^{2i\pi(f_0 + k/T_s)(t - \tau_p)} \right\} + n(t) \quad (3.14)$$

Des techniques d'égalisation plus ou moins complexes associées au traitement de la diversité doivent être mises en œuvre au niveau du récepteur afin d'obtenir une estimation \hat{d}_j correcte. Ces techniques sont décrites dans un prochain paragraphe.

3.3.3 Choix des paramètres N_p et L_c

Dans le paragraphe précédent, le système MC-CDMA décrit, est caractérisé par un nombre de sous-porteuses égal à la longueur du code d'étalement. En attribuant un code

FIG. 3.9 – Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur

d'étalement par utilisateur, le nombre maximal d'utilisateur $N_{u \max}$ pouvant cohabiter est alors égal au nombre maximal N_{seq} de séquences au sein d'une même famille. Ainsi, en supposant que les codes d'étalement utilisés sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard, on obtient :

$$N_p = L_c = N_{seq} = N_{u \max} \quad (3.15)$$

Cependant, afin de mieux adapter le signal MC-CDMA aux caractéristiques du canal de transmission, il peut être nécessaire d'apporter des modifications à la structure représentée sur la figure 3.7 [112]. Les paramètres variables sont principalement la longueur des codes et le nombre de sous-porteuses.

La première modification possible consiste à augmenter le nombre de sous-porteuses tout en conservant la longueur des codes et le nombre maximal d'utilisateurs. Comme pour un signal OFDM, le nombre N_p de sous-porteuses est imposé par les caractéristiques du canal de transmission. Il résulte du compromis entre la capacité du système à absorber un étalement donné de la réponse impulsionnelle du canal et de la nécessité de l'invariance du canal sur une durée symbole MC-CDMA. En posant $\alpha = N_p/L_c$, chaque utilisateur exploite N_p sous-porteuses pour transmettre α données par symbole MC-CDMA. Avec cette modification, la durée T_S du symbole MC-CDMA transmis augmente et la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion d'un intervalle de garde est réduite d'un facteur

α . De manière à exploiter au mieux la diversité fréquentielle du canal, il est nécessaire d'utiliser un entrelaceur avant la modulation à porteuses multiples.

La seconde modification possible consiste à réduire la complexité des récepteurs en diminuant la longueur des codes d'étalement, tout en conservant le nombre maximal d'utilisateurs et le nombre de sous-porteuses adapté aux caractéristiques du canal. Les utilisateurs sont répartis en $\alpha = N_p/L_c$ groupes et chaque groupe, composé de L_c utilisateurs, constitue un système MC-CDMA de base. Ainsi, la longueur des codes est réduite d'un facteur α par rapport au système MC-CDMA de référence pour lequel L_c est égal à N_p . De ce fait, un code d'étalement n'est plus attribué à un unique utilisateur mais à N_p/L_c utilisateurs. Il est là aussi nécessaire d'utiliser un entrelaceur fréquentiel pour que chaque utilisateur exploite pleinement la diversité fréquentielle du canal. Avec cette modification, l'accès multiple est à répartition de fréquence entre chaque groupe d'utilisateurs et à répartition par codes entre utilisateurs d'un même groupe.

3.4 Une autre variante : les systèmes SS-MC-MA

Une autre possibilité de combinaison de l'étalement de spectre et des modulations à porteuses multiples est la technique SS-MC-MA pour Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access. Cette technique, dérivée des systèmes MC-CDMA, est présentée par S. Kaiser et K. Fazel dans [113]. Elle associe l'accès multiple par répartition de codes et l'accès multiple par répartition de fréquences. Chaque utilisateur profite de l'accès multiple offert par les codes d'étalement pour transmettre ses propres données sur un sous-ensemble de sous-porteuses, le multiplexage des signaux des différents utilisateurs étant fréquentiel. La figure 3.10 représente le modulateur SS-MC-MA pour un utilisateur donné dans le cas d'une liaison montante en supposant que le nombre N_{seq} de séquences disponibles au sein d'une même famille de codes est égal à la longueur L_c des codes.

Durant un symbole SS-MC-MA, chaque utilisateur transmet N_{seq} données $d_{k,j}$ sur un sous-ensemble de L_c sous-porteuses. Chaque donnée $d_{k,j}$ est copiée L_c fois et chaque copie est multipliée par un chip d'un code d'étalement de longueur L_c avant d'être appliquée à l'entrée d'un modulateur à porteuses multiples de taille $N_p = L_c$ dans le cas d'une liaison montante et $N_p = N_u L_c$ dans le cas d'une liaison descendante. De manière à réaliser le parallèle avec la technique MC-CDMA, la figure 3.11 représente une répartition des données des différents utilisateurs pour les systèmes SS-MC-MA et MC-CDMA dans le cas d'une communication en voie descendante.

Etant donné que chaque usager utilise L_c sous-porteuses sur un total de $N_p = N_u L_c$ sous-porteuses, l'insertion d'un entrelaceur avant la modulation à porteuses multiples permet à chaque utilisateur de tirer parti de l'indépendance en fréquence liée à la bande totale du signal transmis.

Dérivé du MC-CDMA, le système SS-MC-MA présente quelques similitudes avec ce dernier, comme la possibilité d'insérer un intervalle de garde pour éviter l'apparition d'ISI. Par ailleurs, ces deux techniques présentent aussi des différences. En effet, dans un système

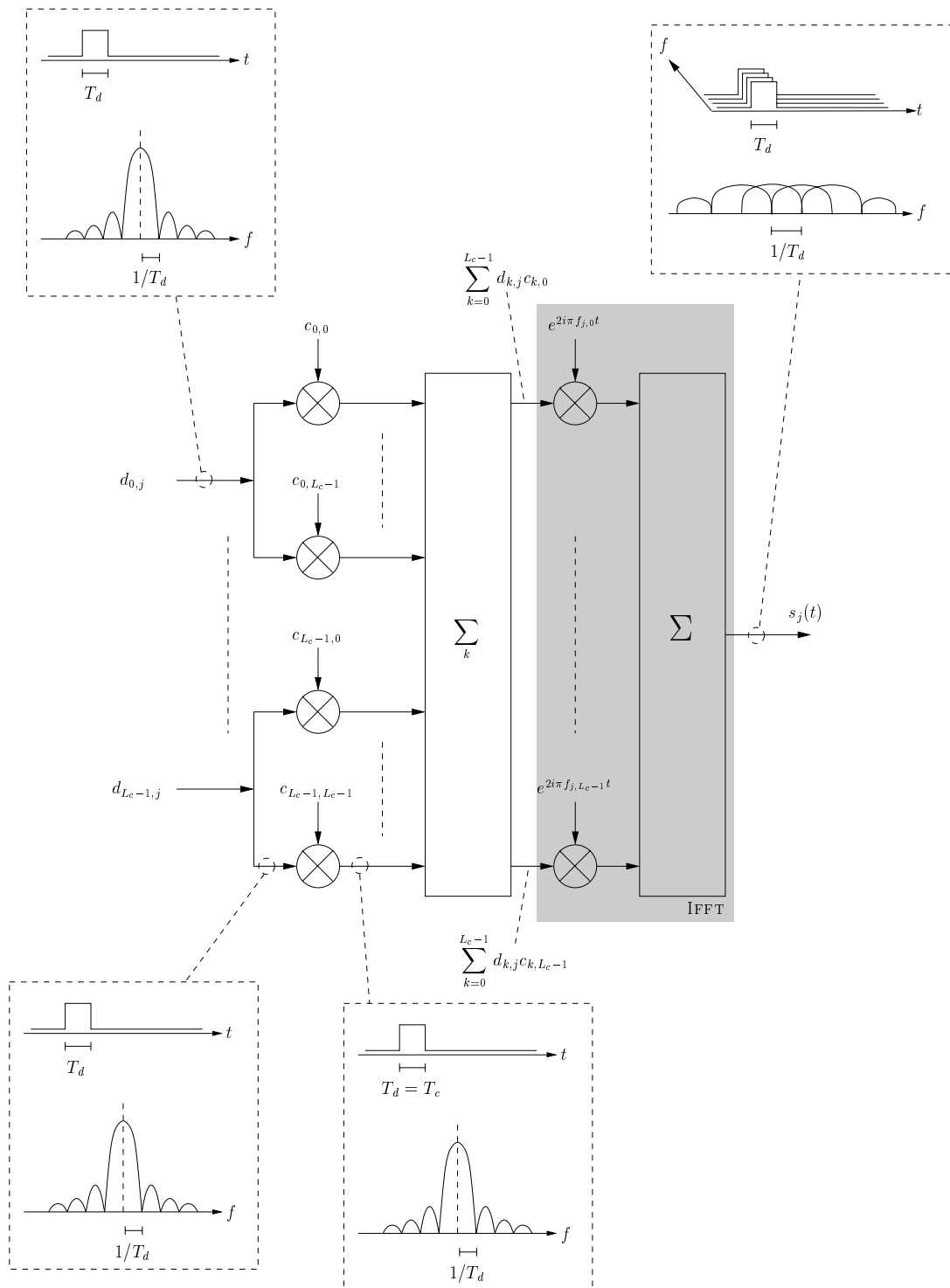


FIG. 3.10 – Modulateur SS-MC-MA du j ème utilisateur pour $N_{seq} = L_c$ dans le cas de la voie montante

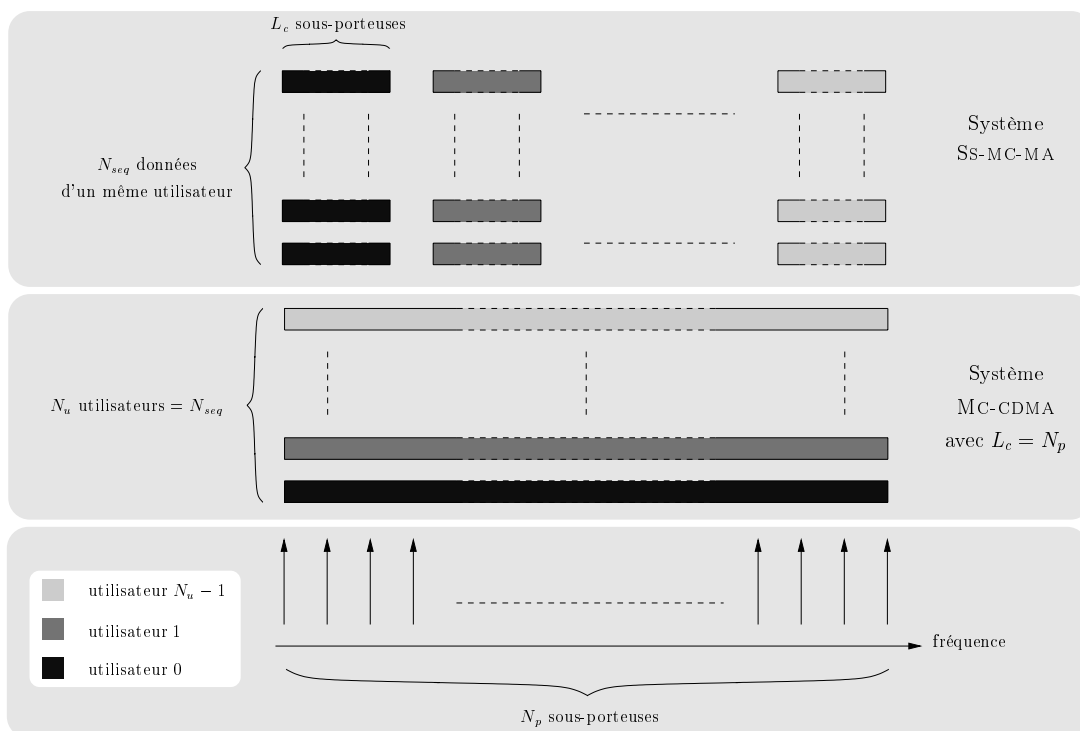


FIG. 3.11 – Répartition des données des différents utilisateurs pour les systèmes SS-MC-MA et MC-CDMA en voie descendante

SS-MC-MA, les données d'un même utilisateur étant « empilées » sur un sous-ensemble spécifique de sous-porteuses, les interférences entre utilisateurs sont alors inexistantes. Cependant, un terme similaire d'interférence entre données d'un même utilisateur est présent et doit être traité de la même manière que le terme d'interférence entre utilisateurs d'un système MC-CDMA. Une autre différence entre ces deux techniques est la complexité à estimer les canaux de la voie montante au niveau du récepteur. En effet, dans un système MC-CDMA, chacune des sous-porteuses est utilisée par l'ensemble des utilisateurs. De ce fait, le signal reçu et véhiculé par une sous-porteuse subit différentes distorsions provoquées par chacun des canaux des différents utilisateurs. En revanche, dans un système SS-MC-MA, chacune des sous-porteuses est utilisée par un seul utilisateur. Le signal reçu et véhiculé par une sous-porteuse n'a donc subi que les distorsions provoquées par le canal d'un seul utilisateur. De ce fait, l'estimation de canal de la voie montante est bien moins complexe pour les systèmes SS-MC-MA que pour les systèmes MC-CDMA. Ce dernier point est le principal intérêt du SS-MC-MA et lui permet d'obtenir de bonnes performances en voie montante [112, 114, 115].

3.5 Comparaison des techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre

Après avoir présenté les différentes techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, une comparaison des principales caractéristiques de ces techniques est proposée dans cette partie. Afin de faciliter cette comparaison, nous avons dressé un tableau regroupant les différents paramètres des techniques MC-CDMA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA et SS-MC-MA mais aussi ceux d'une technique à porteuse unique, à savoir, la technique DS-CDMA. Tous ces paramètres, regroupés dans le tableau 3.1 sont exprimés en fonction de T_d , la durée d'un symbole après le codage binaire-à-signal. L'ajout d'un intervalle de garde nécessaire à certaines techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre n'est pas pris en compte dans ce tableau.

Pour une occupation spectrale identique, à pleine charge, les cinq techniques permettent de transmettre un même débit symbole par utilisateur égal à $1/T_d$. En effet, en tenant compte d'une part, de la mise en œuvre d'un filtrage de Nyquist² de facteur de retombée égal à zéro pour les techniques DS-CDMA et MT-CDMA, et d'autre part, d'une longueur de code d'étalement N_p fois plus grande pour la technique MT-CDMA que pour la technique DS-CDMA, l'occupation spectrale de l'ensemble de ces techniques est environ égale à L_c/T_d . Notons que pour les systèmes SS-MC-MA, le nombre de sous-porteuses N_p est égal à $N_{u\max} \times L_c$ pour un système fonctionnant à pleine charge.

Pour des systèmes équivalents, nous venons de constater que le débit symbole par utilisateur et l'occupation spectrale étaient identiques. Leurs différences résident donc dans leurs façons de combiner les données des différents utilisateurs. La figure 3.12 représente

² L'étalement de spectre par séquence directe utilise à l'émission un filtre de Nyquist permettant entre autres de limiter l'occupation spectrale du signal émis.

Système	DS-CDMA	MC-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA	SS-MC-MA
Etalement	temporel	fréquentiel	temporel	temporel	fréquentiel
Orthogonalité entre les sous-porteuses	\times	OUI	OUI	NON	OUI
Durée du symbole initial	T_d	T_d	T_d	T_d	T_d
Nombre de sous-porteuses	1	N_p	N_p	N_p	N_p
Longueur des codes d'étalement	L_c	L_c	L_c	L_c	L_c
Durée d'un symbole sur chaque sous-porteuse	T_d	T_d	$N_p T_d$	$N_p T_d$	T_d
Durée d'un chip du code d'étalement	$\frac{T_d}{L_c}$	T_d	$\frac{N_p T_d}{L_c}$	$\frac{N_p T_d}{L_c}$	T_d
Espace entre les sous-porteuses	\times	$\frac{1}{T_d}$	$\frac{L_c}{N_p T_d}$	$\frac{1}{N_p T_d}$	$\frac{1}{T_d}$
Durée symbole du signal émis	T_d	T_d	$N_p T_d$	$N_p T_d$	T_d
Occupation spectrale	$\frac{2L_c}{T_d}$	$\frac{(N_p + 1)}{T_d}$	$\frac{(N_p + 1)L_c}{N_p T_d}$	$\frac{2L_c + N_p - 1}{N_p T_d}$	$\frac{L_c N_p + 1}{T_d}$

TAB. 3.1 – *Principales caractéristiques des systèmes DS-CDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA et SS-MC-MA*

le signal émis pour les quatre techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. Sur une durée T_d , le signal MC-CDMA comprenant L_c répliques de la même donnée d_j sur plusieurs sous-porteuses, les branches de diversité sont dites fréquentielles. En revanche, pour les systèmes MC-DS-CDMA et MT-CDMA, les données émises étant différentes sur chaque sous-porteuse, l'absence de redondance dans l'information ne permet pas une exploitation de la diversité fréquentielle du canal. Cependant, puisque l'étalement de spectre est réalisé dans le domaine temporel, il est possible de bénéficier de la diversité temporelle du canal. Quant à elle, la technique SS-MC-MA exploite uniquement la diversité fréquentielle. Il est important de noter que pour un nombre identique de sous-porteuses, la technique MC-CDMA exploite mieux la diversité fréquentielle du canal que la technique SS-MC-MA (la longueur des codes d'étalement étant généralement plus grande pour la technique MC-CDMA que pour la technique SS-MC-MA).

De nombreuses publications comparant les performances des différentes techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre à celles des techniques à porteuse unique comme le DS-CDMA peuvent être trouvées dans la littérature. Ainsi, dans [20, 80, 82], ou plus précisément [83, 84, 116] pour les systèmes MC-CDMA, [63, 74, 75] pour les systèmes MC-DS-CDMA et [79] pour les systèmes MT-CDMA, il est démontré que les systèmes à porteuses multiples offrent de meilleurs résultats que les systèmes mono-porteuses. De plus, les comparaisons de ces trois dernières techniques sur liaison descendante [20, 80, 117] donnent l'avantage à la technique MC-CDMA. En effet, cette dernière s'est avérée offrir un excellent rapport performance/complexité tout en permettant d'atteindre de bonnes efficacités spectrales en particulier sur liaison descendante, ce qui constitue une des principales exigences des futurs réseaux multimédia. C'est pourquoi, la suite de ce document est largement consacrée à l'étude et à l'optimisation des systèmes MC-CDMA en voie montante et descendante.

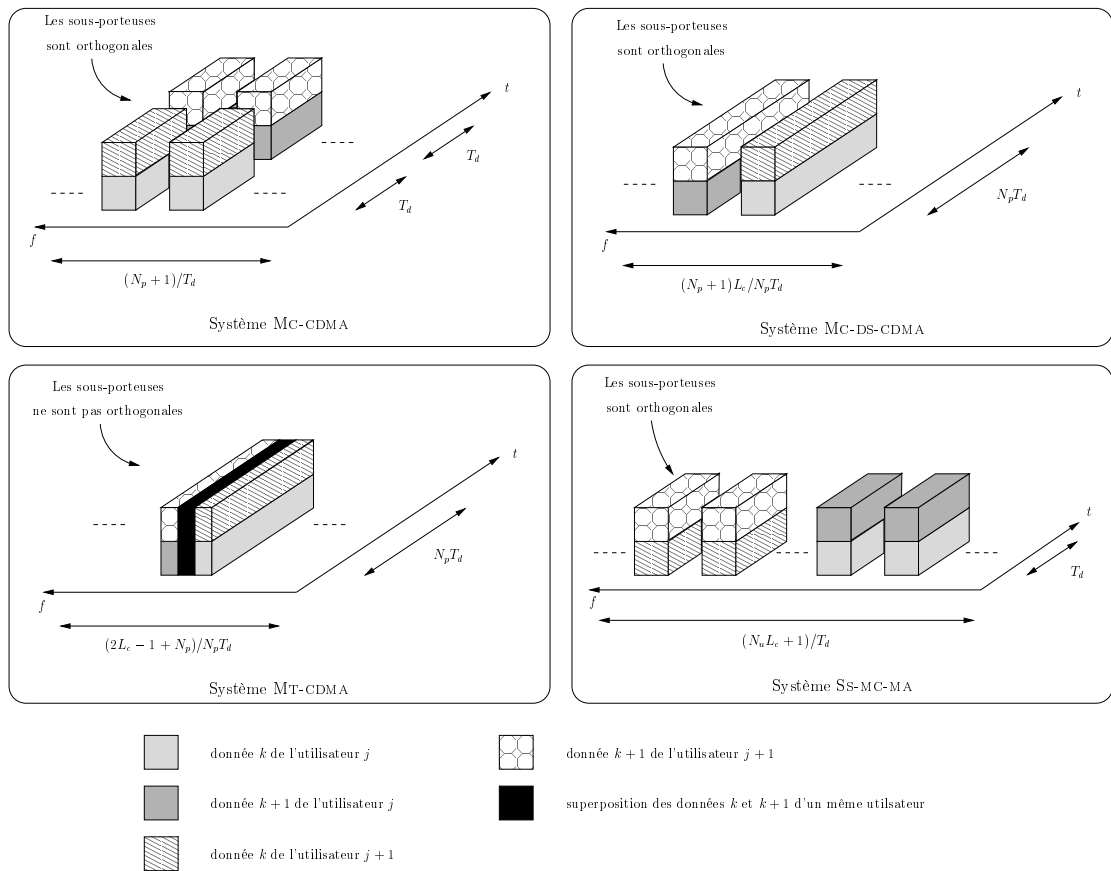


FIG. 3.12 – Représentation du signal émis pour les quatre types de modulations à porteuses multiples et à accès multiple

3.6 Les techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA

Les classifications des récepteurs MC-CDMA sont effectuées selon différents critères. Ces critères portent aussi bien sur la structure du récepteur (série, parallèle, à retour de décision, *etc.*) que sur la technique d'égalisation utilisée. Ainsi, les récepteurs optimaux peuvent être différenciés des récepteurs sous-optimaux, les récepteurs linéaires des récepteurs non-linéaires, les récepteurs multi-utilisateurs des récepteurs mono-utilisateurs, *etc.*

Dans notre cas, nous classerons les détecteurs selon la connaissance ou non d'informations (matrice de corrélation des codes, amplitudes, retards relatifs *etc.*) sur chacun des utilisateurs. Ainsi, un détecteur sera qualifié de mono-utilisateur lorsque seule la séquence de l'utilisateur considéré sera connue. Les interférences d'accès multiple provenant des autres utilisateurs seront alors considérées comme des brouilleurs. Dans le cas contraire, les détecteurs seront dits multi-utilisateurs. En s'appuyant sur la connaissance d'informations sur les différents utilisateurs, les détecteurs multi-utilisateurs cherchent, en utilisant au mieux le signal reçu et les informations dont ils disposent sur le canal, à retrouver la séquence émise par chacun d'entre eux. Les interférences d'accès multiple ne sont plus ici considérées comme des signaux aléatoires mais comme des signaux déterministes.

A l'aide de l'expression du signal reçu dans le cas de la voie descendante ($N_p = L_c$), donnée par l'équation (3.14), et en posant $f_c = f_0 + N_p/2T_S$, nous obtenons :

$$r(t) = \Re \left\{ \Pi(t - \tau_p) r'(t) e^{2i\pi f_c t} \right\} \quad (3.16)$$

où $r'(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal reçu $r(t)$ donnée par l'expression suivante :

$$r'(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \beta_p(t) e^{i\theta_p(t)} d_j c_{j,k} e^{2i\pi(k-N_p/2)(t-\tau_p)/T_S} + n(t) \quad (3.17)$$

Afin de modéliser les effets du canal dans le domaine fréquentiel, nous émettons les hypothèses suivantes couramment utilisées pour une modulation de type OFDM. Le canal est supposé non sélectif en fréquence sur chaque sous-porteuse et invariant pendant la durée d'un symbole MC-CDMA. L'absence d'ISI et ICI est assurée par l'insertion d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement des retards de la réponse impulsionnelle du canal. La matrice d'entrelacement étant par ailleurs supposée idéale, le canal peut alors être modélisé dans le domaine fréquentiel par des coefficients complexes indépendants, propres à chaque sous-porteuse et constants sur la durée d'un symbole MC-CDMA. Ces coefficients sont notés :

$$h_k = \varrho_k e^{i\phi_k} \quad (3.18)$$

où ϱ_k et ϕ_k représentent respectivement les distorsions d'amplitude et de phase subies par la sous-porteuse k .

Après avoir effectué les opérations de suppression de l'intervalle de garde, de FFT et de désentrelacement, l'enveloppe complexe du signal reçu peut s'exprimer sous forme vectorielle par :

$$\mathcal{R} = \mathcal{H}\mathcal{S}\mathcal{C}\mathcal{D} + \mathcal{N} \quad (3.19)$$

où :

- \mathcal{R} est un vecteur de taille N_p :

$$\mathcal{R} = \left[r'_0 \quad \cdots \quad r'_{N_p-1} \right]^T \quad (3.20)$$

Les composantes r'_k symbolisent les enveloppes complexes des signaux reçus sur les sous-porteuses d'indice k .

- \mathcal{H} est la matrice des coefficients complexes du canal de taille $N_p \times N_p$. Dans la mesure où l'on considère une synchronisation fréquentielle parfaite du système à porteuses multiples et un décalage Doppler négligeable, l'interférence entre les sous-porteuses est inexistante. Cela revient à considérer la matrice \mathcal{H} comme une matrice diagonale donnée par :

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{N_p-1} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

- $\mathcal{S}\mathcal{C}$ est la matrice des codes d'étalement de taille $L_c \times N_u$ donnée par :

$$\mathcal{S}\mathcal{C} = \left[\mathcal{S}\mathcal{C}_0^T \quad \cdots \quad \mathcal{S}\mathcal{C}_{N_u-1}^T \right] = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{1,0} & \cdots & c_{N_u-1,0} \\ c_{0,1} & c_{1,1} & \cdots & c_{N_u-1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{0,L_c-1} & c_{1,L_c-1} & \cdots & c_{N_u-1,L_c-1} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

- \mathcal{D} est le vecteur de données de l'ensemble des utilisateurs de taille N_u :

$$\mathcal{D} = \left[d_0 \quad \cdots \quad d_{N_u-1} \right]^T \quad (3.23)$$

- \mathcal{N} est un vecteur colonne constitué de N_p composantes n_k représentant chacune un processus blanc additif gaussien centré. Ce vecteur est donné par :

$$\mathcal{N} = \left[n_0 \quad \cdots \quad n_{N_p-1} \right]^T \quad (3.24)$$

La structure des détecteurs présentés dans ce document comprend un étage d'égalisation suivi par les étages de désétalement de spectre et de démodulation MDP4. La seule opération qui change dans ce type de structure est l'égalisation. Pour cette raison, nous utilisons de façon abusive les deux termes détection et égalisation pour qualifier l'opération d'égalisation visant à compenser les distorsions introduites par le canal de transmission.

3.6.1 Les techniques de détection mono-utilisateurs

Comme nous l'avons précisé au paragraphe précédent, les détecteurs mono-utilisateurs considèrent que le signal « utile » est le signal de l'utilisateur considéré et que les signaux des autres utilisateurs ne sont finalement que des brouilleurs venant perturber le signal utile. Dans le cadre de cette étude, les détecteurs sont linéaires et correspondent aux détecteurs utilisés pour les modulations à porteuses multiples. L'égalisation est alors réalisée sous-porteuse par sous-porteuse à l'aide d'un coefficient multiplicatif g_k . En utilisant les notations matricielles, l'ensemble de ces N_p coefficients g_k peut s'exprimer par une matrice diagonale de taille $N_p \times N_p$ notée \mathcal{G} :

$$\mathcal{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{N_p-1} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Le schéma de principe d'un détecteur mono-utilisateur permettant d'obtenir une estimation \hat{d}_j du symbole émis d_j du $j^{\text{ième}}$ utilisateur est représenté sur la figure 3.13. Après les

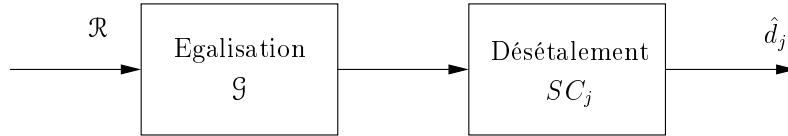


FIG. 3.13 – *Schéma de principe d'un détecteur mono-utilisateur*

opérations d'égalisation et de désétalement, l'estimation \hat{d}_j du symbole émis d_j du $j^{\text{ième}}$ utilisateur s'exprime par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= SC_j^T \mathcal{G} \mathcal{R} = SC_j^T \mathcal{G} \mathcal{H} \mathcal{C} \mathcal{D} + SC_j^T \mathcal{G} \mathcal{N} \\ &= \sum_{q=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} (g_k h_k c_{q,k} d_q + g_k n_k) \\ &= \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 g_k h_k d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} g_k h_k d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} g_k n_k}_{\text{III}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Les trois termes I, II et III de l'équation (3.26) correspondent respectivement au signal utile (signal de l'utilisateur considéré), aux interférences d'accès multiple (signaux « brouilleurs » provenant des autres utilisateurs) et au bruit blanc additif gaussien pondéré par le coefficient d'égalisation et le chip du code d'étalement de l'utilisateur considéré. En supposant que les données des utilisateurs proviennent de sources indépendantes et que les coefficients du canal h_k pondérés par les coefficients d'égalisation g_k sont indépendants selon l'indice k , en appliquant le théorème de la limite centrale, le terme d'interférence

d'accès multiple est considéré comme une variable gaussienne pour de fortes valeurs de N_p et L_c [118].

3.6.1.1 La combinaison à gain maximal (CGM) ou Maximum ratio combining (MRC)

Ce critère consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation g_k égal au complexe conjugué du coefficient du canal h_k :

$$g_k = h_k^* \quad (3.27)$$

A partir de l'équation (3.26), en remplaçant g_k par h_k^* , la variable de décision obtenue en appliquant la technique MRC est égale à :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 |h_k|^2 d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} |h_k|^2 d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} h_k^* n_k}_{\text{III}} \quad (3.28)$$

La technique MRC est considérée optimale vis-à-vis du bruit additif lorsque la même information est transmise simultanément sur plusieurs branches de diversité. Ainsi, en l'absence d'interférence d'accès multiple, les performances de la technique MRC sont les meilleures en terme de TEB puisque le traitement de la diversité est optimal. La probabilité d'erreur par élément binaire obtenue dans ce dernier cas lorsqu'un seul utilisateur est actif est égale à celle du filtre adapté et est donnée par l'expression [118] :

$$P_e = \left(1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{D_f + E_b/N_0}}\right)^{D_f} \sum_{m=0}^{D_f-1} \mathbf{C}_{D_f-1+m}^m \left(\frac{1}{2}\right)^{D_f+m} \left(1 + \sqrt{\frac{E_b/N_0}{D_f + E_b/N_0}}\right)^m \quad (3.29)$$

Cette probabilité d'erreur, appelée la limite du filtre adapté, est obtenue pour une modulation MDP2 ou MDP4 en supposant que le canal est normalisé en puissance ($\mathcal{E}[|h_k|^2] = 1$). Cette dernière constitue une limite inférieure optimale en terme de TEB pour n'importe quel détecteur et servira donc, par la suite, de référence.

Lorsque le nombre d'utilisateurs n'est plus égal à 1, la technique MRC n'est plus optimale. En effet, la perte de l'orthogonalité provoquée lors de la propagation du signal à travers le canal n'est pas restaurée et la multiplication des symboles reçus par h_k^* a pour effet d'augmenter le terme d'interférence d'accès multiple. Les performances des systèmes MC-CDMA se trouvent alors fortement dégradées.

3.6.1.2 La combinaison à gain égal (CGE) ou Equal gain combining (EGC)

Le principe de la technique EGC est de corriger uniquement la distorsion de phase du canal en appliquant un coefficient d'égalisation g_k à chaque sous-porteuse égal à :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|} \quad (3.30)$$

De cette manière, chaque symbole est pondéré par une amplitude unitaire. Les interférences d'accès multiple, trop préjudiciables avec la technique MRC, peuvent ainsi être partiellement évitées.

La variable de décision obtenue en appliquant cette technique s'écrit alors :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 |h_k| d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} |h_k| d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} \frac{h_k^*}{|h_k|} n_k}_{\text{III}} \quad (3.31)$$

3.6.1.3 La combinaison à restauration d'orthogonalité (CRO) ou Zero forcing (ZF)

Le principe de la technique ZF est d'annuler totalement la distorsion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g_k = \frac{1}{h_k} \quad (3.32)$$

L'expression (3.26) permettant d'obtenir l'estimation \hat{d}_j du symbole d_j de l'utilisateur j s'écrit alors :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} \frac{1}{h_k} n_k}_{\text{III}} \quad (3.33)$$

En supposant que les codes d'étalement utilisés au niveau de l'émetteur soient des codes orthogonaux, on a :

$$\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} = 0 \quad \forall j \neq q \quad (3.34)$$

De ce fait, le second terme représentant les interférences d'accès multiple est nul, et l'équation (3.33) se réduit à :

$$\hat{d}_j = \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 d_j + \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} \frac{1}{h_k} n_k \quad (3.35)$$

Ainsi, les performances obtenues en utilisant cette technique de détection sont indépendantes du nombre d'utilisateurs dans la mesure où les codes d'étalement sont orthogonaux. Cependant, lorsque la valeur de h_k est très faible (cas d'un évanouissement profond), la valeur du coefficient g_k est alors élevée et le troisième terme de l'équation (3.33) est amplifié. Autrement dit, cette technique augmente le niveau du bruit sur certaines sous-porteuses conduisant à une diminution du rapport signal à bruit sur ces mêmes sous-porteuses et à une dégradation sensible des performances. Une technique, proche de la technique ZF permet de résoudre ce problème. Dénommée Controlled equalisation (CE) ou Threshold orthogonality restoring combining (TORC), cette dernière applique la technique ZF lorsque la valeur de h_k est supérieure à un certain seuil donné Υ . Dans le cas contraire, le coefficient g_k est fixé à une autre valeur :

$$g_k = \begin{cases} \frac{1}{h_k} & \text{si } |h_k| > \Upsilon \\ \varpi & \text{si } |h_k| \leq \Upsilon \end{cases} \quad (3.36)$$

où ϖ peut-être une valeur fixe ou dépendante de h_k .

3.6.1.4 La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (CEQMM) ou Minimum mean square error (MMSE)

Résultant de l'application du filtrage de Wiener [119], la technique MMSE réalise un compromis entre la minimisation des interférences d'accès multiple et la maximisation du rapport signal à bruit. Ainsi, comme son nom l'indique, la technique MMSE a pour but de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse k entre le signal émis s_k et le signal en sortie de la détection $g_k r'_k$:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}[|\varepsilon|^2] &= \mathcal{E}[|s_k - g_k r'_k|^2] \\ &= \mathcal{E}[(s_k - g_k h_k s_k - g_k n_k)(s_k^* - g_k^* h_k^* s_k^* - g_k^* n_k^*)] \end{aligned} \quad (3.37)$$

En considérant que le bruit est indépendant de s_k , g_k et h_k ($\mathcal{E}[s_k n_k] = \mathcal{E}[s_k] \mathcal{E}[n_k]$) et qu'il est blanc et centré ($\mathcal{E}[n_k] = 0$), l'équation (3.37) se réduit à :

$$\mathcal{E}[|\varepsilon|^2] = \mathcal{E}[|s_k|^2] + \mathcal{E}[|g_k|^2 |n_k|^2] + \mathcal{E}[|g_k|^2 |h_k|^2 |s_k|^2] - \mathcal{E}[|s_k|^2 (g_k h_k + g_k^* h_k^*)] \quad (3.38)$$

En posant $h_k = a + jb$ et $g_k = c + jd$, le but est alors de trouver les valeurs de c et d pour lesquelles $\mathcal{E}[|\varepsilon|^2]$ est minimale. D'après deux conditions, l'une nécessaire et l'autre suffisante (*cf.* calcul détaillé en annexe A.3 de [118]), les valeurs de c et d sont données

par les expressions suivantes :

$$c = \frac{2a\mathcal{E}[|s_k|^2]}{2(a^2 + b^2)\mathcal{E}[|s_k|^2] + 2\mathcal{E}[|n_k|^2]} \quad (3.39)$$

$$d = \frac{-2b\mathcal{E}[|s_k|^2]}{2(a^2 + b^2)\mathcal{E}[|s_k|^2] + 2\mathcal{E}[|n_k|^2]} \quad (3.40)$$

Ce qui nous permet de déduire g_k pour lequel l'erreur quadratique moyenne entre le signal émis s_k et le signal en sortie de la détection $g_k r'_k$ est minimale :

$$g_k = \frac{a - jb}{(a^2 + b^2) + \frac{\mathcal{E}[|n_k|^2]}{\mathcal{E}[|s_k|^2]}} \quad (3.41)$$

$$= \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{\mathcal{E}[|n_k|^2]}{\mathcal{E}[|s_k|^2]}} \quad (3.42)$$

Le rapport signal à bruit moyen par sous-porteuse à l'entrée du récepteur est défini par :

$$\gamma_k = \frac{\mathcal{E}[|s_k h_k|^2]}{\mathcal{E}[|n_k|^2]} \quad (3.43)$$

En considérant le signal s_k indépendant du bruit, et en supposant que le canal est normalisé en puissance ($\mathcal{E}[|h_k|^2] = 1$), le rapport signal à bruit par sous-porteuse devient égal à :

$$\gamma_k = \left. \frac{\mathcal{E}[|s_k|^2]}{\mathcal{E}[|n_k|^2]} \right|_{\mathcal{E}[|h_k|^2]=1} \quad (3.44)$$

D'après l'équation (3.42), les coefficients optimaux de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne par sous-porteuse deviennent égaux à :

$$g_k = \left. \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \right|_{\mathcal{E}[|h_k|^2]=1} \quad (3.45)$$

Pour les faibles valeurs de h_k , le rapport signal à bruit par sous-porteuse étant faible, l'utilisation de ce critère évite une amplification excessive du bruit. En revanche, pour les fortes valeurs de h_k , le coefficient g_k , étant inversement proportionnel à h_k , permet de restituer l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs.

Le calcul des coefficients g_k nécessite d'estimer le rapport signal à bruit par sous-porteuse. Pour éviter une complexité supplémentaire au niveau du récepteur due à cette estimation, une technique sous-optimale à la technique MMSE a été proposée. Elle consiste à remplacer l'estimation du rapport signal à bruit par sous-porteuse par une constante Λ . Cette constante est choisie de telle sorte que le TEB est minimisé pour le rapport signal à bruit γ_{ks} correspondant au point limite de fonctionnement du système. Dans ce cas, et

sous l'hypothèse d'un canal normalisé en puissance, la constante Λ est prise égale à $1/\gamma_{ks}$. L'équation (3.42) devient :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \Lambda} \quad (3.46)$$

3.6.2 Les techniques de détection multi-utilisateurs

Contrairement aux détecteurs mono-utilisateurs, les détecteurs multi-utilisateurs vont traiter les interférences d'accès multiple comme un signal déterministe. Ainsi, connaissant les différents codes d'étalement attribués aux différents utilisateurs, le récepteur va chercher à estimer les interférences d'accès multiple afin de mieux détecter le signal de l'utilisateur considéré.

3.6.2.1 La technique MLSE : Maximum likelihood sequence estimation

La technique MLSE repose sur l'application du détecteur à maximum de vraisemblance (MLD pour Maximum likelihood detector). Elle cherche à déterminer parmi tous les vecteurs possibles émis et pour chaque durée symbole, le vecteur de données de l'ensemble des utilisateurs $\mathcal{D} = [d_0 \cdots d_{N_u-1}]^T$ le plus vraisemblable. Les vecteurs de données susceptibles d'avoir été transmis \mathcal{D}_ι sont au nombre de 2^{nN_u} , où n est le nombre de bits par symbole et $\iota = 1, \dots, 2^{nN_u}$.

Chercher à minimiser la probabilité d'erreur d'une séquence revient à maximiser la probabilité conditionnelle qu'un vecteur \mathcal{D}_ι ait été transmis sachant que le vecteur \mathcal{R} a été reçu. En appliquant la loi de Bayes sur les probabilités conditionnelles et en supposant une indépendance statistique entre les signaux r'_k [112], maximiser cette probabilité conditionnelle revient à trouver le vecteur de données $\hat{\mathcal{D}}$ qui minimise le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu et toutes les séquences transmises possibles, soit :

$$\hat{\mathcal{D}} = \arg \min \|\mathcal{R} - \mathcal{HSCD}_\iota\|^2 \text{ avec } \iota \in [1, 2^{nN_u}] \quad (3.47)$$

La technique MLSE nécessite le calcul de 2^{nN_u} distances euclidiennes par durée symbole. Afin d'éviter une trop grande complexité des récepteurs, une telle technique ne peut donc être mise en œuvre que pour un nombre relativement peu élevé d'utilisateurs. Ceci a donc conduit les chercheurs à développer des solutions sous-optimales (*cf.* paragraphes suivants) présentant une complexité plus faible que le récepteur à maximum de vraisemblance.

3.6.2.2 Les techniques à annulation d'interférences (IC : Interference cancellation)

Deux types de détecteurs à annulation d'interférences peuvent être distingués, à savoir le détecteur à annulation d'interférences parallèle, appelé détecteur PIC pour Parallel

Interference Cancellation et le détecteur à annulation d'interférences série, appelé détecteur SIC pour Successive Interference Cancellation. Le principe de ces deux détecteurs consiste à estimer les interférences d'accès multiple provoquées par les $N_u - 1$ utilisateurs, de les soustraire au signal reçu et ainsi détecter le signal de l'utilisateur considéré dans de bonnes conditions. Ce procédé est mis en œuvre de façon itérative à l'aide de plusieurs étages successifs de détection.

A - La technique à annulation parallèle des interférences (PIC)

Le but du détecteur PIC est de reconstruire un signal résultant de la somme des signaux des interférences d'accès multiple pour ensuite le soustraire au signal reçu. Pour cela, à partir de \mathcal{R} , le premier étage détecte simultanément les $N_u - 1$ signaux perturbateurs à l'aide de détecteurs mono-utilisateurs. Les symboles estimés \hat{d}_q des $N_u - 1$ utilisateurs sont ensuite modulés pour reconstruire le signal MC-CDMA interférent. En multipliant ce signal par la matrice \mathcal{H} d'estimation de la réponse du canal, nous obtenons alors une estimation des interférences d'accès multiple. Ces interférences sont ensuite soustraites au signal reçu et le signal épuré ainsi obtenu est détecté à l'aide d'une technique mono-utilisateur.

La figure 3.14 représente le $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur à annulation parallèle des interférences. Plusieurs étages comme celui-ci peuvent se succéder pour diminuer progressivement les interférences d'accès multiple et ainsi obtenir une meilleure estimation des données émises d_j .

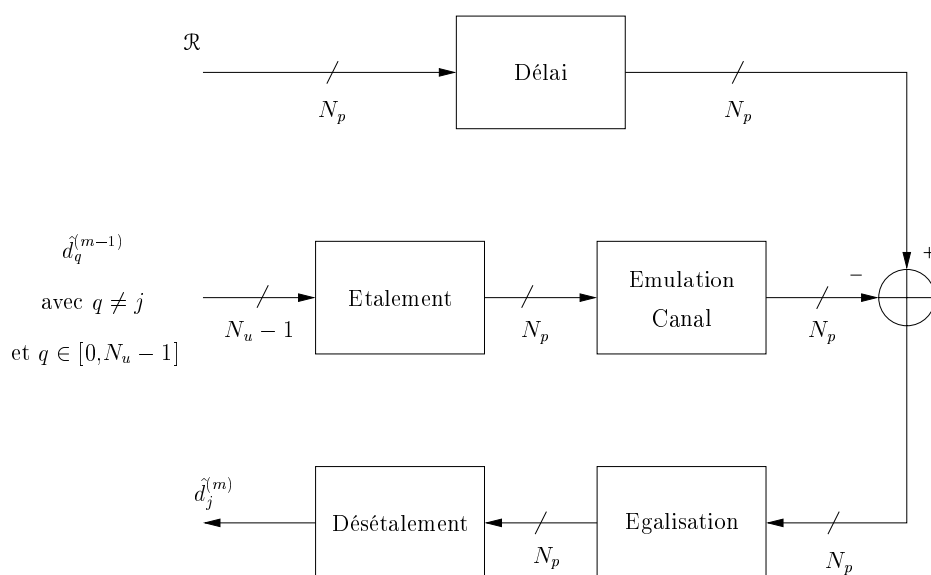


FIG. 3.14 – $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur PIC

L'estimation de la donnée de l'utilisateur j considéré obtenue en sortie de l'étage m est donnée par l'expression suivante :

$$\hat{d}_j^{(m)} = SC_j^T \mathcal{G}^{(m)} \left(\mathcal{R} - \mathcal{H} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} SC_q \hat{d}_q^{(m-1)} \right) \quad (3.48)$$

Notons que la matrice d'égalisation $\mathcal{G}^{(m)}$ est propre au $m^{\text{ième}}$ étage de détection et peut être différente d'un étage à un autre.

B - La technique à annulation série des interférences (SIC)

Contrairement à la technique à annulation parallèle des interférences où tous les signaux interférents étaient évalués simultanément, la technique à annulation série des interférences annule les signaux interférents de manière successive. Le premier étage (indice 0) de détection démodule le signal d'un premier utilisateur pour obtenir l'estimation $\hat{d}_j^{(0)}$ correspondante. Cette dernière est ensuite multipliée successivement par le code d'étalement de l'utilisateur considéré et par la matrice \mathcal{H} afin de reconstruire le signal à porteuses multiples mono-utilisateur, qui sera par la suite soustrait au signal reçu. Le signal résultant est alors utilisé pour effectuer la détection du signal d'un second utilisateur.

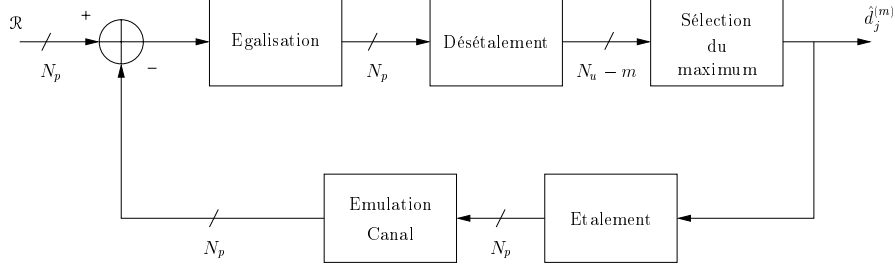
La figure 3.15 représente le $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur à annulation série des interférences. Lorsque les puissances reçues des signaux des différents utilisateurs sont identiques, l'ordre d'annulation des interférences n'a pas d'importance. En revanche, lorsqu'elles sont différentes, la fiabilité de la détection d'un signal interférent est d'autant plus élevée que sa puissance est forte. Pour cette raison, il est préférable d'annuler les interférences en suivant un ordre décroissant de leur puissance. De manière à simplifier les notations, nous supposons que :

$$\mathcal{E} [|d_0|^2] \geq \mathcal{E} [|d_1|^2] \geq \mathcal{E} [|d_2|^2] \geq \dots \geq \mathcal{E} [|d_{N_u-1}|^2] \quad (3.49)$$

Ainsi, le premier étage de détection démodule le signal de l'utilisateur 0, le second étage celui de l'utilisateur 1, *etc.* Le $m^{\text{ième}}$ étage représenté sur la figure 3.15 détecte donc le signal interférent de l'utilisateur $j = m - 1$ et son expression est donnée par :

$$\hat{d}_j^{(m)} = SC_j^T \mathcal{G}^{(m)} \left(\mathcal{R} - \mathcal{H} \sum_{q=0}^{j-1} SC_q \hat{d}_q^{(q)} \right) \quad (3.50)$$

La détection des signaux interférents étant réalisée de manière successive, chaque étage apporte un délai de traitement supplémentaire. Un compromis entre la réduction des interférences d'accès multiple et le temps de traitement doit donc être recherché.


 FIG. 3.15 – *m*^{ème} étage d'un récepteur SIC

3.6.2.3 La technique GMMSE : Global MMSE

Présentée pour la première fois en 1999 [100, 120, 121], la technique GMMSE (Global Minimum Mean Square Error) a fait l'objet d'un dépôt de brevet [122]. Elle réalise un compromis entre la minimisation des interférences d'accès multiple et la maximisation du rapport signal à bruit. Issue de l'application du filtrage de Wiener comme la technique MMSE, elle consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le symbole transmis d_j et le symbole détecté \hat{d}_j de l'utilisateur j . Ainsi, on peut la qualifier de technique MMSE par utilisateur alors que la technique décrite au paragraphe 3.6.1.4 peut-être qualifiée de technique MMSE par sous-porteuse. Son intérêt ressort lorsque la capacité du système n'est pas exploitée à son maximum, c'est-à-dire $N_u < L_c$.

En posant ε égale à la différence entre le symbole transmis d_j et le symbole détecté \hat{d}_j de l'utilisateur j après égalisation et désétalement, et $\mathcal{W}_j^T = \mathcal{S}\mathcal{C}_j^T \mathcal{G}$, l'erreur quadratique moyenne s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}[|\varepsilon|^2] &= \mathcal{E}[\varepsilon\varepsilon^*] \\ &= \mathcal{E}[(d_j - \mathcal{W}_j^T (\mathcal{H}\mathcal{S}\mathcal{C}\mathcal{D} + \mathcal{N})) (d_j^* - \mathcal{W}_j^{T*} (\mathcal{H}^* \mathcal{S}\mathcal{C}^* \mathcal{D}^* + \mathcal{N}^*))] \end{aligned} \quad (3.51)$$

Par application globale du filtrage de Wiener, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne conduit à l'obtention d'un vecteur de pondération optimal [118] :

$$\mathcal{W}_j^T = \mathcal{E}[|d_j|^2] \mathcal{S}\mathcal{C}_j^T \mathcal{H}^* (\mathcal{H} \mathcal{S}\mathcal{C} \Sigma_{\mathcal{D}} \mathcal{S}\mathcal{C}^T \mathcal{H}^* + \Sigma_{\mathcal{N}})^{-1} \quad (3.52)$$

avec

$$\Sigma_{\mathcal{D}} = \begin{bmatrix} \mathcal{E}[d_0 d_0^*] & \mathcal{E}[d_0 d_1^*] & \cdots & \mathcal{E}[d_0 d_{N_u-1}^*] \\ \mathcal{E}[d_1 d_0^*] & \mathcal{E}[d_1 d_1^*] & \cdots & \mathcal{E}[d_1 d_{N_u-1}^*] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{E}[d_{N_u-1} d_0^*] & \mathcal{E}[d_{N_u-1} d_1^*] & \cdots & \mathcal{E}[d_{N_u-1} d_{N_u-1}^*] \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

et

$$\Sigma_{\mathcal{N}} = \begin{bmatrix} \mathcal{E} [n_0 n_0^*] & \mathcal{E} [n_0 n_1^*] & \cdots & \mathcal{E} [n_0 n_{N_p-1}^*] \\ \mathcal{E} [n_1 n_0^*] & \mathcal{E} [n_1 n_1^*] & \cdots & \mathcal{E} [n_1 n_{N_p-1}^*] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{E} [n_{N_p-1} n_0^*] & \mathcal{E} [n_{N_p-1} n_1^*] & \cdots & \mathcal{E} [n_{N_p-1} n_{N_p-1}^*] \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

En supposant que les symboles des différents utilisateurs sont indépendants et que les bruits affectants les différentes sous-porteuses sont aussi indépendants, les matrices $\Sigma_{\mathcal{D}}$ et $\Sigma_{\mathcal{N}}$ se réduisent à des matrices diagonales.

Ayant posé que le vecteur colonne \mathcal{W}_j comprend les opérations d'égalisation et de désétalement, la matrice des coefficients d'égalisation s'écrit alors :

$$\mathcal{G} = \mathcal{E}[|d_j|^2] \mathcal{H}^* (\mathcal{H} \mathcal{S} \mathcal{C} \Sigma_{\mathcal{D}} \mathcal{S} \mathcal{C}^T \mathcal{H}^* + \Sigma_{\mathcal{N}})^{-1} \quad (3.55)$$

Avec un système fonctionnant à pleine charge ($N_u = L_c$), lorsque tous les utilisateurs émettent avec la même puissance et lorsque les codes d'étalement utilisés sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard, les équations (3.42) et (3.55) sont équivalentes. Ceci est dû aux propriétés de la matrice de Walsh-Hadamard (*cf.* chapitre 1), à savoir, la quantité $\mathcal{S} \mathcal{C} \mathcal{S}^T$ est égale à la matrice identité.

Le principal inconvénient de cette technique réside dans l'inversion d'une matrice. Pour remédier à ce problème, il est possible d'utiliser des méthodes d'égalisation adaptative avec des algorithmes tels que celui du gradient stochastique (LMS pour Least Mean Square) ou l'algorithme des moindres carrés (RLS pour Recursive Least Square) [118].

3.7 Evaluation des performances des systèmes MC-CDMA en voie descendante

Dans cette partie, une évaluation des performances des techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA est présentée. Ces performances ont été évaluées par simulation³ à l'aide du logiciel COSSAP. Les performances des détecteurs mono-utilisateurs et multi-utilisateurs sont successivement présentées sur le canal théorique de Rayleigh, le canal BRAN A et le canal BRAN E. Par ailleurs, des résultats complémentaires sur ces canaux ou sur d'autres canaux sont disponibles dans la littérature [60, 112, 123, 124]. Les résultats présentés sur le canal de Rayleigh ont été obtenus au cours de la thèse de Jean-Yves Baudais [118]. En revanche, les résultats sur les canaux BRAN A et E sont nouveaux au sein du laboratoire et présentés ici dans le but de valider les modèles de canaux BRAN que nous avons développés. En outre, ces résultats ont été comparés aux résultats précédemment obtenus sur les canaux théoriques de Rayleigh [118] et sur les mêmes canaux BRAN dans la thèse de Rodolphe Le Gouable [60].

³ Les simulations effectuées sont basées sur la méthode de Monte Carlo.

Les différents résultats sont donnés en fonction du rapport E_b/N_0 , où E_b est l'énergie par bit d'information utile et N_0 la DSP monolatérale du bruit. Ce rapport est donné par l'expression suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_R}{P_B} \frac{T_S + T_g}{T_S} \frac{N_{fft}}{N_p} \frac{1}{nR} \frac{1}{P_{Pilotes}} \frac{N_p}{N_g N_u} \quad (3.56)$$

où :

- P_R/P_B est le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit mesuré en sortie du canal.
- $(T_S + T_g)/T_S$ correspond à la perte de puissance due à l'insertion d'un intervalle de garde de durée T_g .
- N_{fft}/N_p correspond à la perte de puissance relative au nombre de sous-porteuses mises à zéro dans le spectre OFDM, où N_{fft} représente la taille de la IFFT. Pour notre étude, n'ayant pas mis de sous-porteuses à zéro, $N_p = N_{fft}$.
- n est le nombre de bits transmis par symbole. Dans notre cas où nous utilisons une MDP4, $n = 2$.
- R est le rendement du codeur de canal. N'ayant pas pris en compte la fonction de codage de canal dans notre étude, nous considérons par la suite que $R = 1$.
- $P_{Pilotes}$ correspond à la perte de puissance due à l'insertion de porteuses pilotes servant à estimer le canal de propagation. Supposant une estimation parfaite du canal, nous avons $P_{Pilotes} = 1$.
- N_u est ici le nombre d'utilisateurs partageant le même sous-ensemble de L_c sous-porteuses.
- N_g est le nombre de données étalées par utilisateur sur un symbole MC-CDMA, ce qui signifie que $N_p = N_g L_c$. Ainsi, en posant $L_c = N_p$, chaque utilisateur transmet une donnée par symbole MC-CDMA et $N_g = 1$. En outre, lorsque le système fonctionne à pleine charge le rapport $N_p/N_g N_u$ est égal à 1.

3.7.1 Performances des techniques de détection mono-utilisateurs

Les figures 3.16, 3.17 et 3.18 représentent respectivement les performances des techniques de détection mono-utilisateurs sans codage de canal pour un système MC-CDMA en voie descendante sur le canal de Rayleigh, le canal BRAN A et le canal BRAN E. Dans les trois cas, la modulation utilisée est une MDP4, les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard et l'estimation des canaux est supposée parfaite. Le nombre de sous-porteuses $N_p = 64$ est égal à la longueur L_c des codes d'étalement ainsi qu'au nombre N_u d'utilisateurs actifs. La courbe appelée « filtre adapté » correspond aux performances de la technique MRC dans le cas où un seul utilisateur est actif. Le canal de Rayleigh est modélisé dans le domaine fréquentiel (*cf.* chapitre 2) par N_p sous-canaux correspondant aux N_p sous-porteuses du multiplex OFDM affectées par des processus de Rayleigh indépendants. Le tableau 3.2 donne les différents paramètres du système MC-CDMA pour les deux canaux BRAN. Notons que la taille de l'intervalle de garde est prise supérieure à l'étalement maximal des retards.

Canal	BRAN A	BRAN E
v : vitesse	1 m/s	1 m/s
B : largeur du canal	20 MHz	20 MHz
B_c : bande de cohérence du canal mesurée	5.31 MHz	1.5 MHz
D_f : diversité fréquentielle	≈ 4	≈ 13
f_c : fréquence centrale du signal émis	5.2 GHz	5.2 GHz
T_S : durée du symbole MC-CDMA	3.2 μ s	3.2 μ s
T_g : durée de l'intervalle de garde	500 ns	1800 ns
$f_{d \max}$: fréquence Doppler maximale	17.33 Hz	17.33 Hz
t_c : temps de cohérence (calculé à partir de l'équation (2.52))	10.33 ms	10.33 ms

TAB. 3.2 – Valeurs des paramètres utilisés pour les canaux BRAN

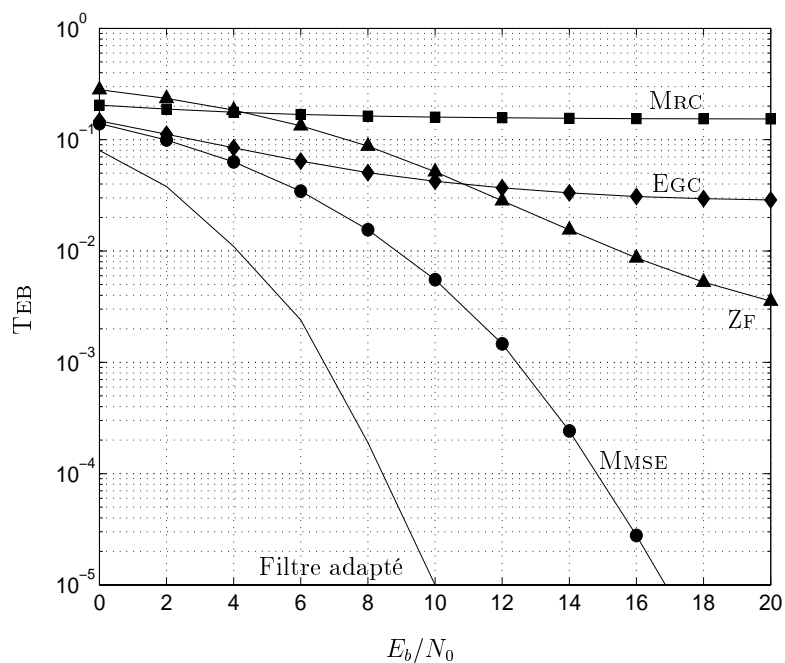


FIG. 3.16 – Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal de Rayleigh à pleine charge

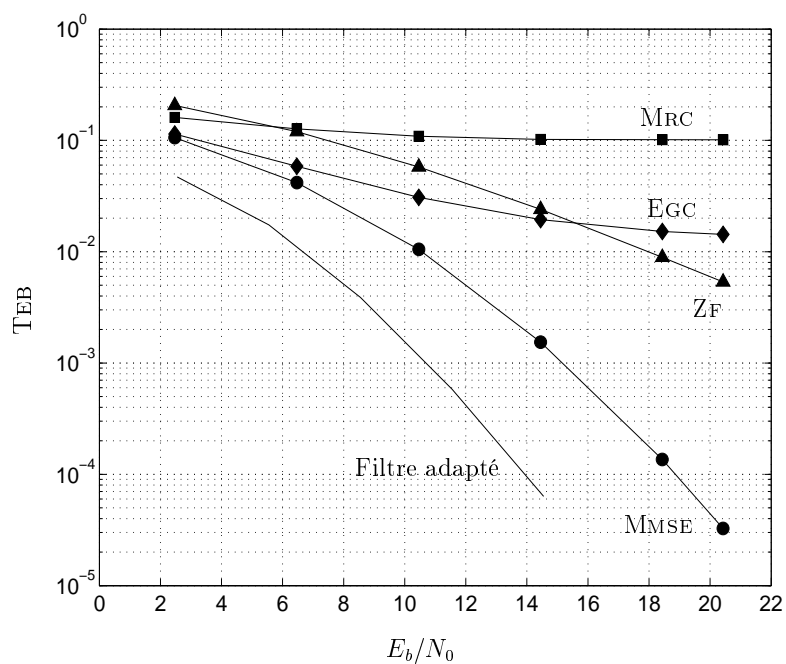


FIG. 3.17 – Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN A à pleine charge

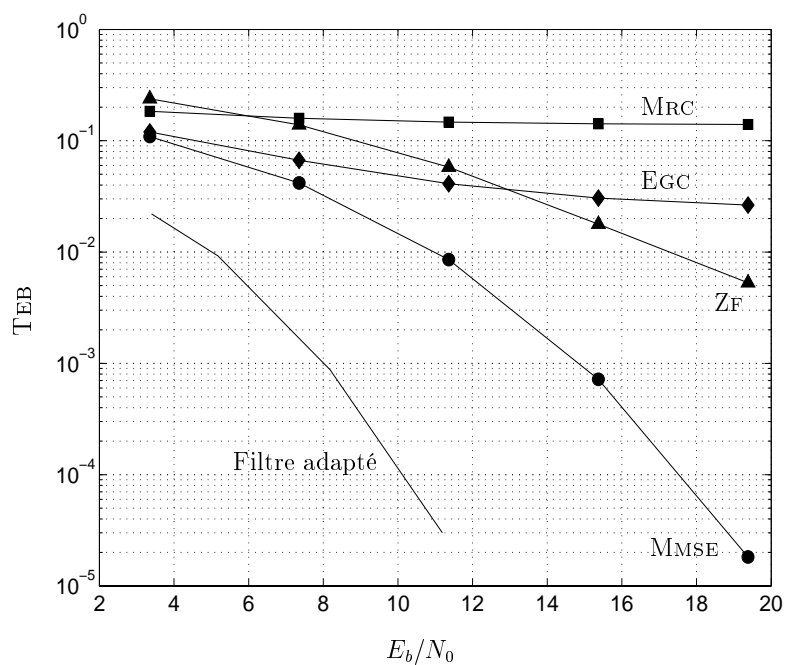


FIG. 3.18 – Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN E à pleine charge

Pour les trois canaux, on constate que les performances des différentes techniques de détection mono-utilisateurs évoluent de la même manière. La technique ZF restaure l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs évitant ainsi les interférences d'accès multiple, mais accentue l'amplification du bruit, en particulier pour les faibles valeurs du rapport E_b/N_0 . Les performances les plus mauvaises sont obtenues avec la technique MRC qui accentue les interférences entre utilisateurs. La technique EGC, quant à elle, limite bien l'amplification du bruit mais ne combat pas le terme d'interférence d'accès multiple. Ce phénomène se traduit, sur la courbe, par l'apparition d'un palier pour les fortes valeurs du rapport E_b/N_0 . La détection selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) offre les meilleurs résultats sur les trois canaux.

Les figures 3.19, 3.20, 3.21 et 3.22, représentant les mêmes performances que les trois figures précédentes, permettent d'évaluer l'influence d'une même technique de détection sur les trois canaux étudiés. Les résultats obtenus sur les figures 3.20 et 3.21 montrent parfaitement que les techniques MRC et EGC n'exploitent pas la diversité fréquentielle offerte par les canaux de propagation. En effet, les performances obtenues avec le canal BRAN A, offrant une diversité fréquentielle d'environ 4, sont meilleures que celles obtenues avec les canaux BRAN E et théorique de Rayleigh offrant respectivement une diversité fréquentielle d'environ 13 et 64. Ceci est dû à la présence d'interférences d'accès multiple plus importante sur les canaux BRAN E et Rayleigh. En revanche, les techniques ZF et MMSE exploitent mieux la diversité fréquentielle offertes par le canal. Les performances obtenues avec la technique ZF sont cependant plus mauvaises que celles obtenues avec la technique MMSE du fait de l'amplification du bruit. En outre, les performances obtenues avec la technique MMSE sur le canal théorique de Rayleigh offrant une diversité fréquentielle d'environ 64 sont bien meilleures que celles obtenues sur les canaux BRAN A et E offrant une diversité fréquentielle respectivement 16 et 5 fois plus faible.

3.7.2 Performances des techniques de détection multi-utilisateurs

Comme nous venons de le constater dans la partie précédente, le détecteur MMSE est le détecteur mono-utilisateur offrant les meilleures performances. Pour cette raison, afin de comparer les techniques mono-utilisateurs aux techniques multi-utilisateurs, les performances de cette technique seront rappelées sur les figures suivantes.

La figure 3.23 présente les performances toujours en présence d'un canal de Rayleigh de différentes associations de techniques de détection mono-utilisateurs mises en œuvre dans un récepteur PIC à deux étages. Le nombre de sous-porteuses $N_p = 16$ est égal à la longueur des codes d'étalement, elle-même égale au nombre d'utilisateurs actifs.

Intuitivement, un détecteur PIC optimal à 2 étages pourrait être constitué d'un détecteur ZF suivi d'un détecteur MRC. En effet, le détecteur ZF, annulant parfaitement les interférences d'accès multiple, permettrait au détecteur MRC, détecteur optimal en l'absence d'interférence d'accès multiples, d'offrir de bonnes performances. Or, d'après la figure 3.23, on constate que cette combinaison est une des plus mauvaises. Bien que le détecteur ZF annule parfaitement les interférences d'accès multiple, il introduit beaucoup trop d'erreurs due à l'amplification du bruit pour que le détecteur MRC puisse offrir de

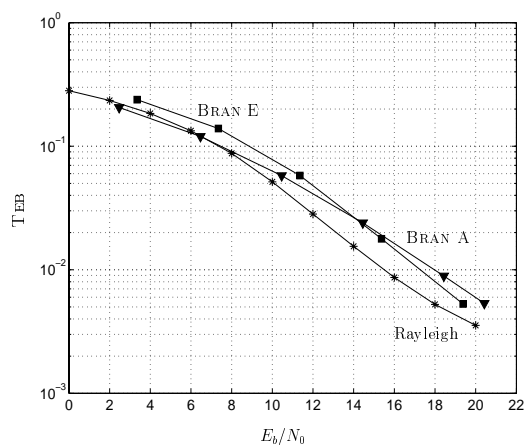


FIG. 3.19 – *Comparaison des performances de la technique ZF sur les trois canaux étudiés*

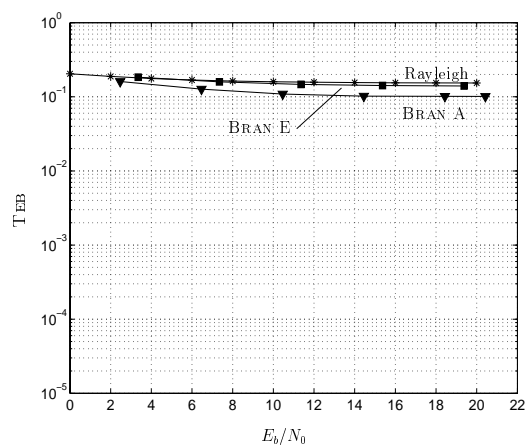


FIG. 3.20 – *Comparaison des performances de la technique MRC sur les trois canaux étudiés*

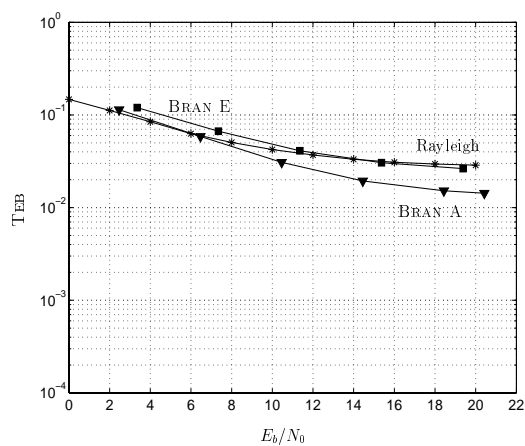


FIG. 3.21 – *Comparaison des performances de la technique EGC sur les trois canaux étudiés*

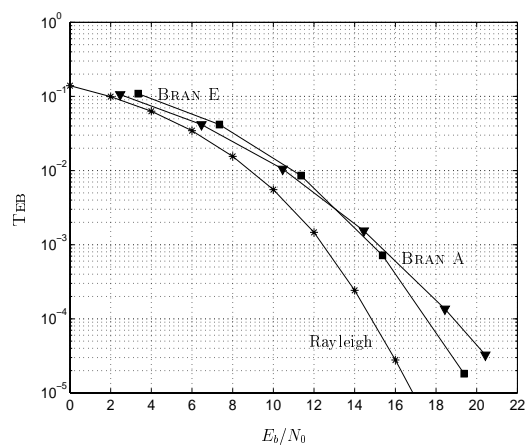


FIG. 3.22 – *Comparaison des performances de la technique MMSE sur les trois canaux étudiés*

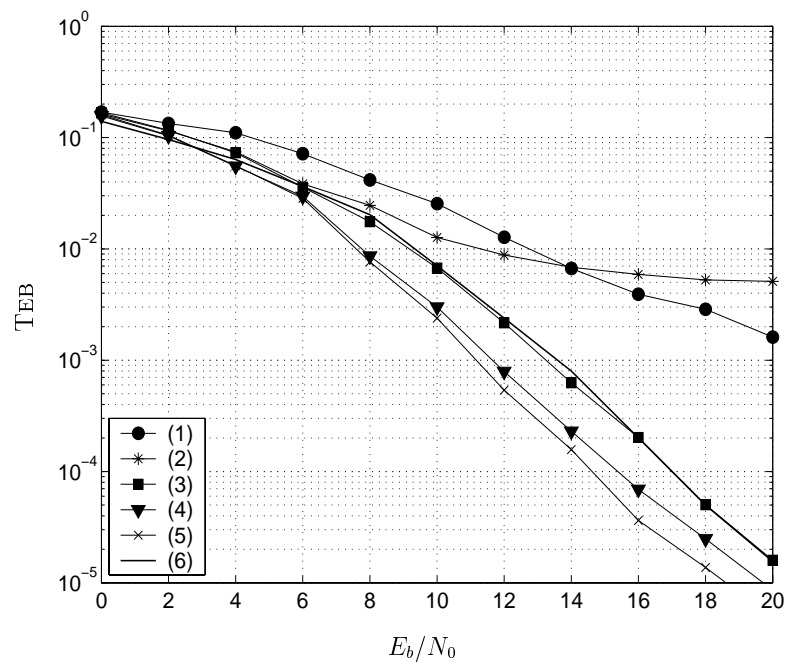


FIG. 3.23 – Performances des détecteurs PIC à deux étages pour différentes combinaisons de techniques d'égalisation avec $N_u = N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Détection ZF-MRC (1), EGC-EGC (2), MMSE-MRC (3), MMSE-EGC (4), MMSE-MMSE (5) et en référence la détection MMSE (6)

bonnes performances. Les meilleurs résultats sont obtenus avec les systèmes utilisant la technique MMSE au premier étage. Les performances en sortie du premier étage ne sont cependant pas suffisantes pour que les techniques MRC et EGC puissent améliorer notablement celles-ci. L'utilisation de la technique MMSE à chaque étage donne les meilleurs résultats en terme de TEB. Enfin, l'introduction d'un troisième étage augmente la complexité du récepteur mais n'améliore pas sensiblement les performances (gain inférieur à 0.1 dB [118]).

La figure 3.24 présente les performances des récepteurs SIC pour $N_p = L_c = N_u = 16$. Chacun des 16 étages utilise la même technique de détection mono-utilisateur.

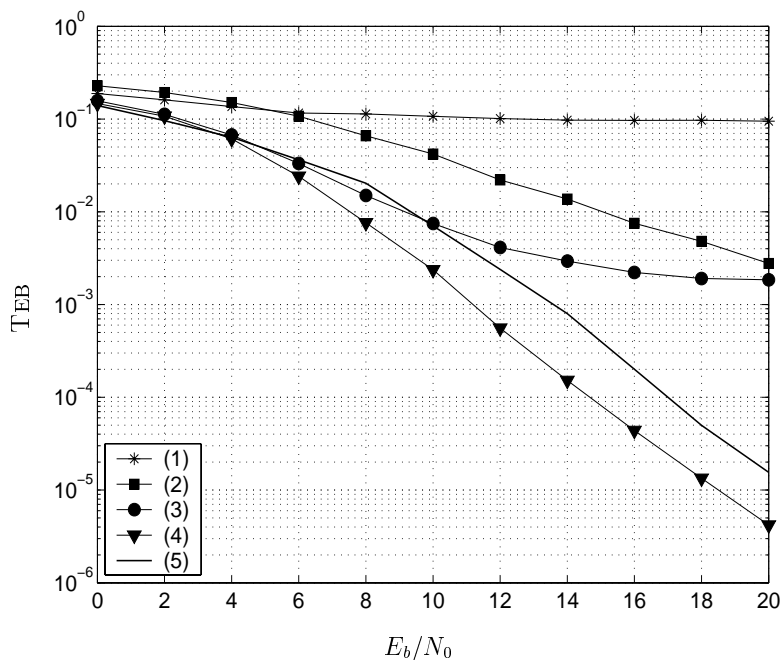


FIG. 3.24 – Performances des détecteurs SIC pour différentes combinaisons de techniques d'égalisation avec $N_u = N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Détection MRC (1), ZF (2), EGC (3), MMSE (4) et en référence la détection MMSE (5)

Tout comme les techniques ZF et MRC, la technique EGC, insérée dans un récepteur SIC, n'offre pas de meilleures performances que celles obtenues avec la technique mono-utilisateur MMSE. En revanche, les performances d'un récepteur SIC utilisant la technique MMSE à chaque étage sont améliorées d'un gain d'environ 2.5 dB pour un TEB de 10^{-3} par rapport à un seul étage MMSE.

Bien que la technique GMMSE fait partie des techniques de détection multi-utilisateurs parce qu'elle nécessite la connaissance des codes de tous les utilisateurs, elle n'effectue pas la détection de chaque utilisateur. Pour cette raison, les performances de cette technique sont comparées à celles obtenues pour les techniques mono-utilisateurs. La figure 3.25 représente la capacité d'accès multiple des techniques MRC, EGC, MMSE et GMMSE en fonction du rapport E_b/N_0 nécessaire pour garantir un TEB égal à 10^{-3} . La détection

ZF n'est ici pas représentée car il faut un rapport E_b/N_0 au moins égal à 24 dB pour avoir un TEB de 10^{-3} , et ce, quel que soit le nombre d'utilisateurs. Ces résultats ont été obtenus sur le canal de Rayleigh pour un système MC-CDMA en voie descendante avec $N_p = L_c = 64$.

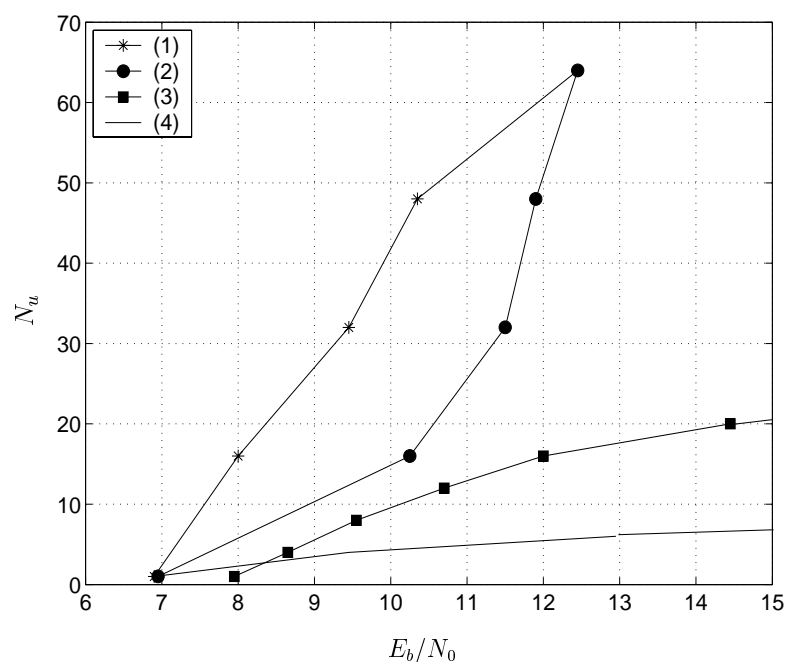


FIG. 3.25 – Capacité d'un système MC-CDMA pour différentes techniques de détection avec $N_p = L_c = 64$ sur le canal de Rayleigh. Détection GMMSE (1), MMSE (2), EGC (3) et MRC (4)

Nous constatons que les performances des techniques EGC et MRC se dégradent très vite dès lors que le nombre d'utilisateurs augmente. A pleine charge, comme nous avons pu le constater à travers les équations (3.42) et (3.55), les performances des techniques MMSE et GMMSE sont strictement identiques. En revanche, lorsque le nombre d'utilisateurs varie de 16 à 48, le rapport E_b/N_0 nécessaire pour garantir un TEB de 10^{-3} pour la technique GMMSE est entre 1.8 et 2.2 dB plus faible que celui de la technique MMSE. Ainsi, pour un rapport E_b/N_0 égal à 12 dB, la technique GMMSE permettra à 60 utilisateurs de communiquer, alors que la technique MMSE en autorise que 48.

Après avoir évalué individuellement les performances des récepteurs mono-utilisateurs puis multi-utilisateurs, nous comparons ici les performances de ces récepteurs utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne, critère offrant les meilleures performances en terme de TEB. La capacité du système en fonction du rapport E_b/N_0 permettant d'obtenir un TEB de 10^{-3} est représentée sur la figure 3.26. Nous constatons que le récepteur PIC à deux étages combinant la technique GMMSE à chaque étage présente les meilleurs résultats. Les trois récepteurs PIC-MMSE, SIC-MMSE et SIC-GMMSE, quant à eux, offrent

des résultats comparables quelle que soit la charge du système, puisque les écarts entre les rapports E_b/N_0 restent inférieurs à 0.5 dB.

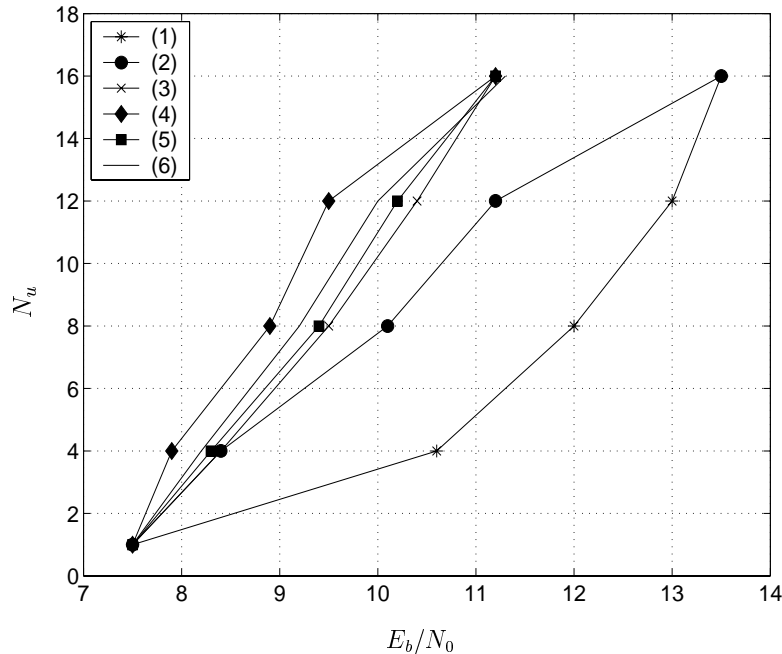


FIG. 3.26 – Capacité d'un système MC-CDMA pour différentes structures de récepteurs utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne avec $N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Récepteur MMSE (1), GMMSE (2), PIC-MMSE (3), PIC-GMMSE (4), SIC-MMSE (5) et SIC-GMMSE (6)

3.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quatre techniques combinant l'accès multiple par répartition de codes et les modulations à porteuses multiples, à savoir les techniques MC-DS-CDMA, MT-CDMA, MC-CDMA et SS-MC-MA. Après avoir constaté la supériorité des systèmes MC-CDMA en terme de compromis performances/complexité devant les trois autres systèmes, nous avons présenté les différentes techniques de détection mono-utilisateurs et multi-utilisateurs mises en œuvre dans les récepteurs MC-CDMA. Les résultats obtenus, tant sur les canaux BRAN A et E que sur le canal de Rayleigh, montrent que les détecteurs basés sur le critère de l'erreur quadratique moyenne offrent les meilleures performances quelle que soit la structure du récepteur. L'intérêt majeur de la technique GMMSE est constaté lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge. En outre, nous avons constaté que la technique MMSE est la technique de détection mono-utilisateur qui exploite le mieux la diversité fréquentielle offerte par le canal de propagation. Par ailleurs, tous les résultats obtenus ont été comparés à ceux présentés dans la thèse de Rodolphe

Le Gouable [60] et nous ont permis de valider les modèles des canaux BRAN A et E développés au sein du laboratoire.

Chapitre 4

Choix des codes d'étalement pour les systèmes MC-CDMA

Sommaire

4.1	Le signal OFDM et l'amplification non-linéaire	104
4.1.1	La notion de facteur de crête	104
4.1.2	Analyse du facteur de crête d'un signal OFDM	105
4.1.3	L'amplification non-linéaire	109
4.1.4	Réduction du facteur de crête d'un signal OFDM : état de l'art	113
4.2	Le signal MC-CDMA et l'amplification non-linéaire	119
4.2.1	La notion de facteur de crête global	119
4.2.2	Analyse du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante	120
4.2.3	Analyse du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante	122
4.2.4	La solution proposée : méthode de sélection des codes	124
4.2.5	Les résultats de simulation	131
4.3	Le signal MC-CDMA et l'interférence d'accès multiple	135
4.3.1	Transmission sur un canal à trajets multiples	136
4.3.2	Procédure d'allocation des codes d'étalement dans le but de minimiser l'interférence d'accès multiple	139
4.4	Minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête d'un signal MC-CDMA	144
4.5	Le facteur de crête dans un contexte multi-cellulaire	145
4.5.1	Rôle et principe des fonctions de « scrambling »	146
4.5.2	Mise en œuvre des fonctions de « scrambling » au sein d'un système MC-CDMA	147
4.6	Conclusion	149

Comme nous venons de le voir au cours du précédent chapitre, la technique MC-CDMA offre des performances très intéressantes dans le cas de liaisons synchrones. Elle permet de tirer parti de la robustesse face aux trajets multiples et de l'efficacité spectrale des modulations à porteuses multiples, tout en bénéficiant de la souplesse et de la capacité

d'accès multiple offertes par la technique CDMA. Cependant, la technique MC-CDMA n'a pas hérité que des avantages des modulations OFDM et de la technique CDMA. En effet, le signal MC-CDMA, de par son caractère multi-porteur, présente une grande dynamique en amplitude pouvant conduire à des dégradations des performances dues à la fonction d'amplification de puissance, amplification qui est par nature non-linéaire. De plus, après transmission sur un canal sélectif en fréquence, le récepteur MC-CDMA doit lutter efficacement contre les interférences d'accès multiple pour améliorer les performances.

Dans un premier temps, nous présenterons les problèmes rencontrés lors de l'amplification non-linéaire d'un signal OFDM et dresserons un état de l'art des techniques élaborées pour minimiser les dégradations occasionnées par cette amplification. Ensuite, nous introduirons les notions de facteur de crête et de facteur de crête global d'un signal MC-CDMA. Une solution basée sur la sélection des codes d'étalement sera alors proposée dans le but de minimiser la dynamique de l'enveloppe du signal MC-CDMA émis. Par la suite, une méthode minimisant l'interférence d'accès multiple produite par la cohabitation de plusieurs utilisateurs sur les mêmes intervalles de temps et les mêmes bandes de fréquences pour un système MC-CDMA en voie descendante sera décrite. Cette dernière n'étant pas optimale, trois critères complémentaires seront donc présentés. Pour terminer, dans le but d'optimiser globalement un système MC-CDMA, nous proposerons de minimiser séquentiellement les interférences d'accès multiple et la dynamique de l'enveloppe du signal émis.

4.1 Le signal OFDM et l'amplification non-linéaire

Un signal OFDM est constitué de N_p sous-porteuses indépendantes qui, ajoutées de manière cohérente, entraînent de fortes fluctuations de son enveloppe. Afin de générer ce signal avec une puissance moyenne maximale avec un amplificateur donné, il est nécessaire lors de l'amplification de puissance d'utiliser un recul ou « back-off » le plus faible possible par rapport à la zone non-linéaire de l'amplificateur. On comprend dès lors tout l'intérêt de minimiser la dynamique du signal à porteuses multiples.

Après avoir présenté la notion de facteur de crête d'un signal à porteuses multiples, nous analyserons les variations de l'enveloppe de ce même signal. Par la suite, des modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires seront décrits et les effets de ces non-linéarités sur le signal amplifié seront évalués. Pour finaliser cette partie, une liste non-exhaustive de solutions permettant de réduire le facteur de crête d'un signal à porteuses multiples sera présentée.

4.1.1 La notion de facteur de crête

Afin de limiter les distorsions d'amplitude et de phase du signal généré par l'amplificateur de puissance, il est nécessaire de réduire les variations de l'enveloppe du signal émis. Les variations d'amplitude de cette enveloppe sont généralement caractérisées par le PAPR pour Peak-to-Average Power Ratio. Cette quantité, définie par le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne d'un signal $s(t)$, est donnée par l'expression

suivante :

$$\text{PAPR}(s(t)) = \frac{\max |s(t)|^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} |s(t)|^2 dt} \quad (4.1)$$

La mesure de la variation de l'enveloppe du signal $s(t)$ peut également être évaluée par le facteur de crête. Ce facteur de crête, noté CF pour Crest Factor, est défini comme étant égal à la racine carrée du PAPR. Ainsi, on obtient :

$$\text{CF}(s(t)) = \sqrt{\text{PAPR}(s(t))} = \sqrt{\frac{\max |s(t)|^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} |s(t)|^2 dt}} \quad (4.2)$$

4.1.2 Analyse du facteur de crête d'un signal OFDM

Comme nous avons pu le voir au cours du premier chapitre, l'enveloppe complexe d'un signal OFDM échantillonné, donnée par l'équation (1.53), est égale à :

$$X(nT_S/N_p) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p} \quad (4.3)$$

De l'équation (4.2), nous déduisons que son facteur de crête est égal à :

$$\text{CF}(X(nT_S/N_p)) = \sqrt{\frac{\max |X(nT_S/N_p)|^2}{\mathcal{E}[|X(nT_S/N_p)|^2]}} \quad (4.4)$$

La valeur crête de la puissance instantanée de $X(nT_S/N_p)$ est :

$$\begin{aligned} \max |X(nT_S/N_p)|^2 &= \frac{1}{N_p} \max \left| (-1)^n \sum_{k=0}^{N_p-1} x_k e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \\ &\leq \frac{1}{N_p} \left(\sum_{k=0}^{N_p-1} \max |x_k| \right)^2 \end{aligned} \quad (4.5)$$

D'après la relation de Parseval, la puissance moyenne de l'enveloppe complexe est égale à :

$$\mathcal{E}[|X(nT_S/N_p)|^2] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E}[|x_k|^2] \quad (4.6)$$

Dans le cas d'une modulation de phase, du fait de l'égalité des $|x_k| \forall k$, on a $|x_k|^2 = \max |x_k|^2 = \mathcal{E}[|x_k|^2] = 1$. Ainsi, le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM dans le cas d'une modulation de phase peut donc être majoré par :

$$\text{CF}(X(nT_S/N_p)) \leq \sqrt{N_p} \quad (4.7)$$

De cette dernière équation, sans aucune restriction sur les symboles complexes x_k issus d'une modulation de phase à M états, nous constatons que le PAPR de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM possède une valeur maximale égale à N_p . Cette valeur maximale augmente linéairement avec le nombre de sous-porteuses. De ce fait, doubler le nombre de sous-porteuses d'un signal OFDM associé à une modulation de phase revient à augmenter de 3 dB le maximum du facteur de crête de l'enveloppe complexe de ce même signal. En outre, comme démontré dans l'annexe B, le nombre de séquences S composées des symboles complexes x_k permettant d'obtenir la valeur maximale du facteur de crête est égal à M^2 [125–127]. La probabilité que le système génère un signal dont le facteur de crête atteint la valeur maximale est alors égale à :

$$\text{Prob} \left(CF(X(nT_S/N_p)) = \sqrt{N_p} \right) = \frac{M^2}{M^{N_p}} = M^{2-N_p} \quad (4.8)$$

Cette probabilité est représentée sur la figure 4.1 pour différentes valeurs du nombre N_p de sous-porteuses et pour différentes modulations de phase. Comme nous pouvons le voir, la probabilité diminue rapidement et devient très faible dès lors que le nombre de sous-porteuses est élevé ou que la modulation de phase est à grand nombre d'états. Par exemple, pour un nombre de sous-porteuses relativement faible et égal à 32, la probabilité est d'environ 8.6710^{-19} pour une modulation de phase à 4 états. Par conséquent, la connaissance de cette probabilité est insuffisante pour caractériser le facteur de crête d'un signal OFDM. La distribution statistique du facteur de crête doit donc être prise en compte.

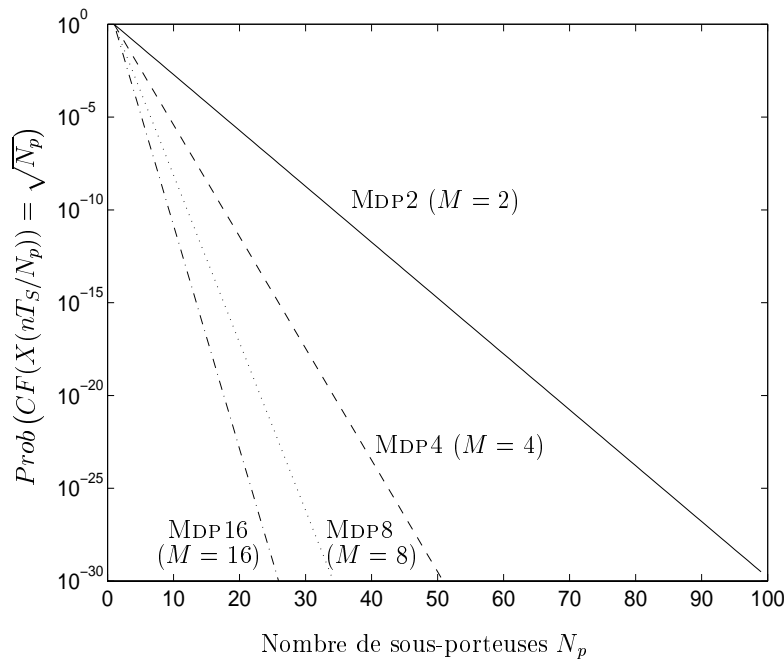


FIG. 4.1 – Probabilité que le système génère un signal OFDM-MDP dont le facteur de crête est égal à sa valeur maximale $\sqrt{N_p}$

Différentes approches permettant d'obtenir la distribution du facteur de crête d'un signal OFDM sont proposées dans la littérature [128]. Le but de cette thèse n'étant pas l'analyse de ces différentes approches, seule la plus simple et la plus utilisée [43, 129, 130] sera détaillée. Supposant *i. i. d.* les éléments complexes x_k , cette dernière considère, d'après le théorème de la limite centrale et pour de grandes valeurs de N_p , que les échantillons des parties réelles et imaginaires de $X(nT_S/N_p)$ suivent une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 , ayant pour densité de probabilité :

$$f_u(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(u^2)/2\sigma^2} \quad (4.9)$$

où :

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{k=0}^{N_p-1} \sigma_{x_k}^2}{2N_p} \quad (4.10)$$

où $\sigma_{x_k}^2$ est la variance des éléments complexes x_k . L'amplitude de chaque échantillon d'un signal OFDM suit donc une distribution de Rayleigh de moyenne égale à $\sigma\sqrt{\pi/2}$, de variance égale à $(2 - \pi/2)\sigma^2$ et de densité de probabilité :

$$f_u(u) = \frac{u}{\sigma^2} e^{-u^2/2\sigma^2} \quad (4.11)$$

La probabilité que l'amplitude d'un échantillon n' soit inférieure à une certaine valeur α est donnée par :

$$\begin{aligned} Prob(|X(n'T_S/N_p)| \leq \alpha) &= \int_0^\alpha f_u(u) du \\ &= 1 - e^{-\alpha^2/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (4.12)$$

En supposant que les échantillons soient statistiquement indépendants, la probabilité qu'il y ait au moins l'amplitude d'un échantillon qui soit supérieure à une certaine valeur α sur un symbole OFDM entier est donnée par :

$$\begin{aligned} Prob(|X(nT_S/N_p)| > \alpha) &= 1 - Prob(\max |X(nT_S/N_p)| \leq \alpha) \\ &= 1 - \prod_{n'=0}^{N_p-1} Prob(|X(n'T_S/N_p)| \leq \alpha) \\ &= 1 - (Prob(|X(n'T_S/N_p)| \leq \alpha))^{N_p} \\ &= 1 - (1 - e^{-\alpha^2/2\sigma^2})^{N_p} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Etant donné que $\mathcal{E}[|X(nT_S/N_p)|^2] = 1$, cette dernière relation exprime finalement la fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM notée par la suite $CCDF_{CF}$. Dans le cas d'une modulation de phase, on a par ailleurs :

$$\sigma_{x_k}^2 = \mathcal{E}[|x_k - \mathcal{E}[x_k]|^2] = \mathcal{E}[|x_k|^2] = 1 \quad (4.14)$$

Par conséquent, l'équation (4.13) se réduit à :

$$CCDF_{CF}(\alpha) = Prob(|X(nT_S/N_p)| > \alpha) = 1 - (1 - e^{-\alpha^2})^{N_p} \quad (4.15)$$

La figure 4.2 représente la fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM pour différentes valeurs de N_p , en particulier pour $N_p = 64, 256$ et 1024 . Ces courbes, obtenues en évaluant l'expression (4.15), représentent la probabilité que le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM soit supérieur à une certaine valeur α . On constate que la pente des courbes augmente avec le nombre de sous-porteuses. De plus, pour des probabilités inférieures à 10^{-4} , les valeurs du seuil α conduisant à une probabilité donnée restent comprises dans un intervalle de 1 dB.

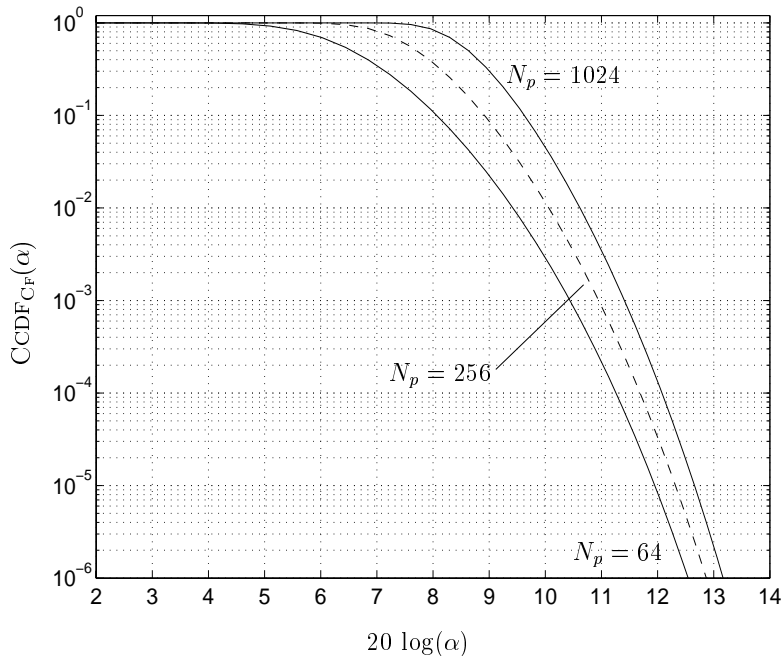


FIG. 4.2 – *Fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM dans le cas d'une modulation de phase*

Pour valider cette approche, des chercheurs ont comparé la fonction de répartition complémentaire obtenue précédemment à celle obtenue par simulation. Les résultats ont démontré que cette dernière permettait de prédire convenablement la distribution du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM [131]. Cependant, une légère différence avec les résultats de simulation donnés dans [125, 126] existe. Cette différence, liée entre autres au fait que le maximum d'un échantillon d'un signal est inférieur ou égal au maximum de ce signal, a conduit les chercheurs à développer de nouvelles approches. Ainsi, dans [132], R. Van Nee et A. de Wild proposent une approximation empirique de la fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un

signal OFDM :

$$\text{CCDF}_{\text{CF}}(\alpha) = 1 - (1 - e^{-\alpha^2})^{\varphi N_p} \quad (4.16)$$

où φ est un paramètre déterminé par simulation et égal à 2.8. En supposant que les maxima de l'amplitude d'un signal OFDM sont décorrélés, H. Ochiai, dans [126], propose :

$$\text{CCDF}_{\text{CF}}(\alpha) = 1 - \left(1 - \frac{\Upsilon(\alpha)}{0.64N_p}\right)^{0.64N_p} \quad (4.17)$$

où $\Upsilon(\alpha)$ est le nombre moyen de maxima d'amplitude supérieure à α durant un symbole OFDM.

4.1.3 L'amplification non-linéaire

Certains éléments composant la chaîne de transmission peuvent présenter des non-linéarités, notamment les fonctions d'amplification. En effet, l'amplification du signal utile répond à deux exigences liées, soit à la transmission, soit à un traitement :

- à la transmission : en raison de l'affaiblissement de propagation, il est nécessaire d'émettre un signal de puissance suffisante pour que celui-ci soit correctement reçu,
- à un traitement : l'amplification, ici, a pour seul but d'augmenter le niveau du signal afin que les dispositifs réels, situés à l'émission ou à la réception, puissent fonctionner convenablement.

Les niveaux de puissance restant faibles (de l'ordre du milliwatt), l'amplification liée à un traitement ne pose en général pas de problème particulier. En revanche, les puissances mises en jeu lors de l'amplification liée à la transmission étant beaucoup plus élevées (quelques dizaines de watts en voie descendante et quelques centaines de milliwatts en voie montante), le problème de non-linéarité devient alors prépondérant. Après avoir présenté des modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires généralement utilisés dans les systèmes de communications, les effets de cette non-linéarité sur le signal amplifié seront évalués.

4.1.3.1 Description de modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires

Un dispositif non-linéaire est un système qui fournit un signal de sortie dépendant du signal d'entrée par des relations non-linéaires. Les relations existantes sont au nombre de deux :

- $\mathcal{F}(\cdot)$: conversion AM/AM représentant la non-linéarité d'amplitude,
- $\mathcal{P}(\cdot)$: conversion AM/PM représentant la non-linéarité de phase.

Parce qu'ils sont le plus souvent utilisés dans les systèmes de communications, nous ne considérons dans ce document que le cas d'amplificateurs non-linéaires sans mémoire,

pour lesquels la valeur du signal de sortie à un instant donné ne dépend que de la valeur du signal d'entrée au même instant.

Les deux principaux types d'amplificateurs sans-mémoire sont [133] :

- les amplificateurs à tube à ondes progressives (TWTA : Travelling Wave Tube Amplifier)
- les amplificateurs de puissance à état solide (SSPA : Solid State Power Amplifier)

Le premier type est plus particulièrement utilisé pour les systèmes de communications par satellites alors que le deuxième est employé pour diverses applications telles que les applications radio-mobiles. Les différences entre ces deux modèles d'amplificateurs se situent au niveau des caractéristiques AM/AM et AM/PM.

A - Les amplificateurs à tube à ondes progressives

Initialement représentés par des modèles analytiques à plusieurs paramètres, A. A. M. Saleh dans [134] a proposé un modèle analytique d'amplificateurs de type TWTA dont les fonctions de conversions AM/AM et AM/PM n'utilisent que deux paramètres. Ces fonctions de conversions sont ici données par :

$$\mathcal{F}(A) = \frac{\alpha_{\mathcal{F}} A}{1 + \beta_{\mathcal{F}} A^2} \quad (4.18)$$

et

$$\mathcal{P}(A) = \frac{\alpha_{\mathcal{P}} A^2}{1 + \beta_{\mathcal{P}} A^2} \quad (4.19)$$

où $\alpha_{\mathcal{F}}$, $\beta_{\mathcal{F}}$, $\alpha_{\mathcal{P}}$ et $\beta_{\mathcal{P}}$ sont des paramètres caractéristiques de l'amplificateur utilisé.

D'après les équations (4.18) et (4.19), pour des valeurs de A élevées, la conversion AM/AM devient inversement proportionnelle à A et la conversion AM/PM tend vers une constante égale à $(\alpha_{\mathcal{P}}/\beta_{\mathcal{P}})$. Les figures 4.3 et 4.4 représentent respectivement des exemples de caractéristiques normalisées d'amplificateurs de type TWTA.

B - Les amplificateurs de puissance à état solide

Généralement, trois modèles de représentation d'amplificateurs de type SSPA sont distingués [135] :

- « Ideal Soft Limiter »
- « Power Series Model »
- « Cann's model »

Le plus utilisé est le modèle de Cann dont les fonctions de conversion AM/AM et AM/PM sont données par les équations suivantes :

$$\mathcal{F}(A) = \frac{A}{(1 + A^s)^{1/s}} \quad (4.20)$$

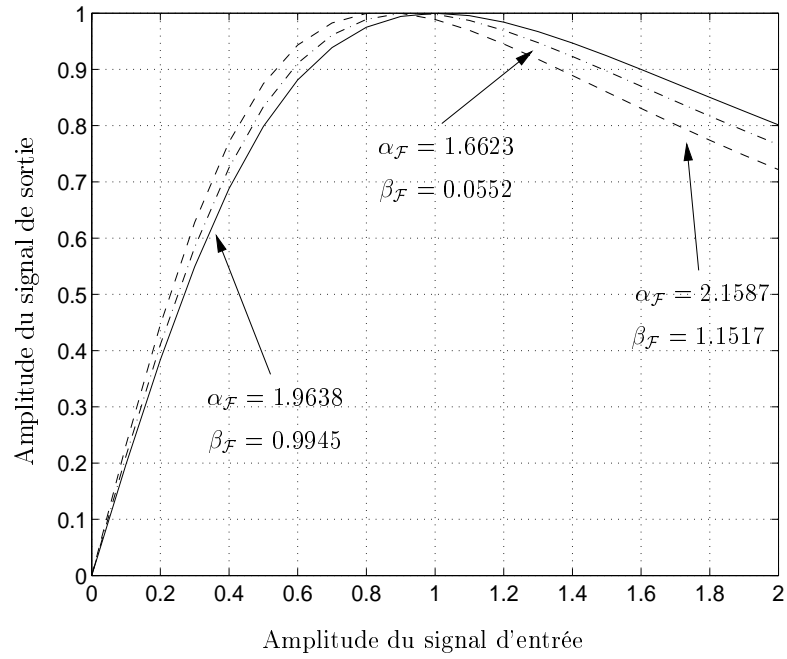


FIG. 4.3 – Caractéristique AM/AM d'amplificateurs de type TWTA

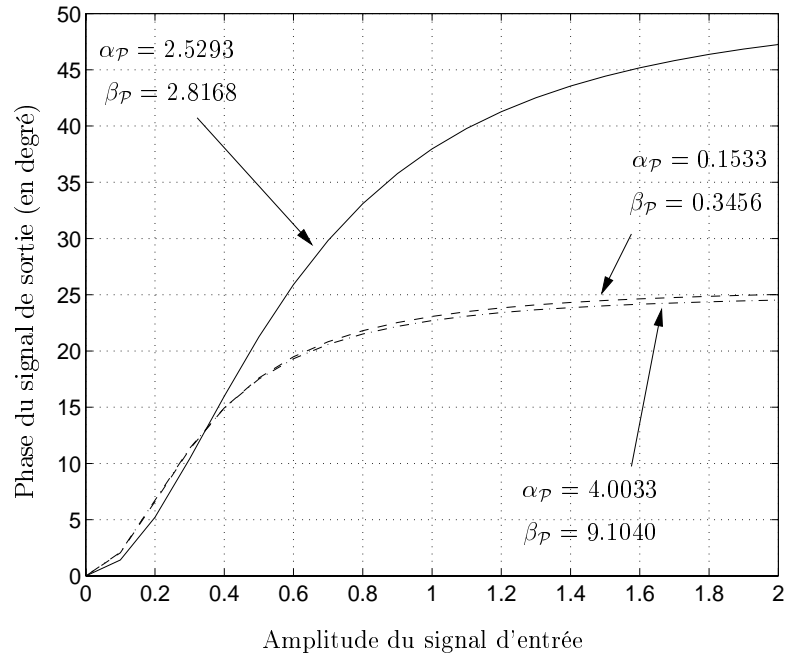


FIG. 4.4 – Caractéristique AM/PM d'amplificateurs de type TWTA

et

$$\mathcal{P}(A) = 0 \quad (4.21)$$

où s est un entier positif qui permet de contrôler la rapidité de l'évolution de la courbe entre la zone linéaire et la zone de saturation de l'amplificateur. Ce modèle n'introduisant pas de distorsions de phase (*cf.* équation (4.21)), seuls des exemples de conversion AM/AM d'amplificateur de type SSPA pour différentes valeurs de s sont représentés sur la figure 4.5.

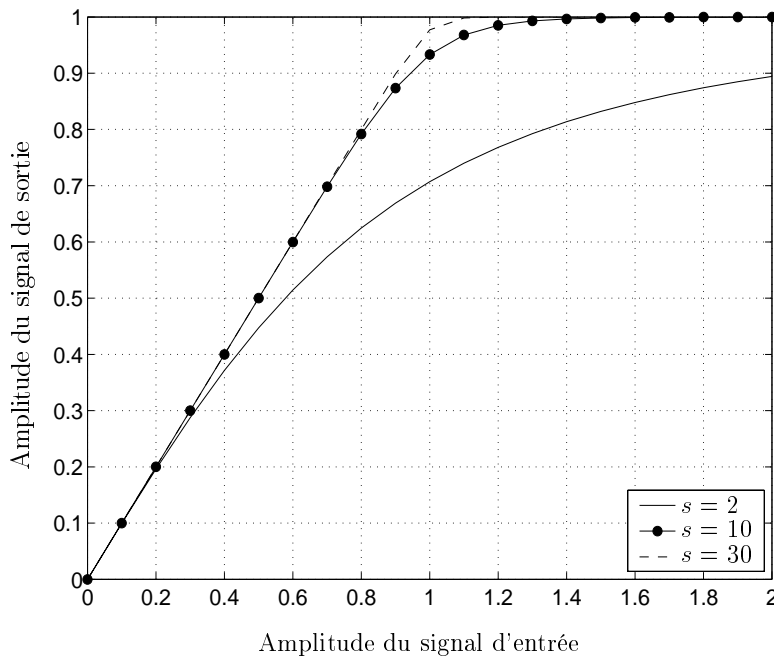


FIG. 4.5 – *Caractéristiques AM/AM d'un amplificateur de type SSPA*

4.1.3.2 Les effets de la non-linéarité des amplificateurs

Dans ce paragraphe, nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux phénomènes qui se produisent lors de l'amplification non-linéaire d'un signal. Pour cela, nous utilisons une caractéristique polynômiale pour approximer la fonction de conversion AM/AM d'un amplificateur. Cette fonction s'écrit :

$$y(t) = f(x(t)) \approx \sum_{n=0}^{N'-1} a_n x^n(t) \quad (4.22)$$

où :

- $y(t)$ est le signal de sortie,
- $x(t)$ représente le signal d'entrée que nous supposons égal à la somme de N sinusoides de fréquences f_i avec $1 \leq i \leq N$.

Lors de l'amplification, si le niveau du signal d'entrée est trop élevé, l'amplificateur sature ce qui conduit à la génération de produits d'intermodulations, combinaisons linéaires des fréquences d'entrée. Suivant le degré de saturation, apparaissent plusieurs niveaux d'ordre 2, 3, 4, *etc.*, l'ordre 1 représentant le fondamental. Prenons par exemple, le cas où le signal d'entrée est composé uniquement de 2 sinusoïdes de fréquences respectives f_1 et f_2 . Le signal de sortie sera alors constitué de porteuses dont les fréquences sont des combinaisons linéaires des deux fréquences d'entrée f_1 et f_2 . Le produit d'intermodulation d'ordre 3 est :

- produits de somme : $2f_1 + f_2$ et $2f_2 + f_1$,
- produits d'harmoniques d'ordre 3 : $3f_1$ et $3f_2$,
- produits de différence : $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$.

D'une manière générale, la porteuse de fréquence $\sum_{i=1}^N n_i f_i$ est un produit d'intermodulation d'ordre $\sum_{i=1}^N n_i$, où les n_i sont des entiers positifs. En posant $Y(f)$ la transformée de Fourier du signal de sortie et $X^n(f)$ la transformée du signal d'entrée convoluée à elle-même $n - 1$ fois, de l'équation (4.22), on obtient :

$$Y(f) \approx \sum_{n=0}^{N'-1} a_n X^n(f) \quad (4.23)$$

Si $X(f)$ est un signal à bande limitée sur W , alors le signal $Y(f)$ n'est pas limité sur la bande W mais sur une bande n fois plus grande que W . Suite à une opération de filtrage, les composantes fréquentielles (harmoniques) se trouvant hors de la bande W sont supprimées mais celles se trouvant dans la bande W créent de l'intermodulation perturbant le signal amplifié.

4.1.4 Réduction du facteur de crête d'un signal OFDM : état de l'art

Comme nous venons de le voir, la non-linéarité des amplificateurs induit des produits d'intermodulation conduisant à des dégradations des performances du système. En raison de ce phénomène, la tâche du concepteur d'une chaîne de communication est rendue plus délicate. Il lui faut trouver un compromis distorsion/coût. Pour cela, deux catégories de solutions lui sont offertes :

- la première catégorie consiste à utiliser l'amplificateur seulement dans sa zone linéaire. Ainsi, dans le cas d'un signal présentant une grande dynamique, on utilise un certain « back-off » ou recul par rapport au point de compression de l'amplificateur. Ce recul est d'autant plus important que le facteur de crête du signal généré est élevé. A puissance moyenne d'émission constante, cette solution nécessitant un surdimensionnement de l'amplificateur s'avère plus onéreuse.
- la seconde catégorie consiste à réduire le facteur de crête du signal avant son amplification, afin de limiter le nombre de produits d'intermodulation après l'amplification. Selon leurs façons de procéder, ces solutions peuvent être classées en trois groupes :
 - les méthodes du filtrage ou du fenêtrage, également connues sous le nom de « clipping » [43],

- les méthodes basées sur du codage,
- les méthodes basées sur la sélection de séquences à faible facteur de crête.

4.1.4.1 Méthode du filtrage ou du fenêtrage

Proposée en 1996 par M. Pauli et H.-P. Kuchenbecker [136], l'idée de cette méthode consiste à pondérer l'enveloppe du signal OFDM à amplifier de manière à travailler dans la zone linéaire de l'amplificateur. Pour cela, on a recours à l'utilisation d'une fonction de pondération $b(t)$ composée d'une série d'impulsions gaussiennes choisies pour leurs bonnes localisations dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette fonction de pondération $b(t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$b(t) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n m(t - t_n) \quad (4.24)$$

avec

$$m(t) = e^{-\gamma t^2} \quad (4.25)$$

Les coefficients a_n et γ sont des degrés de liberté laissés au concepteur pour optimiser les caractéristiques de la pondération. Les t_n désignent les instants pour lesquels l'enveloppe du signal OFDM dépasse un certain seuil. Comme le montre la figure 4.6, grâce à ce procédé, le signal résultant qui doit être amplifié ne dépasse plus la valeur du seuil fixé.

Afin de tester la fiabilité de la méthode proposée, M. Pauli et H.-P. Kuchenbecker ont décidé de simuler un système OFDM. Les paramètres de simulation choisis sont similaires à ceux utilisés dans la norme HIPERLAN/2 et sont les suivants :

- Nombre N_p de sous-porteuses : 57
- Type de modulation : MDP4 différentielle
- Durée symbole T_S : 4.85 μs
- Durée de l'intervalle de garde T_g : 0.24 μs ($\approx 5\% T_S$)

Suite à l'application de la fonction de pondération sur le signal OFDM simulé, plusieurs résultats intéressants apparaissent. Tout d'abord, une réduction sensible du facteur de crête est constatée. En effet, ce dernier, à l'origine égal à 17.56 dB, est maintenant égal à 5.9 dB. Ceci implique un gain en terme de coût pour l'achat de l'amplificateur à l'émission. De plus, l'occupation spectrale du signal OFDM pondéré est inférieure à celle du signal OFDM non pondéré. Une décroissance plus rapide de la DSP du signal est aussi observée. La complexité du filtre d'émission et sa mise en œuvre sont alors diminuées. Cependant, tous ces résultats effectifs ne sont pas obtenus sans une contrepartie puisqu'une légère dégradation des performances du système en terme de TEB est constatée. En effet, pour un TEB égal à 10^{-4} , une perte de 1 dB au niveau du rapport E_b/N_0 est observée.

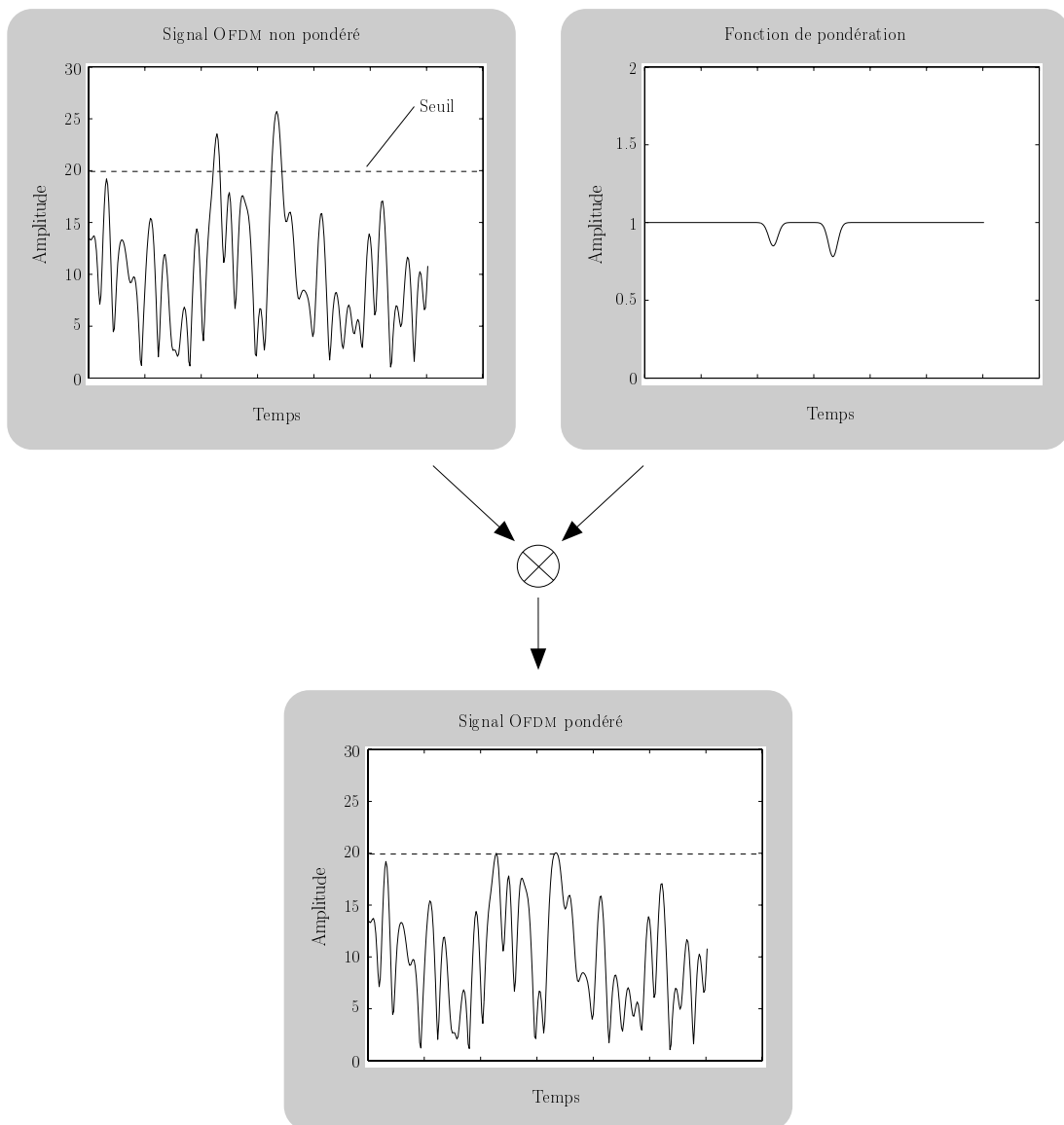


FIG. 4.6 – Principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode du filtrage

4.1.4.2 Méthode du « Selecting Mapping »

On doit cette technique à trois chercheurs nommés R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer et J. B. Huber. L'idée de base de cette méthode [129, 130] est de choisir parmi N signaux représentant la même information celui qui possède le facteur de crête le plus faible. La figure 4.7 représente le schéma de principe de la méthode du « Selecting Mapping ». Après l'opération de CBS, le vecteur \mathcal{X} , composé de N_p symboles x_k , est recopié sur N branches et multiplié par les N signaux $\mathcal{P}^l = [\mathcal{P}_0^l, \dots, \mathcal{P}_{N_p-1}^l]$ avec $0 \leq l \leq N - 1$. Plus exactement, après la conversion série-parallèle, chaque symbole x_k est multiplié par un élément \mathcal{P}_m^l . A l'aide de N transformées de Fourier inverses sur chaque branche, un ensemble de N signaux OFDM représentant la même information est alors obtenu. Une sélection du signal OFDM présentant le facteur de crête le plus faible est ensuite effectuée.

Les auteurs proposent d'utiliser \mathcal{P}_m^l appartenant à l'ensemble $\{\pm 1; \pm i\}$ pour limiter la complexité de l'implémentation. En effet, l'utilisation des multiplications est alors exclue, seules les opérations d'additions et de soustractions des parties imaginaires et réelles sont employées.

L'indice l associé au vecteur \mathcal{P}^l doit être connu du récepteur pour permettre à ce dernier de retrouver les N_p données x_k émises à chaque durée symbole OFDM. Pour cela, une solution consiste à transmettre le nombre l protégé par un code correcteur d'erreurs particulièrement robuste.

4.1.4.3 Méthode des « Partial Transmit Sequences »

Proposée par S. H. Müller et J. B. Huber [130, 137], la méthode des « Partial Transmit Sequences » consiste à partitionner le train des N_p sous-porteuses constituant le symbole OFDM en N' blocs de longueurs N_p/N' . Comme le montre la figure 4.8, la répartition des N' blocs de N_p/N' sous-porteuses se fait de différentes manières. La seule condition à remplir est qu'une sous-porteuse utilisée dans un bloc, doit obligatoirement être mise à zéro dans tous les autres blocs.

Une fois ces N_p/N' blocs formés, l'idée de la méthode du « Selecting Mapping » est appliquée. Après l'opération de transformée de Fourier inverse, chacun des N' blocs est pondéré par un vecteur $P^l = [P_0^l, \dots, P_{N_p-1}^l]$ avec $0 \leq l \leq N' - 1$. Le signal OFDM est ensuite obtenu par sommation des N' différents blocs pondérés (*cf.* figure 4.9).

L'idée générale des deux techniques précédemment présentées (« Selecting Mapping » et « Partial Transmit Sequences ») réside dans la transformation du symbole OFDM à l'aide d'un certain nombre de séquences tests. Le symbole OFDM transmis sera alors celui dont le facteur de crête sera le plus faible, facteur de crête associé à une séquence test bien précise dont la transmission sera nécessaire pour qu'elle soit connue du récepteur.

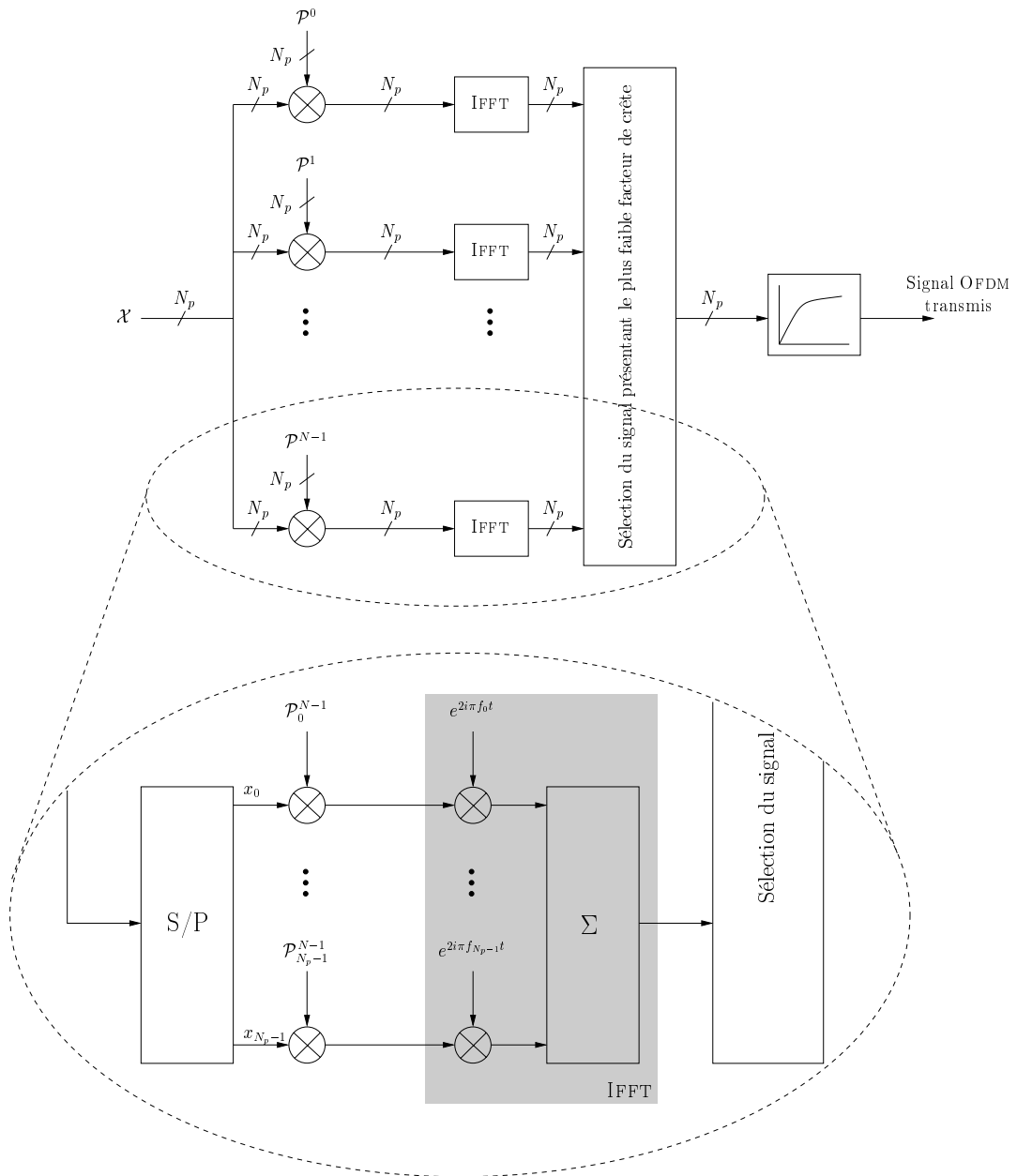


FIG. 4.7 – Schéma de principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode du « Selecting Mapping »

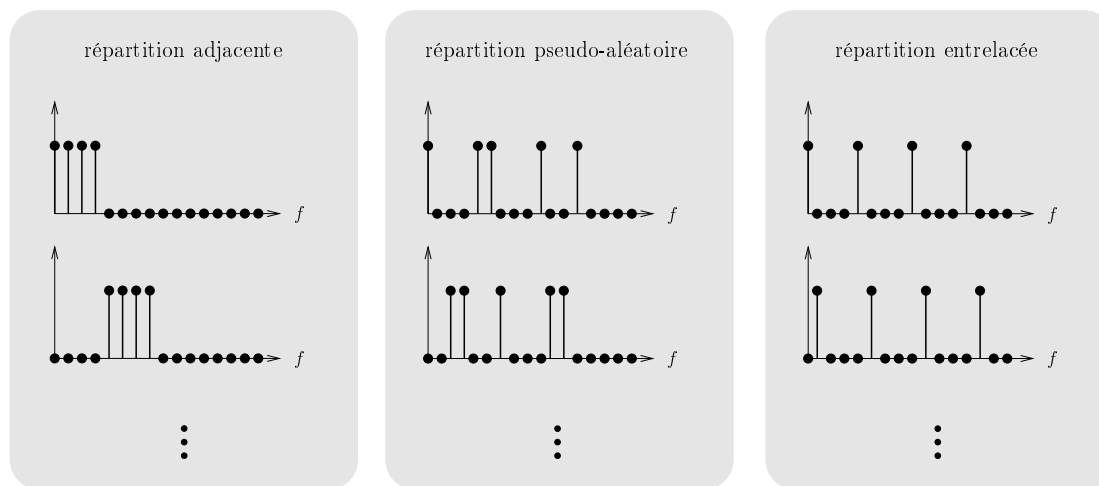


FIG. 4.8 – *Différentes répartitions des N_p sous-porteuses en plusieurs blocs*

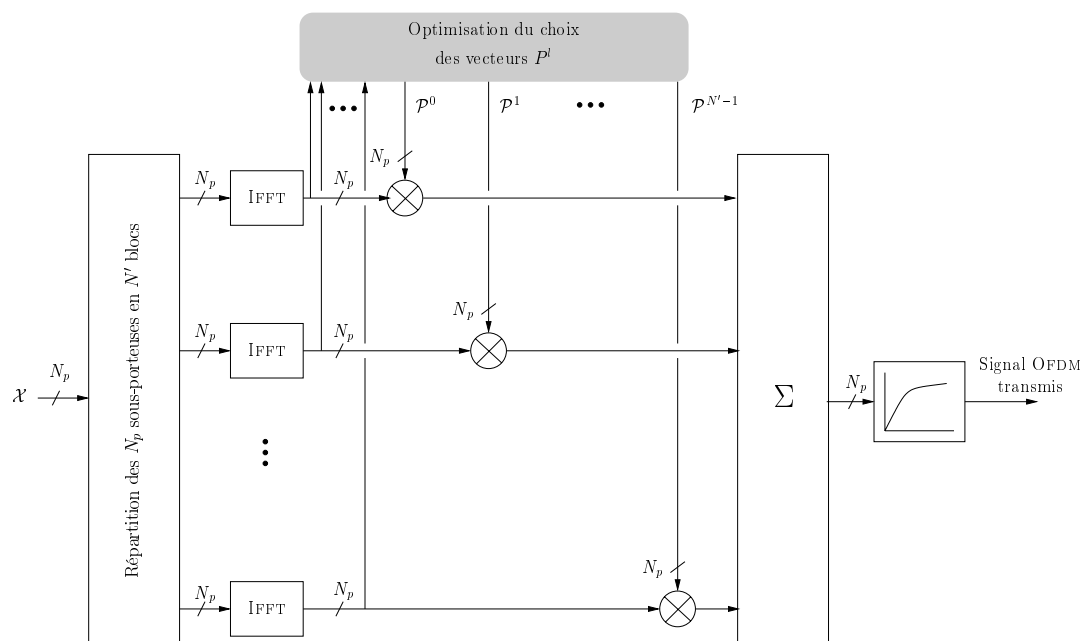


FIG. 4.9 – *Schéma de principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode des « Partial Transmit Sequences »*

4.1.4.4 Autres méthodes de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM

D'autres méthodes existent afin de réduire le facteur de crête d'un signal OFDM. Certaines techniques s'appuient sur une sélection des codes correcteurs d'erreurs produisant le facteur de crête le plus faible. Une autre technique, initialement proposée par D. A. Wiegandt et C. R. Nassar [138–140] pour augmenter les débits de transmission des systèmes OFDM, est basée sur l'application de codes PO-CI (Pseudo-Orthogonal Carrier-Interferometry). Cette dernière a la particularité de générer un signal ne présentant pas de fortes fluctuations au détriment d'une dégradation des performances par rapport à un système OFDM. Par ailleurs, une augmentation de la complexité du démodulateur est constatée.

4.2 Le signal MC-CDMA et l'amplification non-linéaire

Dans cette partie, nous nous intéressons aux variations de l'enveloppe d'un signal MC-CDMA à travers l'étude du facteur de crête de son enveloppe complexe. Les résultats présentés précédemment pour un signal OFDM sont ici étendus pour l'étude du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie montante et descendante.

Les différents résultats analytiques et résultats de simulation présentés dans ce chapitre ont fait l'objet de deux communications, l'une nationale [141] et l'autre internationale [142] et d'une publication dans le second numéro spécial sur les techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre de la revue *European Transactions on Telecommunications* [143].

4.2.1 La notion de facteur de crête global

Dans le cas d'une liaison montante, le signal MC-CDMA transmis via l'amplificateur n'est autre que le signal $s_j(t)$ de chaque utilisateur. C'est-à-dire que chaque utilisateur transmet son signal via son propre amplificateur et indépendamment des autres. Dans ce cas, le facteur de crête est égal à :

$$C_F(s_j(t)) = \sqrt{\frac{\max |s_j(t)|^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} |s_j(t)|^2 dt}} \quad (4.26)$$

En revanche, dans le cas d'une liaison descendante, le signal MC-CDMA amplifié par l'unique amplificateur de la station de base résulte de la sommation synchrone des différents signaux $s_j(t)$ des N_u utilisateurs. Nous proposons de parler dans ce cas de facteur de crête global noté GCF pour qualifier le facteur de crête de ce signal multi-utilisateur.

Il est défini par l'expression suivante :

$$\text{GCF}(s_{Total}(t)) = \text{GCF}\left(\sum_{j=0}^{N_u-1} s_j(t)\right) = \sqrt{\frac{\max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} s_j(t) \right|^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} s_j(t) \right|^2 dt}} \quad (4.27)$$

Les deux facteurs CF et GCF expriment tous les deux la racine carré du rapport entre la puissance crête d'un signal et la puissance moyenne de ce même signal. Le terme « global » a été ajouté pour différencier le facteur de crête « mono-utilisateur » CF de la voie montante du facteur de crête « multi-utilisateur » GCF de la voie descendante.

4.2.2 Analyse du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante

Dans les cas où la longueur des codes d'étalement est égale aux nombre de sous-porteuses, l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA échantillonné est égale à (cf. équation (3.13)) :

$$X_j(nT_S/N_p) = (-1)^n d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{j,k}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p} \quad (4.28)$$

La valeur crête de la puissance instantanée de cette enveloppe complexe est :

$$\begin{aligned} \max |X_j(nT_S/N_p)|^2 &= \frac{1}{N_p} \max \left| (-1)^n d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \\ &= \frac{1}{N_p} \max \left(|(-1)^n|^2 |d_j|^2 \left| \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Dans le cas d'une modulation de phase, on a $|d_j|^2 = 1$. Par conséquent, la limite supérieure de la valeur maximale de la puissance crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA est égale à :

$$\max |X_j(nT_S/N_p)|^2 \leq \frac{1}{N_p} \left(\sum_{k=0}^{N_p-1} \max |c_{j,k}| \right)^2 \quad (4.30)$$

La puissance moyenne de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA, quant à elle, peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \mathcal{E} \left[|X_j(nT_S/N_p)|^2 \right] &= \mathcal{E} \left[\frac{1}{N_p} \left| (-1)^n d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{N_p} \mathcal{E} \left[|(-1)^n|^2 |d_j|^2 \left| \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (4.31)$$

À partir de la relation de Parseval, la puissance moyenne de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA dans le cas d'une modulation de phase se réduit à :

$$\mathcal{E} \left[|X_j(nT_S/N_p)|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[|c_{j,k}|^2 \right] \quad (4.32)$$

Les codes d'étalement, généralement utilisés dans les systèmes MC-CDMA tels que les codes de Walsh-Hadamard ou de Golay, sont à enveloppe constante. Ces derniers sont donc formés de chips ayant un module unitaire : $|c_{j,k}| = 1 \forall j$ et k . Les relations (4.30) et (4.32) permettent ainsi d'établir une limite supérieure au facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante :

$$CF(X_j(nT_S/N_p)) \leq \sqrt{N_p} \quad (4.33)$$

Tout comme celui de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM, le maximum du PAPR de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie montante augmente linéairement avec le nombre de sous-porteuses.

En reprenant les calculs développés dans l'annexe A et en posant $D_{j,k} = d_j c_{j,k}$, la puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA est égale à :

$$|X_j(nT_S/N_p)|^2 = \frac{1}{N_p} \Gamma_S(0) + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \quad (4.34)$$

avec

$$\Gamma_S(0) = \sum_{k=0}^{N_p-1} |D_{j,k}|^2 = \sum_{k=0}^{N_p-1} |d_j|^2 |c_{j,k}|^2 \quad (4.35)$$

et

$$\Gamma_S(m) = \sum_{k=0}^{N_p-1-m} D_{j,k} D_{j,k+m}^* = \sum_{k=0}^{N_p-1-m} |d_j|^2 c_{j,k} c_{j,k+m}^* \quad (4.36)$$

Ainsi, dans le cas d'une modulation de phase à M états, on obtient :

$$|X_j(nT_S/N_p)|^2 = 1 + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1-m} c_{j,k} c_{j,k+m}^* e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \quad (4.37)$$

De la précédente équation, il est intéressant de noter que le facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante est indépendant du nombre d'états de la modulation de phase utilisée. Il dépend uniquement des codes d'étalement choisis. Les chips des codes d'étalement étudiés dans ce document ont tous un module égal à 1. Ainsi, il est tout à fait possible de poser :

$$c_{j,k} = e^{2i\pi \frac{p_k}{L_c}} \quad (4.38)$$

où $p_k \in \mathbb{Z}_{L_c}$ et $k \in [0, L_c - 1]$. Par analogie avec ce qui a été détaillé dans l'annexe B pour un signal OFDM, le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie montante est égal à son maximum $\sqrt{N_p}$ si et seulement si la relation (B.10) de l'annexe B est vérifiée. Ainsi, lorsque les chips des codes d'étalement $c_{j,k}$ sont égaux à ± 1 comme c'est le cas pour les codes de Golay, de Gold, *etc.*, il existe alors 2 choix possibles pour p_0 et 2 choix pour p_1 . Par conséquent, un groupe de 4 séquences conduit à un facteur de crête maximal. Ces 4 séquences sont :

$$\begin{aligned} \text{Séquence n}^\circ 1 : & \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad \cdots \quad 1 \quad 1 \quad 1 \\ \text{Séquence n}^\circ 2 : & \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad \cdots \quad -1 \quad -1 \quad -1 \\ \text{Séquence n}^\circ 3 : & \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad \cdots \quad -1 \quad 1 \quad -1 \\ \text{Séquence n}^\circ 4 : & \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad \cdots \quad 1 \quad -1 \quad 1 \end{aligned}$$

Pour éviter que le facteur de crête soit égal à sa valeur maximale $\sqrt{N_p}$, il faut que les séquences d'étalement utilisées ne fassent pas partie du groupe précédent.

Contrairement à un signal OFDM, il n'est pas possible d'obtenir la fonction de répartition du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie montante de manière analytique. En effet, les différents chips constituant le code d'étalement n'étant généralement pas indépendants, le théorème de la limite centrale ne peut s'appliquer. Dans [144], B. -J. Choi, E. -L. Kuan et L. Hanzo ont représenté la fonction de répartition du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA-BPSK obtenue par simulation pour différentes familles de codes. Les résultats montrent que la fonction de répartition du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA-BPSK utilisant les codes de Zadoff-Chu s'apparente à un échelon.

4.2.3 Analyse du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante

Un signal MC-CDMA transmis en voie descendante $s_{Total}(t)$ est le signal résultant de la sommation synchrone des N_u signaux $s_j(t)$ des N_u utilisateurs. De ce fait, l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA échantillonné en voie descendante s'écrit :

$$X_{Total}(nT_s/N_p) = \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_s/N_p) = (-1)^n \sum_{j=0}^{N_u-1} d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{j,k}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p} \quad (4.39)$$

La valeur crête de la puissance instantanée de cette enveloppe complexe est :

$$\begin{aligned} \max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 &= \frac{1}{N_p} \max \left| (-1)^n \sum_{j=0}^{N_u-1} d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \\ &\leq \frac{1}{N_p} \max \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} |d_j| \left| \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right| \right)^2 \end{aligned} \quad (4.40)$$

En supposant que les symboles complexes d_j soient issus d'une modulation de phase, la limite supérieure de la valeur maximale de la puissance crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie descendante est alors égale à :

$$\begin{aligned} \max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 &\leq \frac{1}{N_p} \max \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} \left| \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right| \right)^2 \\ &\leq \frac{1}{N_p} \max \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} |c_{j,k}| \right)^2 \end{aligned} \quad (4.41)$$

Comme $|c_{j,k}| = 1$ pour tous les codes d'étalement considérés dans cette étude, on en déduit :

$$\max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 \leq N_u^2 N_p \quad (4.42)$$

En posant $D_k = \sum_{j=0}^{N_u-1} d_j c_{j,k}$, la puissance moyenne de l'enveloppe d'un signal MC-CDMA en voie descendante est égale à :

$$\mathcal{E} \left[\left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \mathcal{E} \left[\left| \sum_{k=0}^{N_p-1} D_k e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right] \quad (4.43)$$

En appliquant la relation de Parseval, on obtient :

$$\begin{aligned} \mathcal{E} \left[\left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 \right] &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} [|D_k|^2] \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\left(\sum_{j=0}^{N_u-1} d_j c_{j,k} \right) \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} d_j^* c_{j,k}^* \right) \right] \end{aligned}$$

Soit,

$$\mathcal{E} \left[\left| \sum_{j=0}^{N_u-1} X_j(nT_S/N_p) \right|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \left\{ \underbrace{\mathcal{E} \left[\sum_{j=0}^{N_u-1} |d_j|^2 |c_{j,k}|^2 \right]}_A + \underbrace{\mathcal{E} \left[\sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{\substack{j'=0 \\ j' \neq j}}^{N_u-1} d_j c_{j,k} d_{j'}^* c_{j',k}^* \right]}_B \right\} \quad (4.44)$$

En supposant l'équiprobabilité des données d'un même utilisateur et l'indépendance des données des différents utilisateurs, la partie B de l'équation précédente est alors nulle. Dans le cas d'une modulation de phase, la partie A est égale à N_u . Ainsi, d'après l'équation (4.27), la valeur maximale du facteur de crête global de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie descendante est égale à :

$$\text{GCF} \left(\sum_{j=0}^{N_u} X_j(nT_S/N_p) \right) \leq \sqrt{\frac{N_u^2 N_p}{N_u}} \leq \sqrt{N_u N_p} \quad (4.45)$$

La valeur maximale du PAPR de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie descendante étant linéairement dépendante du nombre de sous-porteuses et du nombre d'utilisateurs, le fait de doubler l'une de ces deux variables revient à augmenter de 3 dB la valeur maximale du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie descendante.

Pour les mêmes raisons que celles évoquées pour le signal MC-CDMA en voie montante, il n'est pas possible d'obtenir de manière analytique la fonction de répartition du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA en voie descendante. En outre, cette fonction de répartition étant dépendante de plusieurs critères tels que la famille de codes utilisée, la longueur des codes, le nombre d'états de la modulation, *etc.*, une solution exhaustive se serait avérée trop complexe pour être mise en œuvre.

4.2.4 La solution proposée : méthode de sélection des codes

Les principales méthodes permettant de réduire le facteur de crête d'un signal MC-CDMA à notre disposition sont déduites de celles proposées pour réduire le facteur de crête d'un signal OFDM. En effet, dans [145], N. Ohkubo et T. Ohtsuki proposent d'appliquer la méthode du « Selecting Mapping » sur un signal MC-CDMA. Par ailleurs, dans [146], il a été démontré que le fait d'appliquer la méthode des « Partial Transmit Sequences », dans le but de réduire le facteur de crête d'un signal MC-CDMA, permettait d'obtenir un gain supérieur à 2 dB quelle que soit la charge du système. Cependant, un des principaux inconvénients de ces techniques est l'accroissement de la complexité de l'émetteur MC-CDMA. Ayant remarqué précédemment que le code d'étalement avait une influence déterminante sur les variations de l'enveloppe complexe de ce signal, nous proposons dans cette partie d'étudier l'influence sur le facteur de crête du choix des codes d'étalement pour

différents contextes d'applications, voie montante ou descendante, et différentes charges du système.

4.2.4.1 Transmission en voie montante

Dans le cas de la voie descendante, les signaux des différents utilisateurs constituant le signal global reçu par un terminal donné ont tous été affectés de la même façon par le canal de transmission. On utilise alors des codes d'étalement orthogonaux tels que les codes de Walsh-Hadamard afin de mieux détecter les signaux relatifs à chaque utilisateur. En revanche, le signal MC-CDMA reçu en voie montante au niveau de la station de base est la somme des signaux de tous les utilisateurs ayant chacun subi des évanouissements différents correspondant à des canaux distincts. Les conditions imposées aux fonctions de corrélations sont donc différentes de celles imposées dans le cas de la voie descendante. L'utilisation de codes non-orthogonaux comme codes d'étalement pour les systèmes MC-CDMA en voie montante peut alors être envisagée tout comme, bien évidemment, l'utilisation de codes orthogonaux.

La puissance maximale du signal MC-CDMA $s_j(t)$ de l'utilisateur j émis sur $[0, T_S[$ et transmettant un symbole complexe d_j est définie par le maximum du module au carré de ce signal :

$$\max |s_j(t)|^2 = \max \left| \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} d_j c_{j,k} \Pi(t) e^{2i\pi kt/T_S} e^{2i\pi f_0 t} \right\} \right|^2 \quad (4.46)$$

Dans le cas où chaque utilisateur transmet N_g données $d_{j,l}$ par durée symbole MC-CDMA avec $N_p = N_g L_c$, la puissance maximale du signal MC-CDMA transmis devient alors égale à :

$$\max |s_j(t)|^2 = \max \left| \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{l=0}^{N_g-1} \sum_{k=0}^{L_c-1} d_{j,l} c_{j,k} \Pi(t) e^{2i\pi(k+lL_c)t/T_S} e^{2i\pi f_0 t} \right\} \right|^2 \quad (4.47)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left| \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi(k+lL_c)t/T_S} \right|^2 \left| \Pi(t) e^{2i\pi f_0 t} \right|^2 \quad (4.48)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left| \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi kt/T_S} e^{2i\pi lL_c t/T_S} \right|^2 \left| \Pi(t) e^{2i\pi f_0 t} \right|^2 \quad (4.49)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left(\left| \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} e^{2i\pi lL_c t/T_S} \right|^2 \left| \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi kt/T_S} \right|^2 \right) \quad (4.50)$$

D'après l'inégalité de Cauchy-Schwarz et dans le cas où les $d_{j,l}$ sont des éléments complexes issus d'une modulation de phase à 4 états, l'équation précédente se réduit à :

$$\max |s_j(t)|^2 \leq \frac{N_g^2}{N_p} \max \left| \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi kt/T_s} \right|^2 = \frac{N_g^2}{N_p} \max |\mathcal{C}_{SC_j}|^2 \quad (4.51)$$

où :

$$\mathcal{C}_{SC_j}(t) = \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi kt/T_s} \quad (4.52)$$

n'est rien d'autre que la transformée de Fourier inverse de la séquence d'étalement SC_j associée à l'utilisateur j effectuée sur L_c points.

La valeur moyenne de la puissance du signal $s_j(t)$ étant égale à $1/2$, à partir de l'équation (4.26), on obtient une limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante (avec $N_p = N_g L_c$) [147, 148] :

$$\text{CF}(s_j(t)) \leq \sqrt{\frac{2N_p \max |\mathcal{C}_{SC_j}(t)|^2}{L_c^2}} \quad (4.53)$$

Par souci de clarté, on suppose par la suite, que le nombre N_p de sous-porteuses est égal à la longueur L_c des codes d'étalement ($N_g = 1$).

A - Les codes de Walsh-Hadamard :

A partir de l'équation (4.53), lorsque les codes d'étalements utilisés sont les codes de Walsh-Hadamard, le facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante peut être estimé en évaluant le maximum du module au carré de la transformée de Fourier inverse de ces codes. Ce maximum, obtenu lorsque le code n'est composé que d'éléments « +1 » ou « +1 » « -1 » de manière alternée (*cf.* page 122), est égal à L_c^2 . La limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes de Walsh-Hadamard comme codes d'étalement est alors égale à :

$$\text{CF}_{\mathcal{H}}(s_j(t)) \leq \sqrt{2L_c} \quad (4.54)$$

B - Les codes de Golay :

Comme nous l'avons vu au cours du premier chapitre, les codes de Golay présentent l'avantage d'être complémentaires deux à deux. Cette complémentarité est exprimée d'un point de vue mathématique par l'expression (1.32) que nous rappelons :

$$\Gamma_{SC_i}(k) + \Gamma_{SC_j}(k) = 2L_c \delta(k) \quad (4.55)$$

où SC_i et SC_j sont deux codes de Golay complémentaires avec $i \neq j$.

En calculant d'une part la transformée de Fourier inverse de cette précédente équation et en appliquant d'autre part le théorème de l'autocorrélation, on obtient la relation suivante :

$$|\mathcal{C}_{SC_i}(t)|^2 + |\mathcal{C}_{SC_j}(t)|^2 = 2L_c \quad (4.56)$$

De l'équation précédente, on en déduit que :

$$|\mathcal{C}_{SC_i}(t)|^2 \leq 2L_c \quad \forall i \in [1, L_c] \quad (4.57)$$

Par conséquent, la limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes de Golay comme codes d'étalement est donnée par :

$$C_{FCG}(s_j(t)) \leq 2 \quad (4.58)$$

C - Les codes de Gold :

Une propriété intéressante des codes de Gold est que leurs fonctions d'intercorrélations périodiques paires ne peuvent prendre que 3 valeurs $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$. Ainsi, il est possible de majorer leurs fonctions d'autocorrélation tel que :

$$\theta_{\mathcal{G},\mathcal{G}}(k) \leq \begin{cases} L_c & \text{pour } k = 0 \\ t(n) - 2 & \text{pour } k \neq 0 \end{cases} \quad (4.59)$$

En appliquant le théorème de l'autocorrélation, la transformée de Fourier inverse d'un code de Gold est alors majorée par :

$$|\mathcal{C}_{\mathcal{G}}(t)|^2 \leq \begin{cases} L_c [t(n) - 1] + 2 - t(n) & \text{pour } t = 0 \\ L_c - t(n) + 2 & \text{pour } t \neq 0 \end{cases} \quad (4.60)$$

On en déduit donc le maximum de la transformée de Fourier inverse d'un code de Gold :

$$\max |\mathcal{C}_{\mathcal{G}}(t)|^2 \leq L_c [t(n) - 1] + 2 - t(n) \quad (4.61)$$

Par conséquent, la limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes de Gold comme codes d'étalement est donnée par :

$$C_{FCG}(s_j(t)) \leq \sqrt{2 \left[t(n) - 1 - \frac{t(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]} \quad (4.62)$$

D - Les codes de Kasami :

Les fonctions de corrélations périodiques des codes de Kasami ont des propriétés similaires à celles des codes de Gold. En effet, les fonctions d'intercorrélations du « small-set » de Kasami ne peuvent prendre que 3 valeurs $\{-1, -s(n), s(n) - 2\}$, alors que les fonctions d'intercorrélations du « large-set » ne peuvent prendre que 5 valeurs

$\{-1, -t(n), t(n) - 2, -s(n), s(n) - 2\}$. En appliquant le même principe que celui appliqué pour les codes de Gold (consistant à majorer les fonctions d'autocorrélation), on obtient respectivement la limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes du « small-set » et du « large-set » de Kasami comme codes d'étalement :

$$C_{F\mathcal{K}_S}(s_j(t)) \leq \sqrt{2 \left[s(n) - 1 - \frac{s(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]} \quad (4.63)$$

$$C_{F\mathcal{K}_L}(s_j(t)) \leq \sqrt{2 \left[t(n) - 1 - \frac{t(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]} \quad (4.64)$$

E - Les codes de Zadoff-Chu :

Les fonctions d'autocorrélation des codes de Zadoff-Chu ont été définies au chapitre 1 comme étant idéales, c'est-à-dire :

$$\theta_{zC_r, zC_r}(k) = \begin{cases} L_c & \text{pour } k = 0 \\ 0 & \text{pour } k \neq 0 \end{cases} \quad (4.65)$$

En appliquant le théorème de l'autocorrélation, on obtient le module au carré de la transformée de Fourier inverse d'une séquence de Zadoff-Chu :

$$|\mathcal{C}_{zC_r}(t)|^2 = L_c \quad (4.66)$$

La limite du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes de Zadoff-Chu comme codes d'étalement est alors égale à une constante :

$$C_{FzC_r}(s_j(t)) = \sqrt{2} \quad (4.67)$$

F - Les codes de Gold orthogonaux :

En ce qui concerne les codes de Gold orthogonaux, leurs fonctions de corrélations n'ayant pas de propriétés particulières mise à part l'orthogonalité, aucune valeur limite exploitable du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante n'a pu être obtenue.

G - Résumé des limites supérieures du facteur de crête d'un signal MC-CDMA

Le tableau 4.1 résume les différentes limites supérieures du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante pour les différentes familles de codes d'étalement considérées au cours de cette étude. Il est intéressant de noter que pour les codes de Golay et de Zadoff-Chu, les limites supérieures obtenues sont indépendantes de la longueur L_c des codes d'étalement utilisés. Par ailleurs, suivant la famille de codes employée pour étaler les données des usagers, nous constatons que les valeurs des limites supérieures du facteur de crête pour des longueurs de codes égales à 63, 64 et 67 fluctuent entre 11.31 pour

les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 64$ et $\sqrt{2}$ pour les codes de Zadoff-Chu. Un rapport proche de 6 entre ces deux valeurs extrêmes est tout de même observé. Ceci démontre bien tout l'intérêt de cette étude.

Famille de codes d'étalement	Valeur limite du facteur de crête	Exemple
Walsh-Hadamard	$\leq \sqrt{2L_c}$	≤ 11.31 pour $L_c = 64$
Golay	≤ 2	≤ 2
Gold orthogonaux	X	X
Gold	$\leq \sqrt{2 \left[t(n) - 1 - \frac{t(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]}$	≤ 5.61 pour $L_c = 63$
« Small-set » de Kasami	$\leq \sqrt{2 \left[s(n) - 1 - \frac{s(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]}$	≤ 3.97 pour $L_c = 63$
« Large-set » de Kasami	$\leq \sqrt{2 \left[t(n) - 1 - \frac{t(n)}{L_c} + \frac{2}{L_c} \right]}$	≤ 5.61 pour $L_c = 63$
Zadoff-Chu	$= \sqrt{2}$	$= \sqrt{2}$

TAB. 4.1 – Limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA pour différentes familles de codes d'étalement

4.2.4.2 Transmission en voie descendante

En voie descendante, le facteur de crête qu'il faut considérer est le facteur de crête global du signal $s_{Total}(t)$ dont l'expression est donnée par l'équation (4.27). Dans le cas où chaque utilisateur transmet N_g données $d_{j,l}$ par durée symbole MC-CDMA avec $N_p = N_g L_c$, la puissance maximale du signal émis par la station de base est égale à :

$$\max |s_{Total}(t)|^2 = \max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} s_j(t) \right|^2 \quad (4.68)$$

$$= \max \left| \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{N_g-1} \sum_{k=0}^{L_c-1} d_{j,l} c_{j,k} \Pi(t) e^{2i\pi(k+lL_c)t/T_S} e^{2i\pi f_0 t} \right\} \right|^2 \quad (4.69)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi(k+lL_c)t/T_S} \right|^2 \left| \Pi(t) e^{2i\pi f_0 t} \right|^2 \quad (4.70)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi k t/T_S} e^{2i\pi l L_c t/T_S} \right|^2 \left| \Pi(t) e^{2i\pi f_0 t} \right|^2 \quad (4.71)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left\{ \left| \sum_{j=0}^{N_u-1} \left(\sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} e^{2i\pi l L_c t / T_s} \right) \left(\sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi k t / T_s} \right) \right|^2 \right\} \quad (4.72)$$

En appliquant l'inégalité de Cauchy-Schwarz, on obtient :

$$\max |s_{Total}(t)|^2 \leq \frac{1}{N_p} \max \left\{ \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} \underbrace{\left| \sum_{l=0}^{N_g-1} d_{j,l} e^{2i\pi l L_c t / T_s} \right|^2}_A \right) \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} \left| \sum_{k=0}^{L_c-1} c_{j,k} e^{2i\pi k t / T_s} \right|^2 \right) \right\} \quad (4.73)$$

En appliquant de nouveau l'inégalité de Cauchy-Schwarz sur le terme A et dans le cas où les $d_{j,l}$ sont des éléments complexes issus d'une modulation de phase à 4 états, l'équation précédente se réduit à :

$$\max |s_{Total}(t)|^2 \leq \frac{1}{N_p} \max \left\{ \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} N_g^2 \right) \left(\sum_{j=0}^{N_u-1} |\mathcal{C}_j(t)|^2 \right) \right\} \quad (4.74)$$

$$\leq \frac{1}{N_p} \max \left\{ N_u N_g^2 \sum_{j=0}^{N_u-1} |\mathcal{C}_j(t)|^2 \right\} \quad (4.75)$$

La valeur moyenne de la puissance du signal $s_{Total}(t)$ étant égale à $N_u/2$, la limite supérieure du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante est donnée par l'expression suivante :

$$G_{CF}(s_{Total}(t)) \leq \sqrt{\frac{2N_p \max \left\{ \sum_{j=0}^{N_u-1} |\mathcal{C}_j(t)|^2 \right\}}{L_c^2}} \quad (4.76)$$

A - Les codes de Golay

Lorsque les codes d'étalement utilisés sont les codes de Golay, du fait de leurs propriétés de complémentarité, on a :

$$\max \left\{ \sum_{j=0}^{N_u-1} |\mathcal{C}_j(t)|^2 \right\} = \frac{K}{2} \cdot 2L_c + (N_u - K) \cdot 2L_c = L_c (2N_u - K) \quad (4.77)$$

où K est le nombre de séquences complémentaires parmi les N_u séquences attribuées aux N_u utilisateurs. En considérant que le nombre de sous-porteuses est égal à la longueur des codes, la limite supérieure du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA utilisant les codes de Golay est alors égale à :

$$G_{CFG}(s_{Total}(t)) \leq \sqrt{2(2N_u - K)} \quad (4.78)$$

B - Les codes de Walsh-Hadamard

En ce qui concerne les codes de Walsh-Hadamard, aucune valeur limite exploitable du facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante n'a pu être obtenue.

4.2.5 Les résultats de simulation

Afin de valider les précédents résultats analytiques, le facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante et le facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les différentes familles de codes d'étalement considérées au cours de cette étude ont été évalués par simulation.

4.2.5.1 Transmission en voie montante

Nous avons choisi le nombre N_p de sous-porteuses égal à la longueur L_c des codes. Les figures 4.10 et 4.11 représentent respectivement les facteurs de crête obtenus pour les codes de Walsh-Hadamard, de Golay et de Gold orthogonaux de longueur $L_c = 32$ et $L_c = 64$. Comme nous l'avons remarqué auparavant, il apparaît que les séquences de Golay offrent un facteur de crête avantageux puisqu'il est très légèrement inférieur à 2, alors que les codes de Walsh-Hadamard produisent un facteur de crête variant de 8 ($= \sqrt{2L_c} = \sqrt{64}$) à 4 pour $L_c = 32$, et de 11.3 ($= \sqrt{2L_c} = \sqrt{128}$) à 4.5 pour $L_c = 64$. Ces résultats confirment bien les résultats analytiques obtenus sur le calcul de la limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes de Walsh-Hadamard (*cf.* équation (4.54)). En outre, on constate que la valeur maximale du facteur de crête pour les codes de Walsh-Hadamard est obtenue pour les deux premières séquences composées respectivement de « +1 » et « +1 » « -1 » de manière alternée. Le facteur de crête des codes de Gold orthogonaux se situe, quant à lui, aux alentours de 3 pour $L_c = 32$ et $L_c = 64$.

En ce qui concerne les codes non-orthogonaux, les séquences de Zadoff-Chu présentent un facteur de crête plus faible que celui des codes de Gold et de Kasami comme le montrent les figures 4.12, 4.13, 4.14 et 4.15. En effet, les facteurs de crête des codes de Gold et du « large-set » de Kasami varient autour de la valeur 3, celui de la famille des codes du « small-set » de Kasami comprenant uniquement 8 séquences fluctue entre 1.5 et 3, alors que celui des codes de Zadoff-Chu est constant et égal à $\sqrt{2}$, et ceci quelle que soit la longueur L_c des codes.

4.2.5.2 Transmission en voie descendante

Les figures 4.16 et 4.17 représentent respectivement le facteur de crête global du signal MC-CDMA transmis par la station de base. Les résultats sont présentés pour les codes de Walsh-Hadamard et de Golay de longueur 16 en fonction de la charge du système. Pour différents nombres N_u d'utilisateurs, les valeurs maximales et minimales du facteur de

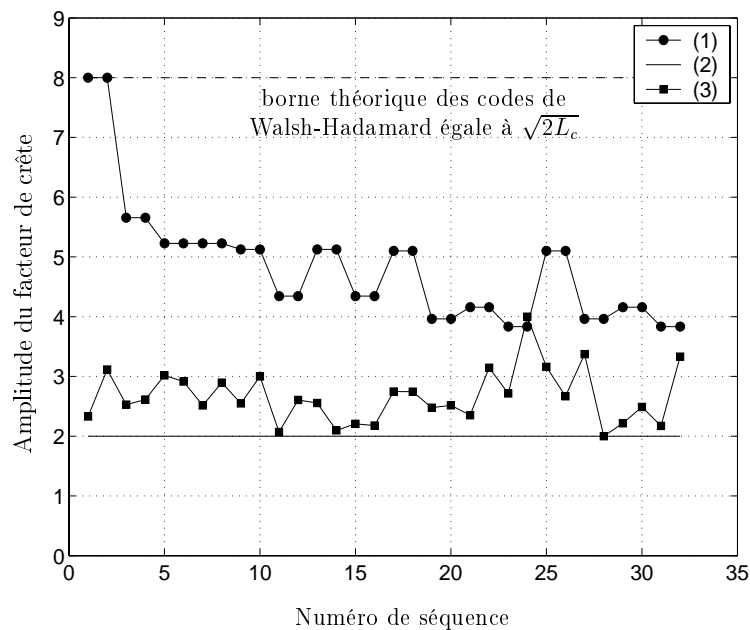


FIG. 4.10 – *Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement orthogonaux de longueur $L_c = 32$. Codes de Walsh-Hadamard (1), codes de Golay (2) et codes de Gold orthogonaux (3)*

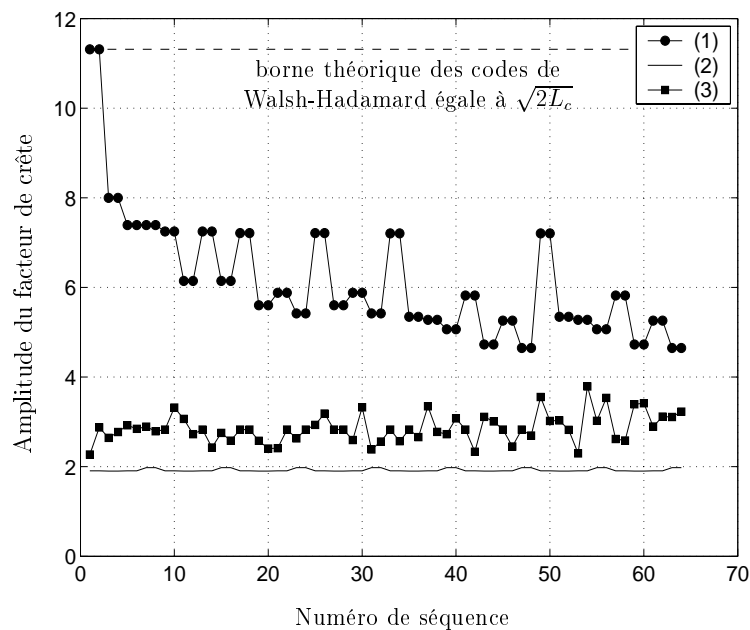


FIG. 4.11 – *Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement orthogonaux de longueur $L_c = 64$. Codes de Walsh-Hadamard (1), codes de Golay (2) et codes de Gold orthogonaux (3)*

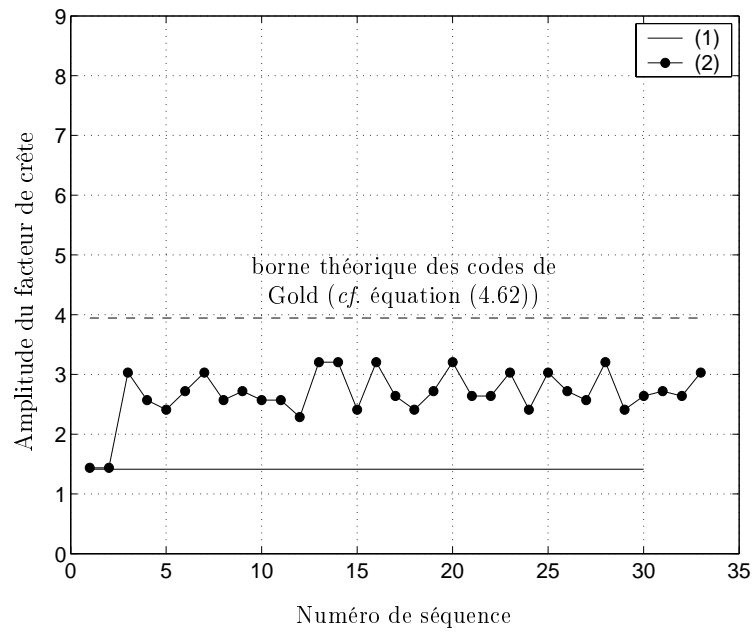


FIG. 4.12 – Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement non-orthogonaux de longueur $L_c = 31$. Codes de Zadoff-Chu (1) et codes de Gold (2)

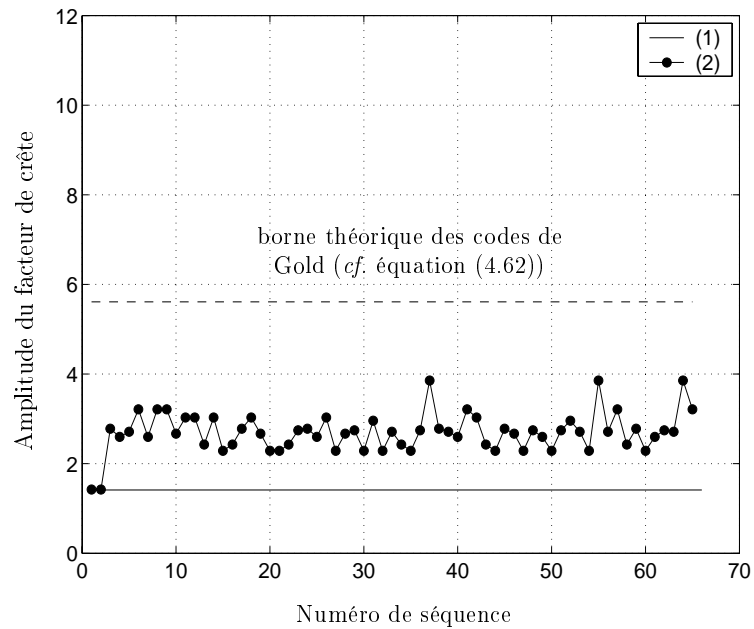


FIG. 4.13 – Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement non-orthogonaux. Codes de Zadoff-Chu de longueur $L_c = 67$ (1) et codes de Gold de longueur $L_c = 63$ (2)

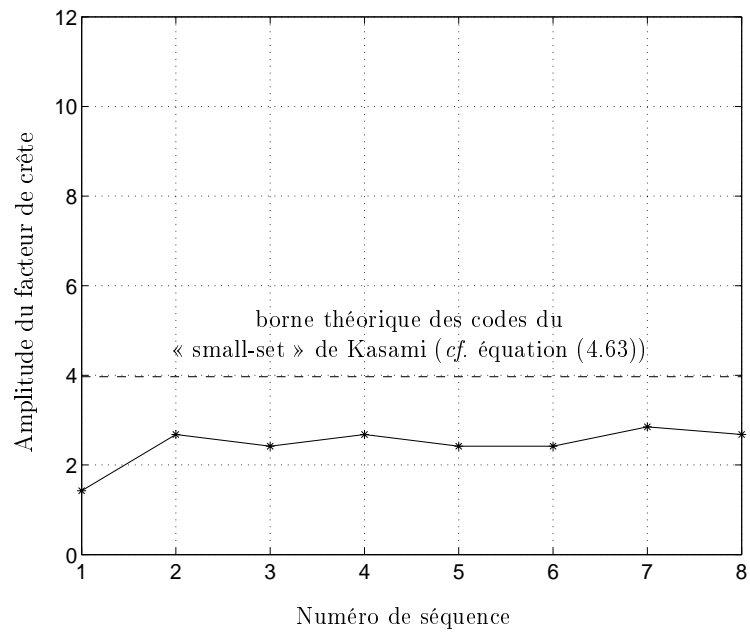


FIG. 4.14 – *Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes du « small-set » de Kasami de longueur $L_c = 63$*

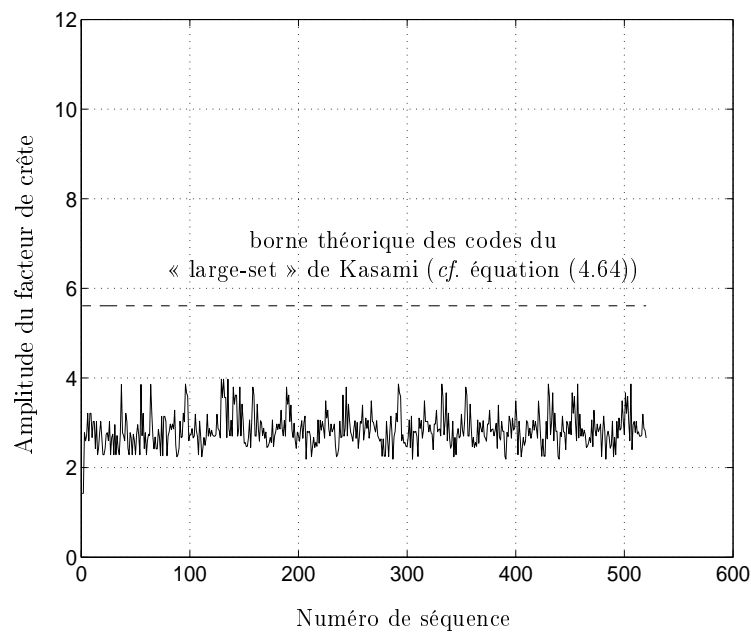


FIG. 4.15 – *Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes du « large-set » de Kasami de longueur $L_c = 63$*

crête global obtenues en considérant toutes les combinaisons de séquences et de données d_j sont représentées. Ce nombre de combinaisons, égal à $2^{N_u} \binom{N_u}{L_c} = 3\,294\,720$ pour $L_c = 16$ et $N_u = 8$, est trop élevé dès lors que $L_c > 16$. Pour cette raison, nous nous sommes limités à l'étude des codes de longueur 16.

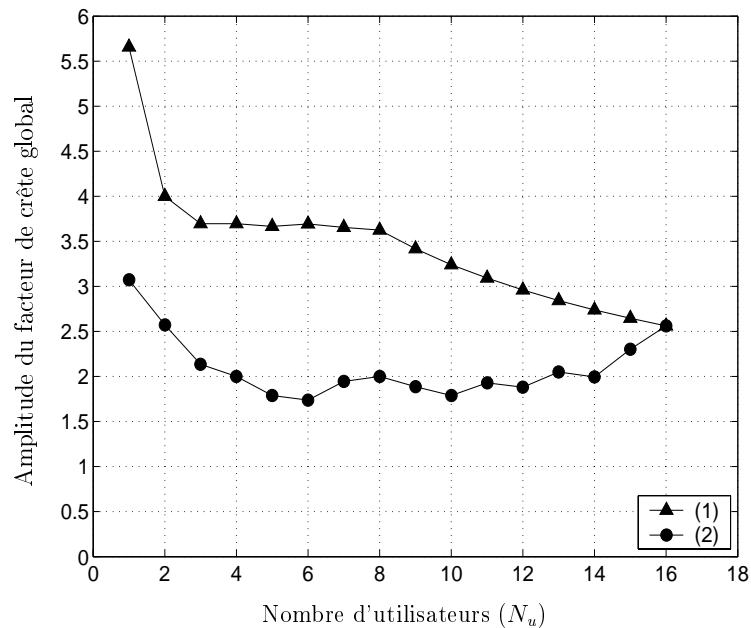


FIG. 4.16 – Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$. Valeur maximale du facteur de crête global (1) et valeur minimale du facteur de crête global (2)

Il apparaît que les codes de Golay à pleine charge ont peu d'intérêt. En effet, lorsque le nombre d'utilisateurs croît, le facteur de crête global des codes de Golay augmente linéairement avec la charge du système, alors que celui des codes de Walsh-Hadamard diminue. De plus, à partir de 7 utilisateurs, la différence entre les valeurs maximales et minimales du facteur de crête global des codes de Golay est nulle quelles que soient les séquences utilisées. Ceci s'explique par le fait qu'à partir de 7 utilisateurs, toutes les séquences utilisées sont complémentaires. En revanche, une sélection appropriée des codes de Walsh-Hadamard permet de limiter la valeur du facteur de crête global à 3. En particulier, pour 6 utilisateurs, ce dernier atteint une valeur minimale de 1.7.

4.3 Le signal MC-CDMA et l'interférence d'accès multiple

Comme nous venons de le voir, le choix d'une famille de codes d'étalement pour un système MC-CDMA a une incidence sur la variation de l'enveloppe complexe du signal émis. Le fait de choisir une famille de codes plus qu'une autre doit tenir compte de ces effets et de la nature de la transmission (montante ou descendante). Cependant, afin

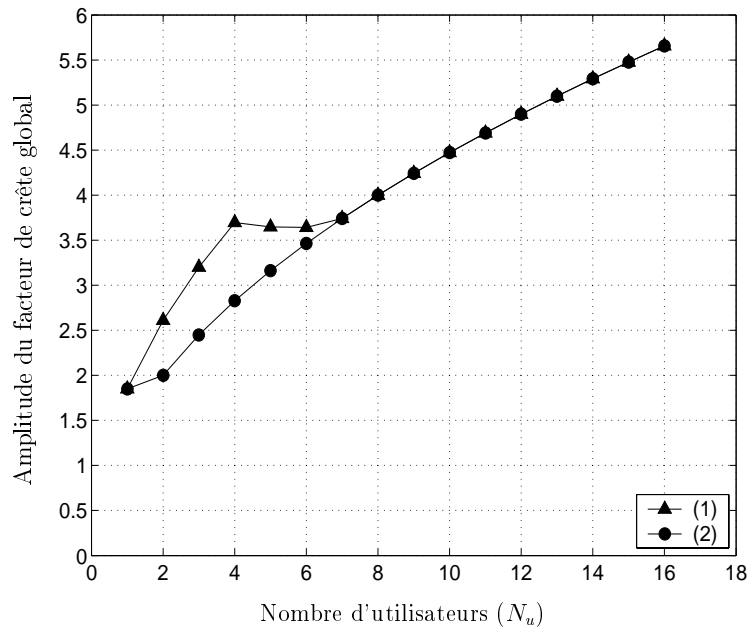


FIG. 4.17 – *Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Golay de longueur $L_c = 16$. Valeur maximale du facteur de crête global (1) et valeur minimale du facteur de crête global (2)*

d'optimiser les systèmes MC-CDMA, d'autres critères de sélection des codes d'étalement sont nécessaires. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer les fonctions de corrélations que nous avons déjà présentées au cours du premier chapitre. Dans cette section, nous présentons un troisième critère utilisé pour limiter l'interférence d'accès multiple créée par la cohabitation de plusieurs utilisateurs sur les mêmes bandes de fréquences.

4.3.1 Transmission sur un canal à trajets multiples

Dans le cas d'une liaison descendante sur un canal gaussien, où le signal émis $s_{Total}(t)$ au niveau de la station de base résulte de la sommation synchrone des signaux $s_j(t)$ des différents usagers, l'utilisation de codes orthogonaux permet de s'affranchir de l'interférence d'accès multiple. En revanche, en présence d'un canal à trajets multiples, l'orthogonalité entre les différents signaux $s_j(t)$ se trouve brisée et un terme d'interférence d'accès multiple apparaît. Afin d'améliorer la qualité de la transmission, il est nécessaire, en réception, de chercher à minimiser les effets de ces interférences. Pour cela, différentes techniques de détection mono-utilisateurs et multi-utilisateurs déjà présentées au cours du troisième chapitre peuvent être mises en œuvre.

Lorsque la technique de détection est de type mono-utilisateur, l'estimation \hat{d}_j du symbole émis d_j du $j^{\text{ème}}$ utilisateur, obtenue après les opérations d'égalisation et de

désétalement, s'exprime par l'équation (3.26) :

$$\hat{d}_j = \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 g_k h_k d_j + \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} g_k h_k d_q + \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} g_k n_k \quad (4.79)$$

À partir de cette équation, en posant $\mathcal{R}(k-l) = \mathcal{E}[h_k g_k h_l g_l]$, la puissance de l'interférence d'accès multiple associée à l'utilisateur j est égale à :

$$P_{\text{MAI},j} = \underbrace{(N_u - 1)\mathcal{R}(0)N_p}_I + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \left\{ \begin{array}{l} 2\mathcal{R}(1) \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-2} w_k^{(j,q)} w_{k+1}^{(j,q)}}_{II(1)} + \\ 2\mathcal{R}(2) \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-3} w_k^{(j,q)} w_{k+2}^{(j,q)} + \dots}_{II(2)} \\ \dots + 2\mathcal{R}(N_p - 1) \underbrace{w_0^{(j,q)} w_{N_p-1}^{(j,q)}}_{II(N_p-1)} \end{array} \right\}}_{II} \quad (4.80)$$

où $w_k^{(j,q)} = c_{j,k} c_{q,k}$ est défini comme étant le produit chip à chip des codes d'étalement affectés aux utilisateurs j et q sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse.

La relation (4.80) démontre d'une part, l'influence directe des codes d'étalement sur l'interférence d'accès multiple et d'autre part, l'influence de la technique d'égalisation utilisée. En effet, dans le cas d'une technique d'égalisation de type « Zéro Forcing », tous les termes $\mathcal{R}(k-l)$ sont alors égaux à 1 et rendent la puissance de l'interférence d'accès multiple nulle à condition d'avoir employé des codes d'étalement orthogonaux. En effet, dans ce cas, le terme I de l'équation (4.80) est positif et égal à $(N_u - 1)N_p$, le terme II quant à lui étant négatif et égal à l'opposé du terme I .

Les figures 4.18, 4.19, 4.20 et 4.21 représentent pour chaque utilisateur j la puissance des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard et des systèmes fonctionnant à 100 %, 75 % ou 50 % de la charge maximale. On remarquera qu'à pleine charge, tous les termes d'interférence d'accès multiple sont négatifs (*cf.* figure 4.18) alors que dans tous les autres cas, ces termes peuvent être positifs ou négatifs. D'après ces figures, nous constatons, qu'à pleine charge, tous les termes d'interférence d'accès multiple sont identiques pour chaque utilisateur. Ceci vient du fait que tous les codes d'étalement disponibles au sein d'une même famille sont attribués. En revanche, lorsque le système n'est plus à pleine charge, les termes d'interférence d'accès multiple sont différents selon l'allocation des séquences d'étalement. Il est ainsi possible lors d'une communication, de privilégier certains utilisateurs en leur attribuant des séquences d'éta-

lement optimales vis-à-vis de ce critère afin de minimiser leur puissance d'interférence d'accès multiple.

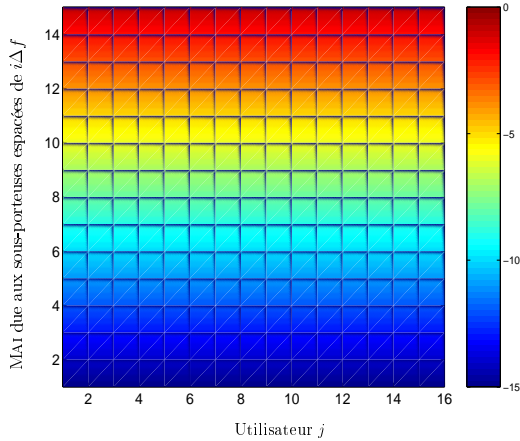


FIG. 4.18 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à pleine charge*

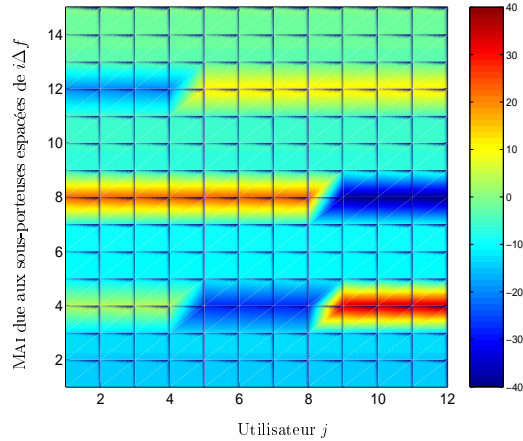


FIG. 4.19 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 75% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-2-3-4-5-6-7-8-9-10-11-12*

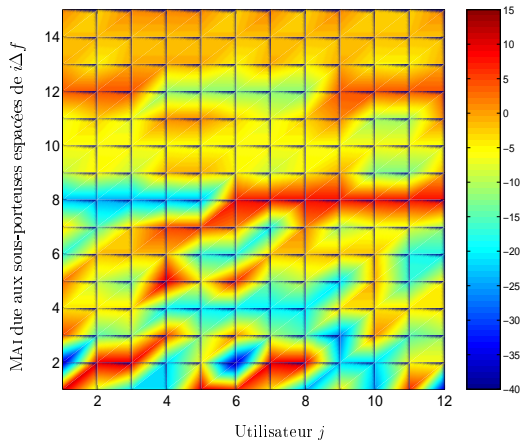


FIG. 4.20 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 75% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-3-4-6-7-9-11-12-13-14-15-16*

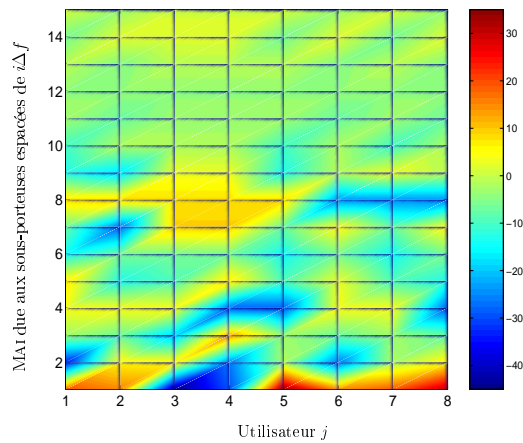


FIG. 4.21 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 50% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-3-4-6-7-9-11-15*

Afin de minimiser l'interférence d'accès multiple, une méthode optimale consisterait à allouer judicieusement les codes d'étalement en fonction des coefficients h_k du canal

et des coefficients g_k d'égalisation. Les coefficients évoluant en temps et en fréquence au cours d'une transmission, cette méthode optimale n'est pas réalisable. Une solution sous-optimale ne tenant pas compte des coefficients h_k et g_k devra être considérée.

4.3.2 Procédure d'allocation des codes d'étalement dans le but de minimiser l'interférence d'accès multiple

Dans [149], une méthode réduisant l'interférence d'accès multiple a été proposée par D. Mottier et D. Castelain. L'objectif de cette méthode, présentée dans les deux pages qui suivent, est de minimiser le terme négatif $II(1)$ de l'équation (4.80) afin de compenser au maximum le terme positif I . En effet, le terme $R(1)$ correspondant à deux sous-porteuses adjacentes étant généralement supérieur aux termes $R(k-l)$, la minimisation du coefficient $II(1)$ va permettre de réduire globalement la puissance d'interférences d'accès multiples. Cette méthode consiste alors à optimiser la sélection des N_u codes d'étalement utilisés parmi une même famille composée de N_{seq} séquences.

Soit Ω une famille de séquences d'étalement composée de N_{seq} séquences, et Ω_{N_u} un sous-ensemble de Ω composé de N_u codes avec $N_u \leq N_{seq}$. On définit la fonction $J^{(\Omega_{N_u})}$ telle que :

$$J^{(\Omega_{N_u})} = \max_{j \text{ et } q \in \Omega_{N_u}, j \neq q} I^{(j,q)} \quad (4.81)$$

où $I^{(j,q)}$ est une fonction représentant l'interférence produite par la séquence j sur la séquence q . La fonction $J^{(\Omega_{N_u})}$ ne tient compte alors que de l'interférence maximale produite par deux séquences choisies parmi les N_u séquences disponibles au sein du sous-ensemble Ω_{N_u} . On définit cette interférence $I^{(j,q)}$ par :

$$I^{(j,q)} = -T(W^{(j,q)}) \quad (4.82)$$

où $W^{(j,q)}$ est un vecteur composé de L_c éléments $w_k^{(j,q)} = c_{j,k}c_{q,k}$ résultant du produit chip à chip des codes d'étalement associés aux utilisateurs j et q , et $T(v)$ est le nombre de transitions du vecteur v :

$$T(v) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_p-2} |\text{sign}(v_{k+1}) - \text{sign}(v_k)| \quad (4.83)$$

Par conséquent, minimiser $J^{(\Omega_{N_u})}$ conduit à garder un ensemble de N_u séquences où les différents vecteurs $W^{(j,q)}$ présentent un nombre de transitions maximum, cela ayant pour effet de minimiser le terme $II(1)$ de l'équation (4.80). Le groupe de séquences optimales $\Omega_{N_u}^{\text{opt}}$ est alors obtenu par :

$$\Omega_{N_u}^{\text{opt}} = \arg \min_{\Omega_{N_u} \in \Omega} J^{(\Omega_{N_u})} \quad (4.84)$$

Du fait du nombre de sous-ensembles Ω_{N_u} égal à $\mathbf{C}_{N_{seq}}^{N_u}$, cette méthode peut s'avérer complexe à mettre en œuvre dès lors que la longueur des codes d'étalement devient grande. Pour éviter ce problème de complexité, une solution consiste à calculer, pour chaque valeur de N_u , le sous-ensemble optimal $\Omega_{N_u}^{\text{opt}}$ et à le stocker en mémoire.

Exemple : Afin d'expliquer cette méthode, nous proposons d'étudier un exemple. Les codes d'étalement utilisés sont supposés être les codes de Walsh-Hadamard de longueur L_c égale à 8 et sont donnés par la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard suivante :

$$\Omega = \begin{bmatrix} SC_1 \\ SC_2 \\ SC_3 \\ SC_4 \\ SC_5 \\ SC_6 \\ SC_7 \\ SC_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - \\ + & + & - & - & + & + & - & - \\ + & - & - & + & + & - & - & + \\ + & + & + & + & - & - & - & - \\ + & - & + & - & - & + & - & + \\ + & + & - & - & - & - & + & + \\ + & - & - & + & - & + & + & - \end{bmatrix} \quad (4.85)$$

La famille Ω est composée de $N_{seq} = 8$ séquences de longueur 8. Si le système travaille à 37.5% de sa pleine charge (3 utilisateurs sur 8), il existe donc $\frac{N_{seq}!}{N_u!(N_{seq}-N_u)!} = \frac{8!}{3!5!} = 56$ groupes Ω_{N_u} correspondant aux différentes combinaisons de 3 séquences parmi 8. Travaillons, à titre d'exemple, d'une part sur le groupe Ω_{33} , puis sur Ω_{42} . Les groupes Ω_{33} et Ω_{42} sont respectivement composés des séquences SC_2, SC_5, SC_8 et SC_3, SC_5, SC_7 .

Pour le groupe Ω_{33} :

Ce groupe étant composé de $N_u = 3$ séquences d'étalement, le nombre de vecteurs $W^{(j,q)}$ à calculer est égal à $\mathbf{C}_{N_u}^2 = \mathbf{C}_3^2 = 3$. Ces trois vecteurs sont :

$$\begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} SC_2 \quad + \quad - \quad + \quad - \quad + \quad - \quad + \quad - \\ SC_5 \quad + \quad + \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \\ W^{(2,5)} \quad + \quad - \quad + \quad - \quad - \quad + \quad - \quad + \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(2,5)} = -6 \\ \\ \left. \begin{array}{l} SC_2 \quad + \quad - \quad + \quad - \quad + \quad - \quad + \quad - \\ SC_8 \quad + \quad - \quad - \quad + \quad - \quad + \quad + \quad - \\ W^{(2,8)} \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \quad + \quad + \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(2,8)} = -2 \\ \\ \left. \begin{array}{l} SC_5 \quad + \quad + \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \\ SC_8 \quad + \quad - \quad - \quad + \quad - \quad + \quad + \quad - \\ W^{(5,8)} \quad + \quad - \quad - \quad + \quad + \quad - \quad - \quad + \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(5,8)} = -4 \end{array}$$

A partir de l'équation (4.81), on déduit donc que $J^{(\Omega_{33})} = -2$

Pour le groupe Ω_{42} :

Comme pour le groupe précédent, les vecteurs $W^{(j,q)}$ sont au nombre de 3 :

$$\begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} SC_3 \quad + \quad + \quad - \quad - \quad + \quad + \quad - \quad - \\ SC_5 \quad + \quad + \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \\ W^{(3,5)} \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \quad + \quad + \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(3,5)} = -2 \\ \\ \left. \begin{array}{l} SC_3 \quad + \quad + \quad - \quad - \quad + \quad + \quad - \quad - \\ SC_7 \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \quad + \quad + \\ W^{(3,7)} \quad + \quad + \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(3,7)} = -1 \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} SC_5 \quad + \quad + \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \\ SC_7 \quad + \quad + \quad - \quad - \quad - \quad - \quad + \quad + \\ W^{(5,7)} \quad + \quad + \quad - \quad - \quad + \quad + \quad - \quad - \end{array} \right\} \Rightarrow I^{(5,7)} = -3$$

De la même manière que pour le groupe précédent, on déduit que $J^{(\Omega_{42})} = -1$

Après avoir effectué la même démarche pour les 54 autres groupes Ω_{N_u} , en supposant que les $J^{(\Omega_{N_u})}$ des 54 autres groupes ne soient pas inférieurs à celui du groupe Ω_{33} , le groupe de séquences optimales vis-à-vis de la minimisation de l'interférence d'accès multiple est alors :

$$\Omega^{\text{opt}} = \Omega_{33}$$

Par ailleurs, un autre intérêt de cette méthode est qu'elle peut permettre de privilégier un utilisateur donné en minimisant l'interférence maximale entre les autres utilisateurs et ce dernier.

Les figures 4.22 et 4.23 représentent respectivement les différentes termes $II(i)$ apparaissant dans l'équation (4.80) exprimant la puissance d'interférence d'accès multiple pour chacun des 9 utilisateurs pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur L_c égale à 16 en fonction d'une mauvaise allocation et d'une allocation optimale des séquences vis-à-vis du critère présenté dans [149]. Nous constatons, sur la figure 4.22 représentant une mauvaise allocation des séquences, que le terme d'interférence d'accès multiple due aux sous-porteuses adjacentes pour tous les utilisateurs j excepté l'utilisateur 8, est environ égal à 45. Dans le cas d'une allocation optimale représentée sur la figure 4.23, ce terme varie suivant les utilisateurs de 0 à -20. Ainsi, l'interférence d'accès multiple d'un système MC-CDMA en voie descendante est fortement diminuée et les performances du système améliorées.

La procédure de sélection des codes d'étalement précédemment présentée peut conduire à l'obtention de multiples sous-ensembles Ω_{N_u} ayant des fonctions $J^{(\Omega_{N_u})}$ égales. Plusieurs groupes de séquences optimales sont donc à notre disposition. Dans le but d'améliorer et d'optimiser cette méthode, nous proposons d'utiliser des critères complémentaires à celui déjà présenté dans [149] :

Le critère de la moyenne : Ce critère complémentaire consiste à maximiser le nombre moyen de transitions entre les différents termes $I^{(j,q)}$ d'un même groupe Ω_{N_u} en minimisant une nouvelle fonction $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{N_u})}$ définie telle que :

$$J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{N_u})} = \text{moy}_{j \text{ et } q \in \Omega_{N_u}, j \neq q} I^{(j,q)} \quad (4.86)$$

En reprenant l'exemple précédent, pour les groupes Ω_{33} et Ω_{42} , on obtient respectivement $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{33})} = (-6 - 2 - 4)/3 = -4$ et $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{42})} = (-2 - 1 - 3)/3 = -2$.

En supposant qu'après avoir appliqué le premier critère, plusieurs groupes ont leurs fonctions $J^{(\Omega_{N_u})}$ égales, l'application de ce critère complémentaire conduit à choisir le

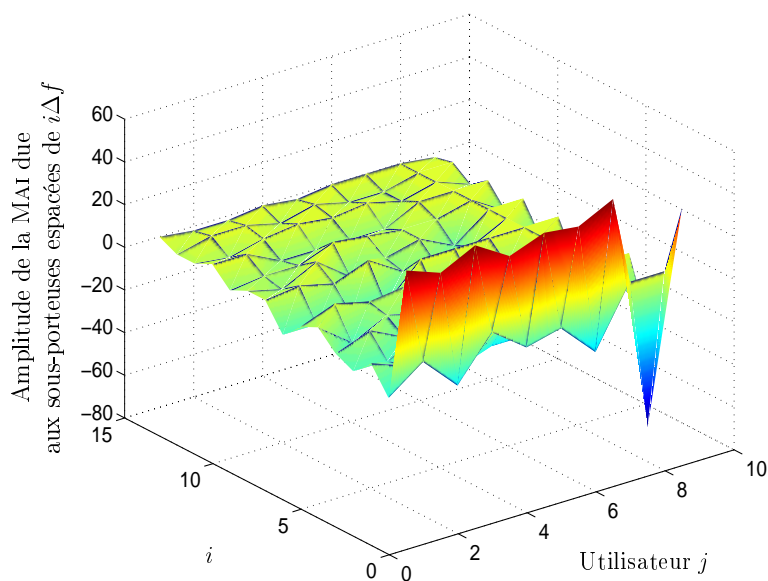


FIG. 4.22 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ avec $N_u = 9$ et une mauvaise allocation des codes d'étalement*

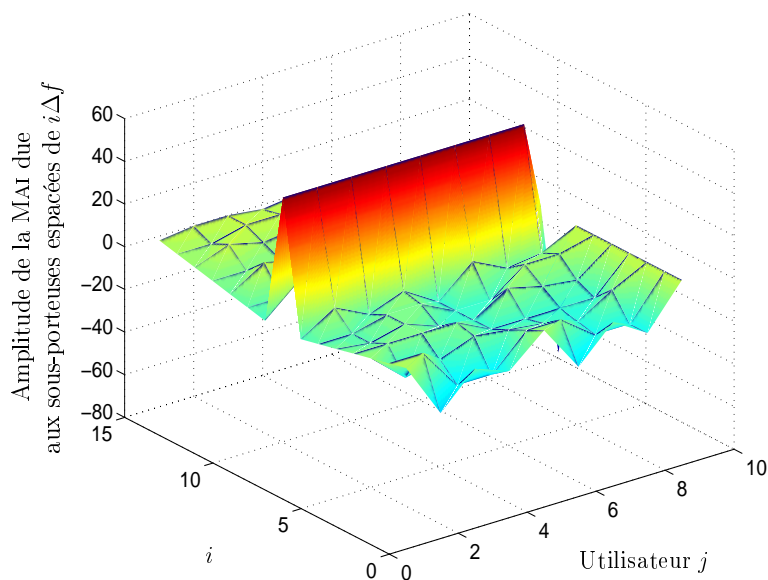


FIG. 4.23 – *Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ avec $N_u = 9$ et une allocation optimale des codes d'étalement en utilisant la méthode précédemment présentée*

groupe ayant la fonction $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{N_u})}$ la plus faible. Ainsi, si les autres groupes ont une fonction supérieure à $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{33})}$, le groupe optimal est pour notre exemple Ω_{33} .

Le critère de l'écart-type : Le principe de ce critère complémentaire est quasiment identique au précédent. Ce n'est pas la fonction $J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{N_u})}$ que l'on cherche à minimiser mais une nouvelle fonction $J_{\text{STD}}^{(\Omega_{N_u})}$ définie par :

$$J_{\text{STD}}^{(\Omega_{N_u})} = \text{std}_{j \text{ et } q \in \Omega_{N_u}, j \neq q} I^{(j,q)} \quad (4.87)$$

où $\text{std } v$ représente la fonction écart-type de v . Ce critère consiste donc à minimiser l'écart-type du nombre de transitions entre les différents termes $I^{(j,q)}$ dans un même groupe Ω_{N_u} . L'application de ce critère complémentaire conduit à choisir un sous-ensemble de séquences tel que les interférences entre les différents utilisateurs soient sensiblement égales.

Prenons un exemple : Le système travaille à 25% de sa pleine charge (soit 4 utilisateurs sur 16). Le fait d'avoir appliqué le premier critère, nous permet d'obtenir deux groupes, Ω' constitué des séquences A, B, C, D et Ω'' constitué des séquences E, F, G, H ayant respectivement $J^{(\Omega')} = -1$ et $J^{(\Omega'')} = -1$:

groupe Ω'	groupe Ω''
$I^{(A,B)} = -8$	$I^{(E,F)} = -2$
$I^{(A,C)} = -7$	$I^{(E,G)} = -1$
$I^{(A,D)} = -9$	$I^{(E,H)} = -2$
$I^{(B,C)} = -1$	$I^{(F,G)} = -3$
$I^{(B,D)} = -6$	$I^{(F,H)} = -2$
$I^{(C,D)} = -8$	$I^{(G,H)} = -2$

Suite à l'application du premier critère, on suppose que le groupe Ω' est optimal. L'utilisateur possédant la séquence B sera alors désavantagé par rapport aux 3 autres utilisateurs de ce groupe car l'interférence d'accès multiple qui lui est associée sera plus importante que celles des autres utilisateurs. En appliquant ce critère complémentaire, étant donné que $J_{\text{STD}}^{(\Omega')} = 2.88$ est supérieur à $J_{\text{STD}}^{(\Omega'')} = 0.63$, le groupe optimal devient Ω'' . Ce sont alors les séquences E, F, G, H qui sont attribuées aux différents utilisateurs.

Le critère du second ordre : Le principe de ce critère complémentaire est une extension du premier critère [149]. En effet, ce critère cherche à maximiser le nombre minimum de transitions au sein des vecteurs $W^{(j,q)} = (w_1^{(j,q)}, w_3^{(j,q)}, \dots, w_{L-3}^{(j,q)}, w_{L-1}^{(j,q)})$ et $W''^{(j,q)} = (w_2^{(j,q)}, w_4^{(j,q)}, \dots, w_{L-2}^{(j,q)}, w_L^{(j,q)})$. Cette approche tend à minimiser le terme $II(2)$ de l'équation (4.80) initialement maximisé par la minimisation du terme $II(1)$ de cette même équation.

La procédure d'allocation des séquences d'étalement basée sur le premier critère a été validée dans [149] par D. Mottier et D. Castelain par la simulation d'un système MC-CDMA en voie descendante sur des canaux inspirés des spécifications de la norme HIPERLAN/2. Un gain compris entre 1 dB et 4 dB au niveau du rapport E_b/N_0 avec $N_u = 2$ et 30 a été constaté entre une allocation optimale et une mauvaise allocation des codes d'étalement.

Des simulations additionnelles ont été effectuées pour évaluer l'intérêt des trois critères complémentaires proposés. Les caractéristiques du système MC-CDMA utilisé pour ces simulations sont regroupées dans le tableau suivant :

Nombre de sous-porteuses : N_p	64
Codes d'étalement :	Walsh-Hadamard
Longueur des codes d'étalement : L	16
Bande du signal	20 MHz
Canal :	BRAN A
Bande de cohérence du canal B_c	2.56 MHz
Technique de détection	MMSE
Power control	parfait

Les performances présentées ont été obtenues avec les codes de Walsh-Hadamard. Cependant, avec les codes de Golay, les résultats sont strictement identiques. En effet, les produits chip à chip de deux séquences distinctes des matrices de Walsh-Hadamard et de Golay de taille $L_c \times L_c$ sont égaux (*cf.* annexe C).

La figure 4.24 représente le TEB à $E_b/N_0 = 6$ dB pour un système MC-CDMA en fonction de la charge du système et pour les différents critères complémentaires de minimisation de l'interférence d'accès multiple. Comme dans [149], le gain obtenu avec la mise en œuvre de la procédure d'allocation (courbes (2), (3) et (4)) confirme tout l'intérêt de cette dernière. En revanche, les performances obtenues en terme de TEB avec les différents critères complémentaires sont quasiment identiques. Cependant, une légère différence en faveur du critère du second ordre apparaît dès que le nombre d'utilisateurs devient supérieur à 9. Par conséquent, l'utilisation d'un critère complémentaire à celui proposé initialement n'apporte aucun gain significatif en terme de TEB.

4.4 Minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête d'un signal MC-CDMA

Dans le but d'optimiser les performances d'un système MC-CDMA en voie descendante, nous proposons de sélectionner les séquences d'étalement dans un premier temps vis-à-vis de l'interférence d'accès multiple puis vis-à-vis du facteur de crête global.

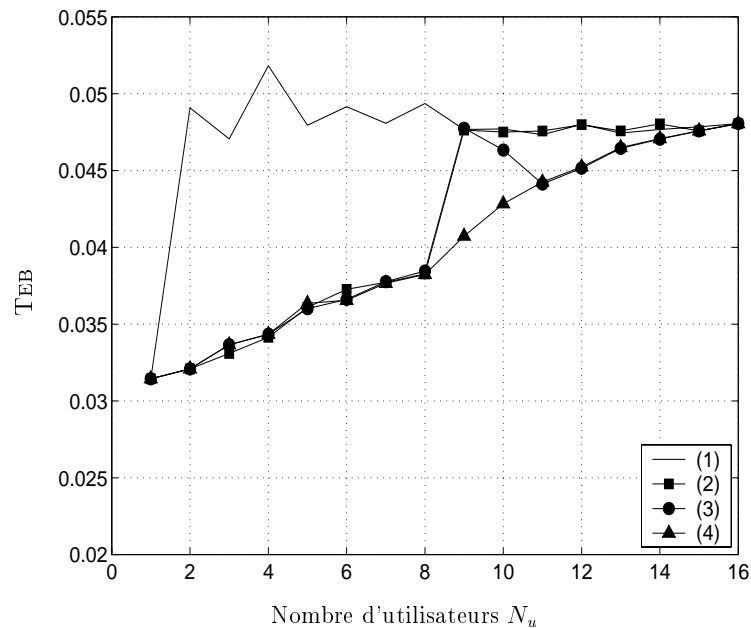


FIG. 4.24 – Performances des systèmes MC-CDMA sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système pour $E_b/N_0 = 6$ dB et pour différents critères complémentaires; $N_p = 64$, $L_c = 16$, technique de détection : MMSE. Mauvaise allocation (1), critère de la moyenne (2), critère de l'écart-type (3) et critère du second ordre (4)

La figure 4.25 représente le facteur de crête global des séquences de Walsh-Hadamard de longueur L_c égale à 16. Les courbes (1) et (2) déjà présentées en figure 4.16 correspondent aux valeurs minimales et maximales du facteur de crête global. La courbe (3) donne les valeurs minimales du facteur de crête global des séquences de Walsh-Hadamard minimisant d'abord l'interférence d'accès multiple. Les deux courbes (2) et (3) sont quasiment confondues sauf pour 4 et 6 utilisateurs où la différence entre ces dernières est plus prononcée.

La figure 4.26 représente d'une part le TEB obtenu avec les séquences minimisant d'abord l'interférence d'accès multiple puis le facteur de crête global, et d'autre part, le taux d'erreurs binaires obtenu avec le critère du second ordre. Il apparaît que les deux courbes sont très proches quelle que soit la charge du système. Par conséquent, il est tout à fait possible d'optimiser un système MC-CDMA en voie descendante en minimisant séquentiellement l'interférence d'accès multiple et le facteur de crête global.

4.5 Le facteur de crête dans un contexte multi-cellulaire

Tout au long de notre étude, nous nous sommes placés dans le cas de communications mono-cellulaires. Cependant, certains réseaux, comme ceux de la téléphonie mobile,

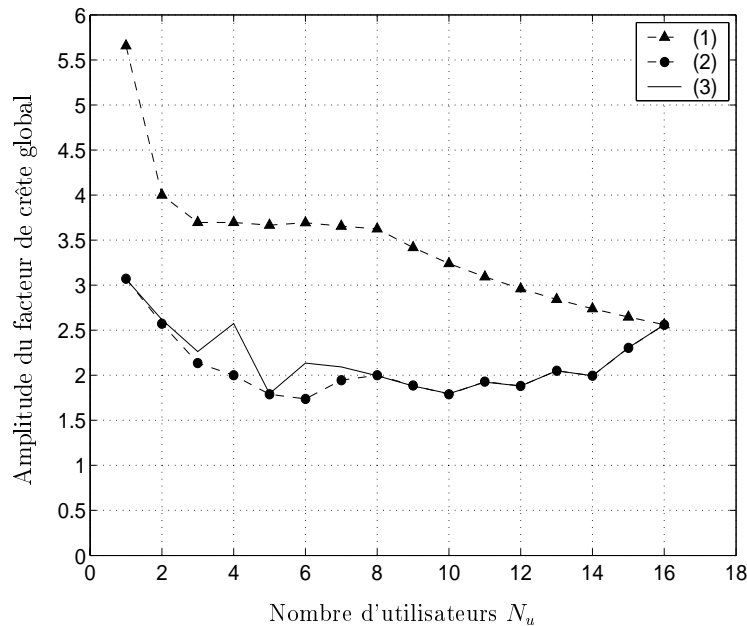


FIG. 4.25 – *Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Walsh-Hadamard et minimisant l'interférence d'accès multiple. Valeur maximale du facteur de crête global (1), valeur minimale du facteur de crête global (2) et minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête global (3)*

sont multi-cellulaires. Dans le but d'optimiser la capacité globale de ces réseaux multi-cellulaires, il est nécessaire de réutiliser les mêmes fréquences dans des cellules adjacentes. Afin de limiter les interférences entre cellules, des codes d'embrouillage, plus connus sous le nom de « scrambling », sont mis en œuvre. Ainsi, dans le but de finaliser cette étude et après avoir rappelé les rôles et principes des fonctions de « scrambling », nous nous intéresserons plus particulièrement à sa mise en œuvre au sein d'un système MC-CDMA.

4.5.1 Rôle et principe des fonctions de « scrambling »

Le principe de l'opération de « scrambling » est identique à celui de l'étalement de spectre par séquence directe. En effet, il consiste à additionner modulo-2 le message numérique à transmettre à un code pseudo-aléatoire. Cependant, contrairement à l'étalement de spectre par séquence directe, les débits des deux flux numériques sont strictement identiques. De ce fait, le gain d'étalement est unitaire et la largeur du spectre du signal transmis reste inchangée.

Le principal but de l'opération de « scrambling » est de différencier les signaux d'une cellule de ceux provenant d'une autre cellule. En outre, l'addition modulo-2 du signal à émettre de durée symbole T_S avec un code pseudo-aléatoire de longueur supérieure

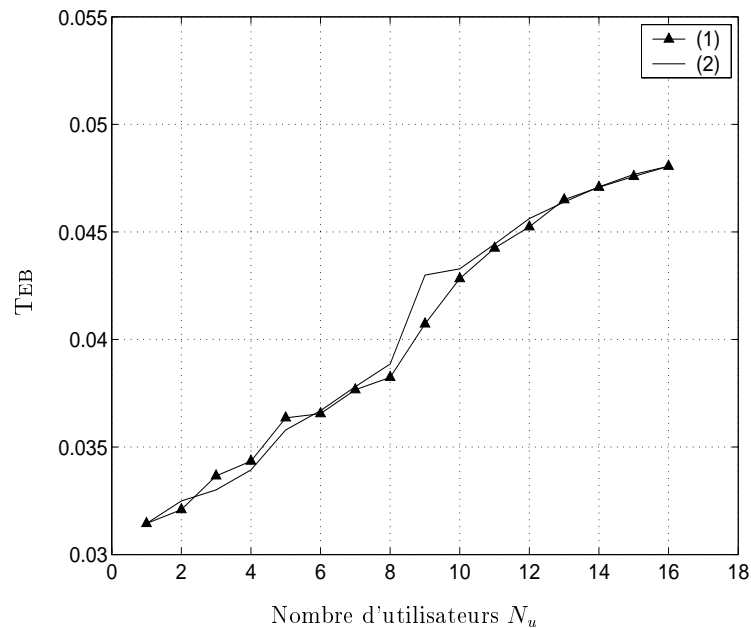


FIG. 4.26 – Performances des systèmes MC-CDMA minimisant conjointement le facteur de crête global et l'interférence d'accès multiple sur canal BRAN A en fonction de la charge du système pour $E_b/N_0 = 6$ dB; $N_p = 64$, $L_c = 16$, technique de détection : MMSE. Critère du second ordre (1) et minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête global (2)

à T_S permet un blanchiment du spectre du signal émis. De ce fait, les propriétés des signaux provenant des cellules adjacentes sont similaires à celles d'un bruit blanc additif. La perturbation induite par ces signaux parasites est alors minimisée. Par ailleurs, comme dans le cas de l'UMTS, l'opération de « scrambling » sert également au mobile à détecter et à se synchroniser sur le signal le mieux reçu pour y lire les informations système.

4.5.2 Mise en œuvre des fonctions de « scrambling » au sein d'un système MC-CDMA

A priori, au sein d'un modulateur MC-CDMA, on peut penser vouloir mettre en œuvre l'opération de « scrambling » dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel, respectivement avant ou après la modulation à porteuses multiples :

- Mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, la fonction de « scrambling » ne nécessite pas une modification de la synchronisation temporelle. Ainsi, toutes les méthodes de synchronisation d'un signal à porteuses multiples actuellement connues comme par exemple celles s'appuyant sur la corrélation de l'intervalle de garde [50] peuvent toujours s'appliquer. Cependant, les résultats obtenus quant au choix des codes d'étalement ne sont plus valables dans la mesure où c'est la combinaison du code

d'étalement et du code de « scrambling » qu'il faudrait optimiser pour ainsi diminuer le facteur de crête du signal émis. Compte tenu des nombreuses familles de codes d'étalement et de « scrambling », une étude cherchant à optimiser le système MC-CDMA à l'aide des critères présentés au cours de ce chapitre s'avérerait lourde et fastidieuse. La mise en œuvre des fonctions de « scrambling » dans le domaine fréquentiel ne permet alors plus d'optimiser le facteur de crête pour une famille donnée de codes d'étalement.

- L'opération de « scrambling » ne peut pas être mise en œuvre dans le domaine temporel. En effet, pour diminuer la complexité des filtres d'émission servant à limiter l'occupation spectrale d'un signal à porteuses multiples (*cf.* chapitre 1), de chaque côté du spectre, on est amené à éteindre certaines des sous-porteuses constituant le multiplex. Or si on met en œuvre l'opération de « scrambling » dans le domaine temporel, les sous-porteuses que l'on avait à l'origine éteintes ne le sont plus. Les figures 4.27 et 4.28 représentent respectivement la DSP d'un signal OFDM avant une opération de « scrambling » et la DSP de ce même signal où une opération de « scrambling » est mise en œuvre dans le domaine temporel. Le multiplex de ce signal OFDM est constitué d'une part de $N_p = 48$ sous-porteuses utiles et d'autre part de 8 sous-porteuses éteintes de chaque côté du spectre. La transformée de Fourier inverse utilisée pour générer le signal OFDM temporel est effectuée sur 64 points ($N_{fft} = 64$). On constate que l'opération de « scrambling » élargit le spectre du signal et que ce dernier est similaire à celui d'un signal OFDM pour lequel aucune sous-porteuse n'aurait été éteinte.

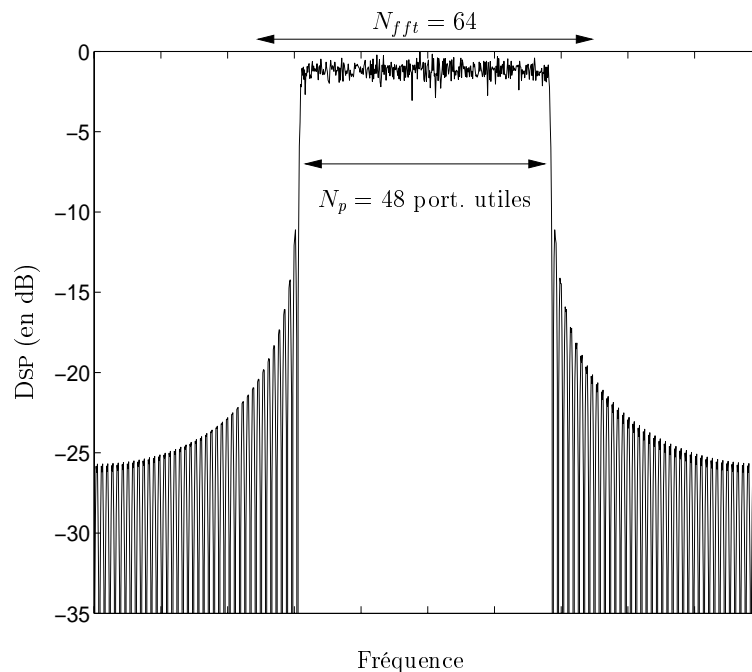


FIG. 4.27 – DSP normalisée d'un signal OFDM avant une opération temporelle de « scrambling »

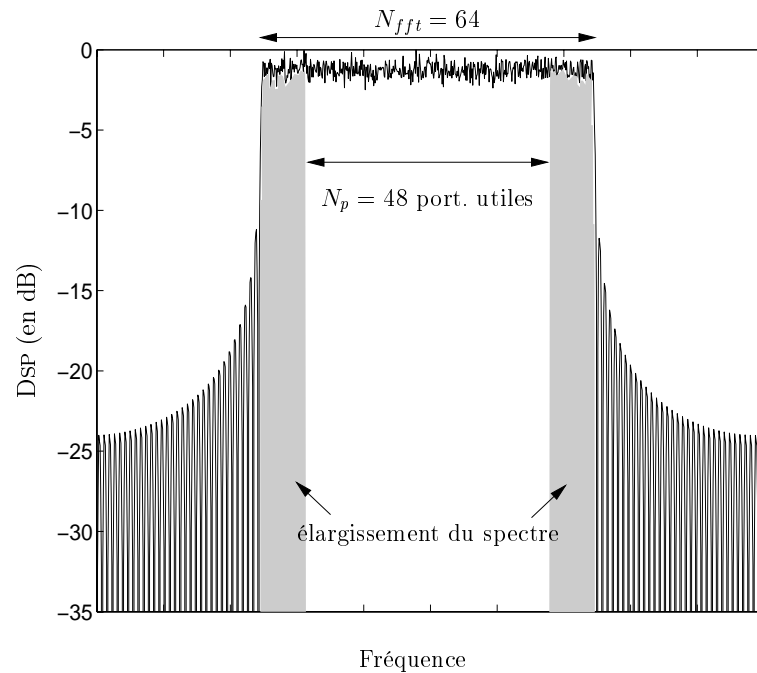


FIG. 4.28 – DSP normalisée d'un signal OFDM après une opération temporelle de « scrambling »

Une seconde raison démontrant qu'il n'est pas possible de mettre en œuvre l'opération de « scrambling » dans le domaine temporel est liée à la présence de l'intervalle de garde. En effet, en effectuant l'opération de « scrambling » après l'insertion de l'intervalle de garde, ce dernier ne serait plus une copie de la fin de chaque symbole OFDM, ce qui ne permettrait plus de s'affranchir d'interférences entre sous-porteuses. Une dégradation importante des performances du système serait alors observée.

4.6 Conclusion

Ce chapitre nous a tout d'abord permis de présenter les problèmes posés par l'amplification non-linéaire de signaux OFDM. Après avoir donné la définition de facteur de crête d'un signal puis étudié les variations de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM, les effets des non-linéarités des amplificateurs sur le signal OFDM amplifié ont été explicités. Par la suite, un état de l'art des techniques élaborées pour minimiser les dégradations occasionnées par cette amplification a été effectué.

Dans un second temps, la notion de facteur de crête d'un signal MC-CDMA a été présentée et la notion de facteur de crête global d'un signal MC-CDMA a été introduite. Une solution basée sur la sélection des codes d'étalement a alors été proposée dans le but de réduire la dynamique de l'enveloppe du signal MC-CDMA. Ainsi, on a pu constater que l'utilisation des codes de Golay pour une transmission en voie montante permettait

de réduire sensiblement le facteur de crête du signal MC-CDMA par rapport aux codes de Walsh-Hadamard tout en obtenant des performances par ailleurs strictement identiques. Ce résultat montre qu'il est donc plus judicieux d'utiliser les codes de Golay en voie montante et non pas les codes de Walsh-Hadamard qui sont pourtant généralement préconisés dans de nombreuses publications. En ce qui concerne l'utilisation des codes non-orthogonaux, le facteur de crête d'un signal MC-CDMA employant les codes de Zadoff-Chu est constant et totalement indépendant de leurs longueurs L_c . En revanche, pour une transmission en voie descendante, il a été démontré qu'en effectuant une sélection judicieuse des séquences d'étalement, le facteur de crête global d'un signal MC-CDMA pouvait être sensiblement réduit, et plus particulièrement avec les codes de Walsh-Hadamard qui se présentent alors comme étant de bons candidats pour ce type de transmission.

En troisième partie de ce chapitre, un critère de sélection des codes d'étalement dans le but de réduire l'interférence d'accès multiple a été présenté. Par souci d'optimisation, trois critères complémentaires à ce dernier ont alors été proposés. Les résultats ont montré que le critère initial suffit pour réduire la MAI et que l'utilisation d'un critère complémentaire n'apporte qu'un gain très faible en terme de performances. Nous avons alors proposé de sélectionner les séquences d'étalement dans un premier temps vis-à-vis de l'interférence d'accès multiple puis vis-à-vis du facteur de crête global.

Les différents résultats présentés dans ce chapitre concernant la minimisation du PAPR d'un signal MC-CDMA et la minimisation de l'interférence d'accès multiple créée par la cohabitation de plusieurs utilisateurs sur les mêmes bandes de fréquences ont fait l'objet de deux communications et d'une publication.

Chapitre 5

Application de la technique MC-CDMA à la liaison montante

Sommaire

5.1	Les systèmes MC-CDMA et l'estimation de canal	152
5.1.1	Application à des liaisons bidirectionnelles	152
5.1.2	Procédés de démodulation et techniques d'estimation de canal	154
5.1.3	Conclusion	157
5.2	La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en temps des voies montante et descendante	158
5.2.1	Le mode TDD: Time Division Duplex	158
5.2.2	La réciprocité du canal	160
5.2.3	Le principe de la technique proposée	161
5.2.4	Les critères de prédistorsion	166
5.2.5	Evaluation des performances de la technique proposée en mode TDD	168
5.3	La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en fréquence des voies montante et descendante	178
5.3.1	Le mode FDD: Frequency Division Duplex	178
5.3.2	Le principe de la technique proposée	179
5.3.3	Modèles de propagation	184
5.3.4	Le dispositif RF	189
5.3.5	Evaluation des performances de la technique proposée en mode FDD	195
5.4	Conclusion	200

Le développement et la mise au point de techniques permettant notamment le transfert de données multimédias à haut débit de façon bidirectionnelle pour un grand nombre d'utilisateurs simultanément est primordial pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes. Comme nous l'avons vu au cours du chapitre 3, dans le cas d'une transmission en voie descendante, les systèmes MC-CDMA permettent de mieux satisfaire aux contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs. En revanche, dans le cas d'une transmission en voie montante,

nous verrons que les pertes d'efficacité spectrale due à l'estimation de canal peuvent être importantes. Une technique minimisant ces pertes par un multiplexage en temps ou en fréquence des voies montante et descendante sera alors proposée et ses performances seront évaluées.

5.1 Les systèmes MC-CDMA et l'estimation de canal

Dans le récepteur d'un système à porteuses multiples tel que le système MC-CDMA, des techniques de détection mono-utilisateurs ou multi-utilisateurs sont mises en œuvre afin de détecter le signal utile (*cf.* chapitre 3). Ces techniques, nommées aussi techniques d'égalisation dans le cas particulier des systèmes MC-CDMA, ont pour but de compenser les distorsions d'amplitude et de phase introduites par le canal de transmission. Cependant, pour assurer une qualité de transmission satisfaisante, ces distorsions doivent tout d'abord être estimées.

5.1.1 Application à des liaisons bidirectionnelles

Une liaison bidirectionnelle, comme son nom l'indique, est une liaison entre un terminal et une station de base qui s'effectue dans les deux sens :

- la voie montante : le terminal émet des informations vers la station de base,
- la voie descendante : la station de base émet des informations destinées aux différents terminaux.

En voie descendante, le signal $s_{Total}(t)$ généré par la station de base est diffusé vers tous les utilisateurs. Dans ce cas, au niveau du récepteur de chaque utilisateur, le signal reçu correspond au signal émis s_{Total} ayant subi des distorsions d'amplitude et de phase introduites par un seul et unique canal qui est propre à l'utilisateur considéré. La figure 5.1 représente le schéma de principe d'une transmission en voie descendante faisant apparaître les différentes réponses impulsionnelles $h_j(\tau, t)$ des différents canaux. Ce schéma peut aussi bien correspondre à une cellule d'un réseau cellulaire radiomobile reliant une station de base aux différents terminaux mobiles qu'à la diffusion par exemple d'un signal de télévision numérique hertzienne à destination de plusieurs récepteurs.

En revanche, en voie montante, le signal reçu au niveau de la station de base est le résultat d'une sommation, considérée synchrone dans notre cas, de N_u signaux émis par les N_u terminaux et ayant chacun subi différentes distorsions d'amplitude et de phase introduites par les N_u canaux. La figure 5.2 représente le schéma de principe d'une transmission en voie montante. Comme pour la liaison descendante, ce schéma peut correspondre à différents types d'applications.

Quelles soient mono ou multi-utilisateurs, toutes les techniques de détection présentées au cours du chapitre 3 doivent disposer, dans le récepteur, d'informations relatives à l'unique canal dans le cas d'une liaison descendante ou relatives aux N_u canaux dans le

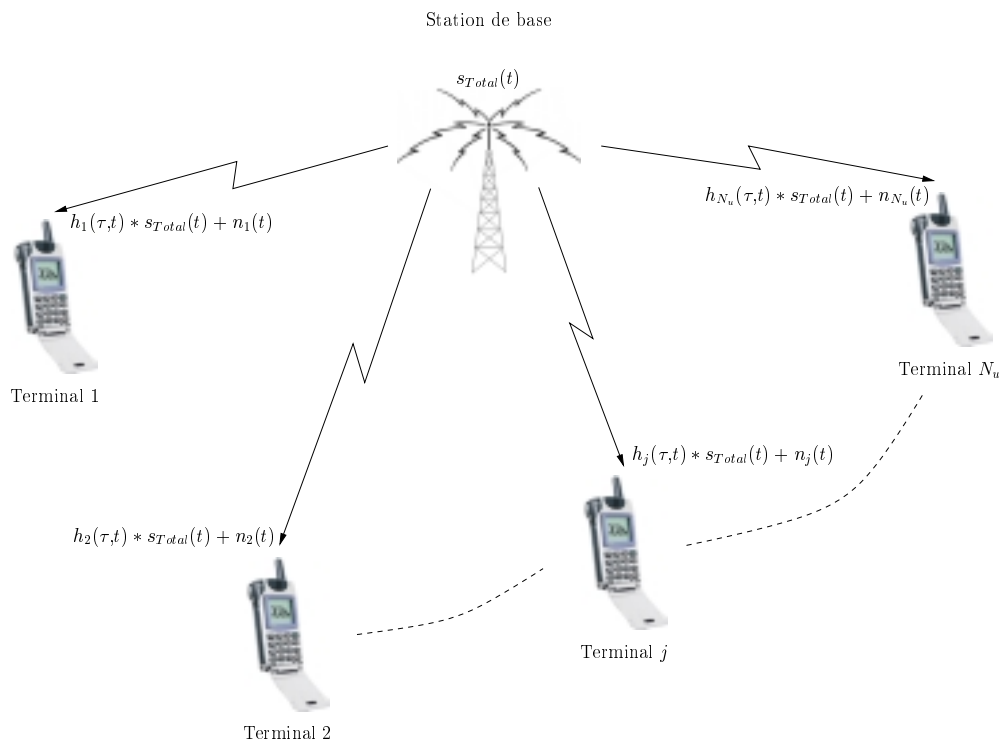
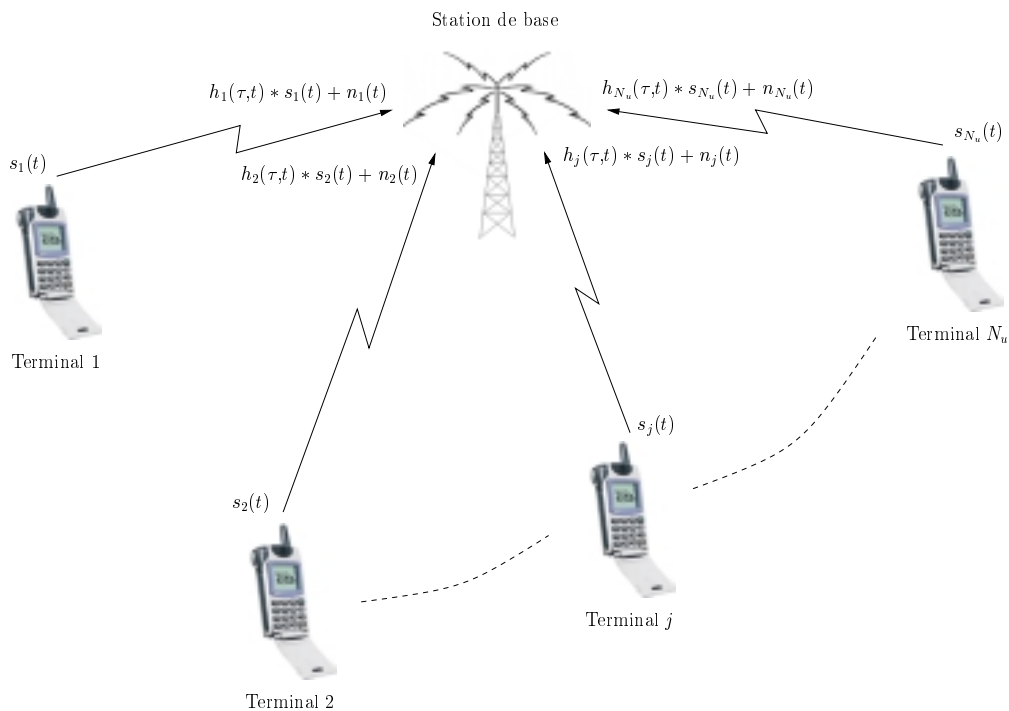


FIG. 5.1 – *Transmission en voie descendante dans un contexte multi-utilisateur*

FIG. 5.2 – *Transmission en voie montante dans un contexte multi-utilisateur*

cas de la voie montante. Pour cela, la mise en œuvre de techniques d'estimation de canal au niveau du récepteur est nécessaire.

5.1.2 Procédés de démodulation et techniques d'estimation de canal

La nécessité d'estimer les différents paramètres du canal est directement liée aux procédés de démodulation mis en œuvre dans le récepteur. Typiquement, pour les systèmes à porteuses multiples, les procédés couramment rencontrés sont :

- la démodulation différentielle, selon l'axe temporel ou fréquentiel, qui s'affranchit de l'estimation de canal.
- la démodulation cohérente, qui s'appuie sur l'estimation des coefficients du canal affectant chaque sous-porteuse du multiplex du signal à porteuses multiples.

5.1.2.1 La démodulation différentielle

Du fait du caractère bidimensionnel du signal à porteuses multiples, la démodulation différentielle peut être mise en œuvre suivant les axes temporel ou fréquentiel :

- **suivant l'axe fréquentiel** : le principe de la démodulation consiste alors à estimer la variation de phase entre deux sous-porteuses adjacentes appartenant au même symbole OFDM. La première sous-porteuse de chaque symbole porte l'information de référence, ce qui, du point de vue de l'efficacité spectrale, peut s'avérer plus économique dans le cas d'une transmission par salves.
- **suivant l'axe temporel** : le principe de la démodulation consiste alors à estimer la variation de phase entre deux sous-porteuses de même indice k appartenant à deux symboles OFDM successifs. Dans ce cas, un symbole OFDM entier est pris comme référence en début de chaque trame par exemple. Cette insertion régulière ne doit pas s'effectuer trop fréquemment afin de limiter la perte en efficacité spectrale du système.

Limitée aux modulations de phase, la démodulation différentielle peut être préférée à la démodulation cohérente pour des raisons de simplicité de mise en œuvre. C'est pour cela qu'elle fut utilisée pour la première application du système COFDM dans le cadre du projet EURÊKA de diffusion sonore numérique et retenue pour la radiodiffusion sonore numérique européenne [38].

Afin de s'affranchir de l'estimation de canal, il a été proposé dans [60] d'appliquer cette technique de démodulation au sein d'un système MC-CDMA. Les résultats ont démontré que la démodulation différentielle appliquée suivant l'axe fréquentiel ne restaure pas l'orthogonalité entre les codes d'étalement, ce qui ne permet pas de réaliser efficacement l'opération de désétalement. Quant à elle, la démodulation différentielle appliquée suivant l'axe temporel ne permet pas de réaliser l'opération de désétalement dans de bonnes conditions car aucun traitement préalable ne restaure l'orthogonalité entre les codes.

5.1.2.2 La démodulation cohérente

L'application d'une démodulation cohérente nécessite d'estimer en réception la phase et l'amplitude des différents coefficients $h_{j,k}$ du canal représentant sa réponse fréquentielle. Dans le cas d'un système à porteuses multiples, la technique classiquement utilisée pour estimer l'amplitude et la phase de ces coefficients consiste à insérer des sous-porteuses dites de références ou pilotes dans le peigne OFDM [150, 151]. Le choix des motifs de répartition des sous-porteuses pilotes dépend essentiellement des variations temporelles et fréquentielles du canal de propagation. La figure 5.3 représente de nombreux exemples de répartition des sous-porteuses pilotes envisageables quelle que soit la technique à porteuses multiples employée (OFDM, MC-CDMA, SS-MC-MA, ...). A titre d'exemple, un motif diagonal a été adopté pour la norme de radiodiffusion de télévision numérique DVB-T [39]. La répartition des sous-porteuses pilotes doit être optimisée en fonction des caractéristiques du canal afin de limiter la perte en efficacité spectrale due à leur insertion tout en

cherchant à obtenir la meilleure estimation de la réponse du canal. Un des avantages des techniques à porteuses multiples est de limiter les pertes en efficacité spectrale inhérentes à l'estimation de canal en profitant du caractère bidimensionnel du signal à porteuses multiples.

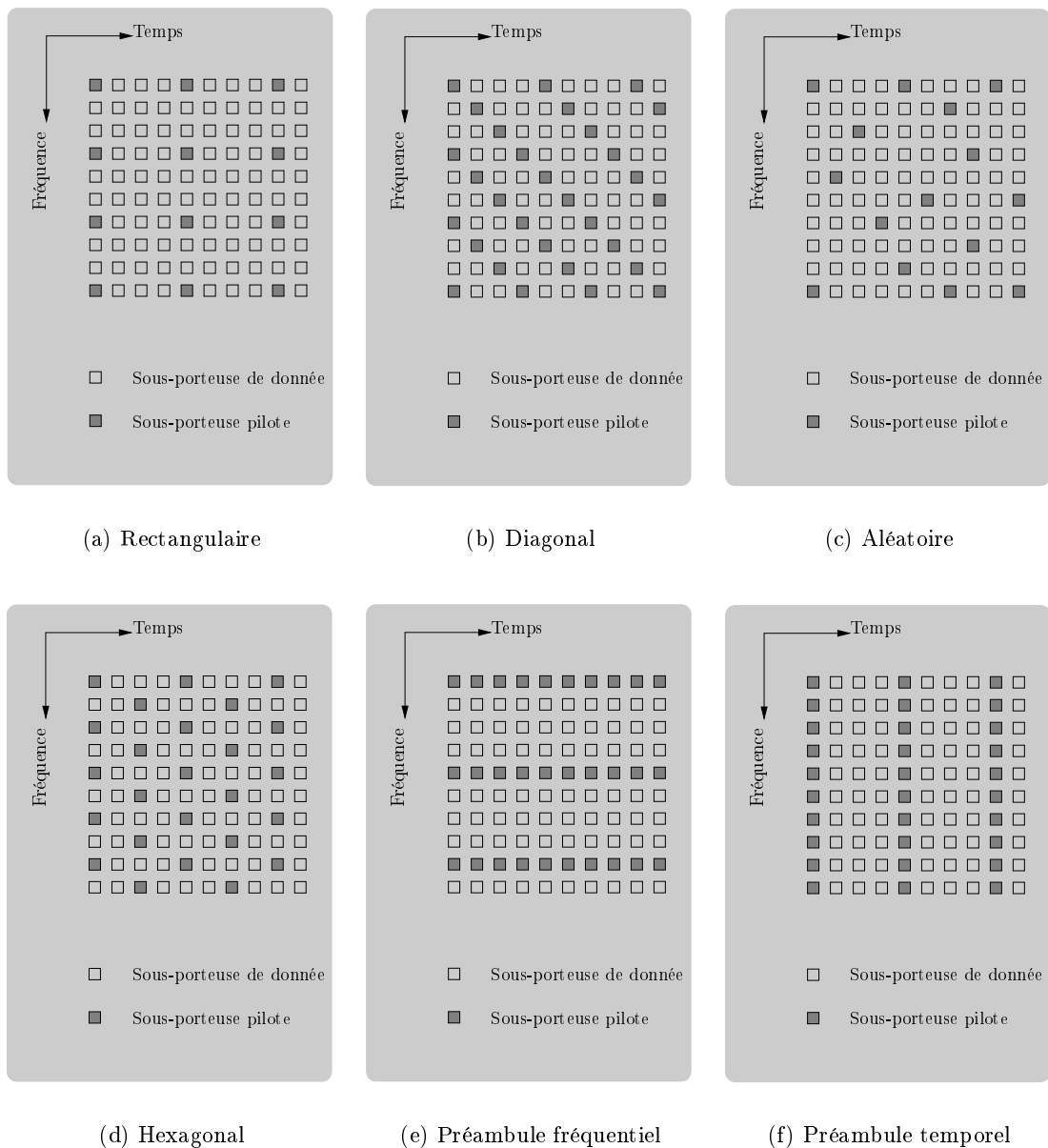


FIG. 5.3 – Exemple de répartition de sous-porteuses pilotes pour les techniques à porteuses multiples

Le nombre N_{ref} de sous-porteuses pilotes nécessaires pour effectuer dans tous les cas une bonne estimation de la réponse du canal dépend des propriétés de corrélation temporelle et fréquentielle du canal. Ainsi, une bonne estimation sera obtenue si la disposition

des sous-porteuses pilotes permet d'échantillonner suffisamment la réponse du canal selon les axes temporel et fréquentiel. En effet, d'après le théorème d'échantillonnage, l'estimation de la réponse du canal sera considérée correcte suivant toutes les fréquences f_k si l'écart fréquentiel ΔF_{ref} entre deux sous-porteuses pilotes successives vérifie :

$$\Delta F_{ref} \leq \frac{B_c}{2} \quad (5.1)$$

De même, l'estimation de la réponse du canal sera considérée correcte à tous les instants t si l'écart temporel ΔT_{ref} entre deux sous-porteuses pilotes successives vérifie :

$$\Delta T_{ref} \leq \frac{t_c}{2} \quad (5.2)$$

Le nombre N_{ref} de sous-porteuses pilotes nécessaires pour effectuer dans tous les cas une estimation correcte de la réponse du canal durant N_S symboles OFDM de durée T_{tot} égale à $T_S + T_g$ et comprenant N_p sous-porteuses est donné par la relation suivante [112] :

$$N_{ref} = \frac{N_p N_S}{\Delta F_{ref} \Delta T_{ref}} \left(\frac{T_{tot}}{T_S} \right) \quad (5.3)$$

soit, d'après les équations (5.1) et (5.2) :

$$N_{ref} \leq \frac{4N_p N_S}{B_c t_c} \left(1 + \frac{T_g}{T_S} \right) \quad (5.4)$$

La connaissance des positions des sous-porteuses pilotes dans l'espace temps-fréquence permet de disposer facilement dans le récepteur d'une estimation des quantités $h_{j,k}$ pour certains symboles et certaines fréquences correspondant à l'insertion de ces sous-porteuses de références. L'estimation de la réponse du canal pour tous les symboles et toutes les fréquences est ensuite obtenue par filtrage d'interpolation. Ce filtre d'interpolation peut être mis en œuvre par exemple par un filtrage de Wiener mono ou bi-dimensionnel cherchant à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre les quantités $h_{j,k}$ et leurs estimées. Dans [152, 153], P. Hoeher, S. Kaiser et P. Robertson ont démontré, qu'à performances équivalentes, un gain significatif en terme de complexité d'implémentation était observé en utilisant deux filtres à une dimension cascades et évoluant chacun dans un domaine (temporel ou fréquentiel) plutôt que d'utiliser un seul filtre à deux dimensions.

5.1.3 Conclusion

En voie descendante, le signal émis par la station de base étant un signal diffusé, un seul et unique jeu de N_{ref} sous-porteuses pilotes est nécessaire pour estimer les N_u canaux correspondants aux N_u utilisateurs actifs. En revanche, en voie montante, en appliquant ce même principe, il est nécessaire d'insérer un ensemble de N_u jeux de N_{ref} sous-porteuses pilotes pour obtenir les estimations des réponses des N_u différents canaux. Cette solution fortement contraignante a pour conséquence de diminuer l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance de la communication en voie montante.

Pour réduire les pertes en efficacité spectrale et les pertes en puissance de la communication en voie montante, la solution décrite dans la suite de ce chapitre et qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet, permet d'obtenir une estimation de la réponse fréquentielle des N_u différents canaux de la voie montante sans pour cela insérer des sous-porteuses pilotes dans le multiplex des signaux émis par les N_u terminaux. Cette solution, basée sur la propriété de réciprocité du canal de propagation, présente deux variantes. La première repose sur un accès aux canaux partagé dans le domaine temporel entre la voie descendante et la voie montante, alors que la seconde repose sur un accès partagé dans le domaine fréquentiel.

5.2 La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en temps des voies montante et descendante

La variante proposée dans cette partie repose sur un accès partagé dans le domaine temporel des voies montante et descendante. Ainsi, avant de présenter son principe, nous rappellerons brièvement les avantages et les inconvénients du mode duplex TDD qui lui est associé et expliciterons la notion de réciprocité d'un canal de propagation.

5.2.1 Le mode TDD : Time Division Duplex

Le concept du mode TDD consiste à scinder le domaine temporel en plusieurs intervalles de temps respectivement dédiés aux transmissions en voie descendante et aux transmissions en voie montante. Les informations sont transmises tour à tour dans le sens montant et dans le sens descendant. Comme le montre la figure 5.4, pour les deux voies, la communication s'effectue sur les mêmes bandes de fréquences.

Différents avantages de ce mode duplex ont été à la source de son introduction dans l'interface radio UTRA de l'UMTS [154]. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer :

- la facilité de gestion des services asymétriques. En effet, le mode TDD supporte aussi bien les services symétriques que ceux asymétriques. Certains services comme Internet, les applications multimédias et les transferts de fichiers nécessitent des débits binaires différents entre les voies montante et descendante.
- la flexibilité à adapter le rapport de transmission entre la voie descendante et la voie montante. Puisqu'une même bande de fréquences est utilisée en mode TDD pour les deux sens de transmission, il est possible d'attribuer une durée pour la voie montante différente de celle attribuée pour la voie descendante afin d'adapter le rapport de transmission en fonction de l'asymétrie du trafic.
- l'attribution dynamique des ressources. Les services de données pouvant être par nature en mode paquet, l'asymétrie du trafic est donc amenée à évoluer au cours d'une transmission. Le partage des ressources entre les deux voies peut donc s'effectuer de manière dynamique pour s'adapter à des conditions variables de trafic.

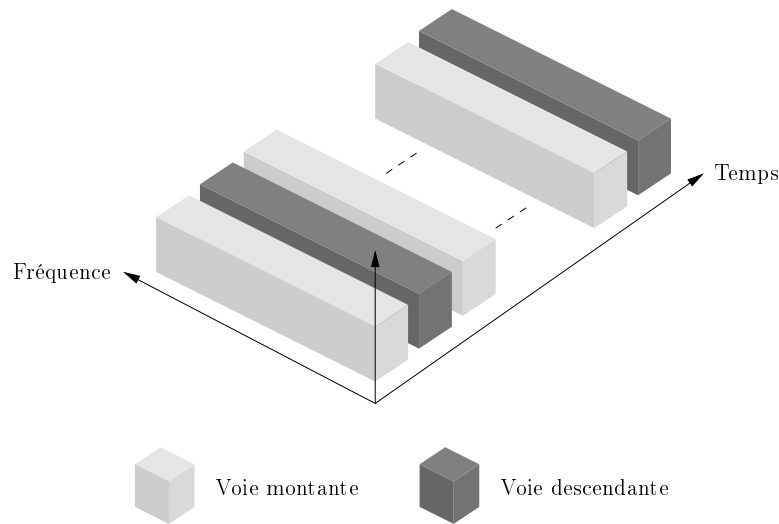


FIG. 5.4 – Concept du mode duplex TDD

- la faible complexité et le faible coût de mise en œuvre des éléments de réception et d'émission. Dans le mode TDD, l'émetteur et le récepteur utilisent les mêmes bandes de fréquences à des instants différents. Ainsi, les systèmes TDD sont constitués d'éléments (filtres, antennes, ...) servant à la fois pour l'émission et pour la réception. De ce fait, la complexité et le coût des équipements d'émission et de réception s'en trouvent diminués.

Bien que le mode TDD possède des caractéristiques intéressantes, il présente aussi quelques inconvénients. Il nécessite l'utilisation d'un intervalle de commutation de durée T_{switch} entre les voies montante et descendante. Cela permet au système de basculer de la fonction émetteur vers la fonction récepteur et vice-versa. En outre, l'emploi du mode TDD est limité aux cellules de petites tailles à cause des contraintes de synchronisation et de durée de l'intervalle de commutation. De plus, comme les voies montante et descendante se partagent la même bande de fréquences, il est possible que deux signaux montant et descendant interfèrent. Cette interférence apparaît principalement lorsque les stations de base de cellules adjacentes ne sont pas synchronisées temporellement au niveau des trames, une trame correspondant à l'émission de plusieurs symboles de données. Dans le cas contraire, l'interférence est présente uniquement lorsqu'il existe une différence de symétrie entre les voies montante et descendante d'une cellule à une autre cellule adjacente. La figure 5.5 illustre les deux scénarii possibles de la présence d'interférences lors de l'utilisation du mode TDD :

- De l'interférence apparaît entre les terminaux MS1 et MS2 si l'un de ces deux terminaux reçoit un signal alors que le deuxième en émet un. Le niveau de cette interférence dépend fortement de la position des terminaux au sein de leur cellule respective. Il est égal à sa valeur maximale dès que les terminaux sont relativement proches l'un de l'autre et par conséquent, proches aussi de la frontière séparant les

deux cellules. Cette interférence peut être sensiblement réduite par la mise en œuvre d'un contrôle de puissance au niveau des terminaux et des stations de base [20].

- Lorsque la station de base BS1 (ou BS2) reçoit un signal au moment où la station BS2 (ou BS1) émet un signal vers MS2 (ou MS1), un terme d'interférence entre stations de base est créé. Sa valeur est directement liée à la perte de puissance occasionnée lors des transmissions. Ainsi, il y aura beaucoup d'interférences entre stations de base si les pertes de puissance sont faibles.

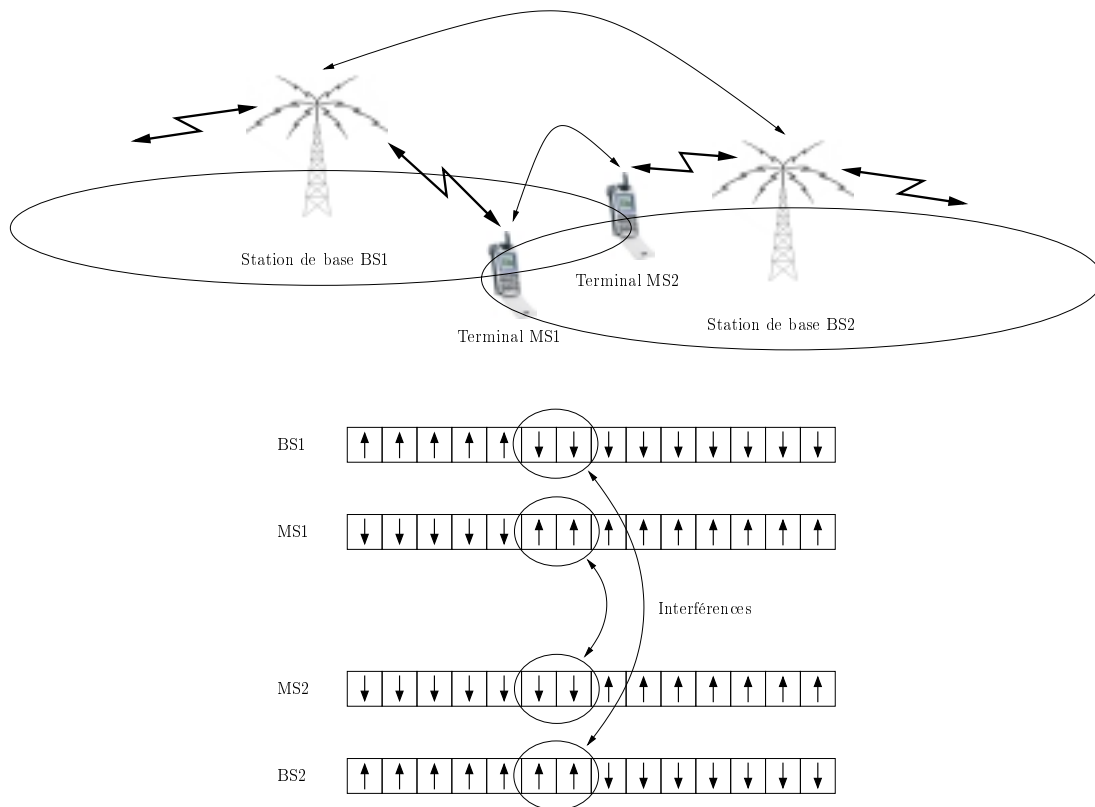


FIG. 5.5 – Interférences entre terminaux et entre stations de base obtenues avec un multiplexage temporel des voies montante et descendante

5.2.2 La réciprocité du canal

La propriété de réciprocité du canal, déduite du théorème de réciprocité, signifie qu'à tous moments et pour toutes les fréquences, la réponse d'un canal lors de la transmission d'un point A à un point B est strictement identique à la réponse de ce même canal lors de la transmission au même instant et à la même fréquence du point B au point A. Autrement dit, pour un système MC-CDMA, le coefficient complexe $h_{j,k}^U$ de la réponse fréquentielle du canal associé à l'utilisateur j pour une communication en voie montante sur la sous-porteuse k à un instant donné est égal au coefficient complexe $h_{j,k}^D$ du canal

associé à l'utilisateur j pour une communication en voie descendante sur la sous-porteuse k au même instant. Ceci est valable pour toutes les sous-porteuses k et quel que soit l'instant considéré dans la mesure où le milieu de propagation est linéaire [155, 156]. La figure 5.6 représente ce principe de réciprocité.

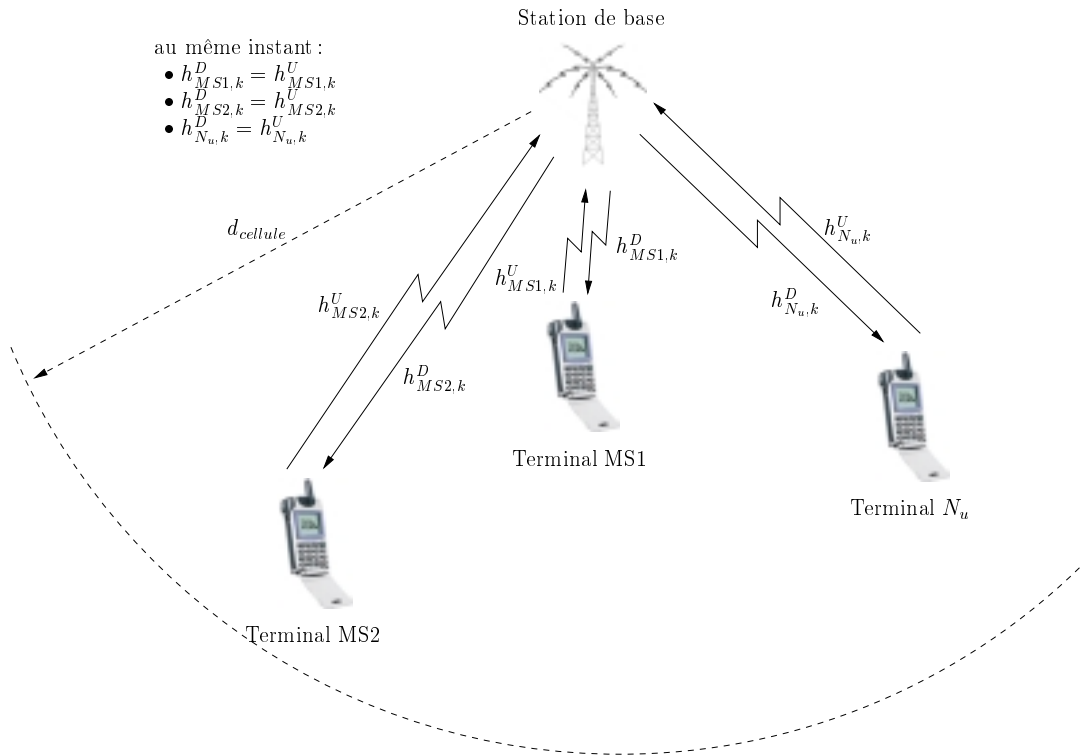


FIG. 5.6 – Principe de réciprocité dans le cas d'une liaison bidirectionnelle

Cette propriété de réciprocité est effective lorsqu'il n'y a pas de traitement d'antennes et pour les coefficients du canal physique uniquement. Suivant les positions des points A et B, le rapport signal à bruit mesuré au point A étant différent de celui mesuré au point B, les niveaux de bruits ou de brouilleurs ne respectent pas ce principe de réciprocité. En outre, le canal équivalent en bande de base inclut également les fonctions de transposition en radiofréquence, d'amplification et de restitution en bande de base. L'utilisation du principe de réciprocité nécessite donc de rechercher à appairer ces fonctions dans la station de base et dans le terminal.

5.2.3 Le principe de la technique proposée

Le principe de la technique proposée en mode TDD reposant sur la réciprocité du canal consiste à utiliser dans chaque terminal le résultat de l'estimation du canal de la voie descendante réalisée grâce à l'insertion de sous-porteuses pilotes dans le signal émis par la station de base pour ensuite effectuer une prédistorsion des signaux émis par les

terminaux. Le principe de cette technique est illustré par la figure 5.7. Plus précisément, le signal descendant comprend des sous-porteuses pilotes permettant d'obtenir, dans chaque terminal, une estimation de la réponse fréquentielle du canal. Ainsi, dans chaque terminal et pour chaque symbole, les différentes quantités $h_{j,k}^D$ sont obtenues en utilisant des techniques d'interpolation selon les axes temporel et fréquentiel. Sachant que le canal est réciproque et à la condition que le temps de cohérence du canal soit largement supérieur à la durée d'un symbole MC-CDMA, il est alors possible de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et/ou de phase introduite par le canal de la voie montante en multipliant les échantillons présentés à l'entrée du module IFFT par des coefficients $g'_{j,k}$ qui sont fonction des quantités $h_{j,k}^D$ venant juste d'être estimées grâce au signal de la voie descendante. Le signal émis en voie montante ne comprend donc pas de sous-porteuses pilotes. En réception, dans la station de base, la démodulation est effectuée en appliquant une transformée de Fourier sur le signal global constitué de la somme des signaux de la voie montante des différents utilisateurs. Visant toutes les deux à compenser les distorsions introduites par le canal de transmission, l'opération d'égalisation est appliquée une fois que le signal est distordu alors que l'opération de prédistorsion est appliquée avant que le signal ne soit distordu.

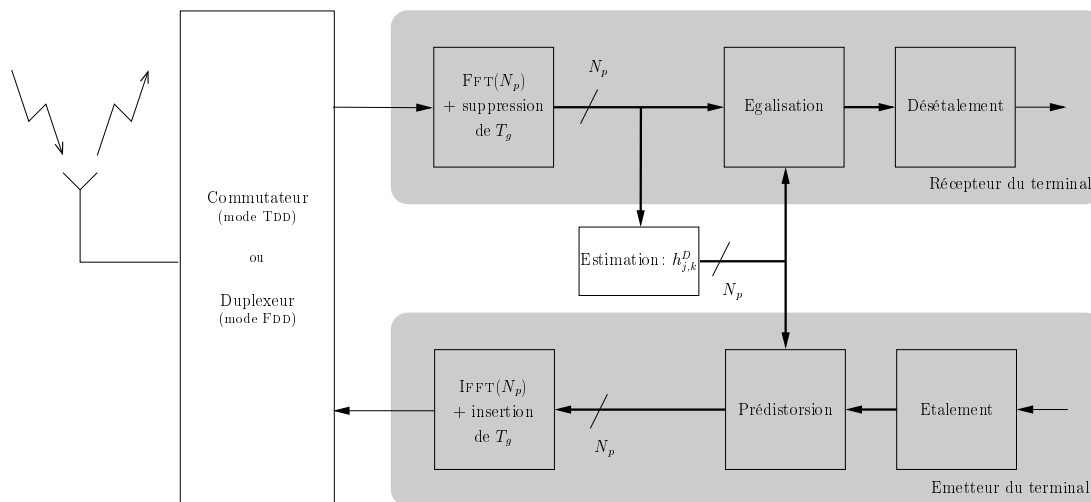


FIG. 5.7 – Schéma de principe de la technique proposée

Cette variante reposant sur un accès partagé dans le temps entre la voie descendante et la voie montante, permet aux terminaux et à la station de base d'émettre une trame composée de N_{Down} et N_{Up} symboles MC-CDMA sur chaque voie descendante et montante. Le canal est ainsi partagé dans le temps suivant le principe du « ping-pong ». Par ailleurs, pour faciliter la détection des N_u signaux des différents utilisateurs, il est nécessaire que ces N_u signaux reçus au niveau de la station de base soient synchronisés. Pour cela, l'intervalle de garde doit être dimensionné de manière à absorber les trajets multiples du canal de transmission mais aussi le décalage temporel entre les signaux émis par les différents terminaux. La figure 5.8 représente le principe de la synchronisation temporelle mise en œuvre entre les signaux des utilisateurs où chaque trame de transmission est composée

d'un symbole MC-CDMA. Sur cette figure comme sur la figure 5.6, nous considérons que le terminal MS1 est plus proche de la station de base que le terminal MS2. A un instant donné, la station de base émet un signal constitué de N_u signaux destinés aux différents utilisateurs. Le premier terminal, MS1, reçoit ce signal émis au bout de T_{MS1} secondes alors que le second terminal le reçoit au bout de T_{MS2} secondes avec $T_{MS1} < T_{MS2}$. Ces signaux sont ensuite traités en un temps T_t permettant d'obtenir les estimations $h_{j,k}^D$ utilisées pour effectuer une prédistorsion du signal émis selon le principe précédemment explicité. Les signaux sont ensuite émis par les terminaux. Le signal émis par le terminal MS1 est reçu par la station de base au bout de T_{MS1} secondes alors que le signal émis par le terminal MS2 est reçu au bout de T_{MS2} secondes. Ces deux signaux, reçus par la station de base, sont donc décalés de $2(T_{MS2} - T_{MS1})$ secondes. En dimensionnant l'intervalle de garde de manière à ce que sa durée soit supérieure à $2(T_{MS2} - T_{MS1}) + \tau_{max}$ où τ_{max} est égal à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal de la voie montante, les différents signaux reçus restent orthogonaux. Ainsi, en supposant que le terminal MS1 est situé tout près de la station de base ($T_{MS1} \approx 0$) et que le second MS2 est situé à la limite de la cellule, l'intervalle de garde minimum et nécessaire pour que les sous-porteuses restent orthogonales est égal à :

$$T_g = \frac{2d_{cellule}}{c} + \tau_{max} \quad (5.5)$$

où $d_{cellule}$ et c représentent respectivement la distance maximale entre la station de base et le terminal MS2, et la célérité de la lumière. En outre, dans le cas d'un signal MC-CDMA, les retards relatifs des différents signaux reçus dans la station de base devront être compensés afin de restituer l'orthogonalité entre les codes d'étalement des différents utilisateurs.

Cependant, dans le but d'utiliser un intervalle de garde moins long tout en cherchant à obtenir une orthogonalité parfaite entre les différents signaux générés en voie montante, il est possible d'émettre sur la voie montante ces signaux de telle façon qu'ils arrivent à la station de base au même instant. Dans ce cas, l'intervalle de garde devra simplement être dimensionné de telle façon à pouvoir absorber l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal de la voie montante. Cependant, cette approche nécessite que chaque terminal estime à tout moment la distance qui le sépare de la station de base.

Dans le cas représenté sur la figure 5.8, les échanges ont lieu à raison d'un symbole émis à chaque fois et sur chaque voie. Il en résulte que pour un aller-retour correspondant à la transmission de deux symboles de durée $2T_g + 2T_S$, le canal n'est en quelque sorte pas « utilisé » pendant un pourcentage du temps égal à $(2T_{MS2} + T_t) / (2T_g + 2T_S)$. Dans le but de diminuer relativement cette dernière quantité, il est préférable d'émettre sur chaque voie des trames de quelques symboles. Dans ce cas, le récepteur estimera la réponse du canal en s'appuyant principalement sur les sous-porteuses pilotes du dernier symbole reçu, mais également des symboles précédents. Comme précédemment, et pour chaque terminal, la distorsion d'amplitude et de phase introduite par le canal de la voie montante est ensuite compensée par anticipation en multipliant les échantillons de chaque symbole de la trame de la voie montante par les quantités $g'_{j,k}$. Le choix de la longueur des trames exprimée en nombre de symboles sera bien évidemment optimisé en fonction notamment de la cohérence temporelle du canal, de la durée des symboles, des contraintes liées au

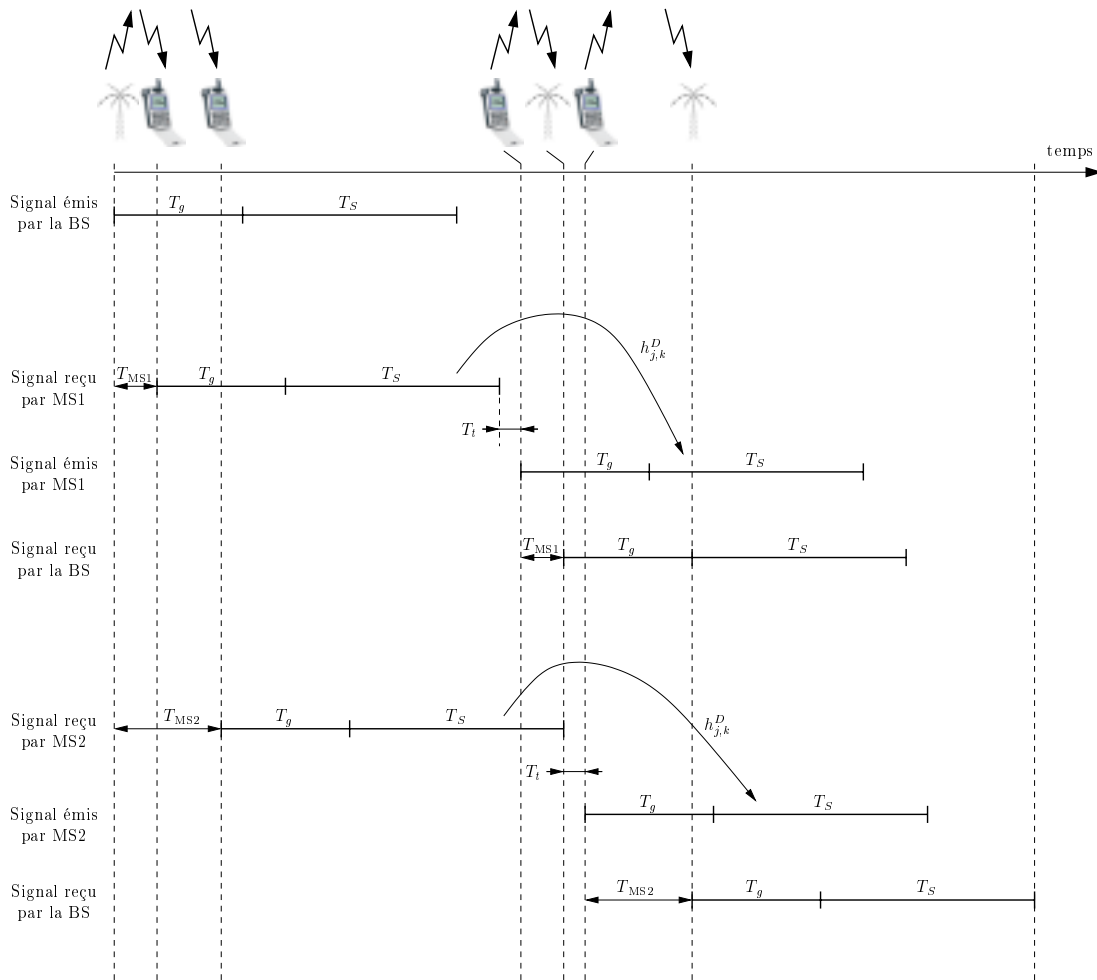


FIG. 5.8 – Synchronisation temporelle des signaux dans le cas d'un multiplexage en temps des voies montante et descendante avec $N_{Down} = N_{Up} = 1$

réseau, des débits à transmettre, des constellations et des techniques de codage utilisées, etc.

Dans ce chapitre, le système MC-CDMA étudié est caractérisé par une longueur L_c des codes d'étalement égale au nombre N_p de sous-porteuses. Cependant, les résultats obtenus s'étendent facilement au cas où $L_c < N_p$. L'expression du signal MC-CDMA transmis par l'utilisateur j sur $[0, T_S]$ s'écrit :

$$s_j(t) = \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} g'_{j,k} d_j c_{j,k} e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \quad (5.6)$$

Afin de ne pas alourdir les équations suivantes, nous supposons que le nombre de trajets multiples est égal à P pour les différents canaux. Le signal reçu au niveau de la station de

base étant une contribution, que nous supposons synchrone, des N_u signaux émis par les N_u utilisateurs ayant chacun subi différentes perturbations introduites par les N_u canaux indépendants est alors égal sur $[0, T_S[$ à :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ \beta_{j,p}(t) e^{i\theta_{j,p}(t)} g'_{j,k} d_j c_{j,k} \Pi(t - \tau_{j,p}) e^{2i\pi(f_0+k/T_S)(t-\tau_{j,p})} \right\} + n(t) \quad (5.7)$$

En posant $f_c = f_0 + N_p/2T_S$, l'expression de l'enveloppe complexe du signal $r(t)$ se réduit à :

$$r'(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \beta_{j,p}(t) e^{i\theta_{j,p}(t)} g'_{j,k} d_j c_{j,k} e^{2i\pi(k-N_p/2)(t-\tau_{j,p})/T_S} + n(t) \quad (5.8)$$

En appliquant les mêmes hypothèses que celles émises dans le cas d'une transmission en voie descendante conventionnelle (*cf.* page 80), après les opérations de FFT et de désentrelacement, l'enveloppe complexe du signal reçu peut s'exprimer sous forme vectorielle par :

$$\mathcal{R} = \sum_{j=0}^{N_u-1} (\mathcal{H}_j^U \mathcal{G}'_j S C_j d_j) + \mathcal{N} \quad (5.9)$$

où :

- \mathcal{R} est un vecteur de taille N_p :

$$\mathcal{R} = \begin{bmatrix} r'_0 & \cdots & r'_{N_p-1} \end{bmatrix}^T \quad (5.10)$$

Les composantes r'_k symbolisent les enveloppes complexes des signaux reçus sur les sous-porteuses d'indice k .

- \mathcal{H}_j^U est la matrice des coefficients complexes du canal de la voie montante associée à l'utilisateur j de taille $N_p \times N_p$. C'est une matrice diagonale donnée par :

$$\mathcal{H}_j^U = \begin{bmatrix} h_{j,0}^U & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{j,1}^U & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{j,N_p-1}^U \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

- \mathcal{G}'_j est la matrice des coefficients $g'_{j,k}$ correspondant à l'opération de prédistorsion du canal associée à l'utilisateur j de taille $N_p \times N_p$. Cette matrice diagonale est donnée par :

$$\mathcal{G}'_j = \begin{bmatrix} g'_{j,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g'_{j,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g'_{j,N_p-1} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

- \mathcal{N} est un vecteur colonne constitué de N_p composantes n_k représentant chacune un processus blanc additif gaussien centré. Ce vecteur est donné par :

$$\mathcal{N} = [n_0 \quad \cdots \quad n_{N_p-1}]^T \quad (5.13)$$

Après l'opération de désétalement, l'estimation \hat{d}_j du symbole émis d_j du $j^{\text{ième}}$ utilisateur s'exprime par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= SC_j^T \mathcal{R} = SC_j^T \left\{ \sum_{j=0}^{N_u-1} (\mathcal{H}_j^U g'_j SC_j d_j) \right\} + SC_j^T \mathcal{N} \\ &= \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 g'_{j,k} h_{j,k}^U d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} g'_{q,k} h_{q,k}^U d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k}_{\text{III}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Les trois termes I, II et III de l'équation (5.14) correspondent respectivement au signal utile (signal de l'utilisateur j considéré), aux interférences d'accès multiple (signaux « brouilleurs » provenant des autres utilisateurs) et au bruit blanc additif gaussien pondéré par le chip du code d'étalement de l'utilisateur considéré.

5.2.4 Les critères de prédistorsion

Les fonctions d'égalisation et de prédistorsion ayant pour objectif commun de compenser les distorsions d'amplitude et de phase introduites par les canaux de propagation, une certaine analogie existe entre les techniques d'égalisation mono-utilisateurs présentées au cours du chapitre 3 et les techniques de prédistorsion qui sont maintenant présentées.

5.2.4.1 Le critère de la MAI

Le principe de ce critère est d'annuler totalement par anticipation la distorsion apportée par le canal de la voie montante. Le coefficient de prédistorsion appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g'_{j,k} = \frac{1}{h_{j,k}^D} \quad (5.15)$$

En supposant la réciprocité et la stationnarité des différents canaux, l'expression (5.14) permettant d'obtenir l'estimation \hat{d}_j du symbole d_j de l'utilisateur j appliquant ce critère s'écrit alors :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k}_{\text{III}} \quad (5.16)$$

En supposant que les codes d'étalement utilisés au niveau de l'émetteur soient des codes orthogonaux, on a :

$$\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} = 0 \quad \forall j \neq q \quad (5.17)$$

De ce fait, le terme *II* représentant les interférences d'accès multiple est nul, et l'équation (5.16) se réduit à :

$$\hat{d}_j = \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 d_j + \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k \quad (5.18)$$

Sous la condition que les codes d'étalements soient orthogonaux, l'utilisation de ce critère permet au niveau du récepteur de la station de base de recevoir les N_u signaux des N_u utilisateurs orthogonaux comme si la transmission avait eu lieu à travers un canal gaussien.

Puisque ce critère permet de compenser parfaitement les distorsions d'amplitude et de phase introduites par le canal de la voie montante, son utilisation semble la plus optimale. Cependant, ce dernier présente l'inconvénient de modifier considérablement la puissance du signal émis. Intuitivement, en présence d'évanouissements profonds, il est aisé de comprendre que la puissance du signal prédistoré émis est beaucoup plus importante que dans le cas d'une transmission ne mettant pas en œuvre cette technique de prédistorsion. Ce dernier point est l'objet d'une explication détaillée dans la partie 5.2.5.1.

5.2.4.2 Le critère de la distorsion de phase

Le principe de ce critère consiste à corriger uniquement la distorsion de phase du canal de la voie montante associé à l'utilisateur j en appliquant un coefficient de prédistorsion $g'_{j,k}$ à chaque sous-porteuse égal à :

$$g'_{j,k} = \frac{h_{j,k}^{D*}}{|h_{j,k}^D|} \quad (5.19)$$

La variable de décision obtenue en appliquant ce critère s'écrit alors :

$$\hat{d}_j = \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 \frac{h_{j,k}^{D*}}{|h_{j,k}^D|} h_{j,k}^U d_j + \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} \frac{h_{q,k}^{D*}}{|h_{q,k}^D|} h_{q,k}^U d_q + \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k \quad (5.20)$$

En supposant la réciprocité et la stationnarité des différents canaux sur au moins deux trames, l'une pour la voie descendante et l'autre pour la voie montante, l'expression (5.20) se réduit à :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 |h_{j,k}^D| d_j}_I + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} |h_{q,k}^D| d_q}_{II} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k}_{III} \quad (5.21)$$

Comme pour la technique d'égalisation mono-utilisateur EGC, ce critère permet de minimiser l'influence de l'interférence d'accès multiple.

5.2.4.3 Le critère du rapport signal à interférences plus bruit

Le critère de la MAI précédemment présenté permet de compenser parfaitement les distorsions introduites par le canal de la voie montante, mais au prix d'une augmentation de la puissance du signal émis. Dans [157], D. Mottier et D. Castelain proposent un critère qui maximise le rapport signal à interférence plus bruit au niveau de la station de base, noté SINR, dans le but de limiter la puissance du signal prédistoré émis. Pour cela, dans le cas où L_c est égal à N_p , ce critère consiste à appliquer un coefficient de prédistoré $g'_{j,k}$ sur chaque sous-porteuse égal à :

$$g'_{j,k} = \frac{\mu h_{j,k}^{D*}}{(N_u - 1) |h_{j,k}^D|^2 + L_c \sigma_n^2} \quad (5.22)$$

où σ_n est la variance du bruit blanc additif gaussien et μ est un paramètre choisi tel que la puissance émise soit constante et identique à la puissance émise sans prédistoré, ce qui est vérifié si :

$$\sum_{k=0}^{N_p-1} |g'_{j,k}|^2 = N_p \quad (5.23)$$

5.2.5 Evaluation des performances de la technique proposée en mode TDD

Afin de valider la technique de prédistoré reposant sur un accès partagé dans le temps des voies montante et descendante, les performances en terme de TEB d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur du terminal cette technique basée sur le critère de la MAI ont été évaluées.

Cette partie est organisée en deux sections. La première présente les conditions de simulations et les différentes hypothèses que nous avons émises pour effectuer nos simulations. Dans la seconde section, nous présentons les différents résultats obtenus.

5.2.5.1 Conditions de simulations et hypothèses

Comme l'indique la figure 5.9, la trame TDD utilisée durant nos simulations est composée de N_{Down} symboles MC-CDMA dédiés à la voie descendante et de N_{Up} symboles MC-CDMA dédiés à la voie montante. Par ailleurs, nous avons posé que N_{Down} est égal à N_{Up} . Dans chaque terminal et pour chaque symbole MC-CDMA, les différentes quantités $h_{j,k}^D$ sont estimées pour chaque sous-porteuse k et utilisées pour égaliser le signal de la voie descendante. Le signal de la voie montante est ensuite distordu en multipliant les

échantillons présentés à l'entrée du module IFFT par les quantités $g'_{j,k}$, fonction de $h_{j,k}^D$ qui ont été estimées durant le dernier symbole MC-CDMA dédié à la voie descendante.

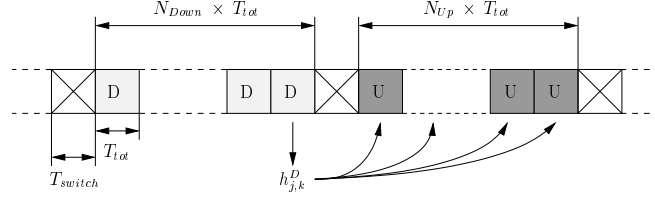


FIG. 5.9 – Structure de la trame TDD utilisée pour les simulations

En outre, la modulation utilisée est une MDP4 et les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard. Le modèle de canal sur lequel les performances de cette technique de prédistorsion ont été évaluées est le canal intra-bâtiment BRAN A. Le nombre N_p de sous-porteuses, fixé à 64, est égal à la longueur L_c des codes d'étalement ainsi qu'au nombre maximal $N_{u_{\max}}$ d'utilisateurs actifs. De plus, l'estimation de la réponse fréquentielle du canal pour chacune des sous-porteuses est supposée parfaite. Le critère de prédistorsion employé est le critère de la MAI. Comme nous l'avons remarqué auparavant, ce critère présente l'inconvénient de modifier sensiblement la puissance du signal émis. D'après la figure 5.10, l'expression de la puissance moyenne P_{utile} du signal MC-CDMA S_{utile} transmettant de l'information utile est donnée par (cf. équation (4.32)) :

$$P_{\text{utile}} = \mathcal{E} \left[|S_{\text{utile}}|^2 \right] = \mathcal{E} \left[\frac{1}{N_p} \left| (-1)^n d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[|c_{j,k}|^2 \right] \quad (5.24)$$

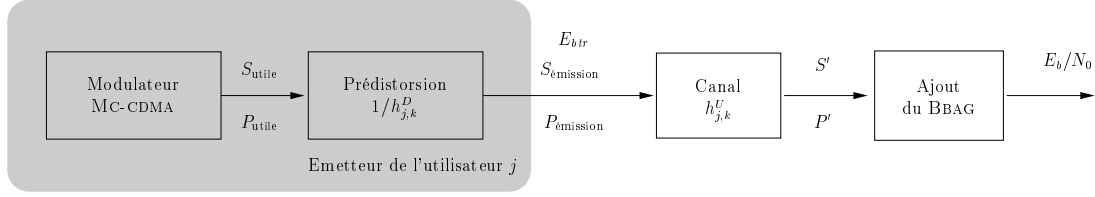
Comme les codes d'étalement utilisés sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard, nous obtenons :

$$P_{\text{utile}} = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \underbrace{\mathcal{E} \left[|c_{j,k}|^2 \right]}_{=1} = 1 \quad (5.25)$$

L'expression de la puissance moyenne $P_{\text{émission}}$ du signal MC-CDMA $S_{\text{émission}}$ émis est égale à :

$$\begin{aligned} P_{\text{émission}} &= \mathcal{E} \left[|S_{\text{émission}}|^2 \right] = \mathcal{E} \left[\frac{1}{N_p} \left| (-1)^n d_j \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{j,k}}{h_{j,k}^D} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\left| \frac{c_{j,k}}{h_{j,k}^D} \right|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[|c_{j,k}|^2 \right] \mathcal{E} \left[\left| \frac{1}{h_{j,k}^D} \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\frac{1}{|h_{j,k}^D|^2} \right] \end{aligned} \quad (5.26)$$

La puissance moyenne P' du signal MC-CDMA S' avant l'ajout du bruit blanc additif



P_{utile} : Puissance moyenne du signal MC-CDMA utile S_{utile}
 $P_{\text{émission}}$: Puissance moyenne du signal MC-CDMA émis $S_{\text{émission}}$
 P' : Puissance moyenne du signal MC-CDMA S' avant l'ajout du BBAG

FIG. 5.10 – *Modification de la puissance d'émission suite à l'opération de prédistorsion par le critère de la MAI*

gaussien est donnée par la relation suivante :

$$P' = \mathcal{E} \left[|S'|^2 \right] = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\left| \frac{c_{j,k} h_{j,k}^U}{h_{j,k}^D} \right|^2 \right] \quad (5.27)$$

D'après le principe de réciprocité énoncé auparavant, nous avons :

$$h_{j,k}^D = h_{j,k}^U \quad (5.28)$$

Par conséquent, la puissance moyenne du signal MC-CDMA avant l'ajout du bruit blanc additif gaussien est égale à :

$$P' = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[|c_{j,k}|^2 \right] = P_{\text{utile}} \neq P_{\text{émission}} = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\frac{1}{|h_{j,k}^D|^2} \right] \quad (5.29)$$

De cette précédente équation, nous constatons que :

- la puissance moyenne du signal utile est égale à la puissance moyenne du signal avant l'ajout du bruit blanc additif gaussien
- la puissance moyenne du signal émis n'est pas égale à la puissance moyenne du signal utile.

Comme nous venons de le constater, à l'émission, l'application du critère de prédistorsion de la MAI conduit à modifier la puissance du signal utile. En effet, la puissance du signal émis est fonction de la puissance du signal utile mais aussi du coefficient $1/N_p \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} [1/|h_{j,k}^D|^2]$.

Lorsque l'on évalue les performances d'un système, les résultats en terme de TEB sont généralement donnés en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 mesurant au niveau du récepteur l'énergie moyenne par bit d'information utile transmis sur l'énergie moyenne par

échantillon de bruit. Ainsi, sans une procédure de prédistorsion à l'émission et pour un canal normalisé en puissance ($\mathcal{E}[|h_{j,k}^U|^2] = 1$), ce rapport mesure au niveau du récepteur l'énergie moyenne par bit d'information **utile** et **émis** sur l'énergie moyenne par échantillon de bruit. En revanche, avec une procédure de prédistorsion à l'émission, ce rapport mesure au niveau du récepteur l'énergie moyenne par bit d'information **utile** sur l'énergie moyenne par échantillon de bruit, et non pas l'énergie moyenne par bit d'information **émis** $E_{b\ tr}$ sur l'énergie moyenne par échantillon de bruit. Les courbes présentées par la suite dans ce chapitre donnent les performances en terme de TEB en fonction du rapport E_b/N_0 mesuré en réception. Toutefois, si on souhaite prendre en compte la modification de la puissance d'émission due à la mise en œuvre de la prédistorsion, on peut exprimer ces performances en fonction d'un rapport $E_{b\ tr}/N_0$ équivalent transmis. Dans ce cas, les courbes présentées devront être décalées de la quantité :

$$10 \log \left(\frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\frac{1}{|h_{j,k}^D|^2} \right] \right) \quad (5.30)$$

Dans notre cas, le modèle de canal utilisé étant le canal BRAN A, nous avons :

$$\mathcal{E} \left[|h_{j,k}^U|^2 \right] = 1 \quad (5.31)$$

et,

$$\frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathcal{E} \left[\frac{1}{|h_{j,k}^D|^2} \right] \approx 12.9124 \quad (5.32)$$

De ces précédentes valeurs, nous en déduisons que les courbes présentées par la suite devront être décalées d'un rapport de 11.11 dB ($\approx 10 \log(12.9124)$) pour tenir compte de la puissance émise et non plus de la puissance du signal utile.

Les valeurs des différents paramètres utilisés pour réaliser nos simulations sont résumées dans le tableau 5.1. Les principaux paramètres, largeur des canaux, fréquence centrale, nombre total de sous-porteuses, durée T_S de la partie utile des symboles, ..., sont identiques à ceux retenus par la norme HIPERLAN2 [40, 41].

5.2.5.2 Présentation de quelques résultats

L'ensemble des résultats présentés dans cette partie ont été obtenus sans la mise en œuvre d'un codage de canal. La perte de puissance due à l'insertion de l'intervalle de garde est ici de 0.6 dB.

La figure 5.11 représente les performances en terme de TEB d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction du rapport E_b/N_0 reçu pour différentes valeurs de N_{Down} et N_{Up} et pour un utilisateur. La courbe (1) obtenue pour $N_{Down} = N_{Up} = 1$, correspondant à une trame de deux symboles MC-CDMA (l'un pour la voie montante et l'autre pour la voie descendante),

Paramètres	Valeurs
Vitesse des terminaux : v	1 m/s
Modèle de canal	BRAN A
Estimation de canal	Parfaite
Largeur des canaux	20 MHz
Fréquence centrale du signal : f_c	5.2 GHz
Codes d'étalement	Walsh-Hadamard
Longueur des codes : L_c	64
Nombre total de sous-porteuses : N_p	64
Durée de la partie utile du symbole du signal : T_S	3.2 μ s
Durée de l'intervalle de garde : T_g	500 ns
Durée de l'intervalle de commutation entre la voie montante et la voie descendante : T_{switch}	0
Temps de cohérence : t_c	10.33 ms
Fréquence Doppler maximale : $f_{d\max}$	17.33 Hz

TAB. 5.1 – *Valeurs des paramètres utilisés pour évaluer les performances de la technique de prédistorsion reposant sur un accès partagé en temps des voies montante et descendante*

démontre tout l'intérêt de cette technique. En effet, le canal étant invariant sur deux durées symbole, le signal reçu ne souffre pas d'interférence et les performances exprimées en fonction du rapport E_b/N_0 reçu sont très proches de celles obtenues avec une MDP4 sur un canal à bruit additif blanc gaussien. Quant aux autres courbes, les performances obtenues se dégradent avec l'augmentation de la durée des trames. En effet, du fait des variations du canal, les quantités $h_{j,k}^D$ qui ont été estimées durant le dernier symbole MC-CDMA dédié à la voie descendante sont de moins en moins égales aux quantités $h_{j,k}^U$, ce qui ne permet pas de réaliser, en réception, l'opération de désétalement dans de bonnes conditions. Effectivement, les distorsions d'amplitude et de phase introduites par le canal ne sont plus totalement corrigées et les différents signaux reçus des N_u utilisateurs ne sont plus orthogonaux. Par conséquent, nous pouvons d'ores et déjà conclure que des durées de trames supérieures à $500.T_{tot}$, soit 17.9% du temps de cohérence du canal, sont trop grandes pour assurer une qualité de transmission satisfaisante.

Les figures 5.12, 5.13 et 5.14 représentent respectivement les performances en terme de TEB d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction du rapport E_b/N_0 reçu pour différentes charges du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 100$, $N_{Down} = N_{Up} = 250$ et $N_{Down} = N_{Up} = 500$. Nous constatons que les performances du système se dégradent sensiblement dès que le nombre d'utilisateurs et la durée des trames augmentent. En effet, à pleine charge, pour un rapport E_b/N_0 reçu égal à 12 dB, le TEB est d'environ $1.5 \cdot 10^{-4}$ pour $N_{Down} = N_{Up} = 100$ alors qu'il est d'environ $5.5 \cdot 10^{-3}$ pour $N_{Down} = N_{Up} = 500$. Du fait des évolutions des canaux qui se trouvent être plus importantes dans le cas où $N_{Down} = N_{Up} = 500$ que pour $N_{Down} = N_{Up} = 100$, les quantités $h_{j,k}^D$ qui ont été estimées durant le dernier symbole MC-CDMA dédié à la voie descendante sont de moins en moins égales aux quantités $h_{j,k}^U$. Ceci engendre la présence d'un terme d'interférence d'accès multiple, dégradant les per-

Durée des trames montantes et descendantes en nombre de symboles MC-CDMA	Durée des trames montantes et descendantes en fonction du temps de cohérence t_c du canal
$N_{Down} = N_{Up} = 1$	0.35‰ de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 100$	3.58% de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 250$	8.95% de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 500$	17.9% de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 750$	26.86% de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 1000$	35.81% de t_c
$N_{Down} = N_{Up} = 1250$	44.77% de t_c

TAB. 5.2 – Durée des différentes trames montantes et descendantes utilisées au sein de nos simulations et exprimées en fonction du nombre de symboles MC-CDMA et du temps de cohérence t_c du canal

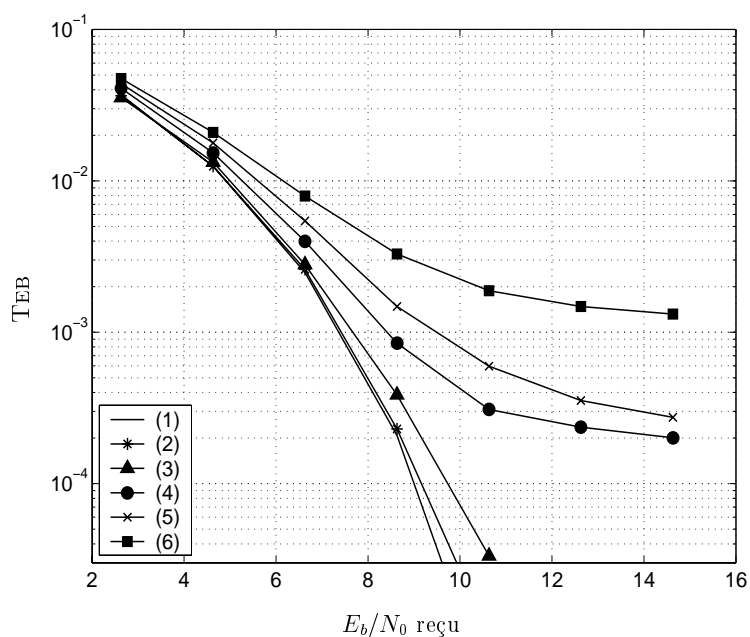


FIG. 5.11 – Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A et pour un utilisateur. $N_{Down} = N_{Up} = 1$ (1), $N_{Down} = N_{Up} = 250$ (2), $N_{Down} = N_{Up} = 500$ (3), $N_{Down} = N_{Up} = 750$ (4), $N_{Down} = N_{Up} = 1000$ (5), $N_{Down} = N_{Up} = 1250$ (6).

performances du système, plus ou moins important selon la durée des trames. Ces résultats montrent que la durée des trames doit être choisie inférieure ou égale à $250.T_{tot}$, soit 8.95% du temps de cohérence du canal, pour assurer une qualité de transmission satisfaisante.

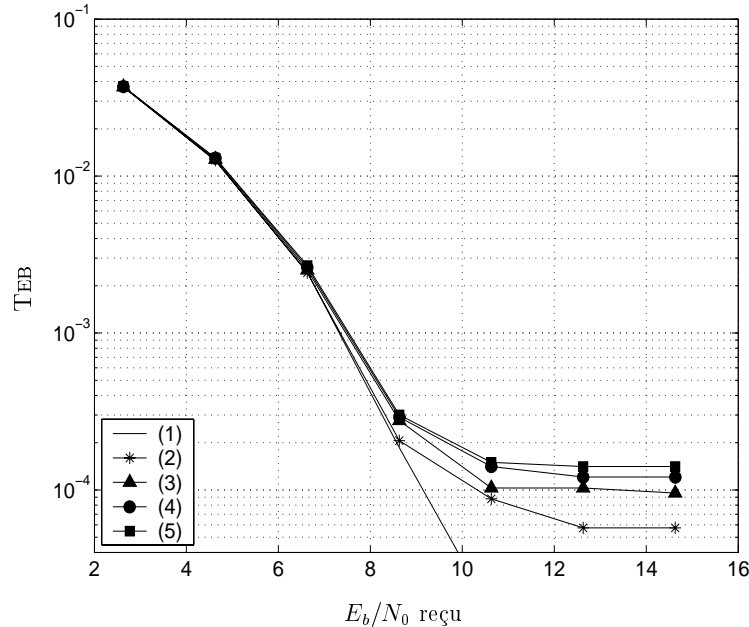


FIG. 5.12 – Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 100$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).

Sur la figure 5.15 sont représentées les performances en terme de TEB d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système pour différentes valeurs N_{Down} et N_{Up} . Les courbes ont été obtenues pour un rapport E_b/N_0 reçu égal à 7dB. Les canaux étant invariants sur deux durées symbole MC-CDMA, les performances pour $N_{Down} = N_{Up} = 1$ sont constantes et indépendantes de la charge du système. En effet, la réciprocité du canal fait que les N_u signaux reçus au niveau de la station de base sont orthogonaux. Par ailleurs, les autres courbes (2), (3) et (4) mettent en évidence que les performances dépendent directement de la durée des trames mais aussi du nombre d'utilisateurs actifs.

En conclusion, sans codage de canal, à la vue de nos résultats, nous pouvons dire que les dégradations des performances sont dans ce cas relativement faibles pour $N_{Down} = N_{Up} = 250$ ce qui correspond à des durées de trame égales à 8.95% du temps de cohérence du canal. Ceci devra cependant être vérifié par des simulations complémentaires sur d'autres canaux prenant en compte des fonctions de codage de canal.

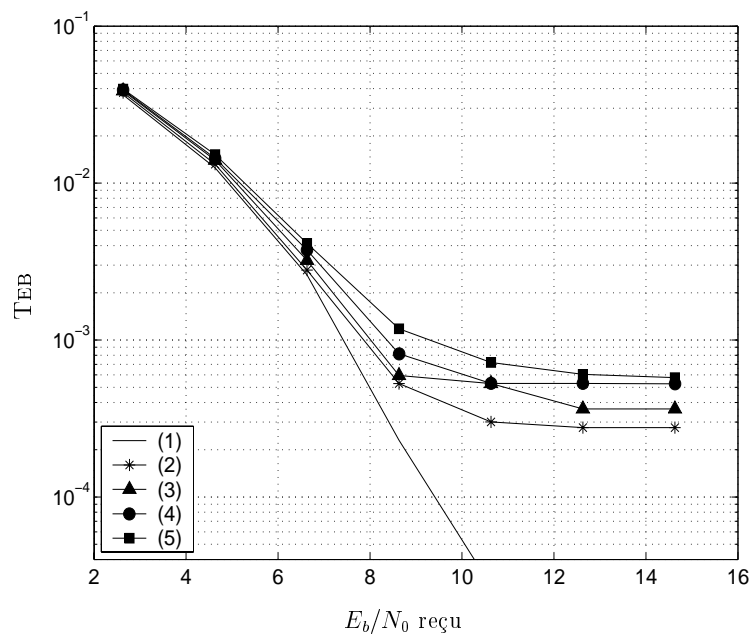


FIG. 5.13 – Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 250$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).

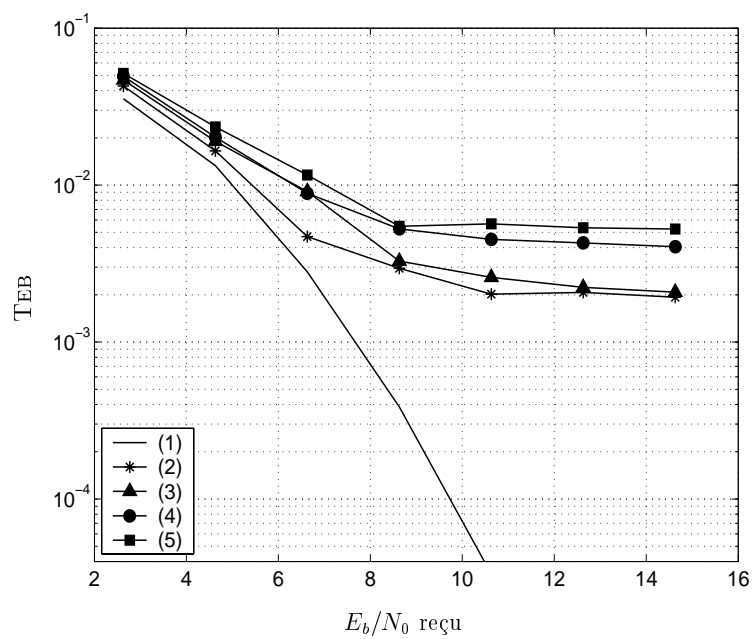


FIG. 5.14 – Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de pré-distorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 500$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).

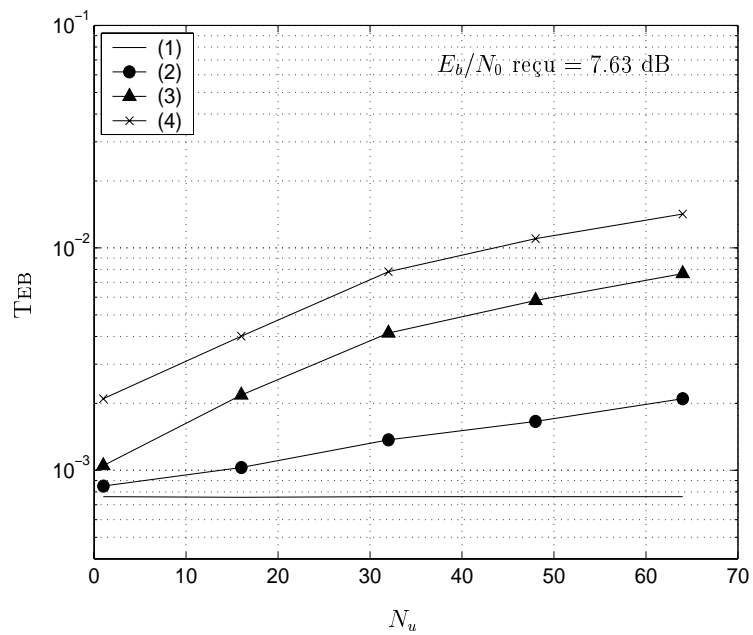


FIG. 5.15 – Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système pour différentes valeurs N_{Down} et N_{Up} . $N_{Down} = N_{Up} = 1$ (1), $N_{Down} = N_{Up} = 250$ (2), $N_{Down} = N_{Up} = 500$ (3), $N_{Down} = N_{Up} = 750$ (4).

5.3 La technique de prédistorsion proposée avec un multiplexage en fréquence des voies montante et descendante

Contrairement à la variante précédemment présentée, la seconde variante proposée dans ce chapitre repose sur un accès partagé dans le domaine fréquentiel entre les voies montante et descendante. Elle s'applique principalement aux communications intra-bâtiment pour lesquelles les bilans de liaisons sont généralement moins importants et les effets Doppler plus faibles. Ainsi, après avoir présenté les avantages et les inconvénients du mode FDD et explicité le principe de cette variante, nous verrons que le rapport de puissance entre les voies montante et descendante constitue un obstacle majeur à sa mise en œuvre. Afin de résoudre ce problème, un dispositif radiofréquence permettant d'isoler le signal reçu du signal émis sera alors proposé.

L'étude de cette variante a été l'objet du stage de fin d'étude de Nicolas Jolivet, étudiant à l'INSA de Rennes. Dans un premier temps, l'étude a porté sur la conception, l'optimisation et la réalisation à partir de duplexeurs et/ou de circulateurs d'un dispositif RF permettant de multiplexer fréquentiellement les signaux de la voie montante et de la voie descendante. Cette partie de l'étude fut encadrée par Raphaël Gillard, Professeur des Universités à l'INSA de Rennes. Dans un second temps, un système bidirectionnel MC-CDMA a été étudié en s'appuyant sur les chaînes de communications numériques déjà existantes. Cette partie du travail fut encadrée par moi-même et Jean-François Hélard.

5.3.1 Le mode FDD : Frequency Division Duplex

Le principe du mode FDD est de scinder la bande de fréquences totale allouée à la transmission en deux bandes de fréquences, l'une étant attribuée à la liaison montante et l'autre à la liaison descendante. Comme le montre la figure 5.16, les communications dédiées à la voie montante s'effectuent au même instant que celles dédiées à la voie descendante.

A l'origine très utilisé pour des applications vocales telles que le réseau téléphonique pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, le mode FDD a été retenu en janvier 1998 par l'ETSI pour l'interface radio UTRA de l'UMTS. Même si ce mode peut être utilisé pour les trafics asymétriques, il est plus particulièrement adapté aux services symétriques. Ses principaux avantages sont :

- l'absence de synchronisation temporelle entre stations de base dans un contexte multi-cellulaire. Cet avantage est particulièrement intéressant puisqu'il permet l'utilisation du mode FDD pour des cellules de grandes tailles.
- la possibilité d'exploiter la macrodiversité de façon transitoire dans un contexte multi-cellulaire. Pendant cette phase de transition, le terminal est en communication avec plusieurs stations de base, et les différents signaux reçus sont combinés dans le but d'améliorer les performances.

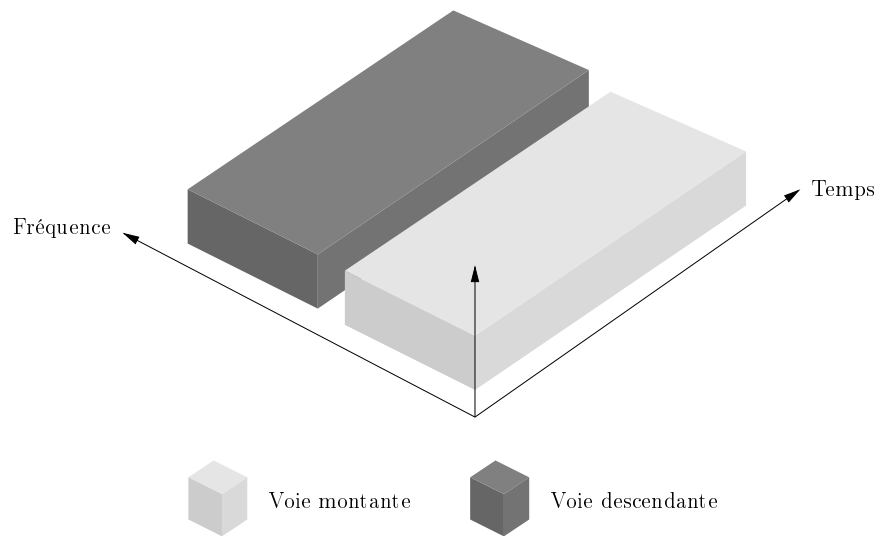


FIG. 5.16 – Concept du mode duplex FDD

- l’absence d’interférence entre la voie montante et la voie descendante. En effet, puisque la bande de fréquences allouée à la voie montante est distincte de celle allouée à la voie descendante, l’interférence entre ces deux voies est inexistante.

En revanche, le mode FDD présente entre autres l’inconvénient d’être rigide vis-à-vis des trafics asymétriques. En effet, pour des problèmes de complexité des éléments d’émission et de réception, le partage des ressources entre les deux voies est figé et ne peut pas évoluer dynamiquement pour s’adapter aux conditions variables du trafic. En outre, ce mode nécessite l’utilisation d’une bande de fréquences dite bande de garde entre les fréquences allouées aux voies montante et descendante. Ainsi, un espace fréquentiel non négligeable doit être sacrifié pour éviter que le système souffre d’interférences. Par ailleurs, en mode FDD, les fonctions émettrice et réceptrice opèrent continuellement et simultanément, un terme d’interférence due à la différence des puissances des signaux émis et reçu apparaît. L’utilisation d’un dispositif appelé duplexeur est alors nécessaire pour isoler les signaux des voies montante et descendante. Enfin, le coût de mise en œuvre de ce dispositif est supérieur à celui du commutateur utilisé en mode TDD.

5.3.2 Le principe de la technique proposée

Comme pour la technique proposée précédemment mettant en œuvre un multiplexage en temps des voies montante et descendante, cette variante utilisant un multiplexage fréquentiel des deux voies repose sur la réciprocité du canal. Son principe consiste à former un multiplex global de sous-porteuses orthogonales constitué respectivement des sous-porteuses composant le signal émis en voie descendante par la station de base et des sous-porteuses composant le signal émis en voie montante par le terminal. La figure 5.17 illustre un exemple possible de multiplexage fréquentiel des sous-porteuses des voies montante et

descendante. Les sous-porteuses formant les différents signaux émis par les terminaux et dédiées à la voie montante sont entrelacées par paquets avec les sous-porteuses formant le signal descendant émis par la station de base. Dans chaque terminal et pour chaque symbole, les différentes quantités $h_{j,k}^D$, d'estimation de la réponse fréquentielle du canal de la voie descendante associé à l'utilisateur j , sont obtenues en utilisant des techniques d'interpolation s'appuyant sur les sous-porteuses pilotes insérées dans le multiplex de la voie descendante. Comme pour la variante utilisant un multiplexage dans le domaine temporel, sachant que le canal est réciproque et à la condition que le temps de cohérence du canal soit largement supérieur à la durée d'un symbole MC-CDMA, il est possible de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et/ou de phase introduite par le canal de la voie montante. Cette compensation est effectuée en multipliant les échantillons présentés à l'entrée du module IFFT par les coefficients $g'_{j,k}$ fonction des quantités $h_{j,k}^D$ qui viennent juste d'être estimées grâce au multiplex de sous-porteuses formant le signal de la voie descendante. Ce principe est représenté sur la figure 5.7 page 162. Le multiplex de sous-porteuses formant le signal de la voie montante ne comprend donc pas de sous-porteuses pilotes. En réception, la démodulation est effectuée en appliquant une transformée de Fourier sur le multiplex global de sous-porteuses constitué des sous-porteuses formant les différents signaux de la voie montante des différents utilisateurs et des sous-porteuses formant le signal de la voie descendante.

L'exemple représenté figure 5.17 correspond à des blocs de N_p^D égal à 8 sous-porteuses pour la voie descendante et N_p^U égal à 8 sous-porteuses pour la voie montante. Nous constatons que la ressource spectrale est partagée entre les deux voies et qu'à chaque instant, le multiplex global est constitué des sous-porteuses dédiées aux deux voies. Il est bien évidemment possible de faire varier les nombres de sous-porteuses affectées respectivement aux voies montante et descendante afin de s'adapter à des trafics asymétriques. Par ailleurs, il est aussi possible d'éteindre une, deux voire plusieurs sous-porteuses situées à la frontière entre un bloc de N_p^U sous-porteuses utilisé en voie montante et un bloc de N_p^D sous-porteuses utilisé en voie descendante. Ceci peut permettre de limiter l'interférence entre sous-porteuses des deux voies lorsque les puissances des signaux de la voie montante et descendante sont fortement différentes ou lorsque les fréquences des oscillateurs de transposition ne sont pas strictement identiques. On comprend dès lors que les blocs doivent être composés d'un nombre relativement important de sous-porteuses tout en s'assurant que chacun des 2 signaux montant et descendant bénéficie de l'indépendance en fréquence liée à la bande totale. Par ailleurs, la taille des FFT directes et inverses appliquées dans les terminaux comme dans la station de base est égale au nombre total N_p de sous-porteuses affectées aux voies montante et descendante.

Pour effectuer correctement la détection des N_u signaux des N_u utilisateurs, il est nécessaire de préserver l'orthogonalité entre les différents signaux générés en voie montante au niveau de la station de base et en voie descendante au niveau du terminal. Pour cela, l'intervalle de garde doit être dimensionné de manière à absorber les trajets multiples du canal de transmission mais aussi le décalage temporel entre les signaux émis par les différents terminaux situés à des distances très variables de la station de base. La figure 5.18 représente le principe de la synchronisation temporelle mise en œuvre entre les signaux des différents utilisateurs. Sur cette figure, nous considérons que le terminal MS1 est plus proche de la station de base que le terminal MS2. Les différents signaux destinés aux

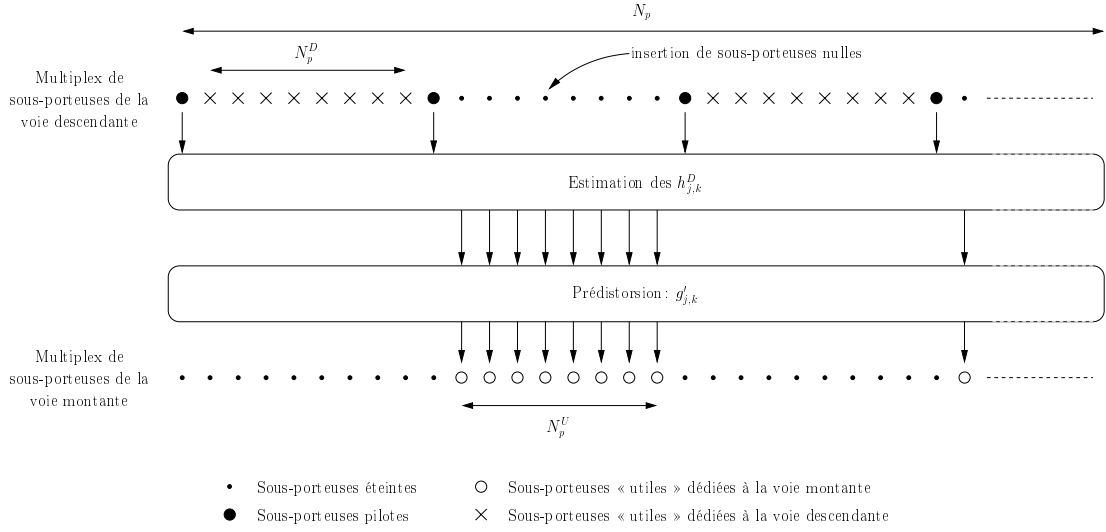


FIG. 5.17 – Exemple de multiplexage fréquentiel des sous-porteuses des voies montante et descendante

différents utilisateurs sont émis de façon synchrone par la station de base. Le premier terminal, MS1, reçoit ces signaux émis au bout de T_{MS1} secondes alors que le second terminal les reçoit au bout de T_{MS2} secondes avec $T_{MS1} < T_{MS2}$. Chaque terminal peut émettre ces signaux en se synchronisant sur les signaux reçus. Les quantités $h_{j,k}^D$ estimées sur le signal reçu sont utilisées pour effectuer une prédistorsion du signal émis selon le principe précédemment explicité avec un décalage d'un ou deux symboles correspondant à la durée nécessaire à l'estimation des coefficients du canal $h_{j,k}^D$. Au niveau de la station de base, le signal émis par le terminal MS1 est reçu au bout de T_{MS1} secondes alors que le signal émis par le terminal MS2 est reçu au bout de T_{MS2} secondes. Les signaux respectivement émis et reçus par la station de base sont au plus décalés de $2T_{MS2}$ secondes. En dimensionnant l'intervalle de garde de manière à ce que sa durée soit supérieure à $2T_{MS2} + \tau_{max}$ où τ_{max} est égal à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal de la voie montante, les différents signaux émis et reçus par la station de base restent orthogonaux. Ainsi, en supposant que le terminal MS2 est situé à la limite de la cellule, l'intervalle de garde minimum et nécessaire pour que les signaux restent orthogonaux est égal à :

$$T_g = \frac{2d_{cellule}}{c} + \tau_{max} \quad (5.33)$$

où $d_{cellule}$ et c représentent respectivement la distance maximale entre la station de base et le terminal MS2, et la célérité de la lumière. De même que dans le mode TDD, la restitution de l'orthogonalité entre les codes des différents utilisateurs nécessite de compenser les retards relatifs des différents utilisateurs.

Comme pour la variante reposant sur un accès partagé dans le temps des voies montante et descendante et dans le but d'utiliser un intervalle de garde le plus court possible tout en cherchant à obtenir une orthogonalité parfaite entre les différents signaux générés

en voie montante, il est possible d'émettre sur la voie montante ces signaux de telle façon qu'ils arrivent à la station de base en même temps. Pour cela, comme précédemment, les différents terminaux doivent pouvoir estimer à tout moment la distance qui les sépare de la station de base. Dans ce cas, l'intervalle de garde devra simplement être dimensionné de manière à pouvoir absorber l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal de la voie montante.

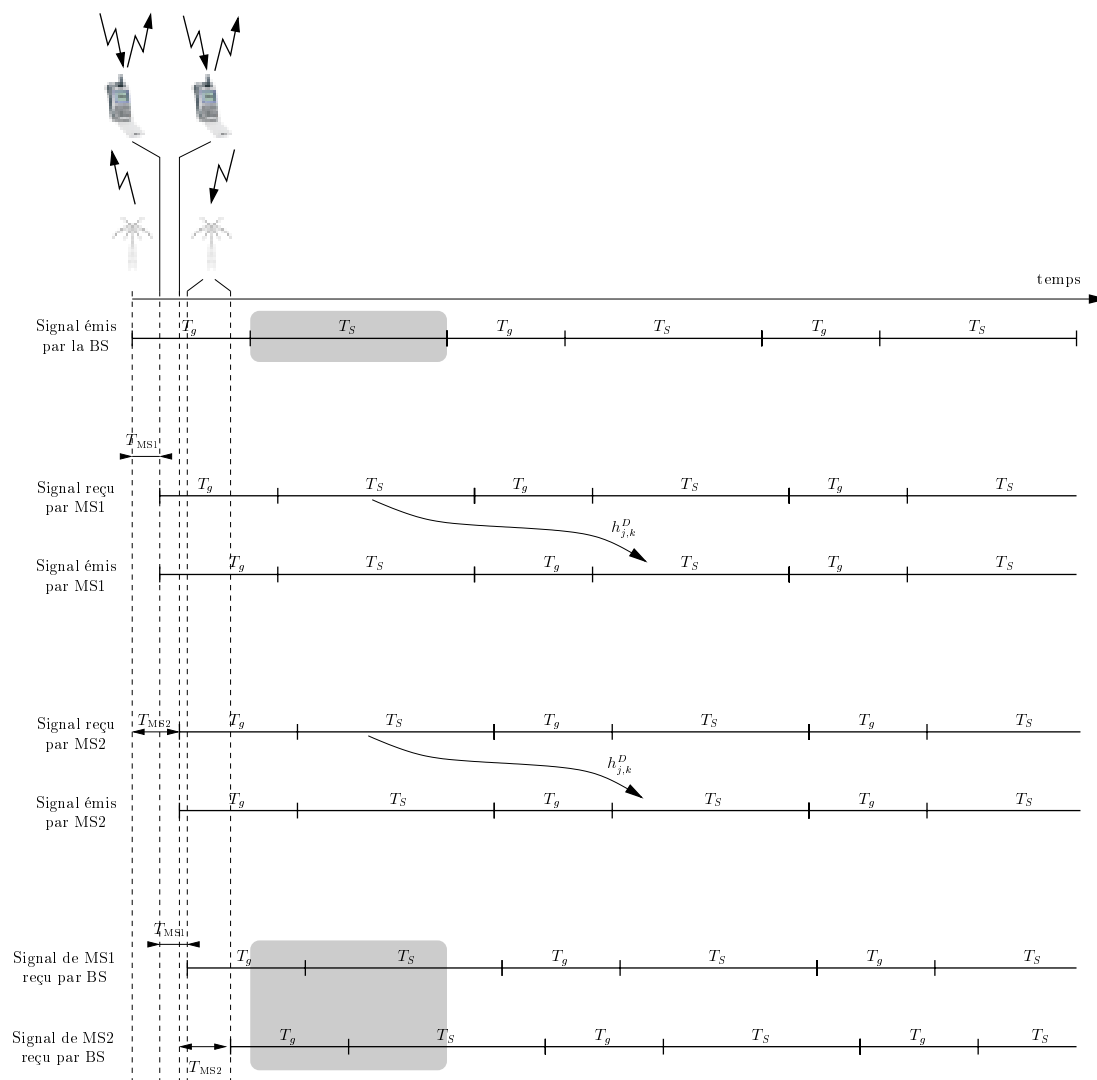


FIG. 5.18 – Synchronisation temporelle des signaux dans le cas d'un multiplexage en fréquence des voies montante et descendante. La zone grisée représente la fenêtre de la FFT

Dans le but de simplifier les équations, nous avons choisi de caractériser le système MC-CDMA en émettant les hypothèses suivantes :

- la longueur des codes d'étalement est égale aux nombre de sous-porteuses dédiées à la voie montante,

- le nombre $N_b^U N_p^U$ de sous-porteuses dédiées à la voie montante est égale au nombre $N_b^D N_p^D$ de sous-porteuses dédiées à la voie descendante, où N_b^U et N_b^D représentent respectivement le nombre de groupes de N_p^U et N_p^D sous-porteuses composant les multiplex des voies montante et descendante,
- les nombres N_p^U et N_p^D sont supposés égaux,
- le nombre de trajets multiples est égal à P pour les différents canaux.

Sous ces hypothèses, l'expression du signal MC-CDMA transmis par l'utilisateur j sur $[0, T_S[$ s'écrit :

$$s_j(t) = \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{n=0}^{N_b^U-1} \sum_{k=0}^{N_p^U-1} g'_{j,k} d_j c_{j,k} e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_0 + \frac{(2n+1)N_p^U + k}{T_S} \quad (5.34)$$

où N_p est le nombre total de sous-porteuses sur lesquelles est appliquée la transformée de Fourier. Le signal reçu au niveau de la station de base étant une contribution des N_u signaux émis par les N_u utilisateurs est alors égal à :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{n=0}^{N_b^U-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ \beta_{j,p}(t) e^{i\theta_{j,p}(t)} g'_{j,k} d_j c_{j,k} \Pi(t - \tau_{j,p}) e^{2i\pi f_k(t - \tau_{j,p})} \right\} + n(t) \quad (5.35)$$

En appliquant les mêmes hypothèses que celles émises pour le cas d'une transmission en voie descendante conventionnelle (*cf.* page 80), après les opérations de FFT, de désentrelacement et de désétalement, l'estimation \hat{d}_j du symbole émis d_j du $j^{\text{ième}}$ utilisateur s'exprime par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= SC_j^T \mathcal{R} = SC_j^T \left\{ \sum_{j=0}^{N_u-1} (\mathcal{H}_j^U \mathcal{G}'_j SC_j d_j) \right\} + SC_j^T \mathcal{N} \\ &= \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k}^2 g'_{j,k} h_{j,k}^U d_j}_{\text{I}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} c_{q,k} g'_{q,k} h_{q,k}^U d_q}_{\text{II}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{j,k} n_k}_{\text{III}} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Les trois termes I, II et III de l'équation (5.36) correspondent respectivement au signal utile (signal de l'utilisateur j considéré), aux interférences d'accès multiple (signaux « brouilleurs » provenant des autres utilisateurs) et au bruit blanc additif gaussien pondéré par le chip du code d'étalement de l'utilisateur considéré.

Afin de compenser par anticipation les distorsions introduites par les canaux de la voie montante, les critères de prédistorsion que l'on peut appliquer pour cette variante reposant sur un accès partagé des voies montante et descendante dans le domaine fréquentiel sont les mêmes que ceux précédemment présentés pour la variante reposant sur un accès partagé dans le temps. Les différentes remarques effectuées sur ces critères sont donc toutes aussi valables pour cette variante.

Un problème majeur vient cependant limiter les performances de cette solution. En effet, la puissance du signal émis par le terminal est beaucoup plus élevée que la puissance du signal reçu. Ainsi, sans dispositif d'isolation entre les deux voies montante et descendante, le signal reçu sera fortement perturbé par le signal émis. Avant de mettre en œuvre un dispositif permettant d'isoler le signal reçu du signal émis, il est nécessaire d'évaluer la différence des puissances émise et reçue. Cette différence des puissances, qui correspond au bilan de liaison de la transmission, constitue un paramètre déterminant, conditionnant la réalisation des systèmes de communications MC-CDMA reposant sur le principe de la prédistorsion appliqué dans le cas d'un accès partagé en fréquence.

5.3.3 Modèles de propagation

Dans le cadre du projet européen MATRICE, trois types d'environnement de propagation ont été définis [158] :

- un environnement typique d'une communication intra-bâtiment,
- un environnement extérieur de type urbain et dense,
- un environnement correspondant aux autres cas, à savoir, urbain, sub-urbain et rural.

Bien que la technique ici proposée s'applique principalement aux communications intra-bâtiments, nous allons évaluer les bilans de liaison pour ces trois types d'environnements. A chacun de ces trois environnements ont été associés des débits respectivement égaux à 50 Mbit/s, 20 Mbit/s et 10 Mbit/s, ainsi qu'un modèle de propagation. Ces modèles permettent d'avoir une idée assez précise des pertes de puissance que l'on doit envisager dans ces différents environnements.

Aujourd'hui, on peut dire qu'il est fort probable que les fréquences allouées aux systèmes radiocellulaires de 4^{ième} génération seront comprises entre 2 et 5 GHz. C'est pourquoi, dans le cadre du projet MATRICE et pour cette étude, les fréquences choisies comme hypothèses de travail pour les différents environnements sont égales à 1.8 GHz, 2 GHz et 5 GHz.

5.3.3.1 Modèle de propagation en environnement indoor

Le modèle de propagation proposé au sein du projet MATRICE pour un environnement indoor est un modèle prenant en compte l'atténuation due à la pénétration de l'onde dans des murs et dans des sols. Suivant la fréquence centrale du signal, deux variantes de ce modèle sont suggérées. Ainsi pour f_c égale à 1.8 GHz, le modèle retenu est le modèle proposé par le COST-231 [159] dont l'expression est la suivante :

$$\mathcal{L}_{tot} = \mathcal{L} + \sum_{i=1}^l k_{wi} L_{wi} + k_f \left(\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right) L_f \quad (5.37)$$

où :

- \mathcal{L} est l'atténuation en espace libre donnée par l'expression (2.2) en supposant que les gains des antennes d'émission et de réception sont égaux à 1 et que le terminal est séparé de la station de base par une distance d :

$$\mathcal{L} = 20. \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (5.38)$$

- k_{wi} est le nombre de murs de type i traversés lors de la transmission,
- k_f est le nombre de sols traversés par l'onde,
- L_{wi} est l'atténuation due à un mur de type i ,
- L_f est l'atténuation due à un sol,
- b est un nombre empirique,
- l est le nombre de types de murs.

Pour une fréquence centrale égale à 5 GHz, le modèle retenu est celui proposé par le COST-259 [160]. Contrairement au précédent, ce modèle est uniquement valable pour les environnements de plein pied car il ne tient pas compte de l'atténuation due aux sols. L'expression de l'atténuation globale est égale à :

$$\mathcal{L}_{tot} = \mathcal{L} + \sum_{i=1}^l L_{wi} k_{wi}^{\left(\frac{k_{wi}+1.5}{k_{wi}+1} - b_{wi}\right)} \quad \text{avec } b_{wi} = -0.064 + 0.0705 L_{wi} - 0.0018 L_{wi}^2 \quad (5.39)$$

La figure 5.19 représente l'atténuation globale obtenue dans le cas d'un environnement indoor en fonction de la distance séparant le terminal et la station de base pour f_c égale à 1.8 GHz et 5 GHz. Les paramètres utilisés sont ceux proposés dans [158] et sont regroupés dans le tableau 5.3.

	$f_c = 1.8$ GHz Modèle du COST-231	$f_c = 5$ GHz Modèle du COST-259
L_{w1}	3.4	3.4
L_{w2}	6.9	11.8
L_f	18.3	\times
b_{w1}	\times	0.15
b_{w2}	\times	0.52
b	0.46	\times
k_{w1}	10	10
k_{w2}	1	1
k_f	0	\times

TAB. 5.3 – Paramètres utilisés pour évaluer l'atténuation globale en environnement indoor

5.3.3.2 Modèle de propagation en environnement urbain

Cet environnement correspond à des communications mobiles en environnement extérieur urbain à forte densité où le terminal se déplace à faible vitesse de l'ordre de 1 m/s. Le

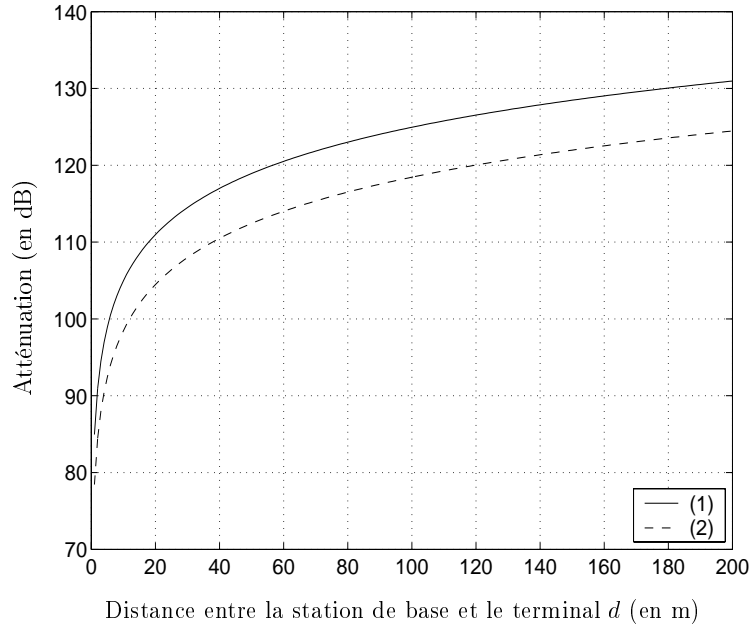


FIG. 5.19 – Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement indoor avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 1.8$ GHz (2)

modèle proposé ici permet d'obtenir des résultats très proches de ceux donnés dans [158]. L'atténuation globale \mathcal{L}_{tot} de la transmission est exprimée en dB comme la somme de l'atténuation \mathcal{L} en espace libre, de l'atténuation \mathcal{L}_{rts} due à la diffraction de l'onde sur les toits des bâtiments, et de celle \mathcal{L}_{msd} due aux multiples diffractions occasionnées par les rangées d'immeubles :

$$\mathcal{L}_{tot} = \mathcal{L} + \mathcal{L}_{rts} + \mathcal{L}_{msd} \quad (5.40)$$

L'atténuation due à la diffraction de l'onde sur les toits des bâtiments est donnée par l'expression suivante :

$$\mathcal{L}_{rts} = -10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] \quad (5.41)$$

où :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{|\Delta h_m|}{x} \right) \quad (5.42)$$

$$r = \sqrt{\Delta h_m^2 + x^2} \quad (5.43)$$

avec Δh_m la différence entre la hauteur moyenne des bâtiments et la hauteur de l'antenne du terminal et x la distance horizontale entre les points de diffraction et le terminal. Enfin, l'atténuation due aux multiples diffractions occasionnées par les rangées d'immeubles est

exprimée par :

$$\mathcal{L}_{msd} = -20. \log_{10} (Q_M) \quad (5.44)$$

où Q_M est un facteur dépendant de la largeur moyenne w des rues et de la distance entre le terminal et la station de base. Son expression est égale à :

$$Q_M = \frac{w}{d} \quad (5.45)$$

L'expression de l'atténuation globale est alors donnée par :

$$\mathcal{L}_{tot} = 20. \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - 10. \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] - 20. \log_{10} \left(\frac{w}{d} \right) \quad (5.46)$$

La figure 5.20 représente l'atténuation globale obtenue dans le cas d'un environnement urbain en fonction de la distance séparant le terminal et la station de base pour f_c égale à 5 GHz et 1.8 GHz. Les paramètres choisis pour obtenir ces courbes sont ceux proposées au sein du projet MATRICE, à savoir, $\Delta h_m = 13.5$ m, $x = 10$ m et $w = 15$ m.

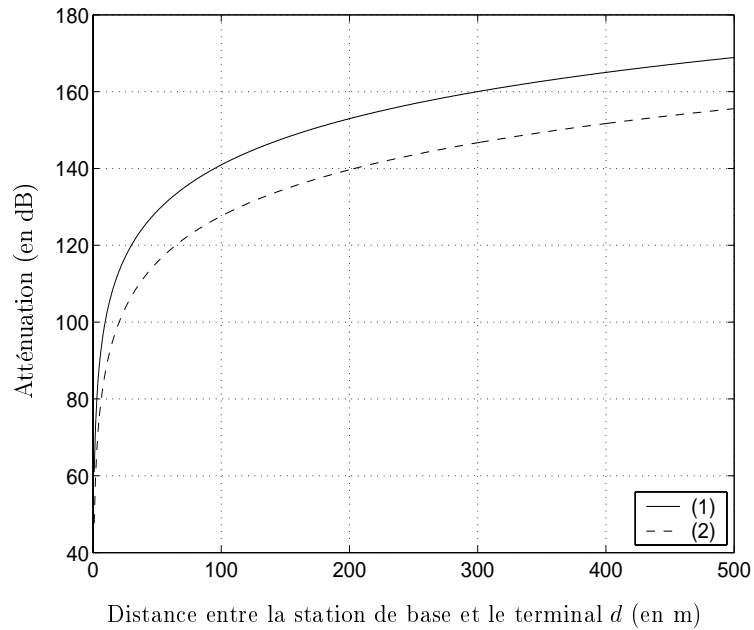


FIG. 5.20 – Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement urbain à forte densité avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 1.8$ GHz (2); $\Delta h_m = 13.5$ m, $x = 10$ m et $w = 15$ m

5.3.3.3 Modèle de propagation en environnement urbain, sub-urbain et rural

Ce dernier modèle correspond à une communication en environnement urbain, sub-urbain ou rural avec un terminal se déplaçant à grande vitesse. Ce modèle exclut les zones où les immeubles sont de hauteur égale et suppose que l'antenne de la station de base est plus haute que les toits des immeubles. Comme pour le modèle précédent, l'atténuation globale \mathcal{L}_{tot} de la transmission est exprimée en dB comme la somme de l'atténuation \mathcal{L} en espace libre, de l'atténuation \mathcal{L}_{rts} due à la diffraction de l'onde sur les toits des bâtiments, et de celle \mathcal{L}_{msd} due aux multiples diffractions occasionnées par les rangées d'immeubles :

$$\mathcal{L}_{tot} = \mathcal{L} + \mathcal{L}_{rts} + \mathcal{L}_{msd} \quad (5.47)$$

L'atténuation due à la diffraction de l'onde sur les toits des bâtiments est donnée par l'expression suivante :

$$\mathcal{L}_{rts} = -10. \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] \quad (5.48)$$

où :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{|\Delta h_m|}{x} \right) \quad (5.49)$$

$$r = \sqrt{\Delta h_m^2 + x^2} \quad (5.50)$$

avec Δh_m la différence entre la hauteur moyenne des bâtiments et la hauteur de l'antenne du terminal et x la distance horizontale entre les points de diffraction et le terminal. Enfin, l'atténuation due aux multiples diffractions occasionnées par les rangées d'immeubles est exprimée par :

$$\mathcal{L}_{msd} = -20. \log_{10} (Q_M) \quad (5.51)$$

où Q_M est un facteur dépendant d'une part, de la différence Δh_b entre la hauteur des antennes de la station de base et la hauteur moyenne des bâtiments et d'autre part, de la largeur moyenne w des rues. Son expression est égale à :

$$Q_M = 2.35 \left(\frac{\Delta h_b}{d} \sqrt{\frac{w}{\lambda}} \right)^{0.9} \quad (5.52)$$

L'expression de l'atténuation globale est alors donnée par :

$$\mathcal{L}_{tot} = 20. \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - 10. \log_{10} \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right] - 20. \log_{10} \left(2.35 \left(\frac{\Delta h_b}{d} \sqrt{\frac{w}{\lambda}} \right)^{0.9} \right) \quad (5.53)$$

La figure 5.21 représente l'atténuation globale obtenue dans le cas d'un environnement urbain, sub-urbain ou rural en fonction de la distance séparant le terminal et la station de base pour f_c égale à 5 GHz et 2 GHz.

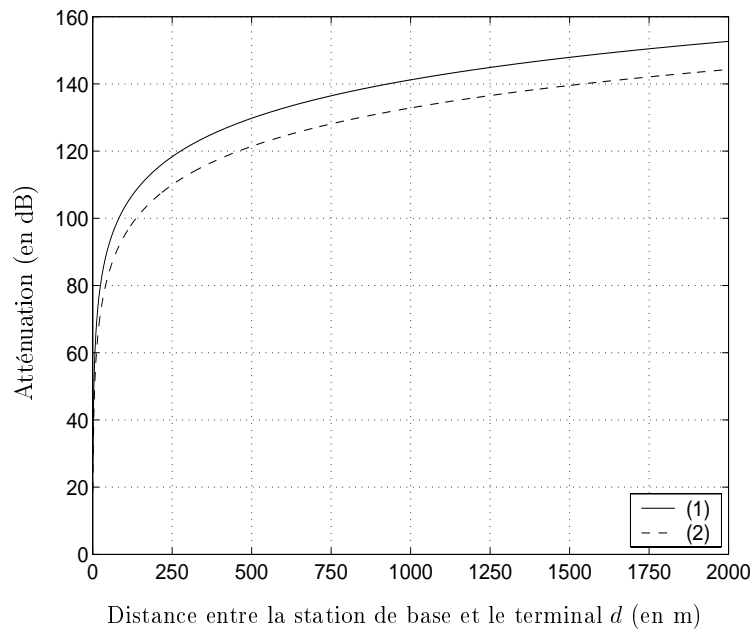


FIG. 5.21 – Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement urbain, sub-urbain ou rural avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 2$ GHz (2); $\Delta h_m = 10$ m, $x = 15$ m, $w = 80$ m et $\Delta h_b = 10$ m

5.3.4 Le dispositif RF

Comme nous l'avons vu précédemment, l'utilisation de la variante reposant sur un accès partagé en fréquence des voies montante et descendante nécessite l'ajout d'un dispositif RF au niveau du terminal et de la station de base pour isoler les signaux de la voie montante et descendante reçus et émis au même instant. Des circuits comme des circulateurs assurent cette fonction. Cependant, l'isolation obtenue entre les voies, de l'ordre de 20 dB, reste trop faible par rapport aux différentes atténuations constatées auparavant pour les trois types d'environnements. Un dispositif constitué de deux circulateurs ainsi que de coupleurs hybrides à 90° a alors été proposé. Son principe est illustré sur la figure 5.22. P_R et P_S sont respectivement les puissances des signaux reçus et émis. α est un coefficient représentatif de l'isolation entre les voies montante et descendante. Le récepteur « voit » donc le signal résultant de la combinaison du signal reçu de puissance P_R et d'une version atténuée du signal émis de puissance $(1 - \alpha)P_S$. Deux configurations ont été étudiées. La première utilise une seule antenne d'émission/réception alors que la seconde s'appuie sur l'utilisation de deux antennes d'émission/réception.

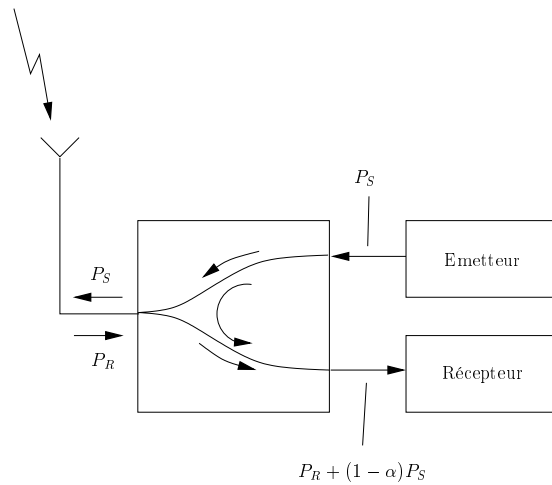


FIG. 5.22 – Principe du dispositif RF mis en œuvre

5.3.4.1 Configuration à une antenne d'émission/réception

Le principe du circuit étudié, schématisé sur la figure 5.23, est d'isoler le signal émis du signal reçu. Pour cela, les signaux venant de l'émission doivent être recombinaés en opposition de phase afin d'être supprimés. Sur la figure 5.23, la puissance du signal émis est notée E_1 et la puissance du signal reçu est notée S_{10} . Les puissances émises et reçues au niveau de l'antenne sont respectivement représentées par les notations S_7 et E_7 .

En reprenant les relations entre les entrées et les sorties du circulateur et des coupleurs hybrides à 90° (relations données en annexe D), la puissance S_7 du signal émis au niveau de l'antenne est égale à :

$$S_7 = \beta \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot E_1 \quad (5.54)$$

A travers cette équation, nous constatons que la puissance du signal émis par l'antenne est égale (aux pertes liées au circulateur près) à la puissance du signal émis à l'entrée du dispositif RF. La puissance S_{10} du signal à la sortie du dispositif RF et à l'entrée du module « réception » est donnée par :

$$S_{10} = e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot \beta \cdot E_7 + s_{31} \cdot \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cdot \beta^2 \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (5.55)$$

Cette équation démontre parfaitement que l'isolation globale du dispositif RF est conditionnée par le coefficient s_{31} représentant l'isolation des coupleurs hybrides à 90° (passage d'un signal de l'accès 3 vers 1 (ou 1 vers 3)).

La simulation d'un tel dispositif a été réalisée par N. Jolivet sous le logiciel ADS. Les paramètres de simulation ont été choisis par rapport à ceux proposés au sein du projet MATRICE. Nous avons fixé la fréquence centrale f_c des signaux émis et reçu égale à 5.5 GHz. La bande totale allouée, de 40 MHz, se décompose en deux bandes de 20 MHz respectivement dédiées aux voies montante et descendante. La figure 5.24 représente l'iso-

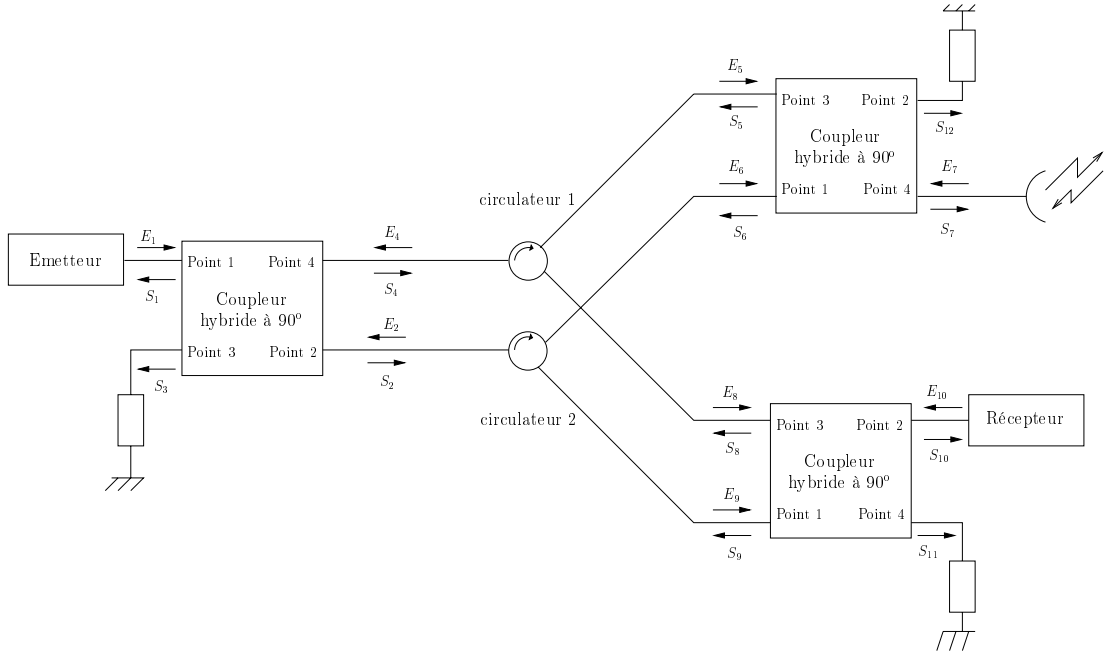


FIG. 5.23 – Schéma du dispositif RF à une antenne d'émission/réception

lation du circuit obtenue par simulation. Ce résultat n'est pas à la hauteur de ce que l'on espérait. En effet, l'isolation n'est que de 43 dB sur une bande de fréquences de 40 MHz.

5.3.4.2 Configuration à deux antennes d'émission/réception

Nous venons de constater que l'isolation du dispositif était limitée par l'isolation entre les accès des coupleurs hybrides à 90°. Ce paramètre fait partie de la nature même du coupleur hybride à 90° et ne peut être optimisé. Afin de résoudre ce problème, une seconde configuration, représentée sur la figure 5.25, a été envisagée. Un coupleur hybride à 90° a été supprimé par rapport à la première configuration et une seconde antenne a été rajoutée, antenne que l'on placera judicieusement afin de minimiser le couplage entre les deux antennes.

Comme auparavant, en reprenant les relations données en annexe D, les puissances S_7 et S_{10} du signal émis par les antennes et du signal à la sortie du dispositif RF et à l'entrée du module « réception » sont respectivement égales à :

$$S_7 = f(E_5, E_6) = f\left(\beta \cdot \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cdot (e^{-j\frac{\pi}{2}} + e^{j\pi})\right) \quad (5.56)$$

$$S_{10} = \frac{\beta}{\sqrt{2}} \cdot E_7 \cdot (e^{-j\frac{\pi}{2}} + e^{j\pi}) \quad (5.57)$$

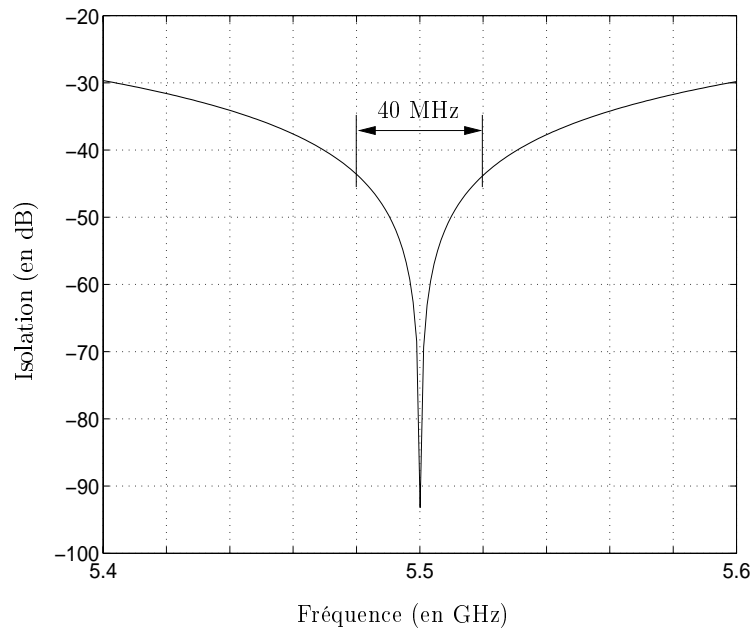


FIG. 5.24 – Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à une antenne d'émission/réception

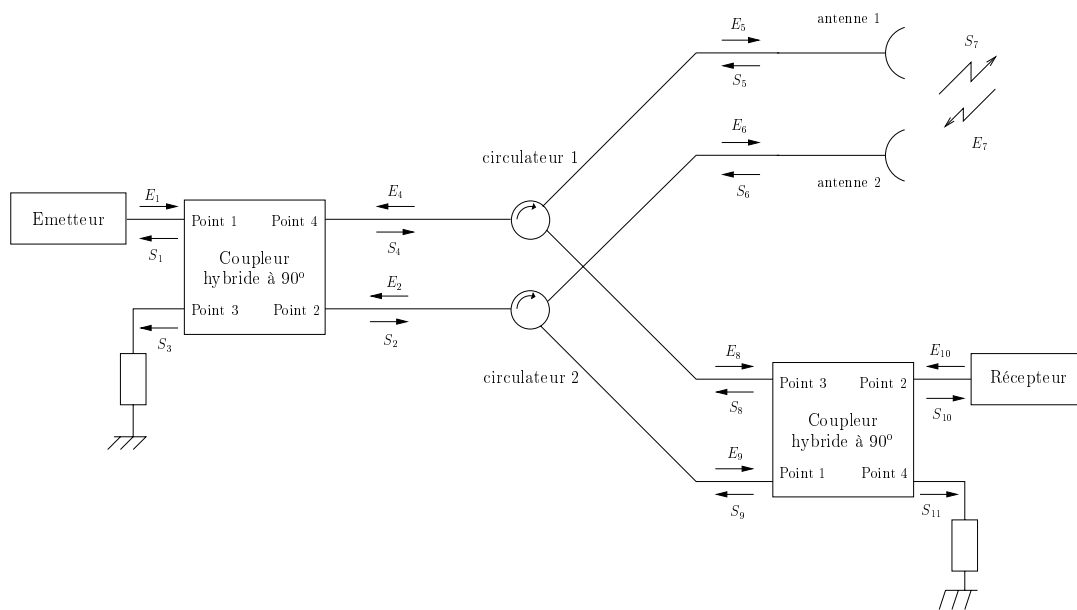


FIG. 5.25 – Schéma du dispositif RF à deux antennes d'émission/réception

Contrairement à la première configuration, nous constatons que la puissance S_{10} du signal à l'entrée du module « réception » est totalement indépendante de la puissance E_1 du signal émis.

Les simulations sous ADS de cette configuration montrent que les performances de ce montage en terme d'isolation sont considérablement améliorées. Ainsi, comme le montre la figure 5.26, l'isolation sur une bande de 40 MHz atteint 91 dB.

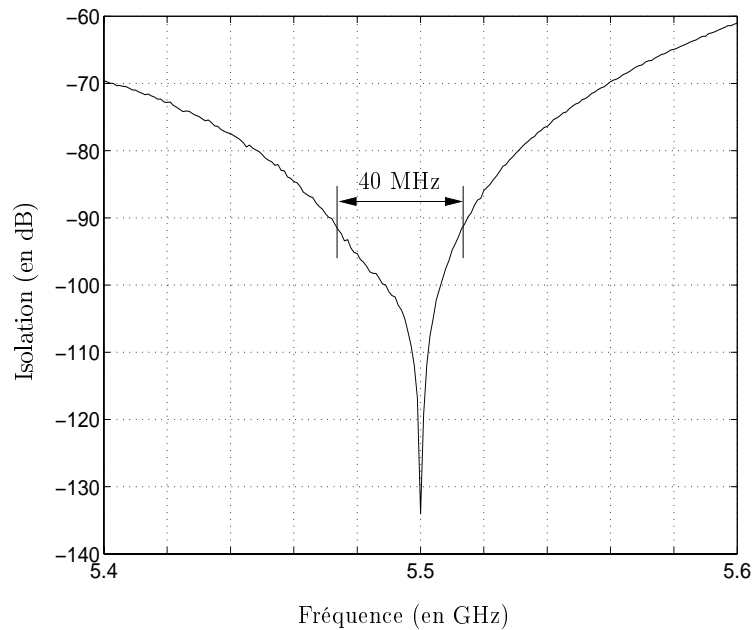


FIG. 5.26 – Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à deux antennes d'émission/réception avec une caractérisation strictement identique des deux circulateurs

Afin de valider les simulations précédemment obtenues, une maquette du dispositif RF a été réalisée. Cette maquette, représentée sur la figure 5.27, est constituée de deux circulateurs et de deux coupleurs à branches choisis pour leur facilité de réalisation. Afin d'éviter le croisement de deux lignes micro-ruban, les deux connecteurs reliés aux antennes sont implantés du côté du plan de masse du circuit.

Lors des mesures, les premiers résultats étaient bien moins bons que ceux obtenus par simulation. En effet, l'hypothèse de la stricte égalité de comportement des deux circulateurs n'est pas vérifiée en pratique. Après une caractérisation précise de chacun des circulateurs prenant en compte leur comportement spécifique, de nouvelles simulations sous le logiciel ADS ont été réalisées. Les nouvelles performances obtenues sont représentées sur la figure 5.28. En tenant compte précisément des différents paramètres des circulateurs, les performances montrent que l'isolation diminue sensiblement. En effet, sur une bande de 40 MHz, l'isolation atteint 50 dB.

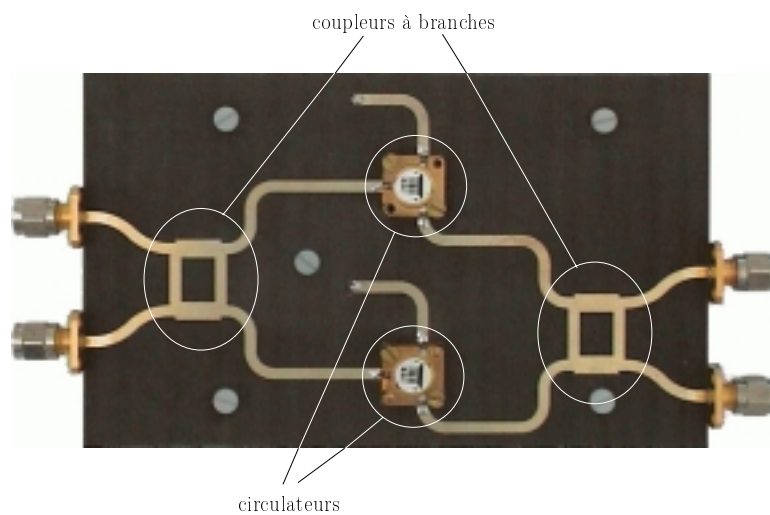


FIG. 5.27 – Maquette de mesure du dispositif RF

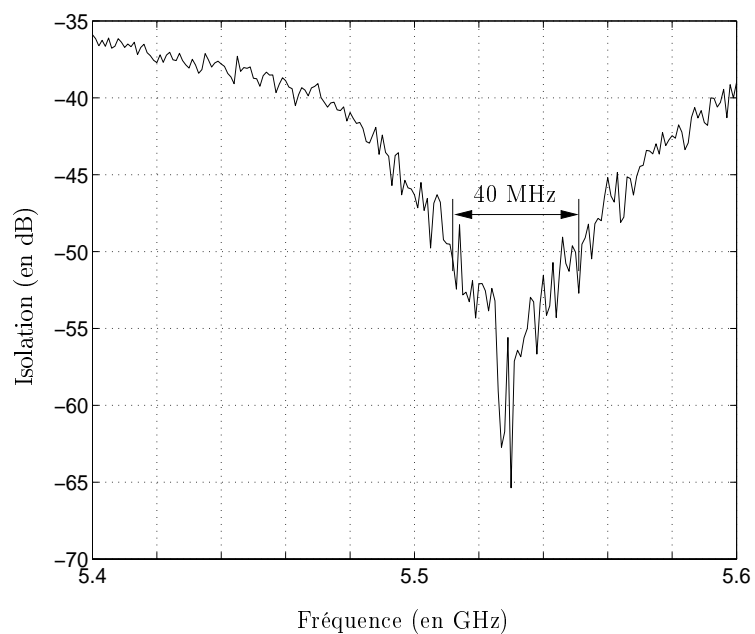


FIG. 5.28 – Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à deux antennes d'émission/réception avec une caractérisation précise et différente de chacun des deux circulateurs

La figure 5.29 représente l'isolation mesurée du dispositif à deux antennes d'émission/réception. Les résultats sont conformes à ceux obtenus par simulation puisque cette isolation atteint 55 dB sur une bande de 40 MHz.

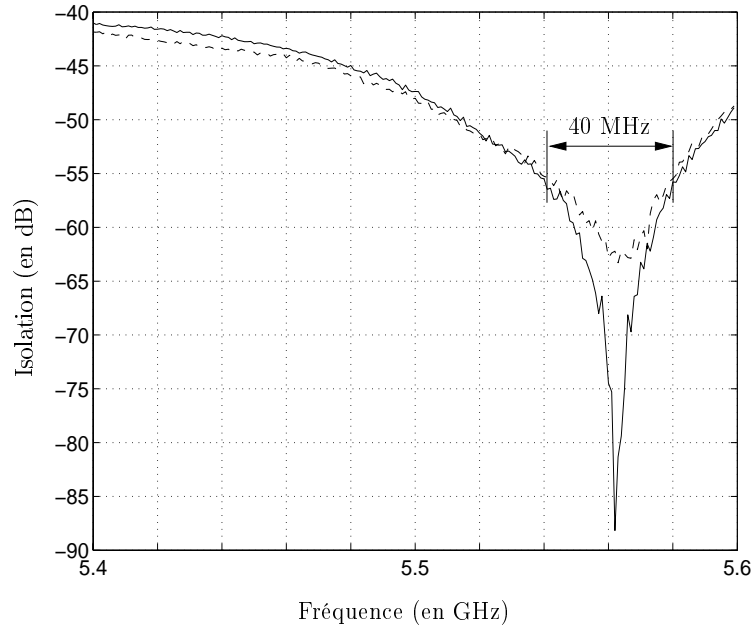


FIG. 5.29 – Isolation mesurée sur la maquette. Les courbes représentent deux mesures différentes.

En conclusion, nous pouvons dire que le principe du dispositif RF, qui constituait au début de cette étude un obstacle majeur à la réalisation de cette variante, a été validé. Une première maquette de ce dispositif a été réalisée dans la bande des 5.5 GHz au sein du laboratoire dans une technologie microstrip. Cette technologie ne nécessite pas de mettre en œuvre des moyens importants mais ne permet pas d'optimiser les performances en terme d'isolation. Les résultats de mesures obtenus sont cependant encourageants et permettent d'affirmer qu'une réalisation de ce dispositif RF à base de coupleurs de Lange dans la technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) permettrait d'améliorer de façon significative ces performances. En effet, la minimisation et la précision obtenues avec la technologie MMIC devrait permettre d'atteindre une isolation de l'ordre de 85 dB sur une bande de 40 MHz centrée sur 5.5 GHz. Néanmoins, à ces niveaux d'isolation, le couplage entre les deux antennes devra être optimisé.

5.3.5 Evaluation des performances de la technique proposée en mode FDD

Afin de valider la technique de prédistorsion reposant sur un accès partagé dans le domaine fréquentiel des voies montante et descendante, les performances d'un système

MC-CDMA sans codage de canal utilisant au sein de l'émetteur du terminal cette technique basée sur le critère de la MAI ont été évaluées.

Le tableau 5.4 résume les différents paramètres du système MC-CDMA ici considéré. La modulation utilisée est une MDP4 et les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard. Le modèle de canal sur lequel les performances de cette technique de prédistorsion ont été évaluées est le canal intra-bâtiment BRAN A. Le nombre total N_p de sous-porteuses est fixé à 128 (2×64), la bande totale occupée étant de $2 \times 20 = 40$ MHz. La taille des FFT directes et inverses appliquées dans les terminaux comme dans la station de base est donc de 128, chaque émetteur ou récepteur traitant l'ensemble de la bande. La longueur L_c des codes d'étalement ainsi que le nombre maximal $N_{u_{\max}}$ d'utilisateurs actifs sont égaux à 64. De plus, l'estimation de la réponse fréquentielle du canal pour chacune des sous-porteuses est supposée parfaite. Le critère de prédistorsion employé est le critère de la MAI.

Paramètres	Valeurs
Modèle de canal	BRAN A
Largeur des canaux	2×20 MHz
Fréquence centrale du signal: f_c	5.2 GHz
Codes d'étalement	Walsh-Hadamard
Longueur des codes: L_c	64
Nombre total de sous-porteuses: N_p	$2 \times 64 = 128$
Durée de la partie utile du symbole du signal: T_S	$6.4 \mu\text{s}$
Durée de l'intervalle de garde: T_g	500 ns
Estimation de canal	Parfaite
Vitesse du terminal: v	1 m/s
Temps de cohérence: t_c	10.33 ms
Fréquence Doppler maximale: $f_{d_{\max}}$	17.33 Hz

TAB. 5.4 – Valeurs des paramètres utilisés pour évaluer les performances de la technique de prédistorsion reposant sur un accès partagé en fréquence des voies montante et descendante

Les courbes présentées par la suite représentent les performances en fonction du rapport E_b/N_0 mesuré en réception. La perte due à l'insertion de l'intervalle de garde est ici de 0.3 dB. Toutefois, si on souhaite prendre en compte la modification de la puissance d'émission due à la mise en œuvre de la prédistorsion basée sur le critère de la MAI, les courbes présentées devront être décalées comme précédemment d'un rapport égal à 11.11 dB pour ainsi obtenir les performances en fonction du rapport $E_{b_{tr}}/N_0$ équivalent transmis.

Pour ce type d'environnement indoor, nous avons vu dans la partie 5.3.3.1 figure 5.19, que l'atténuation obtenue est par exemple égale à 115 dB pour une distance de 35 m et une fréquence f_c de 5 GHz. En faisant l'hypothèse que l'isolation minimale α_{dB} obtenue avec le dispositif RF, sur une bande de 40 MHz centrée sur 5.2 GHz peut varier entre 55 dB et 85 dB, on en déduit que dans ce cas précis le rapport R_P entre d'une part la puissance du signal émis en voie descendante et vu par le récepteur de la station de base

$(1 - \alpha)P_S$ et d'autre part la puissance du signal émis en voie montante et reçu par ce même récepteur P_R varie respectivement de 60 à 30 dB. C'est pourquoi pour les résultats de simulation qui suivent, nous avons considéré une différence de puissance R_P égale à 30 dB, voire 0 et 60 dB. La figure 5.30 représente les performances d'un système MC-CDMA utilisant la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI en fonction de la différence de puissance entre les signaux émis et reçus. Les résultats obtenus montrent que les performances se dégradent avec l'augmentation de la différence de puissance R_P entre les signaux émis et reçu. Par ailleurs, les courbes obtenues pour R_P égal à 0 dB et 30 dB sont relativement proches, voire presque confondues. En revanche, lorsque R_P est égal à 60 dB, une dégradation des performances d'environ 0.4 dB pour un TEB égal à 1.10^{-3} est observée.

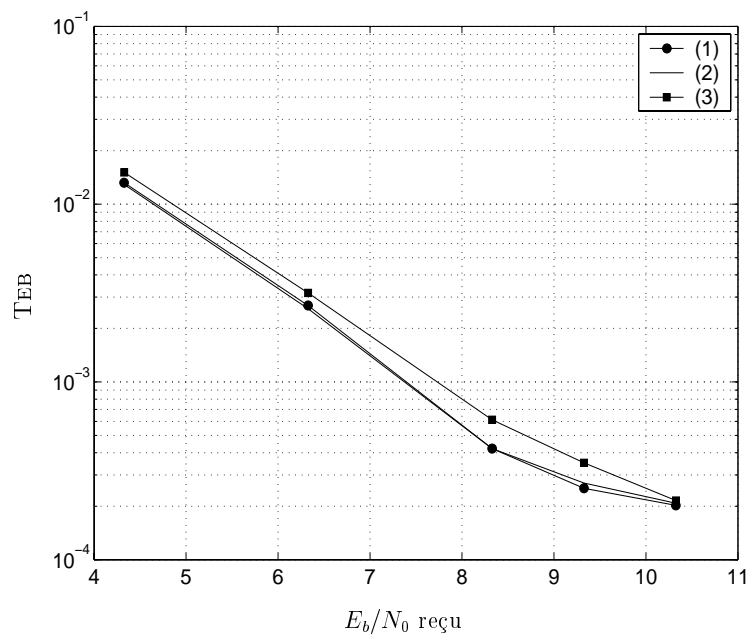


FIG. 5.30 – Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A à pleine charge avec $N_p^U = N_p^D = 8$. La différence de puissance R_P entre les signaux reçus et émis est égale à 0 dB (1), 30 dB (2) et 60 dB (3).

La figure 5.31 représente les performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI en fonction de la charge du système. Pour N_u égal à 1, l'interférence d'accès multiple étant inexistante, les performances du système sont optimales quel que soit le rapport E_b/N_0 reçu. En effet, ces dernières sont sensiblement égales à celles obtenues avec une MDP4 sur un canal à bruit blanc additif gaussien. En revanche, dès que le nombre d'utilisateurs augmente, les performances du système se dégradent. Ces dégradations sont dues à la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses dédiées aux voies montante et descendante. La figure 5.32 illustre cette perte d'orthogonalité. En voie montante, le mouvement du terminal provoque un décalage Doppler du spectre. Ainsi les fréquences f_k des sous-porteuses dédiées à la voie

montante, initialement égales à $f_0 + k/T_S$, sont reçues par l'antenne de la station de base aux fréquences f_k égales à $f_0 + k/T_S + f_d$. Quant au signal S2 généré en sortie de l'émetteur de la station de base avec une puissance P_S , les fréquences f_k des sous-porteuses dédiées à la voie descendante sont égales à $f_0 + k/T_S$. Le signal S3 « vu » par le récepteur, correspondant à la combinaison du signal S1 reçu par l'antenne de la station de base avec une puissance P_R et du signal S2 atténué de puissance $(1 - \alpha)P_S$, est constitué de sous-porteuses de fréquences f_k respectivement égales à $f_0 + k/T_S + f_d$ pour la voie montante et $f_0 + k/T_S$ pour la voie descendante. De ce fait, de l'interférence entre sous-porteuses apparaît et conduit à une dégradation des performances.

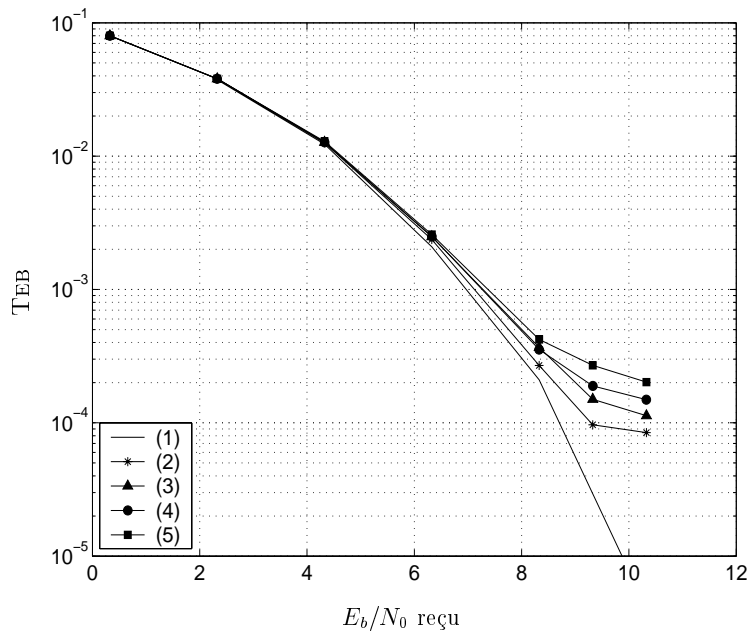


FIG. 5.31 – Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A avec $N_p^U = N_p^D = 8$ et une différence de puissance entre les signaux reçus et émis égale à 30 dB. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ (2), $N_u = 32$ (3), $N_u = 48$ (4) et $N_u = 64$ (5).

Un autre point intéressant méritant d'être étudié est l'allocation de la ressource spectrale entre les voies montante et descendante. Comme nous l'avons précisé auparavant, il est bien évidemment possible de faire varier les nombres de sous-porteuses affectées respectivement aux voies montante et descendante afin, par exemple, de s'adapter à des trafics asymétriques ou de faire varier la taille des blocs. La figure 5.33 représente les performances d'un système MC-CDMA utilisant la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI en fonction de la taille des blocs de N_p^U et N_p^D sous-porteuses, le nombre total de sous-porteuses affectées respectivement aux voies montante et descendante restant identique. Comme on pouvait s'y attendre, pour ce type de canal peu sélectif en fréquence, les taux d'erreurs obtenus sont moins bons lorsque la taille N_p^D et N_p^U des blocs diminue. En effet, les puissances des signaux montant et descendant vu par le récepteur situé dans

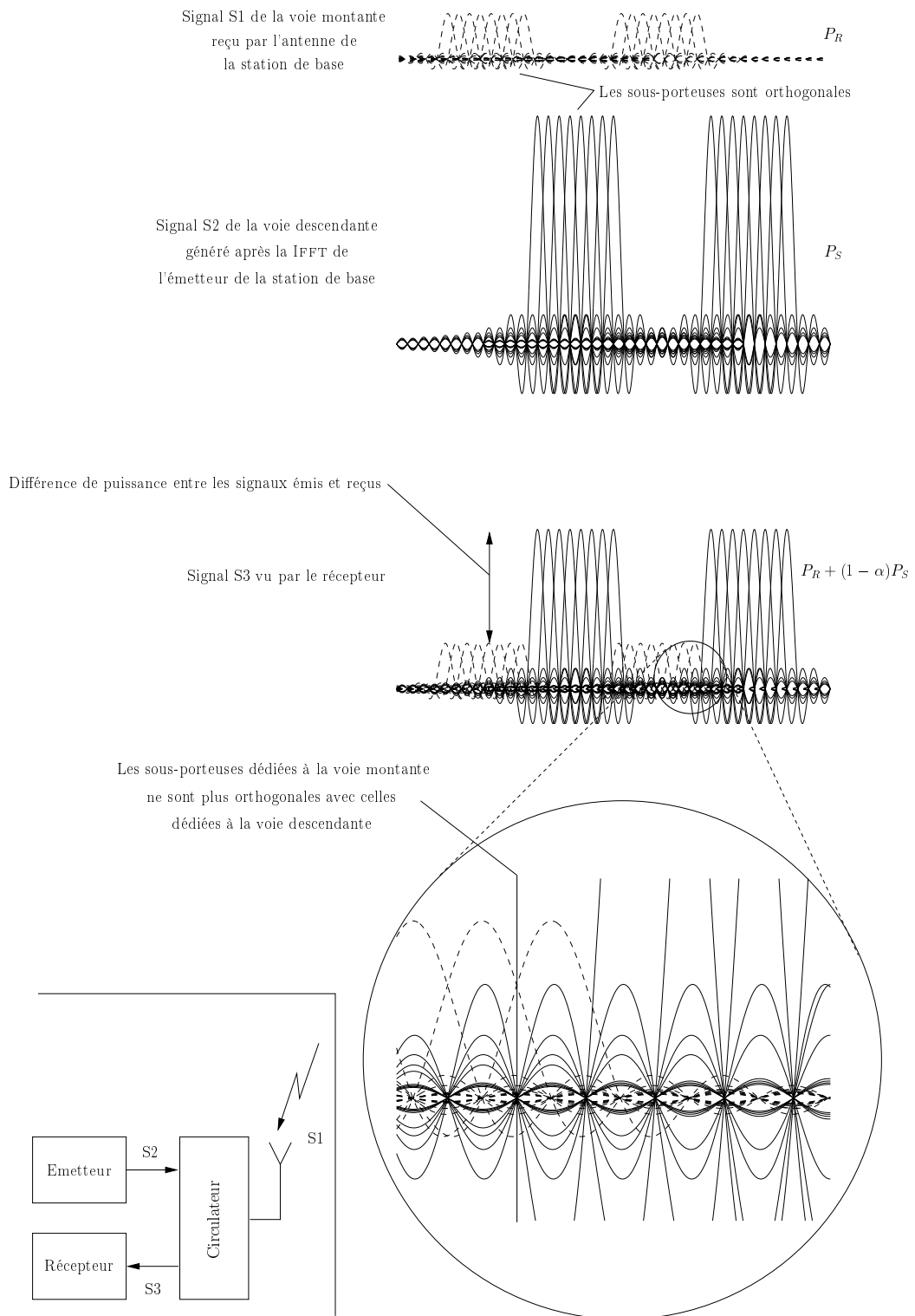


FIG. 5.32 – Représentation des spectres des signaux émis et reçus par la station de base

la station de base étant différentes, l'interférence entre sous-porteuses augmente avec le nombre de sous-porteuses des voies montante et descendante adjacentes.

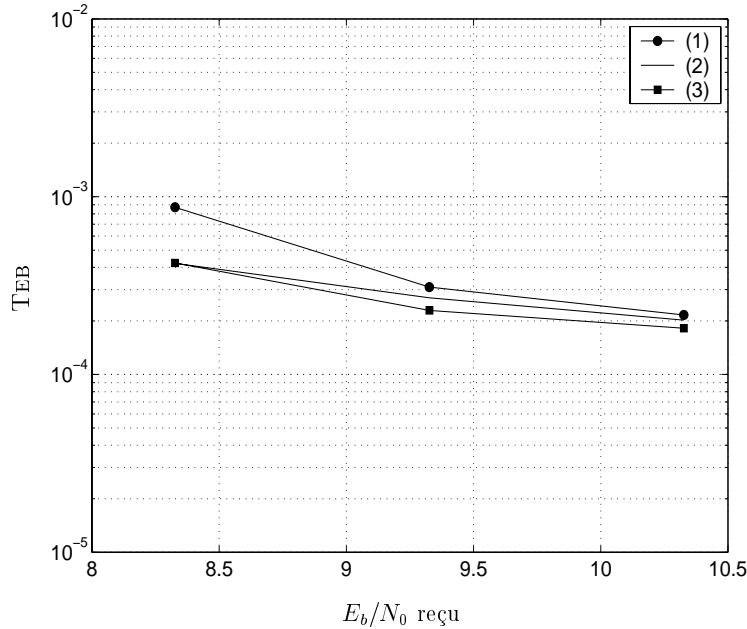


FIG. 5.33 – Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A à pleine charge avec une différence de puissance entre les signaux reçus et émis égale à 30 dB. $N_p^D = N_p^U = 4$ (1), $N_p^D = N_p^U = 8$ (2) et $N_p^D = N_p^U = 16$ (3).

Il est évident que les résultats obtenus précédemment restent théoriques car ils ne prennent pas en compte la quantification des signaux ainsi que les problèmes d'amplification des signaux qui inévitablement induisent des termes d'intermodulations entre les deux signaux montant et descendant. Par exemple, une différence de puissance R_P de 30 dB entre le signal reçu et le signal émis vu par le récepteur de la station de base induit une perte de dynamique de 5 bits, à raison de 6 dB par bit. En d'autres termes, si 8 bits sont nécessaires avec un système MC-CDMA utilisant une modulation MDP4 pour représenter le signal reçu par la station de base avec un système « classique », il faudra ici effectuer une conversion analogique/numérique sur 13 bits pour que le signal reçu bénéficie de la même dynamique et du même rapport signal à bruit de quantification.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté le problème posé par l'estimation de canal d'un système MC-CDMA en voie montante. Ainsi, nous avons vu que l'insertion de $N_u N_{ref}$ sous-porteuses pilotes diminuait fortement l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance de la voie montante du système. Une solution visant à réduire cette perte

d'efficacité spectrale et d'efficacité en puissance a alors été proposée sous la forme de deux variantes.

La première approche repose sur un accès au canal partagé dans le temps entre la voie montante et la voie descendante. Après avoir rappelé la définition de la propriété de réciprocité d'un canal de propagation et après avoir présenté le principe de cette variante, les différents critères pouvant être mis en œuvre au sein de cette dernière ont été explicités. Les différents résultats de simulation obtenus en fonction de la durée des trames et du nombre d'utilisateurs sur le canal BRAN A ont alors permis de démontrer que l'efficacité de cette variante dépend principalement d'une part des caractéristiques temporelle et fréquentielle du canal de propagation et d'autre part de la charge du système. Par ailleurs, il serait intéressant de chercher à optimiser cette variante afin d'améliorer les performances des systèmes MC-CDMA en voie montante.

La seconde approche repose sur un accès au canal partagé dans le domaine fréquentiel entre la voie montante et la voie descendante. Après en avoir explicité son principe, nous avons remarqué que la différence des puissances des signaux émis et reçus (supérieure à 110 dB), évaluée par l'étude de modèle de propagation, constituait un obstacle majeur à sa réalisation. Afin de résoudre en partie ce problème, un dispositif RF constitué de deux circulateurs et de deux coupleurs à branches, permettant d'isoler le signal reçu du signal émis a alors été proposé et étudié. Les différents résultats de simulations et de mesures ont permis de montrer qu'il était tout à fait possible d'atteindre dès aujourd'hui, avec une technologie microstrip, une isolation minimale de 55 dB sur une bande de 40 MHz entre les signaux émis et reçus. En outre, ces résultats encourageants permettent d'avancer qu'une réalisation en technologie MMIC à base de coupleurs de Lange permettrait d'obtenir une isolation de l'ordre de 85 dB sur la même bande de 40 MHz. Par ailleurs, en considérant des applications indoor caractérisées par des bilans de liaisons limités et de faibles effets Doppler, sans tenir compte de la quantification et des problèmes d'amplification, il a été démontré que les performances d'un système MC-CDMA sur le canal BRAN A ne se dégradent pas tant que la différence de puissance entre les signaux émis et reçus restait inférieure à 30 dB.

Les différents résultats présentés dans ce chapitre concernant l'optimisation d'un système MC-CDMA en voie montante ont fait l'objet de deux communications dans des conférences internationales [161,162].

Conclusion générale et perspectives

L'industrie des systèmes de communications sans fils a connu un essor prodigieux au cours de ces dernières années. Une autre branche de l'industrie des télécommunications a connu une croissance semblable : l'internet. Le web propose actuellement un éventail de services toujours plus large. Pour les professionnels des télécommunications, le prochain objectif est l'internet mobile qui résultera de la convergence de ces deux branches industrielles. Pour cela, le déploiement de nouveaux systèmes de communications (réseaux locaux, systèmes radiomobiles, *etc.*) nécessitant de transmettre des débits de plus en plus élevés dans des bandes de fréquences de plus en plus réduites est primordial. La capacité et l'efficacité spectrale sont donc deux grandeurs qu'il faut chercher à optimiser. Ce travail de thèse, développé dans ce contexte, a porté sur l'étude et l'optimisation des techniques de transmission à forte efficacité spectrale combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. Comme nous avons pu le voir au cours du chapitre 1, l'OFDM a été retenu pour sa capacité à obtenir de fortes efficacités spectrales sur canaux à trajets multiples et l'étalement de spectre pour sa capacité d'accès multiple flexible et performante.

Après avoir rappelé les principales fonctionnalités d'une chaîne de communication numérique au début du chapitre 1, nous avons vu que le canal de propagation est le principal élément d'une chaîne de communication introduisant des perturbations affectant le signal émis. Ainsi, toute la difficulté des concepteurs de chaînes de communications réside dans l'« adaptation » du signal émis selon les caractéristiques du canal de manière à assurer une qualité de transmission satisfaisante. La connaissance du comportement du canal est donc une étape essentielle dans la conception d'une chaîne de communication. Pour cette raison, au cours du chapitre 2, nous avons caractérisé le canal de propagation afin d'en obtenir une modélisation mathématique basée sur la théorie proposée par Bello. Un certain nombre de paramètres représentatifs du comportement du canal tels que la bande de cohérence ou la dispersion des retards ont alors été définis.

La combinaison de l'OFDM et de l'étalement de spectre a conduit au développement de quatre modulations, à savoir les modulations MC-DS-CDMA, MT-CDMA, MC-CDMA et SS-MC-MA. Les systèmes d'émission/réception de ces quatre modulations ont été exposés au cours du troisième chapitre afin de mieux comprendre les spécificités de chacune d'elles. Une synthèse bibliographique a permis de constater que la modulation MC-CDMA offrait un excellent rapport performance/complexité tout en atteignant de bonnes efficacités spectrales. Pour cette raison, la suite de ce mémoire de thèse a largement été consacrée à

l'étude et à l'optimisation des systèmes MC-CDMA en voie montante et descendante. Les différentes techniques de détection mono-utilisateurs et multi-utilisateurs mises en œuvre au sein des récepteurs MC-CDMA ont été présentées et leurs performances évaluées. Les résultats obtenus, tant sur les canaux BRAN A et E que sur le canal de Rayleigh, montrent que les détecteurs basés sur le critère de l'erreur quadratique moyenne offrent les meilleures performances. Par ailleurs, ces résultats ont été comparés à ceux présentés dans [60] et nous ont permis de valider les modèles des canaux BRAN A et E développés au sein du laboratoire.

Dans la suite de la thèse, nous avons alors optimisé les systèmes mettant en œuvre la modulation MC-CDMA. Cette optimisation repose d'une part sur la sélection des séquences d'étalement en fonction du contexte de la transmission et d'autre part, sur l'augmentation de l'efficacité spectrale du système en voie montante.

Le chapitre 4 traite de la comparaison des codes d'étalement utilisés au sein de la modulation MC-CDMA suivant le contexte de la transmission, *i.e.* en voie montante ou descendante et selon la charge du système. Cette comparaison s'appuie sur différents critères tels que les fonctions de corrélations, le facteur de crête du signal généré ou encore l'interférence d'accès multiple.

Après avoir présenté les problèmes posés par l'amplification non-linéaire de signaux OFDM et effectué un état de l'art des techniques élaborées pour minimiser les dégradations occasionnées par cette amplification, les notions de facteur de crête d'un signal MC-CDMA et de facteur de crête global d'un signal MC-CDMA ont été introduites. Expriment toutes les deux le rapport entre la puissance crête d'un signal et la puissance moyenne de ce même signal, ces deux quantités ont été introduites de manière distincte afin de différencier le facteur de crête mono-utilisateur de la voie montante du facteur de crête multi-utilisateur de la voie descendante. Une étude portant sur l'influence de différentes familles de codes d'étalement sur les facteurs de crête d'un signal MC-CDMA a ensuite été effectuée. Nous avons constaté que l'utilisation des codes orthogonaux de Golay pour une transmission en voie montante permettait de réduire sensiblement le facteur de crête du signal MC-CDMA transmis par rapport aux codes de Walsh-Hadamard tout en obtenant des performances par ailleurs strictement identiques. Ce résultat montre qu'il est plus judicieux d'utiliser les codes de Golay en voie montante et non pas les codes de Walsh-Hadamard qui sont pourtant généralement préconisés dans la littérature. Pour ce qui est des applications en voie descendante utilisant les codes non-orthogonaux, l'emploi des codes de Zadoff-Chu est un choix judicieux puisque ces derniers engendrent un facteur de crête constant et totalement indépendant de leurs longueurs. En voie descendante, avec une sélection optimale des séquences d'étalement, il apparaît que les codes de Walsh-Hadamard sont de bons candidats pour ce type de transmission puisque leurs utilisations engendrent un facteur de crête global du signal MC-CDMA transmis qui diminue lorsque la charge du système augmente.

Dans le but de minimiser l'interférence d'accès multiple, en voie descendante, un critère de sélection des codes d'étalement a été présenté et trois critères complémentaires à ce dernier ont été proposés. Les résultats ont montré que l'utilisation du critère initial suffit pour réduire l'interférence d'accès multiple et que l'emploi des trois critères complémen-

taires proposés n'apporte pas de gain véritablement significatif en terme de performances. Par ailleurs, il a également été démontré que, vis-à-vis de la réduction de la MAI, les performances obtenues avec les codes de Walsh-Hadamard sont strictement identiques à celles obtenues avec les codes de Golay. Par conséquent, les codes de Walsh-Hadamard sont les meilleurs candidats pour minimiser séquentiellement la MAI et le facteur de crête global du signal émis d'un système mettant en œuvre la modulation MC-CDMA en voie descendante.

Cette optimisation, reposant sur la sélection des séquences d'étalement en fonction du contexte de la transmission et développée à l'origine dans un contexte mono-cellulaire, apporte quelques éléments de réflexion sur l'utilisation d'un système MC-CDMA dans un environnement multi-cellulaire utilisant les codes d'embrouillage pour différencier les signaux des cellules voisines.

Le cinquième chapitre propose de mettre l'accent sur l'optimisation d'un système MC-CDMA en voie montante en maximisant son efficacité spectrale. En effet, la mise en œuvre de la démodulation cohérente nécessite « classiquement » d'insérer un nombre de sous-porteuses pilotes directement proportionnel au nombre d'utilisateurs, ce qui a pour conséquence de diminuer fortement l'efficacité spectrale de la liaison montante. Ainsi, afin de minimiser ces pertes en efficacité spectrale, une solution utilisant le principe de réciprocité du canal a été proposée sous la forme de deux variantes, l'une reposant sur un accès partagé dans le domaine temporel des voies montante et descendante et l'autre reposant sur un accès partagé dans le domaine fréquentiel des voies montante et descendante. Le principe général de la solution proposée consistant à prédistorer les signaux émis par les terminaux a alors été exposé et différents critères de prédistorsion ont ensuite été explicités. En ce qui concerne la variante reposant sur un accès partagé dans le domaine temporel, les différents résultats de simulations obtenus sur le canal BRAN A en fonction de la durée des trames et du nombre d'utilisateurs ont mis en évidence que les dégradations des performances restaient relativement faibles tant que la durée des trames était inférieure à 10 % du temps de cohérence du canal. Lorsque l'accès entre les voies montante et descendante est partagé dans le domaine fréquentiel, nous avons remarqué que la différence des puissances des signaux émis et reçus, évaluée par l'étude de modèles de propagation, constituait un paramètre déterminant conditionnant la réalisation des systèmes de communications MC-CDMA reposant sur un accès partagé en fréquence des voies montante et descendante. C'est pourquoi, cette variante n'est proposée que pour des applications indoor caractérisées par des bilans de liaisons limités et de faibles effets Doppler. Un dispositif RF, basé sur la combinaison de circulateurs et de coupleurs à branches, a alors été étudié et une maquette de ce dispositif a été réalisée. Les différents résultats obtenus, que ce soient des résultats de mesure ou de simulation, ont permis de montrer qu'il était tout à fait possible d'obtenir dès aujourd'hui, sans optimisation du dispositif RF, une isolation de 55 dB sur une bande de 40 MHz entre les signaux émis et reçus. Par ailleurs, la simulation d'un système MC-CDMA mettant en œuvre cette technique de prédistorsion reposant sur un accès fréquentiel des voies montante et descendante a permis d'évaluer l'influence de chacun des paramètres du système, à savoir le nombre d'utilisateurs, le nombre de sous-porteuses par blocs allouées aux voies montante et descendante ou encore la différence de puissance entre les signaux émis et reçu.

Perspectives

À l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les perspectives d'études à court et moyen termes sont nombreuses.

A court terme, les premiers éléments de réflexion concernant la mise en œuvre d'un système MC-CDMA dans un environnement multi-cellulaire devront être approfondis afin de tenir compte de l'opération d'embrouillage servant à différencier les signaux des cellules distinctes.

En ce qui concerne l'optimisation de la voie montante des systèmes MC-CDMA, lorsque le critère utilisé est celui de la MAI, la mise en œuvre d'un dispositif de seuillage limitant la puissance du signal émis sera considéré. Par ailleurs, d'autres critères de prédistorsion doivent également être considérés comme celui minimisant le rapport signal à interférences plus bruit proposé dans [157], qui a pour avantage de limiter la puissance du signal émis. Les performances en terme de TEB devront alors être évaluées et confrontées aux performances d'un système MC-CDMA intégrant l'opération d'estimation de canal. En outre, l'étude de la variante reposant sur un accès partagé dans le domaine temporel des voies montante et descendante devra être complétée. En effet, la validité de cette solution sera vérifiée en évaluant ses performances sur différents types de canaux (sub-urbains, ruraux, montagneux, ...). Les résultats obtenus nous permettront alors de conclure sur la durée des trames mises en œuvre et de valider l'hypothèse émise en fin du chapitre 5, à savoir si la durée des trames doit être choisie inférieure à 10% du temps de cohérence du canal afin d'assurer une qualité de transmission satisfaisante. Pour ce qui est de la variante reposant sur un accès partagé dans le domaine fréquentiel des voies montante et descendante, la réalisation du dispositif RF constitue un obstacle majeur à sa mise en œuvre. Effectivement, la technologie utilisée et la précision de réalisations ne permettent pas d'obtenir l'isolation souhaitée. Par la suite, il sera alors nécessaire de réaliser et d'optimiser le dispositif RF à base de coupleurs de Lange dans d'autres technologies, comme la technologie MMIC dont les principaux avantages sont la miniaturisation, la précision et la reproductibilité. Par ailleurs, un point qui mérite également d'être étudié est l'évaluation des performances de cette variante en tenant compte de la quantification des signaux et des problèmes d'amplification induisant des termes d'intermodulation entre les signaux montant et descendant. Comme pour la première variante, là aussi, il sera nécessaire de fixer les limites d'utilisation de cette variante en évaluant ses performances sur différents types de canaux indoor.

A moyen terme, la complexité des différents algorithmes devra être évaluée précisément en vue de leur intégration dans des architectures de simulation en temps réel. En outre, afin d'accroître l'efficacité spectrale nécessaire à l'explosion des applications multimédia, les systèmes MC-CDMA devront être associés aux systèmes à antennes multiples afin d'exploiter à la fois les dimensions fréquentielle et spatiale.

Annexe A

Relation entre puissance instantanée d'un signal à porteuses multiples et fonction de corrélation aperiodique

Dans un bon nombre d'articles publiés dans la littérature [144, 163, 164], la puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM est exprimée en fonction de la fonction d'autocorrélation aperiodique d'une séquence composée de N_p éléments x_k où les x_k sont des éléments complexes prenant leur valeur dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. Cette annexe détaille les calculs permettant de retrouver cette relation, relation qui sera ensuite réutilisée au cours de l'annexe B.

La puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM échantillonné est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} |X(nT_S/N_p)|^2 &= \left| (-1)^n \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p} \right|^2 \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{k'=0}^{N_p-1} x_k x_{k'}^* e^{2i\pi n(k-k')/N_p} \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{k'=0}^{N_p-1} X_{k,k'} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

avec

$$X_{k,k'} = x_k x_{k'}^* e^{2i\pi n(k-k')/N_p} \quad (\text{A.2})$$

La fonction d'autocorrélation d'une séquence SC_i de longueur L_c est définie pour $m = 0, 1, \dots, L_c - 1$ par (cf. équation (1.5)) :

$$\Gamma_{SC_i}(m) = \sum_{u=0}^{L_c-1-m} c_{i,u} c_{j,u+m}^* \quad (\text{A.3})$$

Ainsi pour toutes séquences S de longueur N_p composées de x_k , on a :

$$\Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} = \sum_{k=0}^{N_p-1-m} x_k x_{k+m}^* e^{-2i\pi nm/N_p} \quad (\text{A.4})$$

Ce qui peut encore s'écrire d'après l'équation (A.2) :

$$\Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} = \sum_{k=0}^{N_p-1-m} X_{k,k+m} \quad (\text{A.5})$$

Le complexe conjugué de l'équation précédente est alors égal à :

$$\left(\sum_{k=0}^{N_p-1-m} X_{k,k+m} \right)^* = \left(\Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right)^* \quad (\text{A.6})$$

Soit,

$$\sum_{k=0}^{N_p-1-m} X_{k,k+m}^* = \sum_{k=0}^{N_p-1-m} x_k^* x_{k+m} e^{2i\pi nm/N_p} = \Gamma_S^*(m) e^{2i\pi nm/N_p} \quad (\text{A.7})$$

D'après l'équation (A.2), on a :

$$X_{k,k+m}^* = X_{k+m,k} \quad (\text{A.8})$$

D'où,

$$\sum_{k=0}^{N_p-1-m} X_{k+m,k} = \Gamma_S^*(m) e^{2i\pi nm/N_p} \quad (\text{A.9})$$

A partir des équations (A.5) et (A.9), la puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM (cf. équation (A.1)) se réduit à :

$$\begin{aligned} |X(nT_S/N_p)|^2 &= \frac{1}{N_p} \left\{ \sum_{k=k'=0}^{N_p-1} X_{k,k'} + \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^{N_p-1} X_{k,k'} \right\} \\ &= \frac{1}{N_p} \left\{ \Gamma_S(0) + \sum_{m=1}^{N_p-1} \left(\Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} + \Gamma_S^*(m) e^{2i\pi nm/N_p} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{N_p} \left\{ \Gamma_S(0) + \sum_{m=1}^{N_p-1} 2\Re \left\{ \Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \right\} \end{aligned}$$

$$|X(nT_S/N_p)|^2 = \frac{1}{N_p} \Gamma_S(0) + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \quad (\text{A.10})$$

avec

$$\Gamma_S(0) = \sum_{k=0}^{N_p-1} |x_k|^2 \quad (\text{A.11})$$

Dans le cas d'une modulation de phase, le module des x_k est égal à 1 $\forall k$. La puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM est alors égale à :

$$|X(nT_S/N_p)|^2 = 1 + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \quad (\text{A.12})$$

Annexe B

Calcul du nombre de fois où le PAPR d'un signal OFDM est égal à son maximum

Au cours du quatrième chapitre, nous avons vu que, dans le cas d'une modulation de phase à M états, le maximum du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM composé de N_p sous-porteuses était égal à $\sqrt{N_p}$ pour M^2 combinaisons de x_k . Dans cette annexe, nous développons les calculs et le raisonnement nous permettant d'aboutir à ce résultat.

Dans le cas d'une modulation de phase à M états et d'un signal OFDM composé de N_p sous-porteuses, les symboles complexes issus du CBS peuvent s'écrire :

$$x_k = e^{i\left(2\pi\frac{p_k}{M} + \Delta\phi\right)} \text{ avec } k \in [0, N_p - 1] \quad (\text{B.1})$$

où $p_k \in \mathbb{Z}_M$ et $\Delta\phi$ est une phase initiale quelconque que nous supposons identique pour toutes les sous-porteuses.

De l'équation (A.10), la puissance instantanée de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM pour une séquence \mathcal{S} donnée est égale à :

$$|X(nT_S/N_p)|^2 = \frac{1}{N_p}\Gamma_{\mathcal{S}}(0) + \frac{2}{N_p}\Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \Gamma_{\mathcal{S}}(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \quad (\text{B.2})$$

Soit, dans le cas d'une modulation de phase :

$$\begin{aligned}
 |X(nT_S/N_p)|^2 &= 1 + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \Gamma_S(m) e^{-2i\pi nm/N_p} \right\} \\
 &= 1 + \frac{2}{N_p} \Re \left\{ \sum_{m=1}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1-m} e^{-2i\pi \left(\frac{p_k - p_{k+m}}{M} - \frac{nm}{N_p} \right)} \right\} \\
 &= 1 + \frac{2}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1-m} \cos \left(2\pi \left(\frac{p_k - p_{k+m}}{M} - \frac{nm}{N_p} \right) \right) \quad (\text{B.3})
 \end{aligned}$$

Etant donné que $\mathcal{E} \left[|X(nT_S/N_p)|^2 \right] = 1$ (cf. §(4.1.2)), le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM sera égal à son maximum $\sqrt{N_p}$ lorsque tous les cosinus seront égaux à 1. Soit :

$$\sqrt{1 + \frac{2}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p-1} (N_p - m)} = \sqrt{1 + \frac{2}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p-1} m} = \sqrt{1 + \frac{2}{N_p} \frac{N_p(N_p-1)}{2}} = \sqrt{N_p} \quad (\text{B.4})$$

Et ceci, si et seulement si, en posant $\alpha = n/N_p$:

$$p_{k+m} - p_k + \alpha m M = 0 \pmod{M} \quad (\text{B.5})$$

Cette dernière équation est vérifiée pour toutes combinaisons de m et k tels que $m \in [1, N_p - 1]$ et $k \in [0, N_p - 1 - m]$.

Plaçons nous dans le cas particulier où $N_p = 2$, m est alors égal à 1 et k à 0. La relation (B.5) s'écrit donc :

$$p_1 - p_0 + \alpha M = 0 \pmod{M} \quad (\text{B.6})$$

Etant donné que $0 \leq \alpha < 1$, on obtient :

$$\alpha = \begin{cases} \frac{p_0 - p_1}{M} & \text{pour } p_0 \geq p_1 \\ \frac{M + p_0 - p_1}{M} & \text{pour } p_0 < p_1 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

La relation (B.5) peut s'écrire alors :

$$p_{k+m} - p_k + m(p_0 - p_1) = 0 \pmod{M} \quad \forall \begin{cases} m \in [1, N_p - 1] \\ k \in [0, N_p - 1 - m] \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

En posant $m = 1$, la relation (B.8) se réduit à :

$$p_{k+1} - p_k = p_1 - p_0 \pmod{M} \quad \forall k \in [0, N_p - 2] \quad (\text{B.9})$$

Ce qui permet de déduire la relation suivante :

$$p_k = p_0 + k(p_1 - p_0) \pmod{M} \quad \forall k \in [2, N_p - 1] \quad (\text{B.10})$$

En substituant la relation (B.10) dans la partie gauche de la relation (B.8), on obtient :

$$p_0 + (k + m)(p_1 - p_0) - (p_0 + k(p_1 - p_0)) + m(p_0 - p_1) = 0 \quad \forall k \text{ et } m \quad (\text{B.11})$$

Par conséquent, la relation (B.10) est équivalente à la relation (B.8).

Ayant démontré d'une part, que l'équation (B.8) est une condition nécessaire et suffisante pour que le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM soit égal à son maximum, et d'autre part, que la relation (B.10) est équivalente à la relation (B.8), alors la relation (B.10) est une condition nécessaire et suffisante pour que le facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM soit égal à son maximum, à savoir $\sqrt{N_p}$.

D'après l'équation (B.10), pour tout $k \geq 2$, les p_k dépendent uniquement de p_1 et p_0 . Ainsi, pour une modulation de phase à M états, il existe M choix possibles pour p_0 , mais aussi M choix possibles pour p_1 . Par conséquent, au total, il existe M^2 séquences produisant un facteur de crête égal à son maximum.

Exemple : Dans le cas d'une modulation de phase à 2 états, il existe 4 séquences de longueurs L produisant un facteur de crête égal à son maximum. Ces 4 séquences sont :

Séquence n° 1 :	1	1	1	...	1	1	1
Séquence n° 2 :	-1	-1	-1	...	-1	-1	-1
Séquence n° 3 :	1	-1	1	...	-1	1	-1
Séquence n° 4 :	-1	1	-1	...	1	-1	1

Annexe C

Calcul des produits éléments par éléments entre les codes de Walsh-Hadamard et de Golay

On souhaite démontrer que le produit chip à chip entre les séquences j et q de Walsh-Hadamard est égal au produit chip à chip entre les séquences j et q de Golay. Cette démonstration se fera par récurrence.

Les matrices d'Hadamard et de Golay de longueur $L_c = 2$ sont définies par :

$$\mathcal{H}_2 = [A_2 B_2] = \begin{bmatrix} + & + \\ + & - \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

et

$$\mathcal{CG}_2 = [C_2 D_2] = \begin{bmatrix} + & + \\ + & - \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

avec

$$A_2 = C_2 = \begin{bmatrix} + \\ + \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B_2 = D_2 = \begin{bmatrix} + \\ - \end{bmatrix}$$

Quels que soient j et q , on a donc :

$$\mathcal{H}_2(j, :) \odot \mathcal{H}_2(q, :) = \mathcal{CG}_2(j, :) \odot \mathcal{CG}_2(q, :) \quad (\text{C.3})$$

où $\mathcal{H}_2(j, :)$ représente la $j^{\text{ième}}$ ligne de la matrice \mathcal{H}_2 et \odot représente le produit élément par élément.

Les matrices d'Hadamard et de Golay de longueur $L_c = 4$ sont définies par :

$$\mathcal{H}_4 = \begin{bmatrix} + & + & + & + \\ + & - & + & - \\ + & + & - & - \\ + & - & - & + \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

et

$$\mathcal{CG}_4 = \begin{bmatrix} + & + & + & - \\ + & - & + & + \\ + & + & - & + \\ + & - & - & - \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

Suivant les séquences sélectionnées, 12 cas sont possibles :

- Si $j = 1$ et $q = 2$, on obtient :

$$\mathcal{H}_4(1, :) \odot \mathcal{H}_4(2, :) = [+ - + -]$$

et

$$\mathcal{CG}_4(1, :) \odot \mathcal{CG}_4(2, :) = [+ - + -]$$

Soit,

$$\mathcal{H}_4(1, :) \odot \mathcal{H}_4(2, :) = \mathcal{CG}_4(1, :) \odot \mathcal{CG}_4(2, :)$$

- Si $j = 2$ et $q = 4$, on obtient :

$$\mathcal{H}_4(2, :) \odot \mathcal{H}_4(4, :) = [+ + - -]$$

et

$$\mathcal{CG}_4(2, :) \odot \mathcal{CG}_4(4, :) = [+ + - -]$$

Soit,

$$\mathcal{H}_4(2, :) \odot \mathcal{H}_4(4, :) = \mathcal{CG}_4(2, :) \odot \mathcal{CG}_4(4, :)$$

Après avoir vérifié les 10 autres cas, on peut conclure que la relation suivante est valable quelles que soient les séquences sélectionnées au sein des matrices \mathcal{H}_4 et \mathcal{CG}_4 :

$$\mathcal{H}_4(j, :) \odot \mathcal{H}_4(q, :) = \mathcal{CG}_4(j, :) \odot \mathcal{CG}_4(q, :) \quad (\text{C.6})$$

Le produit chip à chip entre les séquences j et q de Walsh-Hadamard et de Golay étant égaux pour des longueurs de 2 et 4, on émet maintenant l'hypothèse que l'expression (C.6) est valable pour une longueur $L_c = 2^n$ donnée, soit :

$$\mathcal{H}_{L_c}(j, :) \odot \mathcal{H}_{L_c}(q, :) = \mathcal{CG}_{L_c}(j, :) \odot \mathcal{CG}_{L_c}(q, :) \quad (\text{C.7})$$

Les matrices de Hadamard et de Golay peuvent être mises sous la forme :

$$\mathcal{H}_{L_c} = [A_{L_c} B_{L_c}] \quad \text{et} \quad \mathcal{CG}_{L_c} = [C_{L_c} D_{L_c}]$$

avec

$$A_{L_c} = \begin{bmatrix} A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \\ A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \end{bmatrix} \quad C_{L_c} = \begin{bmatrix} C_{L_c/2} & D_{L_c/2} \\ C_{L_c/2} & D_{L_c/2} \end{bmatrix}$$

et

$$B_{L_c} = \begin{bmatrix} A_{L_c/2} & B_{L_c/2} \\ -A_{L_c/2} & -B_{L_c/2} \end{bmatrix} \quad D_{L_c} = \begin{bmatrix} C_{L_c/2} & -D_{L_c/2} \\ -C_{L_c/2} & D_{L_c/2} \end{bmatrix}$$

L'expression (C.7) nous permet de dire que $A_{L_c}(j, :) \odot A_{L_c}(q, :) = C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :)$ et que $B_{L_c}(j, :) \odot B_{L_c}(q, :) = D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)$, mais ne permet en aucun cas d'affirmer que $A_{L_c}(j, :) = C_{L_c}(j, :)$ et que $B_{L_c}(j, :) = D_{L_c}(j, :)$.

On souhaite à présent démontrer que la relation (C.7) est vérifiée pour une longueur $2L_c$. Suivant les séquences sélectionnées, 3 cas sont possibles :

- Si $1 \leq j \leq L_c$ et $1 \leq q \leq L_c$, alors :

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{H}_{2L_c}(q, :) &= [A_{L_c}(j, :) \odot A_{L_c}(q, :) \quad B_{L_c}(j, :) \odot B_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [A_{L_c}(j, :) \odot A_{L_c}(q, :) \quad B_{L_c}(j, :) \odot B_{L_c}(q, :)] \\ &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad -D_{L_c}(j, :) \odot -D_{L_c}(q, :)] \\ &= \mathcal{CG}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{CG}_{2L_c}(q, :) \end{aligned} \quad (\text{C.8})$$

- Si $1 \leq j \leq L_c$ et $L_c + 1 \leq q \leq 2L_c$, alors :

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{H}_{2L_c}(q, :) &= [A_{L_c}(j, :) \odot A_{L_c}(q, :) \quad B_{L_c}(j, :) \odot B_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [A_{L_c}(j, :) \odot -A_{L_c}(q, :) \quad B_{L_c}(j, :) \odot -B_{L_c}(q, :)] \\ &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [C_{L_c}(j, :) \odot -C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot -D_{L_c}(q, :)] \\ &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &\quad [C_{L_c}(j, :) \odot -C_{L_c}(q, :) \quad -D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\ &= \mathcal{CG}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{CG}_{2L_c}(q, :) \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

- Si $L_c + 1 \leq j \leq 2L_c$ et $L_c + 1 \leq q \leq 2L_c$, alors :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{H}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{H}_{2L_c}(q, :) &= [A_{L_c}(j, :) \odot A_{L_c}(q, :) \quad B_{L_c}(j, :) \odot B_{L_c}(q, :) \\
 &\quad -A_{L_c}(j, :) \odot -A_{L_c}(q, :) \quad -B_{L_c}(j, :) \odot -B_{L_c}(q, :)] \\
 &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :) \\
 &\quad -C_{L_c}(j, :) \odot -C_{L_c}(q, :) \quad -D_{L_c}(j, :) \odot -D_{L_c}(q, :)] \\
 &= [C_{L_c}(j, :) \odot C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :) \\
 &\quad -C_{L_c}(j, :) \odot -C_{L_c}(q, :) \quad D_{L_c}(j, :) \odot D_{L_c}(q, :)] \\
 &= \mathcal{CG}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{CG}_{2L_c}(q, :) \tag{C.10}
 \end{aligned}$$

Par conséquent, quelles que soient les valeurs prises par j et q , on a toujours :

$$\mathcal{H}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{H}_{2L_c}(q, :) = \mathcal{CG}_{2L_c}(j, :) \odot \mathcal{CG}_{2L_c}(q, :) \tag{C.11}$$

D'après le principe de récurrence et étant donné que les expressions (C.6) et (C.11) ont été vérifiées, l'hypothèse émise par la relation (C.7) est donc validée quelle que soit la longueur L_c , puissance de 2.

Annexe D

Relations entrée-sortie d'un circulateur et d'un coupleur hybride à 90°

D.1 Le circulateur

Le circulateur est un répartiteur de puissance à trois accès. La figure D.1 donne une représentation schématique d'un circulateur. Il n'autorise que les transmissions des accès du point 1 vers le point 2, du point 2 vers le point 3 et du point 3 vers le point 1. Finalement, l'isolation du circulateur est sa capacité à ne pas propager d'énergie du point 1 vers le point 3, du point 2 vers le point 1 et du point 3 vers le point 2.

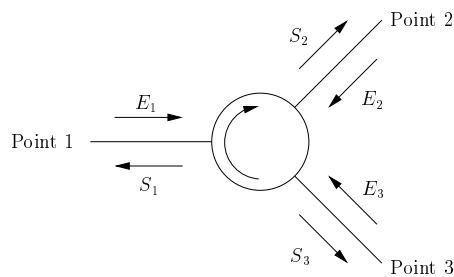


FIG. D.1 – Représentation schématique d'un circulateur

Soit $\alpha < 1$, l'isolation entre les points d'accès et $\beta < 1$, le coefficient de transmission directe entre l'entrée et la sortie où l'on souhaite envoyer de l'énergie. La matrice \mathcal{S} représentative du fonctionnement du circulateur est égale à :

$$\mathcal{S} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \beta & 0 & \alpha \\ \alpha & \beta & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{D.1})$$

Ce qui nous permet d'obtenir :

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \beta & 0 & \alpha \\ \alpha & \beta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (\text{D.2})$$

Soit,

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \cdot E_2 + \beta \cdot E_3 \\ \beta \cdot E_1 + \alpha \cdot E_3 \\ \alpha \cdot E_1 + \beta \cdot E_2 \end{pmatrix} \quad (\text{D.3})$$

Dans le cas où le circulateur est considéré idéal, il suffit de poser :

$$\alpha = \beta = 0 \quad (\text{D.4})$$

D.2 Le coupleur hybride à 90°

Un coupleur hybride à 90° est un répartiteur de puissance réciproque, adapté et sans perte à quatre points d'accès. La figure D.2 donne une représentation schématique d'un coupleur hybride à 90°.

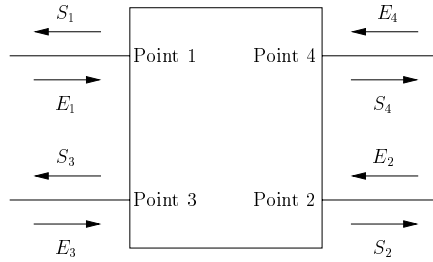


FIG. D.2 – *Représentation schématique d'un coupleur hybride à 90°*

Le fonctionnement de ce coupleur est décrit par sa matrice représentative \mathcal{S} suivante :

$$\mathcal{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & -1 & s_{13} & -j \\ -1 & 0 & -j & 0 \\ s_{31} & -j & s_{33} & -1 \\ -j & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{D.5})$$

Lorsque le coupleur est adapté sur la sortie 3, on a :

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & -1 & s_{13} & -j \\ -1 & 0 & -j & 0 \\ s_{31} & -j & s_{33} & -1 \\ -j & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ 0 \\ E_4 \end{pmatrix} \quad (\text{D.6})$$

Soit,

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} \cdot E_1 - E_2 - j \cdot E_4 \\ -E_1 \\ s_{31} \cdot E_1 - j \cdot E_2 - E_4 \\ -j \cdot E_1 \end{pmatrix} \quad (\text{D.7})$$

Lorsque le coupleur est adapté sur la sortie 2, on a :

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & -1 & s_{13} & -j \\ -1 & 0 & -j & 0 \\ s_{31} & -j & s_{33} & -1 \\ -j & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} \quad (\text{D.8})$$

Soit,

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} \cdot E_1 + s_{13} \cdot E_3 - j \cdot E_4 \\ -E_1 - j \cdot E_3 \\ s_{31} \cdot E_1 + s_{33} \cdot E_3 - E_4 \\ -j \cdot E_1 - E_3 \end{pmatrix} \quad (\text{D.9})$$

Notations

La signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent indiquée qu'à sa première apparition dans le texte. Il existe dans la plupart des cas une abréviation en français et une abréviation en anglais. Toutes les deux sont indiquées une première fois puis nous employons l'abréviation la plus usuelle, qui est le plus souvent l'abréviation en anglais.

Acronymes & Abréviations

A/N	Analogique/Numérique
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Loop
AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple par Répartition en Fréquence
AMRT	Accès Multiple par Répartition en Temps
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Bande de Base
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
CBS	Codage Binaire-à-Symbole
CCDF	Fonction de répartition complémentaire
CDMA	Code Division Multiple Access
CE	Controlled Equalisation
CEQMM	Combinaison à Erreur Quadratique Moyenne Minimale
CF	Crest Factor
<i>cf.</i>	<i>Conferre</i>
CGE	Combinaison à Gain Egal
CGM	Combinaison à Gain Maximal
COFDM	Coded OFDM
CRO	Combinaison à Restauration d'Orthogonalité
CSS	Codage Symbole-à-Signal
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAPSK	Differential Amplitude and Phase Shift Keying
DMT	Discrete MultiTone
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access

DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
EGC	Equal Gain Combining
<i>etc.</i>	<i>Et cætera</i>
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplex
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum
GCF	Global Crest Factor
GF	Corps de Galois
GMMSE	Global Minimum Mean Square Error
GPS	Global Positioning System
HIPERLAN/2	High PERformance Local Area Network
IC	Interference Cancellation
ICI	Inter-Carrier Interference
IES	Interférence Entre Symboles
<i>i.e.</i>	<i>Id est</i>
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
<i>i.i.d.</i>	<i>Indépendant et identiquement distribué</i>
IOTA	Isotropic Orthogonal Transform Algorithm
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line Of Sight
LMS	Least Mean Square
MAI	Multiple Access Interference
MATRICE	Multicarrier CDMA TRansmission Techniques for Integrated Broadband CELLular Systems
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access
MC-SS-MA	Multi-Carrier Spread Spectrum Multiple Access
MDP	Modulation de Phase
MDP4	Modulation de Phase à 4 états
MIMO	Multiple Input, Multiple Output
MLD	Maximum Likelihood Detector
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMAC	Multimedia Mobile Access Communications
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuits
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MT-CDMA	Multi-Tone Code Division Multiple Access
N/A	Numérique/Analogique
NAVSTAR	NAVigation System with Time And Ranging
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex

OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PIC	Parallel Interference Cancellation
PN	Pseudo-Noise
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
R _F	RadioFréquence
RLS	Recursive Least Square
RNRT	Réseau National de Recherche en Télécommunications
S/P	Série/Parallèle
SIC	Successive Interference Cancellation
SS-MC-MA	Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access
SSPA	Solid State Power Amplifier
TD/CDMA	Time Division-CDMA
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreurs Binaires
T _F	Transformée de Fourier
T _{FD}	Transformée de Fourier discrète
TH-SS	Time Hopping Spread Spectrum
TORC	Threshold Orthogonality Restoring Combining
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
US	Uncorrelated Scattering
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
W-CDMA	Wideband CDMA
WSS	Wide Sense Stationnary
Z _F	Zero Forcing

La liste ci-dessous regroupe les notations employées dans les différents chapitres du document. Nous avons tenté dans la mesure du possible de conserver les mêmes notations d'un chapitre à l'autre. Certaines notations, qui apparaissent ponctuellement, ont pu être omises.

Notations mathématiques

$\langle \cdot, \cdot \rangle$	Produit scalaire
\cdot^*	Complexe conjugué
\cdot^T	Matrice ou vecteur transposé
\oplus	Opérateur d'addition modulo 2
\odot	Produit élément par élément
$*$	Produit de convolution
$ x $	Module de x
$\ x\ $	Norme de x

$\mathcal{E}[x^n]$	Moment d'ordre n de la variable aléatoire x
\mathbb{C}_n^k	Nombre de combinaisons de k éléments parmi n , sans répétition où l'ordre des éléments n'a pas d'importance
\mathbb{N}	Ensemble des entiers naturels
\mathbb{Z}	Anneau des entiers relatifs
\mathbb{Z}^*	Ensemble des entiers relatifs $\neq 0$
\mathbb{R}	Corps des nombres réels
\mathbb{C}	Corps des nombres complexes
β_p	Amplitude du $p^{\text{ième}}$ trajet de la réponse impulsionnelle du canal
Δf	Ecart fréquentiel entre deux sous-porteuses consécutives
ΔF_{ref}	Ecart fréquentiel entre deux sous-porteuses pilotes consécutives
ΔT_{ref}	Ecart temporel entre deux sous-porteuses pilotes consécutives
δ	Distribution de Dirac
$\delta_{l,m}$	Symbole de Kronecker
$\Gamma_{SC_i}(\cdot)$	Fonction d'autocorrélation aperiodique de la séquence SC_i
$\Gamma_{SC_i, SC_j}(\cdot)$	Fonction d'intercorrélation aperiodique des séquences SC_i et SC_j
$\gamma_B(f)$	Densité spectrale de puissance bilatérale et uniforme du bruit
γ_k	Rapport signal à bruit moyen par sous-porteuse
λ	Longueur d'onde
Ω	Famille de séquences d'étalement composée de N_{seq} séquences
Ω_{N_u}	Sous-ensemble de Ω composé de N_u codes avec $N_u \leq N_{seq}$
$\Omega_{N_u}^{opt}$	Sous-ensemble de séquences optimales vis-à-vis du critère de minimisation de la MAI
$\Phi(n)$	Nombre d'Euler exprimant le nombre d'entiers inférieurs à n et premiers avec n
ϕ_k	Phase aléatoire uniformément distribuée dans $[0, 2\pi[$ pour la sous-porteuse k
$\Pi(t)$	Fonction porte définie dans la domaine temporel
$\psi_{j,k}(t)$	Signaux élémentaires permettant de définir une base orthogonale
ρ_f	Coefficient de corrélation permettant de définir la bande de cohérence du canal
ρ_t	Coefficient de corrélation permettant de définir le temps de cohérence du canal
σ_τ	Dispersion des retards
$\sigma_{x_k}^2$	Variance des éléments complexes x_k
τ_{max}	Etalement de la réponse impulsionnelle du canal
τ_p	Position du $p^{\text{ième}}$ trajet de la réponse impulsionnelle du canal
θ_p	Phase du $p^{\text{ième}}$ trajet de la réponse impulsionnelle du canal
$\theta_{SC_i}(\cdot)$	Fonction d'autocorrélation périodique paire de la séquence SC_i
$\theta_{SC_i, SC_j}(\cdot)$	Fonction d'intercorrélation périodique paire des séquences SC_i et SC_j
$\hat{\theta}_{SC_i}(\cdot)$	Fonction d'autocorrélation périodique impaire de la séquence SC_i
$\hat{\theta}_{SC_i, SC_j}(\cdot)$	Fonction d'intercorrélation périodique impaire des séquences SC_i et SC_j

ϱ_k	Amplitude de l'affaiblissement subit par la sous-porteuse d'indice k
B	Bande occupée par le signal émis
B_c	Bande de cohérence du canal
B_d	Bande Doppler ou étalement Doppler
$\mathcal{C}_{SC_j}(t)$	Transformée de Fourier inverse de la séquence d'étalement SC_j associée à l'utilisateur j
C	Capacité maximale du canal
\mathcal{CG}_i	Matrice des codes de Golay de taille $i \times i$
c	Célérité de la lumière
$c_{i,k}$	$k^{\text{ième}}$ chip du code d'étalement SC_i
\mathcal{D}	Vecteur de données de l'ensemble des utilisateurs
$\hat{\mathcal{D}}$	Estimation du vecteur de données de l'ensemble des utilisateurs
\mathcal{D}_t	Vecteur de données susceptible d'avoir été transmis
D_f	Diversité fréquentielle
D_t	Diversité temporelle
$D(\tau, \nu)$	Fonction de diffusion retard-Doppler du canal de propagation
d	Distance entre les antennes d'émission et de réception
$d_{cellule}$	Rayon de la cellule
d_j	Donnée du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
$\hat{d}_{k,j}$	$k^{\text{ième}}$ donnée modulo N_p du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
\hat{d}_j	Estimation de la donnée du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
$\hat{d}_{k,j}$	Estimation de la $k^{\text{ième}}$ donnée modulo N_p du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
$\hat{d}_j^{(m)}$	Estimation de la donnée du $j^{\text{ième}}$ utilisateur obtenue par l'étage de détection m
E_b	Energie par bit d'information utile
$\mathcal{F}(\cdot)$	Conversion AM/AM d'un amplificateur
$\mathcal{P}(\cdot)$	Conversion AM/PM d'un amplificateur
$F(f, \nu)$	Réponse bi-fréquentielle du canal de propagation à la fréquence f pour un Doppler ν
f_0	Fréquence de la sous-porteuse d'origine
f_c	Fréquence centrale d'un signal
f_d	Fréquence Doppler
$f_{d\max}$	Fréquence Doppler maximale
f_k	Fréquence de la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse
$\mathcal{G}(\cdot)$	Famille des codes de Gold construite à partir de deux séquences à longueur maximale préférées
\mathcal{G}	Matrice d'égalisation de taille $N_p \times N_p$
\mathcal{G}'_j	Matrice de prédistorsion associée à l'utilisateur j de taille $N_p \times N_p$
$\mathcal{G}^{(m)}$	Matrice d'égalisation de taille $N_p \times N_p$ de l'étage de détection m
G_e	Gain d'étalement
G_R	Gain de l'antenne à la réception
G_S	Gain de l'antenne à l'émission
g_k	Coefficient d'égalisation appliqué sur la sous-porteuse d'indice k

$g'_{j,k}$	Coefficient de prédistorsion associé à l'utilisateur j appliqué sur la sous-porteuse d'indice k
\mathcal{H}	Matrice des coefficients complexes du canal de taille $N_p \times N_p$
\mathcal{H}_j^U	Matrice des coefficients complexes du canal de la voie montante associée à l'utilisateur j et de taille $N_p \times N_p$
$H(f)$	Fonction de transfert du canal de propagation à la fréquence f
$H(f,t)$	Fonction de transfert du canal de propagation à la fréquence f et à l'instant t
\mathcal{H}_i	Matrice de Hadamard de taille $i \times i$
h_k	Coefficient complexe du canal sur la sous-porteuse d'indice k
$h_{j,k}^D$	Coefficient complexe du canal de la voie descendante associé à l'utilisateur j sur la sous-porteuse d'indice k
$h_{j,k}^U$	Coefficient complexe du canal de la voie montante associé à l'utilisateur j sur la sous-porteuse d'indice k
$h(\tau)$	Réponse impulsionnelle en bande de base du canal de propagation invariant dans le temps
$h(\tau,t)$	Réponse impulsionnelle en bande de base du canal de propagation variant dans le temps
$h_j(\tau,t)$	Réponse impulsionnelle en bande de base du canal de propagation variant dans le temps associé à l'utilisateur j
$I^{(j,q)}$	Interférence produite par la séquence j transmise sur la séquence q
\mathcal{I}_i	Matrice identité de taille $i \times i$
$J^{(\Omega_{N_u})}$	Interférence maximale produite par deux séquences choisies parmi les N_u séquences disponibles au sein du sous-ensemble Ω_{N_u}
$J_{\text{MOY}}^{(\Omega_{N_u})}$	Interférence moyenne produite par deux séquences choisies parmi les N_u séquences disponibles au sein du sous-ensemble Ω_{N_u}
$J_{\text{STD}}^{(\Omega_{N_u})}$	Ecart-type de l'interférence maximale produite par deux séquences choisies parmi les N_u séquences disponibles au sein du sous-ensemble Ω_{N_u}
$\mathcal{K}_{\mathcal{S}}(\cdot)$	Famille du « small-set » de Kasami
$\mathcal{K}_{\mathcal{L}}(\cdot)$	Famille du « large-set » de Kasami
K	Nombre de séquences de Golay complémentaires parmi les N_u séquences attribuées aux N_u utilisateurs
K_1	Nombre de bits à l'entrée du codeur de canal
LM_i	Séquence à longueur maximale quelconque
LM'_i	Séquence à longueur maximale préférée
\mathcal{L}	Pertes moyennes de puissance en espace libre
\mathcal{L}'	Pertes moyennes de puissance hors espace libre
\mathcal{L}_{tot}	Pertes moyennes totales de puissance lors d'une transmission
L_c	Longueur du code d'étalement
M	Nombre d'états de la modulation de phase
N_0	Densité spectrale de puissance monolatérale du bruit
N_1	Nombre de bits à la sortie du codeur de canal
N_b^U	Nombre de blocs dédiées à la voie montante
N_b^D	Nombre de blocs dédiées à la voie descendante
N_{Down}	Nombre de symboles MC-CDMA dédiés à la voie descendante au sein d'une trame

N_{don}	Nombre de données d'un utilisateur transmis par durée symbole MC-CDMA
N_p	Nombre de sous-porteuses
N_p^U	Nombre de sous-porteuses par blocs dédiées à la voie montante
N_p^D	Nombre de sous-porteuses par blocs dédiées à la voie descendante
N_{ref}	Nombre de sous-porteuses pilotes
N_{seq}	Nombre maximal de séquences disponibles au sein d'une famille
N_{Up}	Nombre de symboles MC-CDMA dédiés à la voie montante au sein d'une trame
N_u	Nombre d'utilisateurs actifs
$N_{u\max}$	Nombre maximal d'utilisateurs actifs
\mathbf{N}	Vecteur colonne constitué de N_p composantes n_k
n_k	Composante représentant un processus blanc additif gaussien centré sur la sous-porteuse d'indice k
$\mathcal{OG}(\cdot)$	Famille des codes de Gold orthogonaux construite à partir de deux séquences à longueur maximale préférées
\mathcal{P}^l	Vecteur d'indice l composé de N éléments \mathcal{P}_i^l utilisés dans les méthodes de réduction du facteur de crête d'un signal à porteuses multiples
P	Nombre de trajets contenus dans la réponse impulsionnelle du canal
P_B	Puissance du bruit
$P_D(\cdot)$	Densité spectrale de puissance d'interaction retard-Doppler du canal
$P_h(\cdot)$	Densité spectrale de puissance d'interaction retard-temps du canal
$P_F(\cdot)$	Densité spectrale de puissance d'interaction fréquence-Doppler du canal
$P_{MAI,j}$	Puissance de l'interférence d'accès multiple associée à l'utilisateur j
$P_{Pilotes}$	Perte de puissance due à l'insertion de porteuses pilotes
P_R	Puissance du signal reçu
P_S	Puissance du signal émis
$p_x(x)$	Densité de probabilité de la variable aléatoire x
R	Rendement du codeur de canal
$R(f)$	Transformée de Fourier du signal reçu $r(t)$
$R_h(\cdot)$	Fonction de corrélation permettant de caractériser le canal à partir de sa réponse impulsionnelle
$R_H(\cdot)$	Fonction de corrélation permettant de caractériser le canal à partir de sa fonction de transfert
$R_D(\cdot)$	Fonction de corrélation permettant de caractériser le canal à partir de sa fonction de diffusion
$R_F(\cdot)$	Fonction de corrélation permettant de caractériser le canal à partir de sa réponse bi-fréquentielle
$\mathcal{R}(k-l)$	Espérance du produit $h_k g_k h_l g_l$ entre les sous-porteuses d'indice k et d'indice l
\mathcal{R}	Vecteur constitué de N_p composantes r'_k
$r(t)$	Signal reçu
$r'(t)$	Enveloppe complexe du signal $r(t)$
r'_k	Composante de la sous-porteuse k du signal $r'(t)$
\mathcal{SC}	Matrice des codes d'étalement
SC_i	i ème séquence d'étalement d'une famille (tel que $1 \leq i \leq N_{seq}$)
$S(f)$	Transformée de Fourier du signal émis $s(t)$

$s(t)$	Signal émis
$s_j(t)$	Signal émis de l'utilisateur j
$s_{Total}(t)$	Signal émis multi-utilisateur
$T(v)$	Nombre de transitions du vecteur v
$T^k SC_i$	Permutation circulaire de k éléments de la séquence SC_i
T_S	Durée d'un symbole du signal émis
T_c	Durée d'un chip du code d'étalement
T_d	Durée d'un symbole après le CBS
T_g	Durée de l'intervalle de garde
T_{switch}	Durée de l'intervalle de garde nécessaire entre les flux des voies montante et descendante
T_{tot}	Durée totale du symbole OFDM égale à $T_g + T_S$
t_c	Temps de cohérence du canal
v	Vitesse du mobile
$w_k^{(j,q)}$	Produit chip à chip des codes d'étalement affectés aux utilisateurs j et q sur la k ième sous-porteuse
$W^{(j,q)}$	Vecteur composé de L_c éléments $w_k^{(j,q)}$
W_j	Vecteur de pondération optimal de l'utilisateur j
\mathcal{X}	Vecteur composé de N_p symboles x_k
$X(.)$	Enveloppe complexe du signal $s(.)$
$X_j(.)$	Enveloppe complexe du signal $s_j(.)$
$X_{Total}(.)$	Enveloppe complexe du signal $s_{Total}(.)$
ZC	Famille des codes de Zadoff-Chu

Liste des tableaux

1.1	Propriétés optimales des fonctions de corrélations pour un système DS-CDMA en fonction de la nature de la communication	20
1.2	Propriétés des codes d'étalement étudiés	29
1.3	Comparaison des propriétés des codes d'étalement étudiés	29
2.1	Valeur de la variable α en fonction du type d'environnement	45
2.2	Principales caractéristiques des cinq canaux BRAN	56
2.3	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A	56
2.4	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E	56
3.1	Principales caractéristiques des systèmes DS-CDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA et SS-MC-MA	78
3.2	Valeurs des paramètres utilisés pour les canaux BRAN	93
4.1	Limite supérieure du facteur de crête d'un signal MC-CDMA pour différentes familles de codes d'étalement	129
5.1	Valeurs des paramètres utilisés pour évaluer les performances de la technique de prédistorsion reposant sur un accès partagé en temps des voies montante et descendante	172
5.2	Durée des différentes trames montantes et descendantes utilisées au sein de nos simulations et exprimées en fonction du nombre de symboles MC-CDMA et du temps de cohérence t_c du canal	173
5.3	Paramètres utilisés pour évaluer l'atténuation globale en environnement indoor	185
5.4	Valeurs des paramètres utilisés pour évaluer les performances de la technique de prédistorsion reposant sur un accès partagé en fréquence des voies montante et descendante	196

Liste des figures

1.1	Schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique	7
1.2	Caractéristique typique d'un amplificateur de puissance	11
1.3	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	13
1.4	Effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs	14
1.5	Les trois principales techniques d'accès multiple	15
1.6	Principe du calcul des fonctions de corrélations aperiodiques	17
1.7	Caractéristique de la fonction d'autocorrélation aperiodique	18
1.8	Principe du calcul des fonctions de corrélations periodiques paires	18
1.9	Principe du calcul des fonctions de corrélations periodiques impaires	19
1.10	Registre à décalages permettant de générer des codes à longueur maximale	21
1.11	Génération des codes de Gold de longueur L_c	23
1.12	Principe de répartition des sous-porteuses en FDM	31
1.13	Comparaison des répartitions des sous-porteuses entre FDM et OFDM	32
1.14	Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM	36
1.15	Exemples de spectre de sous-porteuses OFDM	36
1.16	DSP normalisée d'un signal OFDM avec $N_p = 8$	37
1.17	DSP normalisée d'un signal OFDM avec $N_p = 256$	37
1.18	Principe d'ajout d'un intervalle de garde	38
1.19	Apparition d'ICI due à l'insertion d'un intervalle de garde nul	39
2.1	Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal	42
2.2	Les quatre fonctions du système de Bello	47
2.3	Relations entre les fonctions d'autocorrélation	49
2.4	Relations entre les densités spectrales de puissance d'un canal WSSUS	51
2.5	Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN A	58
2.6	Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN E	59
3.1	Modulateur MC-DS-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	63
3.2	Spectre des sous-porteuses du signal MC-DS-CDMA pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur	64
3.3	Récepteur MS-DS-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	65
3.4	Modulateur MT-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	67
3.5	Spectre des sous-porteuses du signal MT-CDMA pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur	68
3.6	Récepteur MT-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	69
3.7	Modulateur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur avec $L_c = N_p$	71
3.8	Spectre des sous-porteuses du signal MC-CDMA pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur	72

3.9	Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	73
3.10	Modulateur SS-MC-MA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur pour $N_{seq} = L_c$ dans le cas de la voie montante	75
3.11	Répartition des données des différents utilisateurs pour les systèmes SS-MC-MA et MC-CDMA en voie descendante	76
3.12	Représentation du signal émis pour les quatre types de modulations à porteuses multiples et à accès multiple	79
3.13	Schéma de principe d'un détecteur mono-utilisateur	82
3.14	$m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur PIC	88
3.15	$m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur SIC	90
3.16	Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal de Rayleigh à pleine charge	93
3.17	Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN A à pleine charge	94
3.18	Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN E à pleine charge	94
3.19	Comparaison des performances de la technique ZF sur les trois canaux étudiés	96
3.20	Comparaison des performances de la technique MRC sur les trois canaux étudiés	96
3.21	Comparaison des performances de la technique EGC sur les trois canaux étudiés	96
3.22	Comparaison des performances de la technique MMSE sur les trois canaux étudiés	96
3.23	Performances des détecteurs PIC à deux étages pour différentes combinaisons de techniques d'égalisation avec $N_u = N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Détection ZF-MRC (1), EGC-EGC (2), MMSE-MRC (3), MMSE-EGC (4), MMSE-MMSE (5) et en référence la détection MMSE (6)	97
3.24	Performances des détecteurs SIC pour différentes combinaisons de techniques d'égalisation avec $N_u = N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Détection MRC (1), ZF (2), EGC (3), MMSE (4) et en référence la détection MMSE (5)	98
3.25	Capacité d'un système MC-CDMA pour différentes techniques de détection avec $N_p = L_c = 64$ sur le canal de Rayleigh. Détection GMMSE (1), MMSE (2), EGC (3) et MRC (4)	99
3.26	Capacité d'un système MC-CDMA pour différentes structures de récepteurs utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne avec $N_p = L_c = 16$ sur le canal de Rayleigh. Récepteur MMSE (1), GMMSE (2), PIC-MMSE (3), PIC-GMMSE (4), SIC-MMSE (5) et SIC-GMMSE (6)	100
4.1	Probabilité que le système génère un signal OFDM-MDP dont le facteur de crête est égal à sa valeur maximale $\sqrt{N_p}$	106
4.2	Fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM dans le cas d'une modulation de phase	108
4.3	Caractéristique AM/AM d'amplificateurs de type TWTA	111
4.4	Caractéristique AM/PM d'amplificateurs de type TWTA	111
4.5	Caractéristiques AM/AM d'un amplificateur de type SSPA	112

4.6	Principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode du filtrage	115
4.7	Schéma de principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode du « Selecting Mapping »	117
4.8	Différentes répartitions des N_p sous-porteuses en plusieurs blocs	118
4.9	Schéma de principe de réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode des « Partial Transmit Sequences »	118
4.10	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement orthogonaux de longueur $L_c = 32$. Codes de Walsh-Hadamard (1), codes de Golay (2) et codes de Gold orthogonaux (3)	132
4.11	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement orthogonaux de longueur $L_c = 64$. Codes de Walsh-Hadamard (1), codes de Golay (2) et codes de Gold orthogonaux (3)	132
4.12	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement non-orthogonaux de longueur $L_c = 31$. Codes de Zadoff-Chu (1) et codes de Gold (2)	133
4.13	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant des codes d'étalement non-orthogonaux. Codes de Zadoff-Chu de longueur $L_c = 67$ (1) et codes de Gold de longueur $L_c = 63$ (2)	133
4.14	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes du « small-set » de Kasami de longueur $L_c = 63$	134
4.15	Facteur de crête d'un signal MC-CDMA en voie montante utilisant les codes du « large-set » de Kasami de longueur $L_c = 63$	134
4.16	Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$. Valeur maximale du facteur de crête global (1) et valeur minimale du facteur de crête global (2)	135
4.17	Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Golay de longueur $L_c = 16$. Valeur maximale du facteur de crête global (1) et valeur minimale du facteur de crête global (2)	136
4.18	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à pleine charge	138
4.19	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 75% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-2-3-4-5-6-7-8-9-10-11-12	138
4.20	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 75% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-3-4-6-7-9-11-12-13-14-15-16	138
4.21	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ pour un système fonctionnant à 50% de sa charge maximale. Indice des séquences utilisées : 1-3-4-6-7-9-11-15	138

4.22	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ avec $N_u = 9$ et une mauvaise allocation des codes d'étalement	142
4.23	Evaluation de la valeur des différents termes d'interférence d'accès multiple pour les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c = 16$ avec $N_u = 9$ et une allocation optimale des codes d'étalement en utilisant la méthode précédemment présentée	142
4.24	Performances des systèmes MC-CDMA sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système pour $E_b/N_0 = 6$ dB et pour différents critères complémentaires; $N_p = 64$, $L_c = 16$, technique de détection: MMSE. Mauvaise allocation (1), critère de la moyenne (2), critère de l'écart-type (3) et critère du second ordre (4)	145
4.25	Facteur de crête global d'un signal MC-CDMA en voie descendante utilisant les codes de Walsh-Hadamard et minimisant l'interférence d'accès multiple. Valeur maximale du facteur de crête global (1), valeur minimale du facteur de crête global (2) et minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête global (3)	146
4.26	Performances des systèmes MC-CDMA minimisant conjointement le facteur de crête global et l'interférence d'accès multiple sur canal BRAN A en fonction de la charge du système pour $E_b/N_0 = 6$ dB; $N_p = 64$, $L_c = 16$, technique de détection: MMSE. Critère du second ordre (1) et minimisation séquentielle de l'interférence d'accès multiple et du facteur de crête global (2)	147
4.27	DSP normalisée d'un signal OFDM avant une opération temporelle de « scrambling »	148
4.28	DSP normalisée d'un signal OFDM après une opération temporelle de « scrambling »	149
5.1	Transmission en voie descendante dans un contexte multi-utilisateur	153
5.2	Transmission en voie montante dans un contexte multi-utilisateur	154
5.3	Exemple de répartition de sous-porteuses pilotes pour les techniques à porteuses multiples	156
5.4	Concept du mode duplex TDD	159
5.5	Interférences entre terminaux et entre stations de base obtenues avec un multiplexage temporel des voies montante et descendante	160
5.6	Principe de réciprocité dans le cas d'une liaison bidirectionnelle	161
5.7	Schéma de principe de la technique proposée	162
5.8	Synchronisation temporelle des signaux dans le cas d'un multiplexage en temps des voies montante et descendante avec $N_{Down} = N_{Up} = 1$	164
5.9	Structure de la trame TDD utilisée pour les simulations	169
5.10	Modification de la puissance d'émission suite à l'opération de prédistorsion par le critère de la MAI	170
5.11	Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de prédistorsion de la MAI sur le canal BRAN A et pour un utilisateur. $N_{Down} = N_{Up} = 1$ (1), $N_{Down} = N_{Up} = 250$ (2), $N_{Down} = N_{Up} = 500$ (3), $N_{Down} = N_{Up} = 750$ (4), $N_{Down} = N_{Up} = 1000$ (5), $N_{Down} = N_{Up} = 1250$ (6).	173

5.12	Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de pré-distorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 100$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).	174
5.13	Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de pré-distorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 250$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).	175
5.14	Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de pré-distorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système et pour $N_{Down} = N_{Up} = 500$. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ soit 25% de la charge (2), $N_u = 32$ soit 50% de la charge (3), $N_u = 48$ soit 75% de la charge (4), $N_u = 64$ soit 100% de la charge (5).	176
5.15	Performances d'un système MC-CDMA mettant en œuvre le critère de pré-distorsion de la MAI sur le canal BRAN A en fonction de la charge du système pour différentes valeurs N_{Down} et N_{Up} . $N_{Down} = N_{Up} = 1$ (1), $N_{Down} = N_{Up} = 250$ (2), $N_{Down} = N_{Up} = 500$ (3), $N_{Down} = N_{Up} = 750$ (4). 177	177
5.16	Concept du mode duplex FDD	179
5.17	Exemple de multiplexage fréquentiel des sous-porteuses des voies montante et descendante	181
5.18	Synchronisation temporelle des signaux dans le cas d'un multiplexage en fréquence des voies montante et descendante. La zone grisée représente la fenêtre de la FFT	182
5.19	Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement indoor avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 1.8$ GHz (2)	186
5.20	Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement urbain à forte densité avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 1.8$ GHz (2); $\Delta h_m = 13.5$ m, $x = 10$ m et $w = 15$ m	187
5.21	Atténuation globale obtenue en fonction de la distance séparant la station de base et le terminal pour un environnement urbain, sub-urbain ou rural avec $f_c = 5$ GHz (1), $f_c = 2$ GHz (2); $\Delta h_m = 10$ m, $x = 15$ m, $w = 80$ m et $\Delta h_b = 10$ m	189
5.22	Principe du dispositif RF mis en œuvre	190
5.23	Schéma du dispositif RF à une antenne d'émission/réception	191
5.24	Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à une antenne d'émission/réception	192
5.25	Schéma du dispositif RF à deux antennes d'émission/réception	192
5.26	Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à deux antennes d'émission/réception avec une caractérisation strictement identique des deux circulateurs	193
5.27	Maquette de mesure du dispositif RF	194

5.28	Isolation du circuit obtenue par simulation pour la configuration à deux antennes d'émission/réception avec une caractérisation précise et différente de chacun des deux circulateurs	194
5.29	Isolation mesurée sur la maquette. Les courbes représentent deux mesures différentes.	195
5.30	Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A à pleine charge avec $N_p^U = N_p^D = 8$. La différence de puissance R_P entre les signaux reçus et émis est égale à 0 dB (1), 30 dB (2) et 60 dB (3).	197
5.31	Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A avec $N_p^U = N_p^D = 8$ et une différence de puissance entre les signaux reçus et émis égale à 30 dB. $N_u = 1$ (1), $N_u = 16$ (2), $N_u = 32$ (3), $N_u = 48$ (4) et $N_u = 64$ (5).	198
5.32	Représentation des spectres des signaux émis et reçus par la station de base	199
5.33	Performances d'un système MC-CDMA utilisant au niveau de l'émetteur mobile la technique de prédistorsion basée sur le critère de la MAI sur le canal BRAN A à pleine charge avec une différence de puissance entre les signaux reçus et émis égale à 30 dB. $N_p^D = N_p^U = 4$ (1), $N_p^D = N_p^U = 8$ (2) et $N_p^D = N_p^U = 16$ (3).	200
D.1	Représentation schématique d'un circulateur	219
D.2	Représentation schématique d'un coupleur hybride à 90°	220

Bibliographie

- [1] C. E. Shannon, « A mathematical theory of communications ». *Bell System Technical Journal*, pages 379–423, 623–656, Juillet/Octobre 1948.
- [2] J. C. Bic, D. Duponteil et J. C. Imbeaux, *Éléments de communications numériques – Transmission sur fréquence porteuse*. Publié sous la direction du C.N.E.T. et de l'E.N.S.T., Edition Dunod, ISBN 2-04-016409-X, 1986.
- [3] A. Glavieux et M. Joindot, *Communications numériques – Introduction*. Edition Masson, ISBN 2-225-85194-8, 1996.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications – Third Edition*. McGraw-Hill International Editions, ISBN 0-07-113814-5, 1995.
- [5] R. C. Dixon, *Spread spectrum systems*. Seconde édition, ISBN 0-471-88309-3, 1986.
- [6] G. El Zein, *Etude et réalisation d'une liaison numérique radiomobile à étalement de spectre en site urbain*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Juin 1988.
- [7] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling et L. B. Milstein, « Theory of spread spectrum communications - a tutorial ». *IEEE Communications Magazine*, vol. COM-30, n° 5, pages 855–884, Mai 1982.
- [8] S. Glisic et B. Vucetic, *Spread spectrum CDMA systems for wireless communications*. Artech House, ISBN 0-89006-858-5, 1997.
- [9] M. B. Pursley, « Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication - Part I: system analysis ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, n° 8, pages 795–799, Août 1977.
- [10] M. B. Pursley, « Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication - Part II: code sequence analysis ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, n° 8, pages 800–803, Août 1977.
- [11] J. L. Massey et J. J. Uhran, « Sub-baud coding ». *Proceedings of the thirteenth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory*, pages 539–547, 1975.
- [12] D. V. Sarwate et M. B. Pursley, « Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences ». *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, n° 5, pages 593–619, Mai 1980.
- [13] L. R. Welch, « Lower bounds on the maximum cross correlation of signals ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, n° 3, pages 397–399, Mai 1974.
- [14] E. H. Dinan et B. Jabbari, « Spreading codes for direct sequences CDMA and wideband CDMA cellular networks ». *IEEE Communications Magazine*, pages 48–54, Septembre 1998.
- [15] S. W. Golomb, *Shift register sequences*. San Francisci, CA: Holden-Day, 1967.

- [16] R. Gold, « Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions ». *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 154–156, Janvier 1968.
- [17] R. Gold, « Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, n° 2, pages 619–621, Octobre 1967.
- [18] H. Donelan et T. O'Farrell, « Method for generating sets of orthogonal sequences ». *Electronics Letters*, vol. 35, n° 18, pages 1537–1538, Septembre 1999.
- [19] S.-I. Tachikawa, « Recent spreading codes for spread spectrum communication systems ». *Electronics and Communications in Japan*, vol. 75, n° 6, pages 41–49, 1992.
- [20] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*. Artech House Publishers, ISBN 0-89006-958-1, 1998.
- [21] « UMTS Terrestrial Radio Access Network; UTRA FDD, spreading and modulation description; (UMTS XX.05 version 1.0.0) ». Etsi, Technical Report, 1999.
- [22] R. S. Stanković, « Some remarks on terminology in spectral techniques for logic design: Walsh transform and Hadamard matrices ». *IEEE Transactions on Computer-Aided design of integrated circuits and systems*, vol. 17, n° 11, pages 1211–1214, Novembre 1998.
- [23] M. Kunt, *Traitement numérique des signaux*. Dunod, 1981.
- [24] S. Le Nours, F. Nouvel et J.-F. Hélar, « Efficient implementation of a MC-CDMA transmission system for the downlink ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2001.
- [25] M. J. E. Golay, « Complementary series ». *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 7, n° 2, pages 82–87, Avril 1961.
- [26] C.-C. Tseng et C. L. Liu, « Complementary sets of sequences ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, n° 5, pages 644–652, Septembre 1972.
- [27] R. L. Franck et S. A. Zadoff, « Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties ». *IRE Transactions on Information Theory*, pages 381–382, Octobre 1962.
- [28] R. C. Heimiller, « Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties ». *IRE Transactions on Information Theory*, pages 254–257, Octobre 1961.
- [29] M. R. Schroeder, « Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 16, n° 1, pages 85–89, Janvier 1970.
- [30] D. C. Chu, « Polyphase codes with good periodic correlation properties ». *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 531–532, Juillet 1972.
- [31] B. M. Popovic, « Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38, n° 4, pages 1406–1409, Juillet 1992.
- [32] S. W. Golomb et R. A. Scholtz, « Generalized Barker sequences ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-11, n° 4, pages 533–537, Octobre 1965.
- [33] A. Dziri, R. Bouallegue, A. Bouallegue, H. Vu Thien et C. Goutelard, « Etude comparative entre les performances des séquences binaires à bonne corrélation avec les séquences GOUTELARD Q-naire. Application à la technique DS-CDMA ». *Colloque Gretsisi*, Septembre 2001.

-
- [34] C. Goutelard, « Les séquences W. G. séquences binaires quasi parfaites ».
- [35] J. N. Hunt et M. H. Ackroyd, « Some integer huffman sequences ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 26, n° 1, pages 105–107, Janvier 1980.
- [36] M. L. Doeltz, E. T. Heald et D. L. Martin, « Binary data transmission techniques for linear systems ». *Proceedings IRE*, vol. 45, pages 656–661, Mai 1957.
- [37] R. W. Chang, « Orthogonal frequency division multiplexing ». US. patent 3 488 445, Janvier 1970.
- [38] « Radio broadcast systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers ». Etsi Ets 300 401, 1994.
- [39] « Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T) ». Etsi Ets 300 744, Mars 1997.
- [40] ETSI, « Broadband Radio Access Networks (BRAN); High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 2; Requirements and architectures for wireless broadband access ». Janvier 1999.
- [41] ETSI, « Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical layer ». Décembre 2001.
- [42] A. Doufexi, S. Armour, P. Karlsson, A. Nix et D. Bull, « A comparison of HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a ».
- [43] R. Van Nee et R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House Publishers, ISBN 0-89006-530-6, 2000.
- [44] M. Alard et R. Lassalle, « Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers des mobiles ». *Revue de l'UER*, n° 224, pages 168–190, Août 1987.
- [45] D. Pommier et B. Le Floch, « L'hertzien terrestre: exemple de la technique COFDM ». tech. rep., France Télécom, Mémento n°2, 1994.
- [46] R. W. Chang et R. A. Gibby, « A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme ». *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol. Com-16, n° 4, pages 529–540, Août 1968.
- [47] B. Le Floch, M. Alard et C. Berrou, « Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex ». *Proceeding of the IEEE*, vol. 83, n° 6, pages 982–996, Juin 1995.
- [48] J. M. Arenas, D. Landström et J. J. Van de Beek, « Synchronization in OFDM systems - Sensitivity to the choice of pulse shape ». *Colloque Grets*, pages 1049–1052, Septembre 1997.
- [49] W. Akmouche, *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, Octobre 2000.
- [50] J.-F. Héland, « Time synchronisation without specific symbols for OFDM ». *Electronics Letters*, vol. 35, n° 2, pages 130–132, Janvier 1999.
- [51] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*. Prentice Hall, ISBN 0-13-375536-3, 1996.
- [52] L. Boithias, *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Edition Dunod, ISBN 2-04-015656-9, 1984.
- [53] P. Busson, *Etude et réalisation d'un simulateur de propagation radiomobile à évacuation de fréquence*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées – Rennes, Septembre 1993.

- [54] P. A. Bello, « Characterization of randomly time-variant linear channels ». *IEEE Transactions on Communications Systems*, pages 360–393, Décembre 1963.
- [55] R. Kattenbach, « Consideration about the validity of WSSUS for indoor radio channel ». COST 259 TD(97) 70, 1997.
- [56] P. Duvaut, *Traitement du signal – Concepts et applications*. Hermes, 1994.
- [57] W. C. Jakes, *Microwave mobile communications*. John Wiley & Sons, ISBN 0-471-43720-4, 1974.
- [58] R. H. Clarke, « A statistical theory of mobile radio channel ». *Bell System Technical Journal*, Juin 1968.
- [59] J. D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*. Pentech-Press, ISBN 0-7273-1316-9, 1992.
- [60] R. Le Gouable, *Association de modulations multiporteuses et de techniques d'accès multiple : application aux transmissions sans fil à haut débit*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées – Rennes, Mars 2001.
- [61] N. Yee, J.-P. Linnartz et G. Fettweis, « Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 109–113, Septembre 1993.
- [62] K. Fazel et L. Papke, « On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 468–472, Septembre 1993.
- [63] A. Chouly, A. Brajal et S. Jourdain, « Orthogonal multi-carrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system ». *IEEE Global Communications Conference*, pages 1723–1728, Novembre 1993.
- [64] S. Kondo et L. B. Milstein, « On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems ». *Military Communications Conference*, pages 52–56, Octobre 1993.
- [65] V. M. Dasilva et E. S. Sousa, « Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous systems ». *IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 995–999, Octobre 1993.
- [66] L. Vandendorpe, « Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 4.1.1–4.1.8, Octobre 1993.
- [67] H. Steendam et M. Moeneclaey, « The sensitivity of downlink MC-DS-CDMA to carrier frequency offsets ». *IEEE Communications Letters*, vol. 5, n° 5, pages 215–217, Mai 2001.
- [68] H. Steendam et M. Moeneclaey, « Comparison of downlink and uplink MC-DS-CDMA sensitivity to carrier frequency offsets ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2001.
- [69] L.-L. Yang et L. Hanzo, « Software defined radio assisted adaptive broadband frequency hopping multicarrier DS-SS ». *IEEE Communications Magazine*, pages 174–183, Mars 2002.
- [70] K. R. Shankar Kumar et A. Chockalingam, « Performance of multicarrier DS-SS with imperfect carrier phase on multipath rayleigh fadings channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.

-
- [71] V. M. Dasilva et E. S. Sousa, « Multi-carrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 12, n° 5, pages 842–852, Juin 1994.
- [72] Q. Chen, E. S. Sousa et S. Pasupathy, « Performance of coded multi-carrier DS-CDMA system in multi-path fading channels ».
- [73] S.-M. Tseng et M. R. Bell, « Asynchronous multicarrier DS-CDMA using mutually orthogonal complementary sets of sequences ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n° 1, pages 53–59, Janvier 2000.
- [74] D. N. Rowitch et L. B. Milstein, « Convolutionally coded multicarrier DS-CDMA systems in multipath fading channel — Part I: performance analysis ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n° 10, pages 1570–1582, Octobre 1999.
- [75] D. N. Rowitch et L. B. Milstein, « Convolutionally coded multicarrier DS-CDMA systems in multipath fading channel — Part II: narrow-band interference suppression ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n° 11, pages 1729–1736, Novembre 1999.
- [76] H.-H. Chen, J.-F. Yeh et N. Suehiro, « A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, pages 126–135, Octobre 2001.
- [77] E. A. Sourour et M. Nakagawa, « Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, n° 3, pages 356–367, Mars 1996.
- [78] L. Vandendorpe, « Multitone spread spectrum communication systems in a multipath rician fading channel ». *International Zurich Seminar on Digital Communications*, vol. 783, pages 440–451, Mars 1994.
- [79] L. Vandendorpe, « Multitone spread spectrum multiple access communications system in a multipath rician fading channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, n° 2, pages 327–337, Mai 1995.
- [80] S. Hara et R. Prasad, « Overview of multicarrier CDMA ». *IEEE Communications Magazine*, pages 126–133, Décembre 1997.
- [81] S. Hara, T. H. Lee et R. Prasad, « BER comparison of DS-CDMA and MC-CDMA for frequency selective fadings channels ». *Proc. of 7th Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications*, 1995.
- [82] S. Hara et R. Prasad, « DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multimedia communications ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1106–1110, Avril 1996.
- [83] S. Kaiser, « OFDM-CDMA versus DS-CDMA: performance evaluation for fading channels ». *IEEE International Conference on Communications*, pages 1722–1726, Juin 1995.
- [84] S. B. Slimane, « Bandwidth efficiency of MC-CDMA signals ». *Electronics Letters*, vol. 35, n° 21, pages 1797–1798, Octobre 1999.
- [85] S. Abeta, H. Atarashi et M. Sawahashi, « Forward link capacity of coherent DS-CDMA and MC-CDMA broadband packet wireless access in a multi-cell environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mars 2000.

- [86] X. Gui et T. S. Ng, « Performance comparison of asynchronous orthogonal multi-carrier CDMA in frequency selective channel ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 494–497, Septembre 1998.
- [87] J. H. Yoo et V. K. Wei, « On synchronizing and detecting multi-carrier CDMA signals ». *IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 512–516, Novembre 1995.
- [88] J.-P. M. G. Linnartz, « Performance analysis of synchronous MC-CDMA in mobile rayleigh channel with both delay and doppler spreads ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, n° 6, pages 1375–1387, Novembre 2001.
- [89] F. Bader, S. Zazo et J. M. P. Borrallo, « Uplink acquisition of synchronization parameters in MC-CDMA systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mars 2000.
- [90] S. H. Kim, K. Ha et C. W. Lee, « A frame synchronization scheme for uplink MC-CDMA ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2188–2192, Septembre 1999.
- [91] D. Kivanc et H. Liu, « Uplink performance of MC-CDMA in the presence of frequency offset ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2855–2859, Septembre 1999.
- [92] J. Jang et K. B. Lee, « Effect of frequency offset on MC-CDMA system performance ». *IEEE Communications Letters*, vol. 3, n° 7, pages 196–298, Juillet 1999.
- [93] Y. Kim, S. Choi et D. Hong, « Effect of carrier frequency offset on the performance of an MC-CDMA system and its countermeasure using pulse shaping ». *IEEE International Conference on Communications*, Juin 1999.
- [94] H. Steendam et M. Moeneclaey, « Sensitivity of OFDM and MC-CDMA to carrier phase errors ». *Symposium on Vehicular Technology and Communications*, Octobre 1998.
- [95] H. Steendam et M. Moeneclaey, « The sensitivity of a flexible form of MC-CDMA to synchronisation errors ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pages 2208–2212, Septembre 1999.
- [96] H. Steendam et M. Moeneclaey, « The effect of synchronisation errors on MC-CDMA performance ». *IEEE International Conference on Communications*, Juin 1999.
- [97] H. Steendam et M. Moeneclaey, « An overview of MC-CDMA synchronisation sensitivity ». *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 261–270, Septembre 1999.
- [98] S. L. Miller et B. J. Rainbolt, « MMSE detection of multicarrier CDMA ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 11, pages 2356–2362, Novembre 2000.
- [99] J.-Y. Baudais, J.-F. Hélar et J. Citerne, « Comparaison des performances de différentes techniques de détection appliquées à un signal AMRC à porteuses multiples dans un canal de rayleigh ». *Colloque Grets, Septembre 1999.*
- [100] J.-Y. Baudais, J.-F. Hélar et J. Citerne, « An improved linear MMSE detection technique for multi-carrier CDMA system: comparison and combination with interference cancellation schemes ». *European Transactions on Communications*, vol. 11, n° 5, pages 547–554, Novembre/Décembre 2000.

-
- [101] M. Hélard, R. Le Gouable, J.-F. Hélard et J.-Y. Baudais, « Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks ». *Annales des télécommunications*, vol. 56, n o 5-6, pages 260–274, 2001.
- [102] D. Mottier, D. Castelain, J.-F. H elard et J.-Y. Baudais, « Optimum and sub-optimum linear MMSE multi-user detection for multi-carrier CDMA transmission systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2001.
- [103] S. Kaiser, « On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels ». *IEEE Global Communications Conference*, pages 2059–2063, Novembre 1995.
- [104] S. Kaiser, « Analytical performance evaluation of OFDM-CDMA mobile radio systems ». *European Personal Mobile Communications Conference*, pages 215–220, Novembre 1995.
- [105] H. Bogucka, « Effective implementation of OFDM-CDMA base station transmitter using joint FHT and IFFT ». *IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 162–165, Mai 1999.
- [106] H. Bogucka, « Application of the new joint complex Hadamard inverse Fourier transform in a OFDM-CDMA wireless communication system ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 5, pages 2929–2933, Septembre 1999.
- [107] S. Kaiser, « Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier CDMA systems ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 1366–1370, Septembre 1996.
- [108] S. Kaiser et L. Papke, « Optimal detection when combining OFDM-CDMA with convolutional and turbo channel coding ». *IEEE International Conference on Communications*, pages 334–348, Juin 1996.
- [109] J. Lindner et C. Pietsch, « The spatial dimension in case of MC-CDMA ». *European Transactions on Communications*, vol. 13, n o 5, pages 431–438, Septembre/Octobre 2002.
- [110] X. Cai et A. N. Akansu, « Multicarrier CDMA systems with transmit diversity ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 6, pages 2817–2821, Septembre 2000.
- [111] J.-M. Auffray et J.-F. H elard, « Performance of MC-CDMA technique combined with space-time block coding over Rayleigh channel ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Septembre 2002.
- [112] S. Kaiser, *Analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation*. PhD thesis, Düsseldorf, 1998. Vdi Verlag GmbH.
- [113] S. Kaiser et K. Fazel, « A spread spectrum multi-carrier multiple access system for mobile communications ». *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 49–56, Septembre 1997.
- [114] S. Kaiser et W. A. Krzymien, « Performance effects of the uplink asynchronism in a spread spectrum multi-carrier multiple access system ». *European Transactions on Communications*, vol. 10, n o 4, pages 399–406, Juillet-Ao ut 1999.
- [115] S. Kaiser, W. A. Krzymien et K. Fazel, « Performance tradeoffs in asynchronous spread spectrum multi-carrier multiple access ». *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 35–42, Septembre 1999.
- [116] C. Ibars et Y. Bar-Ness, « The principle of time-frequency duality of DS-SS and MC-SS ». *Conference on Information Sciences and System*, Mars 2002.

- [117] H. Steendam et M. Moeneclaey, « Comparison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DS-CDMA to carrier frequency offset ». *Vehicular Technology and Communications*, Octobre 2000.
- [118] J.-Y. Baudais, *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées – Rennes, Mai 2001.
- [119] J.-M. Brossier, *Signal et communication numérique*. Editions Hermès, ISBN 2-86601-583-5, 1997.
- [120] J.-Y. Baudais, J.-F. Héland et J. Citerne, « Multi-carrier CDMA using interference cancellation ». *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 251–258, Septembre 1999.
- [121] J.-F. Héland, J.-Y. Baudais et J. Citerne, « Linear MMSE detection technique for MC-CDMA ». *Electronics Letters*, vol. 36, n° 7, pages 665–666, Février 2000.
- [122] J.-Y. Baudais et J.-F. Héland, « Procédé d'égalisation dans les récepteurs utilisant une combinaison des techniques de modulations à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes ». Brevet français n° 99/11689 déposé le 14 Septembre 1999 et n° 99/15919 du 9 Décembre 1999.
- [123] D. Ikonou, *Equalising receiver techniques for MC-CDMA schemes*. PhD thesis, Université catholique de Louvain, Juin 2002.
- [124] M. S. Akhter, « Signal Processing for MC-CDMA ». Master's thesis, Faculty on Information Technology, School of Physics and Electronic Systems Engineering, Mars 1998.
- [125] H. Ochiai, *Analysis and reduction of peak-to-average power ratio in OFDM systems*. PhD thesis, Université de Tokyo, Mars 2001.
- [126] H. Ochiai et H. Imai, « On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n° 2, pages 282–289, Février 2001.
- [127] H. Ochiai et H. Imai, « Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals ». *IEICE Transactions Fundamentals*, vol. E80-A, n° 11, pages 2136–2143, Novembre 1997.
- [128] X. Zhou et J. Caffery Jr, « A new distribution bound and reduction scheme for OFDM PAPR ». *Wireless Personal Multimedia Communications*, Octobre 2002.
- [129] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer et J. B. Huber, « Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping ». *Electronics Letters*, vol. 32, n° 22, pages 2056–2057, Octobre 1996.
- [130] S. H. Müller, R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer et J. B. Huber, « OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation ». *Annales des télécommunications*, vol. 52, n° 1 & 2, pages 58–67, Février 1997.
- [131] J. Tellado, *Peak-to-Average power reduction for multicarrier modulation*. PhD thesis, University of Stanford, Septembre 1999.
- [132] R. Van Nee et A. de Wild, « Reducing peak average power ratio OFDM ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, n° 48, pages 2072–2076, Mai 1998.
- [133] K. Fazel et S. Kaiser, « Analysis of non-linear distortions on MC-CDMA ». *IEEE International Conference on Communications*, pages 1028–1034, Juin 1998.

-
- [134] A. A. M. Saleh, « Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-29, n° 11, pages 1715–1720, Novembre 1981.
- [135] J.-H. Jong, *Performance and power optimization of multicarrier communication systems in the presence of non linear distortion*. PhD thesis, University of Michigan, 2000.
- [136] M. Pauli et H.-P. Kuchenbecker, « Minimization of the intermodulation distortion of a nonlinearly amplified OFDM signal ». *Wireless Personal Communications*, vol. 4, pages 93–101, 1996.
- [137] S. H. Müller et J. B. Huber, « A novel peak power reduction scheme for OFDM ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 1090–1094, Septembre 1997.
- [138] D. A. Wiegandt et C. R. Nassar, « Peak-to-average power reduction in high-performance, high-throughput OFDM via pseudo-orthogonal carrier-interferometry coding ». *IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Août 2001.
- [139] D. A. Wiegandt et C. R. Nassar, « High-throughput, high-performance OFDM via pseudo-orthogonal interferometry coding ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Septembre 2001.
- [140] D. A. Wiegandt, C. R. Nassar et Z. Wu, « Overcoming peak-to-average power ratio issues in OFDM via carrier-interferometry codes ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2001.
- [141] S. Nobilet et J.-F. Héland, « Choix des séquences d'étalement pour les systèmes AMRC à porteuses multiples ». *Colloque GretsI*, Septembre 2001.
- [142] S. Nobilet, J.-F. Héland et D. Mottier, « Spreading sequences selection for uplink and downlink MC-CDMA systems ». *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 123–130, Septembre 2001.
- [143] S. Nobilet, J.-F. Héland et D. Mottier, « Spreading sequences for uplink and downlink MC-CDMA systems: PAPR and MAI minimization ». *European Transactions on Communications*, vol. 13, n° 5, pages 465–474, Septembre/Octobre 2002.
- [144] B.-J. Choi, E.-L. Kuan et L. Hanzo, « Crest factor study of MC-CDMA and OFDM ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 233–237, Mai 1999.
- [145] N. Ohkubo et T. Ohtsuki, « A peak to average power ratio reduction of multi-carrier CDMA using selected mapping ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [146] N. Ruangsurat et R. M. A. P. Rajatheva, « An investigation peak average power ratio MC-CDMA combined partial transmit sequence ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 53RD/1, pages 761–765, Mai 2001.
- [147] B. M. Popovic, « Spreading sequences for multicarrier CDMA systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n° 6, pages 918–926, Juin 1999.
- [148] B. M. Popovic, « Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n° 7, pages 1031–1033, Juillet 1991.

- [149] D. Mottier et D. Castelain, « A spreading sequence allocation procedure for MC-CDMA transmission systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [150] B. Le Floch, J.-F. Hélar, D. Castelain et M. Rivière, « Demodulation cohérente du système de transmission multiporteuses COFDM dans un canal de radio mobile ». *Colloque Grets, pages 413–416*, Septembre 1991.
- [151] J.-F. Hélar, *Modulations codées en treillis associées à un multiplex de porteuses orthogonales en présence de canaux affectés de trajets multiples*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Mai 1992.
- [152] P. Hoeher, S. Kaiser et P. Robertson, « Two dimensional pilot symbol aided channel estimation by wiener filtering ». *International conference on Acustics Speech and Signal Processing*, pages 1845–1848, Avril 1997.
- [153] P. Hoeher, S. Kaiser et P. Robertson, « Pilot symbol aided channel estimation in time and frequency ». *IEEE Global Communications Conference*, pages 90–96, Novembre 1997.
- [154] H. Holma et A. Toskala, *WCDMA for UMTS, Radio Access for Third Generation Mobile Communications*. John Wiley & Sons, ISBN 0-471-48687-6, 2001.
- [155] P. Beckmann et A. Spizzichino, *The scattering of electromagnetic waves from rough-surfaces*. Artech House, ISBN 0-89006-238-2, 1987.
- [156] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*. Howard W. Sams & Co, ISBN 0-672-22305-8, 1986.
- [157] D. Mottier et D. Castelain, « SINR-Based channel pre-equalization for uplink multi-carrier CDMA systems ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Septembre 2002.
- [158] D1.1 IST-2001-32620, MATRICE, « 4G reference scenario specification: basic parameters and services ». Mars 2002.
- [159] « COST Action 231: digital mobile radio towards future generation systems ». Final report european commission, 1999.
- [160] Luis M. Correia, ed., *Wireless flexible personalised communications - COST 259: european co-operation in mobile radio research*. John Wiley & Sons, ISBN 0-471-49836, 1997.
- [161] S. Nobilet et J.-F. Hélar, « A pre-equalization technique for uplink MC-CDMA systems using TDD and FDD modes ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre/Octobre 2002.
- [162] S. Nobilet, J.-F. Hélar, N. Jolivet et R. Gillard, « Performance of predistortion techniques for uplink MC-CDMA systems with TDD and FDD modes ». *Wireless Personal Multimedia Communications*, Septembre 2002.
- [163] Y. Louët, *Mise en œuvre et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans la modulation OFDM*. PhD thesis, SUPELEC-Rennes, Octobre 2000.
- [164] J. A. Davis et J. Jedwab, « Peak-to-mean power control in OFDM, golay complementary sequences, and reed-muller codes ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n° 7, pages 2397–2417, Novembre 1999.

Publication, communications, brevet

Publication

- [5] S. Nobilet, J.-F. Héland et D. Mottier, « Spreading sequences for uplink and downlink MC-CDMA systems: PAPR and MAI minimization ». *2nd Special Issue on Multi-Carrier Spread-Spectrum and Related Topics - European Transactions on Telecommunications*, vol. 13, n° 5, pages 465–474, Septembre/Octobre 2002.

Communications

- [1] S. Nobilet et J.-F. Héland, « Choix des séquences d'étalement pour les systèmes AMRC à porteuses multiples ». *Colloque Grets*, Septembre 2001.
- [2] S. Nobilet, J.-F. Héland et D. Mottier, « Spreading sequences selection for uplink and downlink MC-CDMA systems ». *Third International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS) and Related Topics*, pages 123-130, Septembre 2001.
- [3] S. Nobilet et J.-F. Héland, « A pre-equalization technique for uplink MC-CDMA systems using TDD and FDD modes ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [4] S. Nobilet, J.-F. Héland, N. Jolivet et R. Gillard, « Performance of predistortion techniques for uplink MC-CDMA systems with TDD and FDD modes ». *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Septembre 2002.

Brevet

- [6] J.-F. Héland et S. Nobilet, « Procédé de transmission bidirectionnelle de signaux multiporteuses, système, terminal de communications et signal correspondant ». Brevet d'invention n° FR 01 05152 déposé le 13 avril 2001, extension PCT n° PCTFR02/0-1277 du 11 avril 2002.

Résumé

Les futurs systèmes de radiocommunications devront proposer des services nécessitant des transferts de données à haut débit, tout en garantissant une grande mobilité aux utilisateurs. Pour y parvenir de nouvelles techniques de traitement de signal doivent être mises en œuvre. Une de ces approches constituant actuellement un axe important de la recherche dans ce domaine est la technique MC-CDMA. Cette dernière repose sur la combinaison de deux techniques : les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont pour buts l'étude et l'optimisation des systèmes de communications mettant en œuvre cette technique MC-CDMA.

Après une présentation générale des différentes façons de combiner les techniques de modulations à porteuses multiples et d'étalement de spectre, les performances des systèmes MC-CDMA sont présentées sur des canaux de Rayleigh et BRAN dans le cas de détections mono-utilisateur et multi-utilisateur.

Puis, l'influence des codes d'étalement sur la variation de la dynamique de l'enveloppe du signal émis, et sur l'interférence produite par la cohabitation des données de plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources fréquentielles et temporelles est étudiée. Pour cela, nous nous sommes intéressés aux variations de l'enveloppe des signaux MC-CDMA à travers l'étude du facteur de crête et du facteur de crête global. Ces quantités permettent d'estimer les fluctuations du signal transmis respectivement en voie montante et descendante. En ce qui concerne la minimisation de l'interférence d'accès multiple, une technique reposant sur l'allocation des séquences d'étalement est décrite et plusieurs critères de sélection des codes d'étalement sont proposés.

Enfin, une attention particulière est portée à l'optimisation de la voie montante des systèmes MC-CDMA. Afin d'éviter l'insertion de N_u jeux de sous-porteuses pilotes servant à estimer les N_u canaux de la voie montante, une solution reposant sur le principe de la réciprocité du canal radiomobile est ici proposée. Cette alternative consiste à effectuer une prédistorsion du signal utile dans le terminal avant son émission. Deux variantes sont envisagées, la première repose sur un multiplexage temporel des voies montante et descendante alors que la seconde repose sur un multiplexage fréquentiel de ces deux voies.

Abstract

Future radiocommunication systems will have to accommodate high data rate while allowing a great mobility to the users. In order to achieve this goal, new signal processing techniques must be investigated. One of the techniques currently under significant research is the MC-CDMA technique. This combines orthogonal frequency division multiplex modulation with spread spectrum technique. This thesis deals with the study and the optimization of MC-CDMA communication systems.

After a general presentation of different combinations of OFDM and spread spectrum techniques, MC-CDMA systems performances are evaluated for multipath Rayleigh fading channel and BRAN channels for the case of single and multi-user detections.

The influence of the spreading sequences is then studied on the dynamic range of the transmitted multicarrier signal envelope and on the multiple access interference. For that purpose, the envelope variation of MC-CDMA signals is considered through the study of the crest factor and the global crest factor. These quantities make it possible to estimate the fluctuations of the transmitted signals in uplink and downlink respectively. In order to minimize the multiple access interference, an optimized spreading sequence allocation procedure is presented and different code selection criteria are proposed.

Finally, the focus is moved to the optimization of uplink MC-CDMA systems. In order to avoid the insertion of N_u groups of pilot subcarriers used to estimate the N_u uplink channels, a method based on the channel reciprocity property is proposed. This solution consists in using the downlink channel estimation to predistort the signal at the mobile station before transmission. Two alternative techniques are considered. The first is based on a time division duplex of the uplink and downlink whereas the second relies on a frequency division duplex of the uplink and downlink.