HAL
open science

Prototypage de systèmes Haut Débit combinant Étalement de spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes

Arnaud Massiani

▶ **To cite this version:**

Arnaud Massiani. Prototypage de systèmes Haut Débit combinant Étalement de spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2005. Français. NNT : . tel-00011317v2

HAL Id: tel-00011317

https://theses.hal.science/tel-00011317v2

Submitted on 30 Jan 2006

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

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

N° d'ordre : D 05 – 15

THÈSE

présentée devant

l' INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant Étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes

par

Arnaud Massiani

Soutenue le 25 Novembre 2005 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	M. Emmanuel BOUTILLON	Professeur à l'Université de Bretagne Sud
	M. Lionel TORRES	Professeur à l'Université de Montpellier II
Examinateurs	M. Jean-Paul CALVEZ	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes
	M. François CHAROT	Chargé de recherches à l'IRISA
	M. Jean-François HELARD	Professeur à l'INSA de Rennes
	Mme. Fabienne NOUVEL	Maître de conférences à l'INSA de Rennes

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
Groupe Communications Propagation Radar

à Maëva, à ma famille

”En essayant continuellement on finit par réussir.
Donc plus ça rate, plus on a des chances que ça marche !”

Devise Shadock

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Jean-François HELARD, professeur à l'INSA de Rennes, de m'avoir accueilli au sein de la composante INSA de l'IETR et d'avoir accepté de diriger mes travaux de recherche. J'exprime également mes remerciements à Fabienne NOUVEL pour son encadrement, son dynamisme et ses qualités humaines.

Je remercie sincèrement Emmanuel BOUTILLON, Professeur à l'Université de Bretagne Sud, et Lionel TORRES, Professeur à l'Université de Montpellier II d'avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux de recherches, pour l'attention qu'ils ont accordés à la lecture de ce mémoire, qui est je l'accorde assez conséquent, ainsi que pour leur participation au jury. Je remercie également Jean-Paul CALVEZ, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes, et François CHAROT, Chargé de Recherches à l'IRISA, pour leur participation au jury en tant qu'examinateurs.

Durant ce travail, j'ai eu la joie d'encadrer le stage de fin d'étude de Sébastien LELIEVRE dont les travaux font partie intégrante de cette thèse.

Je tiens notamment à remercier Sébastien LE NOURS avec qui j'ai pu avoir de longues discussions pendant ma thèse, durant notamment "the passage of the torche". Tu resteras mon grand gourou. Il serait impossible de ne pas mentionner Pierre DE STEFANO (avec un "f") sans lequel la finalité de ce travail de thèse aurait été bien plate. J'ai beaucoup apprécié notre collaboration et j'espère que nos chemins professionnels pourront se recroiser. Petit pit bull, je te remercie également pour ton "carambar rigolo".

Il serait impossible de ne pas citer et remercier les anciens :le malouin, qui a réussi à vendre sa R21, derechef le bigoudin, le spécialiste des tableaux pas chaleureux, Philou le spécialiste de la plume et Roro le marseillais délocalisé.

Les échanges avec les nouveaux doctorants ont également été riches professionnellement et personnellement, je tiens à les remercier. Plus particulièrement, Laurent la boîte à musique, Florent et son "humour", Wilfried le chasseur arborant fièrement ses peaux de bêtes, Julien et son vin, David, Sylvie, Matthieu et les gens du haut.

Je tiens enfin à remercier ma famille pour leur soutien constant durant toutes ces années d'étude. Je tiens également à associer à ces remerciements l'ensemble de mes amis qui m'auront soutenu et supporté pendant tout ce temps, que ce soit durant la thèse ou avant, s'ils ne peuvent tous être ici cités ils se reconnaîtront...

Enfin, je tiens tout particulièrement à remercier ma moitié pour son soutien, sa patience et son écoute. Sans toi je n'aurais jamais pu arriver à ce stade. C'est pourquoi je te dédicace ce manuscrit Maëva.

Table des matières

1 Contexte de l'étude **5**

1.1 Évolutions et présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques . . . 6

1.1.1 Evolutions des normes de radiocommunications . . . 6

1.1.2 Présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques 8

1.1.2.1 Description d'une chaîne de traitement . . . 8

1.1.2.2 Le concept MIMO . . . 10

1.1.2.3 Les différentes structures des systèmes MIMO . . . 10

1.1.3 Vers l'émergence d'une Radio Logicielle . . . 11

1.1.3.1 Structures actuelles de réalisation . . . 11

1.1.3.2 Contexte de développement . . . 13

1.1.3.3 Contraintes de réalisation . . . 14

1.2 Les architectures de traitements numériques : introduction aux plate-formes de prototypage . . . 16

1.2.1 Evolution et caractéristiques des architectures de traitements numériques 16

1.2.1.1 Eléments de classification dans le contexte de la Radio Logicielle 16

1.2.1.2 Conception des systèmes temps réel embarqués sur des architectures hétérogènes . . . 19

1.2.2 Une solution intermédiaire : les plate-formes de prototypage . . . 21

1.2.2.1 Un peu d'histoire . . . 21

1.2.2.2 Qu'est-ce que le prototypage ? . . . 21

1.2.2.3 Classification de plates-formes de prototypage . . . 22

1.3 Convergence nécessaire vers une méthodologie de conception cohérente . . . 23

1.4 Contexte de développement pour la future quatrième génération . . . 25

2 Canal de propagation radioélectrique **27**

2.1 La propagation des ondes . . . 28

2.1.1 La propagation en espace libre . . . 28

2.1.2 La propagation hors espace libre . . . 29

2.1.2.1 Les phénomènes de base en propagation . . . 29

2.1.2.2 La propagation par trajets multiples . . . 32

2.1.2.3 Les pertes moyennes hors espace libre . . . 32

2.1.3 Le bruit radioélectrique . . . 33

2.1.4 Modélisation statistique du canal de propagation . . . 34

2.1.5 Paramètres des canaux WSSUS . . . 36

2.1.5.1 Les dispersions temporelles . . . 36

2.1.5.2 Les dispersions fréquentielles . . . 36

2.1.6 Influences sur les systèmes de radiocommunications . . . 37

2.1.6.1 La notion de sélectivité 37
2.1.6.2 La notion de diversité 38
2.2 Modèles de simulation SISO 39
2.2.1 Description des canaux théoriques 39
2.2.2 Description des canaux réalistes 40
2.3 Modèles de simulation MIMO 43
2.3.1 Modes propres du canal 44
2.3.2 Passage du modèle classique au modèle équivalent 45
2.3.3 Modèle de Rayleigh MIMO théorique 47
2.4 Conclusion 47

3 L'étalement de spectre, les modulations à porteuses multiples et les codes temps-espaces : application aux futurs réseaux cellulaires 49
3.1 Présentation des techniques de traitement du signal utilisées 50
3.1.1 L'étalement de spectre et les techniques d'accès multiples 50
3.1.1.1 Principe de l'étalement de spectre 50
3.1.1.2 L'accès multiple 53
3.1.1.3 Applications et réalisations 54
3.1.2 Les modulations à porteuses multiples 55
3.1.2.1 Un peu d'histoire 55
3.1.2.2 Principes des modulations à porteuses multiples 56
3.1.2.3 Applications et réalisations 63
3.1.3 Les codes temps-espaces codés en blocs 64
3.1.3.1 Apports de la dimension spatiale 64
3.1.3.2 Les codes OSTBC 65
3.2 Les systèmes à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes . 66
3.2.1 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA 66
3.2.2 Techniques d'égalisation appliquées aux systèmes MC-CDMA 68
3.2.2.1 Modélisation du système MC-CDMA dans le cas d'une liaison descendante 68
3.2.2.2 Les détecteurs mono-utilisateurs 71
3.2.3 Performances du système MC-CDMA sur canaux radiomobiles 75
3.2.4 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA 76
3.2.5 Vers l'émergence des systèmes MC-CDMA 84
3.3 Combinaison des techniques temps-espace en blocs et des systèmes MC-CDMA : les systèmes OSTBC/MC-CDMA 86
3.3.1 Expression du signal émis 87
3.3.2 Expression du signal reçu 89
3.3.3 Techniques de combinaison et d'égalisation appliquées aux systèmes OSTBC/MC-CDMA 91
3.3.3.1 Combinaison des signaux reçus 91
3.3.3.2 Les techniques de détection mono-utilisateurs dans le cas MIMO 92
3.3.4 Dimensionnement du système OSTBC/MC-CDMA 96
3.3.5 Performances des systèmes OSTBC/MC-CDMA 96
3.4 Conclusion 97

4 Etude des contraintes d'implantation des systèmes considérés 99

4.1 Prérequis pour l'étude du format des données 99
4.1.1 Représentation des données 100
4.1.1.1 Codage en virgule flottante 100
4.1.1.2 Codage en virgule fixe 101
4.1.2 Définition des règles de l'arithmétique virgule fixe 103
4.1.2.1 Addition 103
4.1.2.2 Multiplication 104
4.1.3 Processus de codage 104
4.1.3.1 Lois de dépassement 105
4.1.3.2 Lois de quantification 106
4.1.4 Modélisation du processus de quantification 107
4.2 Etude de complexité, de format de données et optimisations des fonctions 108
4.2.1 Éléments de complexité et étude du format de données des fonctions mises en œuvre 108
4.2.1.1 Les fonctions de codages binaires à symboles 108
4.2.1.2 L'étalement de spectre 112
4.2.1.3 L'entrelacement 118
4.2.1.4 Le zero-padding 118
4.2.1.5 Le codeur OSTBC 119
4.2.1.6 La modulation OFDM 120
4.2.1.7 L'insertion de l'intervalle de garde 124
4.2.1.8 La transposition en fréquence intermédiaire 124
4.2.1.9 L'estimation de canal 133
4.2.1.10 L'égalisation dans le cas SISO 134
4.2.1.11 La combinaison et l'égalisation dans le cas MIMO 135
4.2.1.12 Détermination du format de données appliqué à l'opération d'égalisation 138
4.2.2 Complexité globale des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés 143
4.3 Conclusion 145

5 Méthodologie de conception appliquée aux systèmes étudiés 147
5.1 La Méthodologie pour la Conception des Systèmes Électroniques (MCSE) 148
5.1.1 Principes de MCSE 148
5.1.2 Outil associé à la méthodologie 151
5.2 Analyse et conception des systèmes étudiés selon l'approche MCSE 152
5.2.1 Modélisation des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE 153
5.2.1.1 Modèle structurel 154
5.2.1.2 Modèle comportemental 155
5.2.1.3 Description algorithmique en virgule flottante 157
5.2.1.4 Description algorithmique en virgule fixe 160
5.2.2 Exploration architecturale des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE 161
5.2.3 Modélisation de l'architecture de prototypage 161
5.2.4 Analyse et résultats de la phase de conception architecturale 163
5.2.4.1 Analyse de la conception architecturale 164
5.2.4.2 Évaluation des performances d'implantation 164

5.2.5 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour l'analyse de systèmes de radiocommunications . . . 166
5.3 Analyse et résultats de la phase de génération de code . . . 167
5.3.1 Modifications apportées par l'outil CoFluent Studio sur le modèle structurel pour une génération de code sur FPGA . . . 167
5.3.2 Règles de conception du modèle comportemental induite par le modèle de traduction VHDL utilisé par l'outil . . . 168
5.3.3 Résultats de génération et d'implantation du système MC-CDMA . . . 173
5.3.3.1 Génération automatique et implantation de l'émetteur MC-CDMA 174
5.3.3.2 Génération automatique des opérations de l'émetteur MC-CDMA 175
5.3.4 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour la génération automatique de code VHDL . . . 175
5.4 Conclusion . . . 176

6 Résultats d'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA 179
6.1 Description générale de la plate-forme de prototypage . . . 180
6.1.1 Caractéristiques de la carte mère . . . 181
6.1.2 Environnement logiciel . . . 182
6.1.3 Caractéristiques des différents médias de communications . . . 183
6.1.3.1 L'interface PCI . . . 183
6.1.3.2 Les interfaces de communications CP et SDB . . . 183
6.1.4 Caractéristiques des cartes filles . . . 185
6.1.4.1 Cartes filles comprenant un DSP . . . 185
6.1.4.2 Cartes filles comprenant un FPGA . . . 187
6.1.4.3 Cartes filles comprenant un CNA ou un CAN . . . 190
6.1.4.4 Caractéristiques du module CNA . . . 190
6.1.4.5 Caractéristiques du module CAN . . . 192
6.2 Communications, contrôle et gestion des paramètres des systèmes . . . 193
6.2.1 Gestion du flux de données entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage 195
6.2.2 Gestion du flux de données entre le module DSP et le module FPGA intégrant l'émetteur MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA . . . 196
6.2.3 Description des paramètres des systèmes . . . 196
6.2.4 Machine d'état exerçant le contrôle des systèmes . . . 198
6.3 Description et résultats de l'implantation du système MC-CDMA . . . 200
6.3.1 Description de l'émetteur MC-CDMA implanté . . . 201
6.3.2 Description du récepteur MC-CDMA implanté . . . 203
6.3.3 Configuration implantée . . . 203
6.3.4 Complexité du système MC-CDMA . . . 206
6.3.5 Débits mesurés du système MC-CDMA . . . 208
6.4 Description et résultats de l'implantation du système OSTBC/MC-CDMA . . . 210
6.4.1 Description de l'émetteur OSTBC/MC-CDMA implanté . . . 210
6.4.2 Description du récepteur OSTBC/MC-CDMA implanté . . . 210
6.4.3 Complexité du système OSTBC/MC-CDMA . . . 212
6.4.4 Débits mesurés du système OSTBC/MC-CDMA . . . 215
6.5 Conclusion . . . 215

Conclusion générale et perspectives 217

A Annexes **221**
A Exemples de calcul de combinaison et égalisation pour un système MIMO 2×2 reposant sur un schéma d'Alamouti 221
A.I Exemple 1 : Combinaison et égalisation MRC 221
A.II Exemple 2 : Combinaison et égalisation ORC 222

B Annexes **225**
B La librairie sc_fixed du langage SystemC 225

Acronymes & Abréviations **231**

Notations mathématiques **235**

Liste des tableaux **239**

Liste des figures **241**

Bibliographie **247**

Communications **257**

Introduction

Depuis l'apparition des premiers réseaux radiomobiles cellulaires analogiques au début des années 70, le nombre des systèmes de communications numériques a littéralement explosé pour satisfaire le marché des télécommunications. Si hier, les systèmes se cantonnaient essentiellement à la transmission de la parole, le développement des systèmes de communications numériques aidant, les services se sont depuis étendus à la transmission de données, et aux applications multimédia. Par rapport aux transmissions filaires, les télécommunications sans fil permettent d'assurer un accès permanent aux réseaux locaux tout en simplifiant leurs infrastructures. Ainsi, l'essor des réseaux locaux sans fil et l'émergence attendue de la troisième génération de systèmes cellulaires permettent de répondre aux besoins d'utilisateurs de plus en plus nombreux, d'accessibilité permanente à des applications variées. Cependant, le succès de ces nouveaux systèmes conduit à une grande surcharge du spectre radioélectrique et pose un réel problème de cohabitation. De plus, ces nouveaux services requièrent des débits de plus en plus importants, tout en garantissant une certaine qualité de service. De ce fait, il est nécessaire d'envisager de nouvelles techniques de transmission à très forte efficacité spectrale et/ou utilisant des fréquences porteuses de plus en plus élevées, par exemple les transmissions aux fréquences millimétriques à 60 GHz. Un nouveau concept appliqué aux transmissions haut débit en indoor en émerge, il s'agit des transmissions dites à Ultra Large Bande (ULB). Parallèlement à ces approches, des systèmes de télécommunication sans fil, connus sous le nom de systèmes MIMO, pour *Multiple Input Multiple Output* [1, 2], sont également envisagés et permettent d'améliorer notablement l'efficacité spectrale et/ou l'efficacité en puissance en exploitant la dimension spatiale. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Différentes approches des techniques MIMO existent et privilégient soit la robustesse, soit l'efficacité spectrale.

L'accroissement important des coûts de développements, associé à la diversité des applications envisageables, conduit à concevoir la future quatrième génération de systèmes radiomobiles comme l'aboutissement de la nécessaire convergence des réseaux locaux sans fil et des systèmes cellulaires radiomobiles. Dès lors, le développement de terminaux multi-standards repose autant sur les possibilités offertes par les techniques numériques de traitement du signal que sur l'accroissement constant des performances des architectures matérielles de réalisation. Il convient donc de proposer dès à présent des solutions pertinentes répondant à de tels enjeux.

En réponse à ces besoins, le travail présenté dans ce document porte sur le prototypage de nouvelles techniques de modulations à porteuses multiples et à accès multiples par répartition de codes, ainsi que sur la combinaison de ces systèmes aux techniques MIMO. Cette combinaison a pour but de tirer profit des avantages de chaque technique afin de concevoir des systèmes très robustes qui acceptent les contraintes de débit induites par la multiplicité des applications prévues pour la quatrième génération de systèmes cellulaires. Ces travaux de recherche ont été effectués au sein de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) et s'insèrent plus particulièrement dans les activités de la composante INSA du groupe Communications et

Conception de Systèmes (CCS). Le caractère pluridisciplinaire de cette étude amène à aborder les différentes étapes nécessaires à la conception de systèmes de radiocommunications basés sur ces nouvelles techniques, celles-ci doivent être adaptées aux contraintes liées aux canaux radiomobiles de propagation. Ainsi, nos travaux couvrent aussi bien la modélisation, la simulation des systèmes étudiés dans leur environnement de propagation que l'analyse des démarches de conception et d'implantation sur des architectures matérielles complexes. Par ailleurs, la réalisation matérielle de modem permettra de déterminer la complexité de tels systèmes. Enfin, la finalité du travail repose sur l'implantation des systèmes étudiés sur des architectures matérielles qui associent des composants de natures différentes.

Ces travaux se sont inscrits dans le cadre du projet européen IST MATRICE, pour *Multi-carrier CDMA TRansmission Techniques for Integrated Broadband CEllular Systems*. Ce projet a pour objectif d'évaluer l'application des techniques de modulations à porteuses multiples et à accès multiples par répartition de codes pour la quatrième génération de réseaux cellulaires. Ensuite, le contexte de nos travaux correspond aux problématiques identifiées par le projet PALMYRE, pour *PlAte-forme de déveLoppeMent et d'évaluation de sYstèmes RadioÉlectriques*, retenu dans le cadre du Contrat de Plan Etat Région actuellement en cours. Notre activité a donc pu s'insérer dans ces projets aussi bien pour l'optimisation de l'intégration de ces techniques que pour la proposition de nouvelles méthodes de conception.

Ce manuscrit se divise en six chapitres qui détaillent l'évolution de notre travail inscrit dans une démarche de conception globale. Ainsi, de nombreux sujets sont abordés et, bien que l'enchaînement des chapitres soit une suite logique, une relative indépendance existe entre eux.

Le premier chapitre présente une analyse de l'évolution actuelle des systèmes radiomobiles. Les besoins en nouvelles techniques de transmissions robustes et à haute efficacité spectrale sont identifiés. Par ailleurs, les contraintes technologiques inhérentes à la nécessaire convergence entre les réseaux locaux sans fil et les systèmes cellulaires conduisent à l'introduction de systèmes dits de Radio Logicielle ainsi qu'aux besoins de méthodologies cohérentes de conception.

Afin de répondre aux contraintes de débits, de robustesse et de mobilité, il est essentiel de préciser les perturbations liées à la transmission dans ces différents contextes. Ainsi, le second chapitre détaille plus particulièrement les caractéristiques et les contraintes des canaux de propagation. Les différents modèles associés aux scénarios de propagation considérés sont présentés. Par conséquent, la connaissance des paramètres statistiques du canal permet la mise en œuvre de techniques de transmissions robustes et adaptées.

Le chapitre 3 présente les schémas de modulations candidats pour la couche physique des futurs systèmes de radiocommunications. Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de l'étalement de spectre sont aujourd'hui reconnues comme des solutions à fort potentiel. Plus précisément, dans le cas de liaisons descendantes entre une station de base et des terminaux mobiles, la technique dite AMRC à porteuses multiples, ou MC-CDMA pour *Multi-Carrier Code Division Multiple Access*, est présentée. Cette technique est ensuite étendue au cas d'un système MIMO comprenant un réseau d'antennes en émission et un réseau d'antennes en réception. Parmi les différentes familles de codes temps-espace, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux codes orthogonaux codés en blocs ou OSTBC, pour *Orthogonal Space-Time Block Coding*. Nous étudions alors les performances des systèmes OSTBC/MC-CDMA qui

émergent de la combinaison de ces codes avec la technique MC-CDMA. Les performances de ces systèmes sont évaluées sur un modèle de canal radiomobile théorique de Rayleigh. Enfin, nous dégageons une méthode de dimensionnement des systèmes basés sur une telle technique. Celle-ci conduira par la suite à proposer un système adapté au cas du scénario de propagation étudié dans le cas d'une transmission SISO, pour *Single Input Single Output*, ainsi que dans le cas d'une transmission MIMO.

Le chapitre 4 de ce document présente l'étude des systèmes SISO et MIMO considérés, adaptés au cas de propagations caractéristiques d'environnements en intérieur de bâtiments. On en dégage deux parties intrinsèquement liées. La première partie de cette étude se destine à l'étude du format de données à adopter. Cette analyse porte sur la définition d'un format de données limité en nombre de bits, afin de diminuer la complexité d'intégration des systèmes, sous contraintes de performances en terme de TEB. La seconde traite de la complexité de mise en œuvre de ces techniques. Dès lors, la complexité de ces techniques sera évaluée en terme de nombre d'opérations ainsi qu'en terme d'occupation mémoire. Les résultats de cette étude permettront ensuite de définir le type d'architecture à utiliser en vue de leur implantation.

Compte tenu des contraintes introduites par la Radio Logicielle, le besoin évident de mettre en œuvre un ensemble de méthodes de conception nous amène, au chapitre 5, à proposer les étapes nécessaires d'un tel flot de développement. Nous présentons alors notre utilisation de l'approche possible basée sur la méthodologie MCSE, pour Méthodologie pour la Conception des Systèmes Électroniques. Ce chapitre présente donc le flot de conception associé à cette démarche et rend compte de notre utilisation. Ainsi, toutes les étapes de ce flot de conception seront traitées. Il nous est alors possible d'optimiser et de fiabiliser les étapes de simulation et de conception en étudiant précisément l'influence des contraintes architecturales sur les performances d'exécution en temps réel des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Finalement, la mise en œuvre de la méthodologie MCSE pour la génération automatique de la solution implantée du système MC-CDMA sur notre prototype matériel est présentée. Nous nous sommes particulièrement intéressés à l'étape de simulation fonctionnelle sous contraintes de format de données fixe ainsi qu'à l'étape de génération automatique de code pour des cibles matérielles. Enfin, les apports de cette démarche vis-à-vis des applications traitées sont évalués.

Le chapitre 6 détaille les différents éléments de la plate-forme de prototypage utilisée. Une description de l'environnement et des interfaces de test est également exposée. Puis, nous présentons les résultats d'implantation, en terme de complexité et de débit, des systèmes étudiés sur notre architecture de prototypage. Notre implantation du système MC-CDMA est un système quasiment autonome qui fonctionne en fréquence intermédiaire. L'implantation du prototype OSTBC/MC-CDMA, quant à lui, ne comporte pas encore de partie analogique, nous présentons alors les résultats de l'implantation de ce système en numérique. L'apport majeur de ce travail de thèse réside dans la réalisation matérielle d'un des premiers modem MC-CDMA qui intègre la conversion analogique du signal d'une part et dans la réalisation de l'un des premiers modem OSTBC/MC-CDMA d'autre part.

Enfin, une conclusion générale résume les principales contributions de ce travail qui portent principalement sur le prototypage de systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA et sur la mise en œuvre de méthodes de conception associées. Différentes perspectives à ce travail sont finalement présentées.

Contributions

Durant ce travail de thèse plusieurs résultats intéressants ont été obtenus. L'étude de l'impact sur les systèmes du passage du format de données en virgule flottante à un format de données en virgule fixe a notamment abouti à l'optimisation de la technique d'égalisation ORC. L'étude est présentée dans le chapitre 4.

Afin d'aboutir à un modem MC-CDMA matériel, nous avons appliqué la méthodologie de conception MCSE. Notre utilisation de cette méthode a permis d'utiliser un flot de conception complet et aboutir à la génération de codes pour cibles FPGA ainsi que de leurs interfaces. Cette étape de génération a été étudiée selon deux méthodes permettant ainsi d'identifier les apports mais également les contraintes et les limites de l'utilisation de cette méthode pour la génération de code considéré. Le chapitre 5 présente ce point.

L'apport majeur de ce travail de thèse est la réalisation matérielle d'un des premiers modem MC-CDMA qui intègre la conversion analogique du signal d'une part et la réalisation de l'un des premiers modem OSTBC/MC-CDMA d'autre part. De plus, ces modems englobent de nombreux paramètres génériques permettant ainsi de s'adapter aux contraintes de propagation induites par le canal considéré mais également aux contraintes de débits et d'accès multiples. Les descriptions de la plate-forme, de l'environnement de test et surtout de l'implantation des systèmes sont détaillées dans le chapitre 6

CHAPITRE 1

Contexte de l'étude

Sommaire

1.1 Évolutions et présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques 6

1.1.1 Evolutions des normes de radiocommunications 6

1.1.2 Présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques 8

1.1.3 Vers l'émergence d'une Radio Logicielle 11

1.2 Les architectures de traitements numériques : introduction aux plate-formes de prototypage 16

1.2.1 Evolution et caractéristiques des architectures de traitements numériques 16

1.2.2 Une solution intermédiaire : les plate-formes de prototypage 21

1.3 Convergence nécessaire vers une méthodologie de conception cohérente . 23

1.4 Contexte de développement pour la future quatrième génération 25

L'objet de ce premier chapitre est de présenter le contexte dans lequel s'insère ce travail. Cette étude a été réalisée dans le cadre du développement des futurs systèmes de radiocommunications de quatrième génération ; elle traite des différents aspects afférents, de la modélisation de ces systèmes jusqu'à leur implantation. L'évolution des normes de radiocommunications fait apparaître les besoins grandissant en terme de débit. De plus la diversité des applications proposées dans les différents standards de communications nécessite une convergence entre ses standards. Ainsi, ce chapitre présente succinctement l'évolution des normes de radiocommunications tout comme les différents éléments constituants d'un système de radiocommunications. Cette description se limite au cas des réseaux sans fil. Puis, l'extension de ces systèmes de radiocommunications sans fil au schéma de transmission comprenant un réseau d'antennes à l'émission et à la réception sera présentée. La recherche d'une solution technologique qui répond aux besoins de débits et de convergence entre les différents standards de radiocommunications s'accompagne de l'émergence de la notion de Radio Logicielle. Il en ressort que, si la quatrième génération impose le développement de nouvelles techniques de transmissions, elle conduit aussi à une évolution des structures classiques de conception des systèmes de communications. Dès lors, l'utilisation de plates-formes de prototypage associées à une méthodologie de conception apparaît comme une solution très prometteuse. Ces contraintes sont à la base de notre étude.

1.1 Évolutions et présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques

1.1.1 Evolutions des normes de radiocommunications

L'évolution quasi exponentielle relevée sur la figure (1.1) illustre le besoin croissant de transferts d'informations en tout lieu et à tout instant. La figure illustre également l'intérêt pour les applications mobiles et multimédias [3]. Ces besoins grandissants sont pris en compte pour la définition des futurs systèmes de radiocommunications. L'intérêt prouvé des utilisateurs envers les applications mobiles justifie l'émergence des réseaux locaux sans fil.

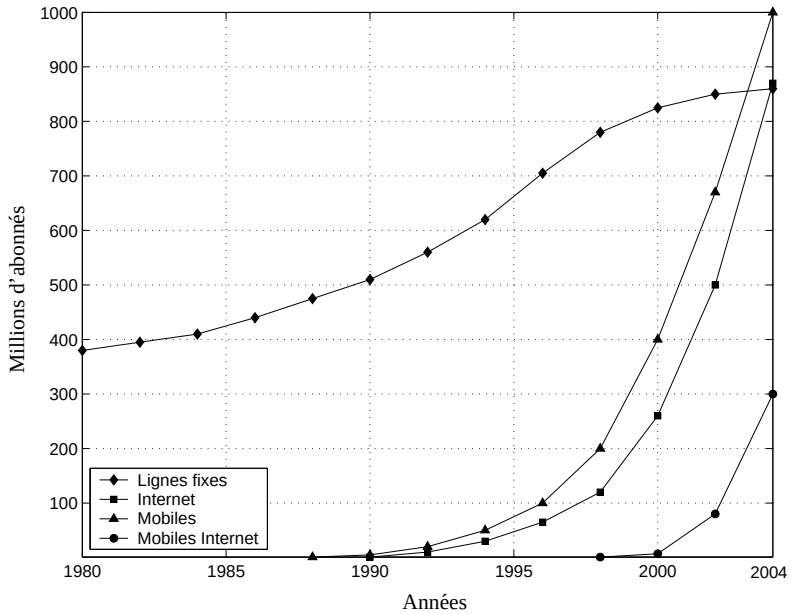


FIG. 1.1 : *Illustration de l'évolution des besoins en terme de transferts d'informations.*

Le passage de la première à la seconde génération de systèmes mobiles de radiocommunications consistait à l'adoption d'une nouvelle interface radio et marquait le passage de l'analogique au traitement numérique. Cependant, aucune autre fonctionnalité à part le transfert de la parole n'était intégrée. Ainsi, la troisième génération de systèmes mobiles, regroupée sous l'appellation d'IMT2000 pour *International Mobile Telephony 2000* et illustrée sur la figure (1.2), intégrait un changement d'interfaces mais surtout l'apport d'une nouvelle fonctionnalité : l'échange de données multimédias. Le tableau (1.1) relève cette évolution en présentant les principales propriétés des traitements associées à divers standards couramment rencontrés.

Parallèlement, les réseaux locaux sans fil offrent un débit plus important. Ils permettent de supporter des applications nécessitant fiabilité et débit. Le tableau (1.2) illustre cette diversité en résumant les caractéristiques principales qui définissent différents standards. Les performances atteintes par ces réseaux locaux en font des solutions complémentaires aux systèmes cellulaires

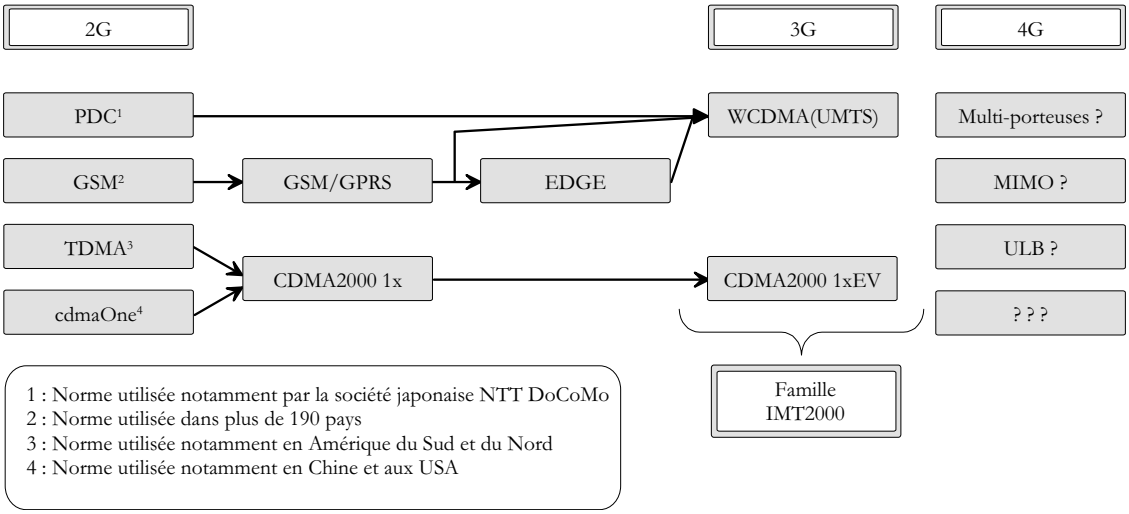


FIG. 1.2 : *Système 3G, regroupement sous l'appellation* IMT2000*, pistes étudiées pour la définition de la 4G*

Normes	GSM	GSM-EDGE	UMTS
Services supportés	voix	voix et services multimédias	multimédias
Fréquence porteuse (GHz)	0.9 ou 1.8	0.9 ou 1.8	2
Débit maximal offert	9.6 kbit/s	384 kbit/s	2 Mbit/s
Modulation utilisée	GMSK	MDP-8	Etalement par séquence directe
Technique d'accès multiple	AMRT	AMRT	AMRC

TAB. 1.1 : *Caractéristiques de différents standards de systèmes cellulaires de radiocommunications.*

Normes	Bluetooth	IEEE 802.11g WiFi	HIPERLAN/1	HIPERLAN/2 IEEE 802.11a	IEEE 802.16e WiMAX
Fréquence porteuse (GHz)	2.4	2.45	5.2	5.2	2.5 USA 3.5 Ailleurs
Débit maximal offert	1 Mbit/s	54 Mbit/s	23.5 Mbit/s	54 Mbit/s	30 Mbit/s
Modulation utilisée	Étalement par saut de fréquence	Modulation à porteuses multiples	GMSK	Modulation à porteuses multiples	Modulation à porteuses multiples
Méthode d'accès	CSMA-CA	CSMA-CA	CSMA-CD	AMRT	OFDMA

TAB. 1.2 : *Caractéristiques de différents standards de réseaux locaux de radiocommunications.*

pour des applications nécessitant de hauts débits, typiquement pour des applications à l'intérieur des bâtiments.

La nécessaire convergence des différentes normes, telle que l'intégration du standard HIPERLAN/2 comme un prolongement de l'UMTS [4], doit aboutir à une solution technologique innovante. Ainsi, la future quatrième génération de systèmes cellulaires se doit multistandard, multiservice et multibande. De plus, les systèmes doivent répondre aux contraintes de mobilité et de débit. Le développement de tels systèmes implique alors de fortes contraintes. Tout d'abord, le manque de ressources spectrales implique la définition et le développement de nouveaux schémas de transmissions à grande efficacité spectrale. Parmi ces techniques, les systèmes combinant les propriétés des modulations à porteuses multiples et de l'étalement de spectre constituent une solution séduisante dont l'intérêt sera discuté au chapitre 3. Par ailleurs, l'étude des systèmes dits MIMO, pour *Multiple Input Multiple Output* utilisant un réseau d'antennes à l'émission et à la réception, est un axe particulièrement actif et prometteur pour la recherche de solutions innovantes [5]. Cependant, d'autres axes de recherches sont exploités. Ainsi l'emploi des ondes millimétriques, pour lesquelles l'utilisation de larges bandes de fréquences autour de fréquences porteuses de l'ordre de 60 GHz permet la définition de systèmes proposant des débits supérieurs à 150 Mbit/s [6, 4].

1.1.2 Présentation générale des systèmes de radiocommunications numériques

1.1.2.1 Description d'une chaîne de traitement

Une chaîne de radiocommunications sans fil est constituée de différentes parties définies par le modèle OSI (pour *Open Systems Interconnection*) de classification des réseaux. La description classique d'un système de radiocommunications revient à distinguer trois entités formées par l'émetteur, le canal radioélectrique de propagation et le récepteur. Le canal de propagation est le support physique de propagation des signaux. Les signaux résultants seront altérés par

l'évolution du canal de propagation. C'est pourquoi, l'émetteur doit créer une forme de signal adaptée au canal de transmission considéré afin de transmettre l'information désirée. Le récepteur réalise l'opération inverse. Par conséquent, l'information transmise est restituée avec une certaine fiabilité. Une chaîne de radiocommunications peut se décomposer en plusieurs fonctions de traitements. Le schéma de principe de la figure (1.3) met en exergue les différentes opérations à effectuer.

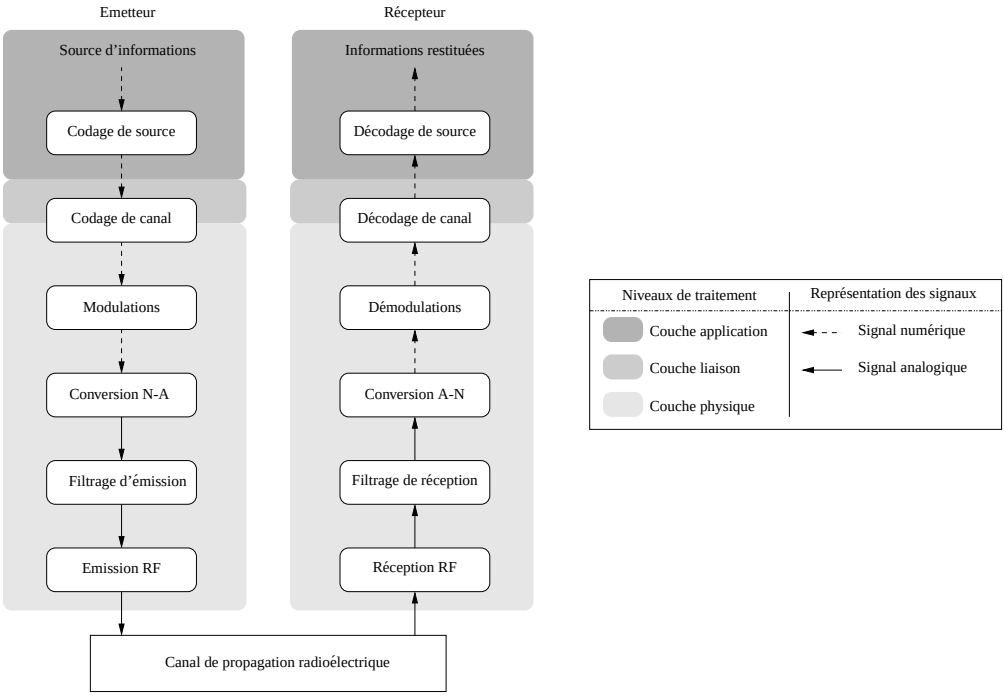


FIG. 1.3 : *Représentation fonctionnelle d'une chaîne de radiocommunications numériques.*

Ce modèle est composé de trois couches distinctes :

la couche applicative : cette couche dédiée à l'application considérée, cette couche intègre le codage de source. Ce dernier permet de diminuer la quantité de données binaires à transmettre en effectuant une compression de l'information,

la couche de liaison : elle permet de fiabiliser la transmission de données sur le canal de propagation afin de diminuer le taux d'erreurs par élément binaire ou TEB. L'opération de codage de canal repose sur l'introduction de redondance d'informations. Cependant, cette opération permettant une gestion du contrôle des erreurs de transmissions, elle peut être répartie sur la couche de liaison et la couche physique.

la couche physique : cette couche intègre des opérations de modulation du signal, qui formera la forme du signal à transmettre.

Les systèmes de communications présentés par la suite dans le cadre de nos travaux n'abordent pas la couche applicative ni la couche de liaison, nous ne considérerons que la couche physique. En effet, l'originalité du travail effectué repose sur la définition d'opérations de modulations qui permettent de synthétiser une forme d'onde adaptée au canal de propagation et qui offrent une

grande efficacité spectrale[1]. Une fois les opérations de modulations définies, leur implantation sur des architectures hétérogènes sera considérée. Le chapitre 3 présentera les opérations de modulation du signal. Puis une étude sur la complexité de mise en œuvre de ces opérations sera présentée lors du chapitre 4 et enfin, les résultats d'implantation des techniques étudiées seront présentés au cours du chapitre 6.

Les systèmes de radiocommunications sont dimensionnés afin de combattre au maximum les dégradations induites par le canal de propagation. Dès lors, une meilleure connaissance du milieu de propagation garantira les performances en terme de TEB souhaitées. C'est pourquoi, le chapitre 2 propose une description succincte des modèles de canaux de propagation utilisés.

Aujourd'hui, la majorité des systèmes de radiocommunications utilisent une antenne à l'émission et une antenne à la réception. Cependant, l'ajout d'antenne que ce soit à l'émission ou à la réception est un axe de recherche très intéressant. En effet, le gain possible apporté par l'utilisation de telles structures semble intéressant. La section suivante est destinée à introduire le concept MIMO.

1.1.2.2 Le concept MIMO

La course vers les hauts débits, et notamment dans les réseaux locaux sans fil, qui supportent des débits suffisants pour les applications multimédia a permis d'évoluer vers de nouvelles solutions technologiques. En effet, la possibilité d'accroître substantiellement les débits de transmission par l'emploi simultané de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception a été introduit par J.Winters en 1987 pour deux systèmes de communications basiques [7]. Puis, des chercheurs des laboratoires Bell Labs ont élaboré un démonstrateur BLAST en 1996 exhibant des efficacités spectrales de l'ordre de 40 bit/s/Hz avec 8 éléments d'émission et de réception [8]. Dès lors, le paradigme des systèmes de communication à entrées multiples et à sorties multiples MIMO était né. Les systèmes actuels, qui ne sont pourvus que d'une antenne à l'émission et une antenne à la réception (SISO), pour *Single Input Single Output*, tirent partis de la diversité temporelle et/ou fréquentielle. Les systèmes MIMO permettront de profiter d'un ordre supplémentaire de diversité apporté par le domaine spatial.

1.1.2.3 Les différentes structures des systèmes MIMO

Deux catégories de systèmes MIMO peuvent être distinguées. Ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception. On parlera alors de systèmes MISO pour *Multiple Input Single Output* et de systèmes SIMO pour *Single Input Multiple Output*.

Concernant les systèmes SIMO, N_{rx} antennes sont utilisées aux récepteurs afin d'acquérir différentes copies du signal transmis qui seront ensuite convenablement combinées pour combattre les dégradations apportées par les évanouissements du canal. Les systèmes SIMO sont aujourd'hui

[1] La notion d'efficacité spectrale, exprimée en bit/s/Hz, permet d'évaluer, pour la modulation étudiée, le débit binaire transmis dans une bande de fréquences donnée.

utilisés dans les liaisons montantes, soit du mobile vers la station de base, des systèmes GSM. Cependant, et ce pour des raisons d'encombrement, sa mise en œuvre en voie descendante, soit de la station de base vers le mobile, s'avère extrêmement délicate.

Les systèmes MISO, quant à eux, procèdent à une répartition appropriée de l'information sur l'ensemble des N_{t_x} antennes disponibles à l'émission. Le fait de diffuser des informations sur plusieurs antennes émettrices destinées à une seule antenne réceptrice apportera donc des contraintes supplémentaires quant à la formation du signal émis. En effet, l'onde émise sera « mélangée » dans l'espace avant d'arriver sur l'antenne de réception. A partir de là, des techniques de traitement de données seront mises en place à l'émission pour faciliter la remise en forme du signal à la réception.

La combinaison des deux systèmes aboutira donc à un système ayant un réseau de N_{t_x} antennes à l'émission et un réseau de N_{r_x} antennes à la réception. La combinaison des deux techniques d'exploitation de la diversité spatiale conduira aux systèmes MIMO. On définira alors la diversité spatiale D_s comme le produit du nombre N_{t_x} d'antennes à l'émission par le nombre N_{r_x} d'antennes en réception soit :

$$D_s = N_{t_x} * N_{r_x} \ . \tag{1.1}$$

Les systèmes MIMO et ses dérivés pourront être ainsi représentés comme sur la figure (1.4). h_{rt} correspond à l'atténuation du canal de propagation reliant l'antenne d'indice r et l'antenne d'indice t.

Au-delà de l'émergence de ces solutions innovantes, dans le cadre du développement de la quatrième génération, l'objectif principal de la future Radio Logicielle est de favoriser l'interopérabilité entre des réseaux de natures hétérogènes.

1.1.3 Vers l'émergence d'une Radio Logicielle

Les opérations de modulations de la couche physique répondent aux contraintes introduites par le canal de propagation et les besoins en terme de débit et de mobilité. Par conséquent, l'évolution des solutions algorithmiques s'accompagne nécessairement d'une évolution des structures matérielles de réalisation.

1.1.3.1 Structures actuelles de réalisation

Les structures matérielles actuelles se décomposent en deux catégories selon la nature de l'opération de transposition en fréquence [9]. Cette opération peut s'effectuer en utilisant plusieurs fréquences intermédiaires, elle est alors appelée structure superhétérodyne, ou bien directement sans passage par une fréquence intermédiaire, dénommée dans ce cas structure homodyne. La structure superhétérodyne représentée sur la figure (1.5) est la structure qui nous intéresse. Elle se décompose en trois parties distinctes.

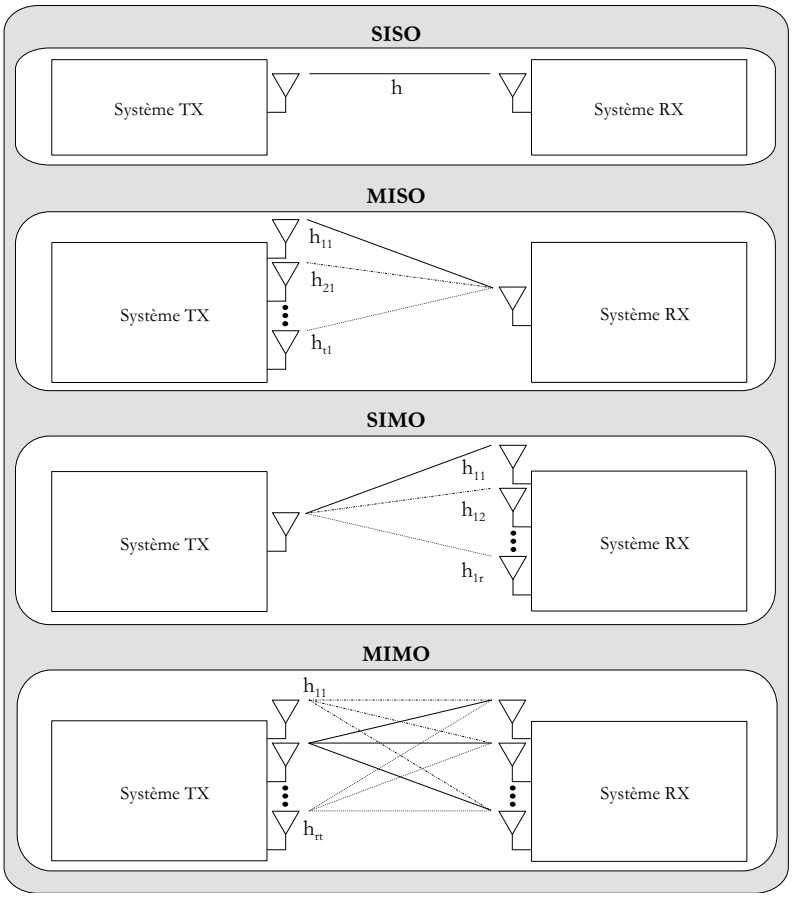


FIG. 1.4 : *Le concept MIMO*

traitement radiofréquence : Le traitement effectué ici, est la mise sur porteuse du signal à émettre ou son opération inverse.

traitement en fréquence intermédiaire : Cette partie de la chaîne de traitement assure la transposition en fréquence intermédiaire ou en bande de base du signal.

traitement en bande de base : Cette dernière partie réalise les opérations de modulation du signal. C'est un traitement numérique classiquement intégré dans un ensemble de Processeurs de Traitements du Signal (PTS).

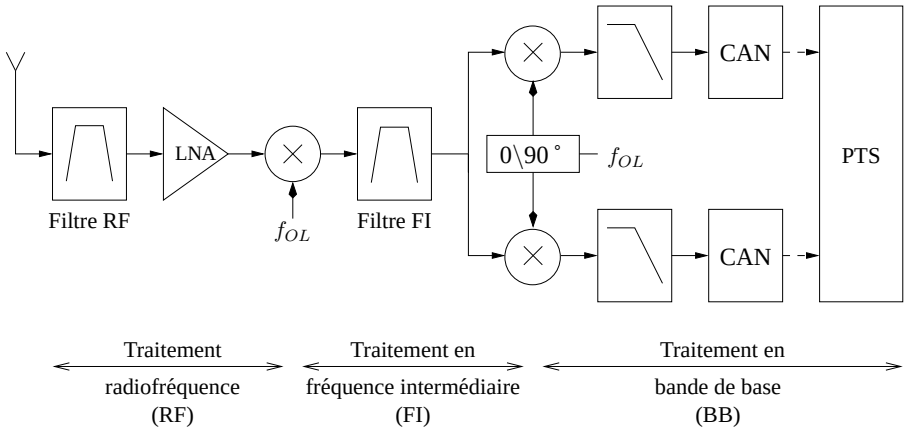


FIG. 1.5 : *Représentation d'une chaîne de réception d'un système de radiocommunications numériques selon une structure superhétérodyne.*

La présence nécessaire d'oscillateurs locaux qui ont de bonnes caractéristiques de bruit de phase ou d'amplificateurs possédant une plage de linéarité importante, les contraintes induites par l'appariement des voies en phase et en quadrature lors du passage entre le traitement en fréquence intermédiaire et le traitement en bande de base font que la réalisation de tels systèmes reste très complexe. De plus, les inconvénients inhérents aux traitements analogiques (consommation, encombrement, manque de flexibilité, difficile reproductivité des caractéristiques) expliquent l'accroissement observé de la part réservée au traitement numérique. Toutes ces contraintes de réalisations ont contribué à envisager de nouvelles architectures numériques [10, 11] capables d'intégrer la totalité des traitement allant du traitement en bande de base jusqu'à l'antenne. Dès lors, la flexibilité induite par les traitements numériques permet d'envisager des perspectives intéressantes pour la convergence des différents standards de communications.

1.1.3.2 Contexte de développement

Le terme de Radio Logicielle désigne un système de radiocommunications flexible, multi-standards et reconfigurable logiciellement du dispositif RF jusqu'aux plus hautes couches de protocole [12, 13]. Cette notion répond aux besoins d'inter-opérabilité entre systèmes de radiocommunications.

Idéalement, un système Radio Logicielle est composé d'une partie numérique, d'un convertisseur, d'un amplificateur faible bruit et d'une antenne. Cela afin de tirer parti de la modula-

rité de l'architecture numérique tant en terme de calcul que de reprogrammabilité. Cette structure reste aujourd'hui trop optimiste. En effet, les contraintes technologiques liées notamment à l'emploi de convertisseurs large bande [14, 3] restent aujourd'hui non respectées. Néanmoins, le développement d'architectures sous-optimales permettra de répondre à une partie des contraintes imposées par la Radio Logicielle, nous parlerons alors de Radio Logicielle Restreinte, ou SDR pour *Software Defined Radio*. La SDR repose ainsi sur un dispositif qui permet l'utilisation d'une fréquence intermédiaire et sur l'interchangeabilité entre fonctions. Pour ce faire, un tel dispositif devra inclure des traitements en multi-rythme, la conversion en bande de base, la sélection de la bande utile d'où la reconnaissance du signal à traiter.

Un exemple de structure répondant aux contraintes de la SDR est présenté sur la figure (1.6), cette structure est extraite de [15, 16, 17]. Cette représentation illustre bien l'importance de la partie numérique vis à vis des parties analogiques. Par conséquent les fonctions qui étaient auparavant réalisées en analogique pourront être réalisées en numérique [18] car le traitement numérique offre une flexibilité dans le traitement de différentes formes d'onde et une souplesse en ce qui concerne la reprogrammation logicielle. Dès lors, la convergence et l'inter-opérabilité entre différents standards sera possible. Cependant, plusieurs contraintes technologiques se posent à la réalisation des différents étages de traitement d'une telle structure.

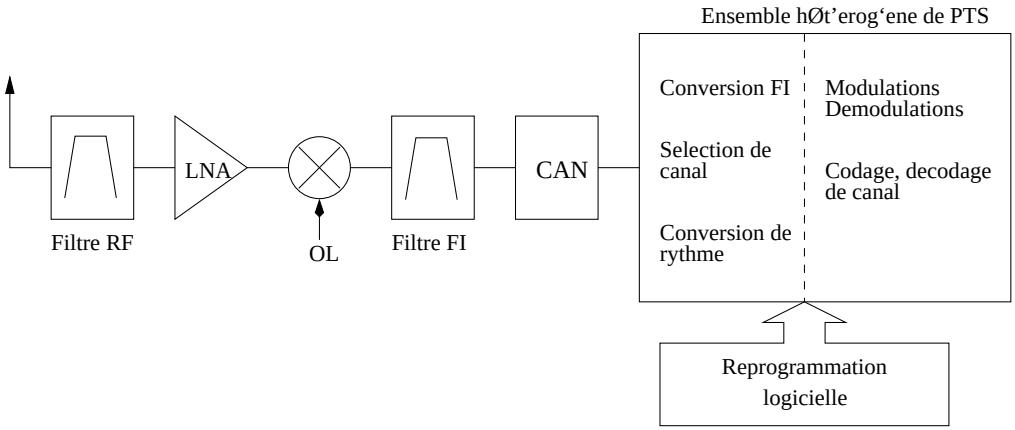


FIG. 1.6 : *Architecture possible d'un système de Radio Logicielle Restreinte.*

1.1.3.3 Contraintes de réalisation

Afin de répondre aux contraintes architecturales induites par la Radio Logicielle Restreinte, plusieurs pistes d'études sont en cours d'exploration [19,20]. Les paragraphes suivants énumèrent les différents axes de recherches technologiques.

Améliorer les performances des fonctions analogiques restant en place : Tout d'abord, il est utile de pouvoir disposer d'antennes multifréquences et multibandes. De plus, l'antenne, ou le réseau d'antennes se devra paramétrable, ainsi, le diagramme de rayonnement, la polarisation, la bande de fréquences et la fréquence porteuse devront être paramétrables. Une fois le signal

reçu, l'utilisation de plusieurs dispositifs de filtrage, chacun adapté sur une bande de fréquence, permettra le traitement de signaux issus de plusieurs normes. Cependant, l'intégration de telles structures reste trop importante. L'intégration repose principalement sur l'utilisation de filtres acoustiques à onde de surface car ce type de filtre offre une très bonne réjection. Néanmoins, leur intégration sur des composants numériques reste très difficile. L'utilisation de résonateurs électro-mécaniques et l'application des capacités MEMS, pour *Micro-Electro-Mechanical Systems* [21,22] peut être une alternative intéressante. En effet, ces filtres offrent une bonne réjection ainsi qu'une intégration possible sur des composants numériques. Pour finir, la linéarité des amplificateurs à faible bruit ou de puissance pour traiter des signaux de dynamiques importantes reste un point bloquant.

Permettre la numérisation de signaux large bande à grande dynamique : Cette contrainte impose le développement de convertisseurs capable de répondre de façon adéquate au compromis précision/fréquence d'échantillonnage, afin de numériser diverses formes d'ondes. Une première estimation faite dans [23, 3] permet de montrer les limites actuelles des convertisseurs en considérant la numérisation de différents signaux relatifs à diverses normes.

Développer des architectures de processeurs permettant un traitement flexible et performant : L'utilisation de composants dédiés du type ASIC, pour *Application Specific Integrated Circuit*, ne permet pas de répondre aux besoins de flexibilité imposés par la Radio Logicielle. Il convient donc de définir des architectures matérielles pouvant supporter une grande quantité de traitements, tout en permettant une reprogrammation aisée. Sur ce point, l'utilisation de SOC est une solution séduisante. En effet, l'architecture des SOC composée de logique programmable, d'opérateurs matériels dédiés (MAC, ...) ainsi que de cœurs de processeurs (PowerPC, ARM, Nios, ...) au sein d'une même puce garantit une grande puissance de calcul ainsi qu'une reprogrammation aisée.

Favoriser la portabilité du développement logiciel sur différentes architectures : L'utilisation de compilateurs résidants ainsi que l'utilisation de langages tels que Java [13] adaptés au contexte des systèmes embarqués, ou l'utilisation de systèmes d'exploitation embarqués (Windows Embedded, Linux Embedded, ...), permettra une meilleure compatibilité tout comme une meilleure évolutivité des logiciels embarqués.

Une fois les contraintes et besoins imposés par la Radio Logicielle présentés, et afin de satisfaire ces critères architecturaux, nous présentons l'évolution des architectures de traitements numériques.

1.2 Les architectures de traitements numériques : introduction aux plate-formes de prototypage

1.2.1 Evolution et caractéristiques des architectures de traitements numériques

1.2.1.1 Eléments de classification dans le contexte de la Radio Logicielle

L'organisation interne, la granularité des opérateurs, la consommation ou bien le temps de reconfiguration peuvent être des critères de classification des architectures de traitements numériques. Dans le contexte de la Radio Logicielle, le critère de reconfiguration sera le seul critère retenu. Ce choix se justifie par les contraintes induites par la Radio Logicielle d'interchangeabilité des fonctions [24]. La reconfiguration pourra se faire dynamiquement ou statiquement. Tout d'abord, si certaines unités de traitements et/ou quelques zones du réseau d'interconnexion peuvent être reconfigurées parallèlement, elle sera désignée comme reconfigurable dynamiquement, et reconfigurable statiquement dans le cas contraire. Les solutions architecturales candidates peuvent être classifiées d'une manière qualitative comme sur la figure (1.7). Dès lors, les compromis performances-flexibilité-coûts permettent de disposer d'implantations optimisées. Les performances représentent les temps d'exécutions supposés, les coûts représentent le temps de développement mais également le coût relatif à l'utilisation des composants dans un contexte d'applications embarquées.

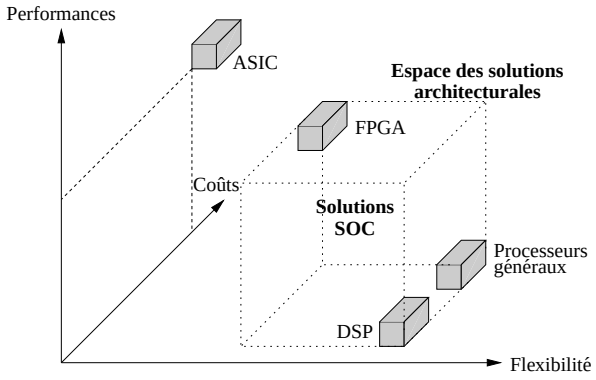


FIG. 1.7 : *Classification possible des architectures reconfigurables.*

Les architectures seront distinguées selon quatre niveaux de reconfiguration [25] : le niveau système, le niveau fonctionnel, le niveau opérateur et le niveau porte. D'autres critères tels que l'organisation entre unités de traitements et zones mémoires disponibles [26] ou la rémanence de la reconfiguration [27] permettent de préciser cette classification :

- **La reconfiguration au niveau système** : les processeurs programmables, les processeurs d'usages généraux ou les processeurs de traitements du signal du type DSP sont compris dans ce niveau,
- **la reconfiguration au niveau fonctionnel** : ce niveau considère des architectures hétérogènes et plus particulièrement les échanges de données entre opérateurs. L'architecture

générique Pleiades [28], composée d'un réseau hiérarchique d'interconnexions programmables qui permet la communication entre des processeurs programmables et de la logique reconfigurable, en fait partie. L'architecture DART [29] en est un autre exemple. Elle repose sur la gestion parallèle de tâches sur différents *clusters* de traitements. Chacun des *clusters* comporte un bloc de logique reconfigurable pour les traitements à grain fin ainsi que six unités pour les traitements arithmétiques,

– **la reconfiguration au niveau opérateur** : les fonctionnalités des opérateurs ainsi que des interconnexions sont modifiées. Par exemple, l'architecture du *systolic ring* [30, 31] utilise un réseau configurable qui connecte différentes unités de traitements arithmétiques. Chaque unité possède un certain nombre de bits de configuration qui définissent sa fonctionnalité à un instant donné,
– **la reconfiguration au niveau porte** : ici, la reconfiguration se fait sur tout ou sur une partie des éléments logiques du composant ainsi que sur les interconnexions. Ce niveau correspond à la reconfiguration telle qu'elle est opérée pour les composants de type FPGA, pour *Field Programmable Gate Array*.

Suivant le type d'application, les architectures cibles seront différentes. Dans notre étude, l'intégration de systèmes de radiocommunications impose l'étude de complexité des différentes fonctions afin de déterminer la distribution la mieux adaptée ainsi que son architecture cible. L'étude préalable des fonctions nous a conduit à l'utilisation de deux types de composants : les composants programmables de type DSP et les composants configurables de type FPGA.

Evolutions et performances des processeurs DSP : L'architecture des processeurs DSP repose le plus souvent sur une architecture Harvard. Celle-ci dispose d'un bus de données et d'un bus de programme, et utilise une unité de calculs adaptée pour le traitement numérique du signal. Elle permet généralement l'exécution de multiplications et d'additions en un seul cycle d'horloge. Différentes familles de DSP existent. Elles sont différenciées selon le format de représentation, en virgule fixe ou flottante, et selon la taille, typiquement 16 ou 32 bits, des données manipulées. Les DSP offrent également une capacité d'adressage importante aussi bien en mémoire interne qu'en mémoire externe. L'organisation de ces mémoires autorise un accès simultané à différents emplacements.

L'évolution des DSP peut s'effectuer au regard de l'architecture de l'unité de traitements et de la capacité mémoire. De nombreuses optimisations visant les unités de traitements ont été réalisées : la parallélisation des unités au sein d'un même DSP [2], la manipulation des données avec la naissance d'instruction optimisées SIMD, pour *Single Instruction on Multiple Data*[3]. Enfin l'extension de la capacité d'adressage et du nombre de périphériques disponibles permet l'utilisation de ces processeurs pour un champ d'applications de plus en plus vaste. Le tableau (1.3) récapitule les principales caractéristiques de différentes familles de DSP [32].

Les performances de telles architectures peuvent être estimées en fonction de la fréquence maximale f_{max} de fonctionnement. Dès lors, les performances optimales en terme de millions d'opérations de multiplication-accumulation par seconde, notées MMACS, ainsi qu'en terme de millions d'instructions par seconde, notées MIPS pourront être estimées. Il est évident que la

[2] La famille TMS320C6x de Texas Instrument comporte par exemple 8 unités de traitements parallèles.
[3] Nous pouvons citer le DSP TigerSHARC d'Analog Devices.

DSP	f_{max} (MHz)	Taille des données	MMACS	MIPS	Mémoire interne
ADSP-219x	160	16	320	160	20 Ko-160 Ko
ADSP-218x	75	24/34	75	75	4 Mo
ADSP-TS20x	600	8/16/32/40	4000-4800	2400	512 Ko-3 Mo
DSP563xx	300	24	150	150	24 Ko-649 Ko
μPD7711x	75	16	80	80	32 Ko-384 Ko
TMS320C55x	300	16	600	600	64 Ko
TMS320C67x	100-225	16/32	200-550	1350	256 Ko
TMS320C64x	300-1000	8/16/32	1200-4000	2400-8000	8 Mo

TAB. 1.3 : *Principales caractéristiques relevées pour différentes familles de* DSP.

comparaison des performances des différents DSP ne peut s'arrêter à ces deux grandeurs. En effet, les architectures sont différentes et toutes les applications n'ont pas les mêmes contraintes de calcul. Se limiter à cette première approche est donc insuffisant. Cependant, des tests sont réalisés dans [33], pour différentes applications clés, sur différents DSP. Les résultats de ces différents tests peuvent aider à comparer les performances des DSP considérés.

Un point important pour l'utilisation de DSP en ce qui concerne les futures applications de radiocommunications repose sur la flexibilité et la rapidité de développement. En effet, ces atouts en font, dans de nombreux cas, la base d'architectures de prototypage pour la validation de systèmes de Radio Logicielle [18, 34]. Toutefois, les contraintes d'exécution temps réel imposées par les traitements à réaliser restent trop importantes pour l'utilisation des DSP. Pour cela, l'association des DSP avec des composants de type FPGA, souvent dénommés « accélérateurs matériels », se révèle nécessaire [35].

Apports des composants FPGA dans un contexte de Radio Logicielle : Les composants FPGA sont constitués d'un ensemble d'éléments logiques reconfigurables reliés par un réseau d'interconnexions également configurables. Les performances de ces composants n'atteignent pas les performances des architectures dédiées telles que les ASIC. Cependant, ils permettent d'effectuer de nombreuses opérations élémentaires, dont l'association rend possible la réalisation de fonctions complexes. Les traitements récursifs sont notamment très adaptés à ce type d'architecture.

L'évolution des FPGA est également très significative. En effet, les FPGA actuels disposent de plus en plus d'éléments logiques. Par exemple, les plus gros FPGA des sociétés Xilinx et Altera comptent près de 15 millions de portes. Cet accroissement de ressources permet d'envisager l'intégration de systèmes complets. De plus, des resources supplémentaires sont intégrées. En effet, des blocs mémoires internes sont présents dans la majorité des FPGA. Le FPGA Xilinx XCE4VFX140 supporte, par exemple, jusqu'à 10 Mbit de mémoire. En outre, des fonctions arithmétiques pré-câblées et paramétrables sont désormais accessibles. Ainsi, le FPGA EP1S120 de la série Stratix de Altera comporte 28 unités de traitements correspondant à un ensemble de 224 multiplieurs 9×9. Nous pouvons également citer la présence d'unités de gestion de l'horloge permettant la distribution de fréquences de fonctionnement différentes dans diverses parties du composant, ainsi qu'un nombre important de ports d'entrées-sorties haut débit.

FPGA	f_{max} (MHz)	Entrées-sorties	Nombre de portes	Mémoire	Multiplieurs
XCE4VLX200	500	960	15 M	6 Mbit	96
XCE4VFX140	500	896	10 M	10 Mbit	192
XCE4VSX55	500	640	3,5 M	6 Mbit	512
EP2S180	500	1170	12 M	9 Mbit	384
EP2C70	500	622	4,5 M	1 Mbit	150
AT40K40AL	300	384	50 K	18 Kbit	0

TAB. 1.4 : *Principales caractéristiques relevées pour différentes familles de* FPGA.

Cette conception de systèmes sur circuits programmables, ou SOPC pour *System on a Programmable Chip*, est actuellement facilitée par le développement de cœurs de processeurs intégrables. Ces cœurs sont disponibles sous forme de fonctions décrites en langages de haut niveau, ou bloc IP pour *Intellectual Property* ; on peut notamment citer les cœurs Nios pour Altera et MicroBlaze pour Xilinx. Ils peuvent aussi être directement intégrés au sein du composant FPGA comme c'est le cas pour le processeur PowerPC[4] sur la série Virtex Pro de Xilinx. A titre d'exemple, nous pouvons citer le FPGA XCE4VFX140 de la série Virtex4 de Xilinx qui intègre 2 processeurs PowerPC.

Ainsi, l'association de composants DSP et FPGA semble être un bon compromis afin de répondre aux contraintes induites par la Radio Logicielle de calculs et de reprogrammabilité.

1.2.1.2 Conception des systèmes temps réel embarqués sur des architectures hétérogènes

Les architectures hétérogènes sont formées de composants qui présentent des architectures différentes, de DSP et de FPGA en ce qui nous concerne. Dès lors, différents langages de programmation et leurs flots de développement associés sont utilisés. Par conséquent, l'intégration d'applications sous contraintes temps-réel sur de telles architectures se doit de considérer différentes phases, en vue d'obtenir un ensemble algorithme-architecture cohérent. Les différentes phases induites par la nature hétérogène de l'architecture sont : la distribution et l'ordonnancement de l'application, la gestion des communications inter-composants, la nature et la part réservée au logiciel embarqué.

Distribution de l'application : L'utilisation spatiale des ressources disponibles au sein de l'architecture, repose le plus souvent sur l'expérience du concepteur, hors, la nature des opérations détermine le choix de son intégration sur les différentes architectures considérées. De ce fait, deux approches sont à envisager :

– Soit, les contraintes applicatives sont étudiées afin de déterminer l'architecture cible. Pour ce faire, l'utilisation de métriques d'estimation des performances d'implantation est à envisager [36],

[4]Le processeur PowerPc est un processeur RISC ayant 5 étages de pipeline, 16Ko d'instruction cache et 16Ko de cache de données.

– soit, l'architecture cible est définie au préalable, donc l'intégration du système repose sur l'utilisation adéquate des ressources de cette architecture. Ceci définit le prototypage d'un algorithme sur une architecture.

Choix d'une politique d'ordonnancement de l'application : La politique d'ordonnancement de l'application définira l'utilisation temporelle des ressources architecturales. Cette phase et la phase précédente sont à réaliser de manière conjointe. Deux politiques d'ordonnancement sont à distinguer :

– Le choix d'une politique d'ordonnancement dynamique destinée à l'activité aléatoire d'une application. La gestion des ressources est donc réalisée dynamiquement, le plus souvent de manière préemptive, ce qui rend la prédiction des performances délicate. Cette politique se caractérise par l'utilisation d'un système d'exploitation temps réel, ou RTOS pour *Real Time Operating System*, résidant. Dès lors le surcoût en mémoire et en temps d'exécution peut devenir un point bloquant vis à vis des contraintes inhérentes à l'application. Néanmoins, cette politique d'ordonnancement offre une souplesse d'exécution. L'ensemble de ces primitives logicielles, liées au RTOS utilisé, forme l'exécutif temps réel supporté par le processeur,
– le choix d'une politique d'ordonnancement statique qui est adaptée aux applications ayant un flot statique de données important, telles que les applications de traitements du signal et d'images.

Couplages entre composants : Le mode d'échanges de données entre composants est un point également primordial, afin de prendre en compte le parallélisme disponible dans l'architecture hétérogène considérée. On distingue trois modes de couplage entre les DSP et le FPGA [37] :

– L'échange de données réalisé via un bus d'entrées-sortie. Ce schéma peut profiter de l'utilisation du contrôleur d'accès direct en mémoire, ou DMA pour *Direct Memory Access*. Cette solution permet un échange de données à partir des périphériques disponibles au sein du DSP,
– le second mode d'échange permet une connexion directe des ressources logiques au bus local du DSP. Un espace mémoire commun est alors partagé. Ce mode d'échange de données est utilisé au sein du composant *Chameleon* [38]. Un cœur de processeur et de la logique configurable sont utilisés conjointement via un bus commun de communication,
– Le troisième mode suppose, lui, un couplage direct du FPGA avec le DSP. Ainsi, le FPGA peut être assimilé à une unité de traitements supplémentaire.

L'emploi de composants de type DSP et FPGA permettra de répondre aux contraintes de puissance de calculs et de reprogrammabilité induites par la Radio Logicielle. Cependant, l'encombrement et la consommation de ces composants implique la recherche d'une nouvelle solution architecturale. L'utilisation de SOC, composé de ces deux organisations, pourra être à terme une solution intéressante. Néanmoins, afin de tester et valider les performances des systèmes sur une architecture proche de la solution finale, une plate-forme de prototypage composée de ces composants et qui intègre des médias de communications sera utilisée.

1.2.2 Une solution intermédiaire : les plate-formes de prototypage

L'utilisation de plate-formes de prototypage, dans le cas de la Radio Logicielle, apparaît comme une solution séduisante de part leur modularité. En effet, une plate-forme de prototypage à base de circuits programmables et configurables répond aux contraintes de puissances de calcul ainsi qu'aux contraintes de reprogrammation.

1.2.2.1 Un peu d'histoire

Le terme prototypage/conception orienté plate-forme est l'application aux SOC d'un concept utilisé depuis les tubes à vide [39] : Il s'agit du « modèle de référence » (*Reference Design*) ou de la simple « note d'application » (*Application note*) dont le but est de prouver la faisabilité d'un nouveau système par la mise en œuvre de produits commerciaux disponibles. Dans les années 70, les micro-électroniciens se sont mis à exploiter ces modèles de références pour les premières versions de leurs produits dits « embarqués », puis les ont spécialisés en fonction de l'évolution de leurs besoins. C'est à cette période que le terme de plate-forme apparaît pour désigner cette activité de réutilisation au niveau carte. Les micro-processeurs intervenant de plus en plus dans les systèmes, la spécialisation du système peut se faire par programmation. Vient ensuite dans les années 80, la génération de micro-processeurs « dérivés » : des processeurs aux jeux d'instructions extensibles et/ou aux périphériques et/ou coprocesseurs supplémentaires. Puis, dans les années 90, apparaissent les solutions à base de logique configurable (FPGA). Ainsi, les modèles de références se font de plus en plus par programmation logicielle et/ou matérielle. Ainsi, en 1996, RASSP pour *Rapid prototyping of Application-Specific Signal Processor* [40] introduit la notion de MYA pour *Model Year Architecture*. MYA est une approche de conception qui repose sur le renouvellement régulier de composants matériels et logiciels conçus pour être réutilisés et mis à la disposition des concepteurs pour la maintenance et le développement de systèmes.

1.2.2.2 Qu'est-ce que le prototypage ?

Le prototypage repose sur une implantation exécutable particulière (le prototype) du système dont on veut valider la fonctionnalité. Son but est d'obtenir rapidement un prototype du système qui soit capable de fonctionner dans des conditions aussi proches que possible de l'implantation finale avant de fabriquer cette dernière sous forme de SOC. Facilité de développement et disponibilité anticipée d'un prototype sont deux besoins clés pour accélérer un plan de développement d'un SOC.

Afin d'obtenir facilement et rapidement un prototype, il se peut que des compromis soient consentis.

- L'approximation fonctionnelle,
- le changement de technologie cible,
- une perte de performances.

Hormis le changement de cible technologique, l'approximation fonctionnelle et la perte de performances sont critiques et doivent être réduites au minimum pour que le prototype soit un authentique prototype temps-réel et non pas un simple accélérateur de simulation. Les bénéfices du prototypage rapide sont nombreux : vérification en environnement réel, ou *In Circuit Emulation* (ICE), test d'intégration, preuve de faisabilité d'un concept, développement anticipé de logiciel et définition d'architecture cible. Le terme « prototypage » couvre cependant un large panel d'activités et de moyens. Aujourd'hui, et à cause de la complexité croissante des systèmes à concevoir, la rapidité de calcul n'est plus le seul critère de choix d'une plate-forme de prototypage. Les fonctionnalités, telles que les communications entre composants et/ou avec les interfaces externes, la flexibilité offerte par la plate-forme de prototypage [41] rajoutent des critères de choix pour l'architecture de la plate-forme à utiliser.

1.2.2.3 Classification de plates-formes de prototypage

Le *prototypage virtuel* [42] est basé sur la génération de modèle de simulation d'architecture hétérogène. Chaque processus issu du partitionnement est décrit dans des langages de spécification correspondant en langage C, pour la partie logicielle et en VHDL pour la partie matérielle. Une telle approche requière des cosimulations hétérogènes (C/VHDL) pour différents niveaux d'abstraction. Le but de cette méthode est de générer rapidement un prototype mixte (matériel et logiciel), de synthétiser les interfaces, et de réutiliser des composants préconçus. Ce modèle mixte est simulable sur un ordinateur standard (PC, station de travail). Il est fonctionnellement correct et sert généralement de référence pour les raffinements matériels et logiciels ultérieurs. Ce modèle n'a pas pour but d'être précis au cycle près, ni au niveau portes. Plusieurs outils de co-conception/vérification au niveau système (SLD pour *System Level Design*) CoWare [43], Cocentric System Studio [44], CoFluent Studio [45], et Seamless [46] permettent de faire du prototypage virtuel.

Le *prototypage fondé sur l'émulation* est une implantation matérielle d'un modèle système. Ces ordinateurs spécialisés se répartissent en deux catégories : les accélérateurs et les émulateurs. Les accélérateurs matériels sont conçus sur des architectures à base de processeurs standards, spécialisés par l'adjonction de matériel plus ou moins programmable. Les émulateurs sont constitués de plusieurs FPGA qui communiquent entre eux au travers d'une architecture de communication propriétaire. A titre d'exemple nous pouvons citer les plate-formes d'émulation Mercury, Palladium, Cobalt de la société Cadence [47].

Le *prototypage dédié* repose sur des cartes spécifiques contenant des FPGA, des composants du commerce (COTS pour *Commercial Off The Shelf*) et un réseau de communication dédié. L'intérêt de ces cartes réside dans les composants COTS utilisés. Par d'exemple nous pouvons citer le prototype dédié à le reconfiguration dynamique ARDOISE [48] qui inclut des FPGA d'Atmel et potentiellement des DSP.

Le *prototypage analogique* [49, 50, 51] est récent et encore très limité en terme de capacité d'intégration, de fréquence de fonctionnement et de bande de fréquence. Le prototypage analogique concerne des composants et des outils de CAO, pour *Conception Assistée par Ordinateur*, spécifiques et reste un domaine de recherche actif. Les candidats actuels sont « in-system Pro-

grammable » comme les FPAA pour *Field Programmable Analog Array* [52], ispPACxx [53], et EPAD pour *Electrical Programmable Analogue Device* [54].

La *conception et le prototypage orientés plate-forme* reposent sur l'implantation d'une application sur une architecture suffisamment flexible et générale pour pouvoir supporter une extension, à coût quasiment nul, vers d'autres applications ainsi que leurs futures évolutions. Ce type de carte de prototypage comprend une carte mère pouvant accueillir plusieurs cartes filles. Ces dernières sont constituées de composants de calcul de type DSP ou FPGA et d'unités de conversion de type CNA/CAN. Deux classes de plate-forme de prototypage sont à distinguer selon leur stratégie de communication : les centrées « bus » et les centrées « réseau ».

- Pour les plate-formes centrées « bus », nous pouvons citer les sociétés Nallatech [55], Sundance [56], Transtech [57] et Pentek [58] qui proposent des produits contenant des cartes mères reliées aux cartes filles par des bus de communications. L'architecture [59], PICARD pour *Platform for Integrated Communication Applications, Research and Demonstration*, composée d'une carte comportant des médias de communications, des FPGA et d'une carte dédiée à la Radio Fréquence est également proposée par l'IMEC, pour *Interuniversity MicroElectronics Center*, basé en Belgique,
- concernant les plate-formes centrées « réseau » , nous pouvons citer les architectures Systolic Ring [60] du LIRMM pour *Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier*, et BEE pour *Berkekey Emulation Engine* [61]. Les cartes contiennent plusieurs FPGA qui communiquent entre eux via un réseau de communication routé dans d'autres FPGA supplémentaires afin de supprimer tous câbles de connexions.

Il faut considérer le prototypage rapide, tout comme la conception d'un système, comme la combinaison d'éléments de calculs et de communications dont il est difficile d'exploiter les meilleures performances pour chaque application. Ainsi, des domaines d'application spécifiques requièrent des plates-formes de prototypages spécifiques. Notre étude des contraintes liées aux applications de radiocommunications numériques et à la Radio Logicielle nous conduit à utiliser les plate-formes orientées plate-formes, centrées « bus », pour la conception et le prototypage des systèmes étudiés. Les différentes contraintes de conception, inhérentes aux systèmes de radiocommunications sur une architecture hétérogène, soulignent le besoin impératif d'adopter un ensemble de méthodes de développement rigoureuses et adéquates. L'intérêt principal d'une telle approche méthodique consiste à faciliter et à fiabiliser chacune des étapes identifiées du flot de conception. Ainsi, une réduction du TTM, pour *Time To Market*, et une meilleure exploitation de la modularité de la plate-forme de prototypage, pourront être réalisées. Les caractéristiques de telles méthodes et leurs applications dans le cadre de méthodologies complètes de conception seront détaillées au chapitre 5.

1.3 Convergence nécessaire vers une méthodologie de conception cohérente

Les contraintes imposées par la Radio Logicielle impliquent l'accroissement de l'hétérogénéité des architectures mais également la diversité des applications. Dès lors, l'emploi de méthodologies de conception doit conduire à optimiser le flot de développement en répondant aux contraintes

imposées dans un tel contexte.

- **Faciliter l'exploration architecturale** : la distribution et l'ordonnancement des fonctions sur les architectures, ainsi que la synthèse automatique des interfaces de communications doivent être guidés par la méthodologie de conception utilisée. Ainsi, le concepteur pourra profiter de l'hétérogénéité des architectures hétérogènes.
- **Faciliter la réutilisation des développements existants** : l'émergence des fonctions IP de traitements ou de communications, que ce soit pour des implantations sur DSP ou sur FPGA, permet d'envisager des développements rapides et fiables. La méthodologie employée doit donc autoriser l'insertion de ces fonctions, ce qui induit une nécessaire compatibilité entre langages de description.
- **Limiter les coûts de développement** : les erreurs du code doivent être détectées le plus haut possible dans le flot de développement. La réutilisabilité maximum du code lors des étapes de conception doit être maximale. Ainsi, l'emploi de méthodologies de conception permettra la validation et la réutilisabilité de chaque étape du flot de conception.
- **Réunir les compétences** : les différentes étapes de conception étant réalisées par plusieurs équipes, issues de différents domaines, la méthodologie de conception doit simplifier et fiabiliser l'interaction entre ces différentes équipes.

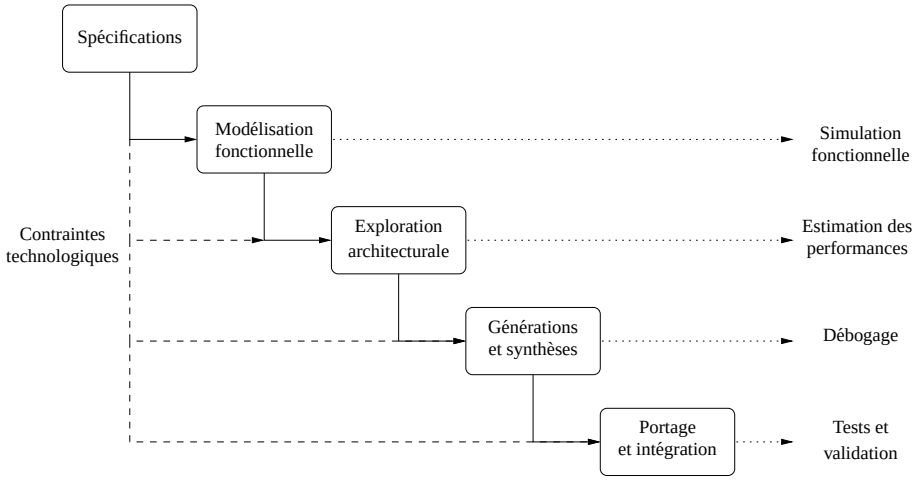


FIG. 1.8 : *Flot de développement conjoint couvert par les méthodologies de codesign*

L'objectif des méthodologies de conception conjointe est de guider le ou les concepteurs dans les différentes étapes de développement de l'application, à partir des spécifications initiales jusqu'à l'implantation finale. La méthodologie de conception retenue doit couvrir les différentes phases de conception représentées sur la figure (1.8). Les différentes phases de conception sont :

la modélisation fonctionnelle cette phase permet de modéliser de manière fonctionnelle l'application, sans aucun à priori sur l'architecture cible. Cette phase englobe la définition de l'ensemble des opérations réalisées, des paramètres globaux éventuels, des formats de données échangées entre opérations ...

l'exploration architecturale cette phase introduit les contraintes technologiques relatives à l'application. Ainsi la méthodologie de conception utilisée doit faciliter, voire automatiser, les étapes de distribution et d'ordonnancement de l'application et rendre le dimensionnement de l'architecture possible. Dès lors, la méthodologie de conception doit permettre l'estimation des performances d'implantation (latence, cadence, consommation) et des ressources utilisées (mémoire, surface occupée, dimensionnement des unités de traitements requises, formats d'échanges nécessaires).

la génération de code cette dernière phase nécessite d'intégrer la génération de code de l'application sur les différentes architectures présentes. De plus, la synthèse des interfaces de communications doit aboutir sur la génération automatique de ces interfaces. La synthèse des communications doit alors prendre en compte les différents types d'interfaces et les différents protocoles utilisés. Cette génération, des traitements et des communications, découle du raffinement de la description de la solution architecturale.

Ainsi, la méthodologie de conception utilisée doit répondre à différentes contraintes. Tout d'abord, les différentes phases de conception précédemment citées doivent faire partie intégrante de la méthode. Ensuite, les contraintes induites par la Radio Logicielle, de reconfiguration, de temps-réel et d'intégration sur des plate-formes hétérogènes, doivent être prises en compte par la méthodologie de conception retenue.

1.4 Contexte de développement pour la future quatrième génération

Ce premier chapitre a permis de présenter le contexte de développement de notre étude. L'évolution incessante des besoins de mobilité, de débit et de qualité de service implique une convergence nécessaire entre les réseaux locaux sans fil et les systèmes cellulaires radiomobiles. Cette convergence définie l'émergence de la quatrième génération de systèmes de radiocommunications. De plus, les contraintes d'hétérogénéité des systèmes induites par la Radio Logicielle requièrent une évolution nécessaire des architectures classiques de réalisation des systèmes de radiocommunications. Dès lors, deux axes principaux d'étude apparaissent : le développement de solutions algorithmiques offrant une grande efficacité spectrale d'une part, et d'autre part, l'étude des architectures numériques de traitement adéquates pouvant supporter de tels dispositifs. Ainsi, il est nécessaire de rechercher des méthodologies de conception cohérentes et optimisées afin de satisfaire les contraintes induites par les deux axes d'étude.

L'optimisation nécessaire de la couche physique de transmission passe donc par la définition d'opérations de modulations qui permettent de synthétiser une forme d'onde adaptée au canal de transmission. L'étude et le dimensionnement de telles solutions seront détaillées au cours du chapitre 3. Toutefois, il est essentiel de connaître le milieu de propagation, donc les perturbations engendrées, afin de permettre une définition plus fine des traitements à mettre en œuvre pour les combattre. C'est pourquoi, le chapitre suivant fait l'objet de l'étude des phénomènes perturbateurs liés au canal de propagation.

CHAPITRE 2

Canal de propagation radioélectrique

Sommaire

2.1 La propagation des ondes **28**
2.1.1 La propagation en espace libre 28
2.1.2 La propagation hors espace libre 29
2.1.3 Le bruit radioélectrique 33
2.1.4 Modélisation statistique du canal de propagation 34
2.1.5 Paramètres des canaux WSSUS 36
2.1.6 Influences sur les systèmes de radiocommunications 37
2.2 Modèles de simulation SISO **39**
2.2.1 Description des canaux théoriques 39
2.2.2 Description des canaux réalistes 40
2.3 Modèles de simulation MIMO **43**
2.3.1 Modes propres du canal 44
2.3.2 Passage du modèle classique au modèle équivalent 45
2.3.3 Modèle de Rayleigh MIMO théorique 47
2.4 Conclusion **47**

Les systèmes de radiocommunications sont étudiés afin de transmettre des données d'un point à un autre, sous contraintes de débit et de robustesse. A partir de là, l'étude du canal de propagation auquel le système sera dédié est incontournable. Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Différents types de canaux existent suivant le milieu de propagation considéré. Ainsi, dans le cas des transmissions sur câbles, le canal est invariant dans le temps, tandis que dans le cas de transmissions hertziennes le canal sera variant dans le temps. Notre étude porte sur les futurs systèmes de radiocommunications. Nous ne nous intéresserons ici qu'à l'étude des transmissions hertziennes. Nous verrons que sous certaines conditions, le canal de propagation radioélectrique peut se modéliser par un filtre linéaire variant dans le temps. Le but d'une telle modélisation est de caractériser et de définir les effets du canal de propagation sur le signal émis. Il sera alors possible de mettre en œuvre des techniques pour combattre ces effets perturbateurs.

2.1 La propagation des ondes

Entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le signal subit des pertes à petite et à grande échelle, ces pertes sont illustrées sur la figure (2.1). 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 effets de masquage et les pertes en fonction de la distance [62] sont les phénomènes à l'origine de ces variations. 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. La présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Les phénomènes de pertes à petite échelle seront présentés lors de la section §2.1.2.

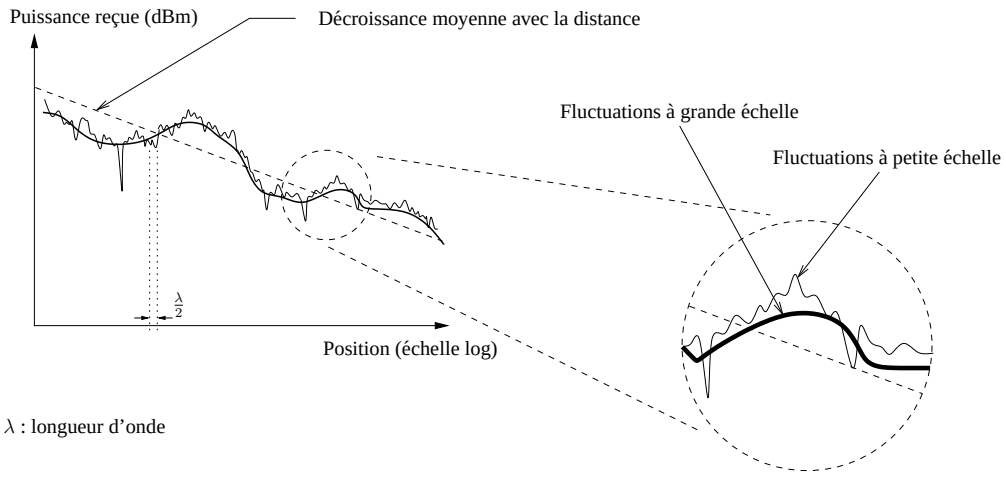


FIG. 2.1 : *Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.*

2.1.1 La propagation en espace libre

Il y a propagation en espace libre, illustrée sur la figure (2.2), lorsqu'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. Ce volume est appelé premier ellipsoïde de Fresnel [1]. Ce type de propagation, bien qu'impossible à rencontrer dans notre étude, fournit un élément de référence pour tous les autres cas étudiés. Ainsi, 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 :

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

[1] Cet ellipsoïde est défini tel que l'émetteur E et le récepteur R sont les deux foyers et que la différence de longueur entre le trajet direct et un trajet passant par un point de l'ellipsoïde ne dépasse pas la moitié de la longueur d'onde.

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 en mètre séparant les deux antennes. Cette relation peut encore s'écrire :

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

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

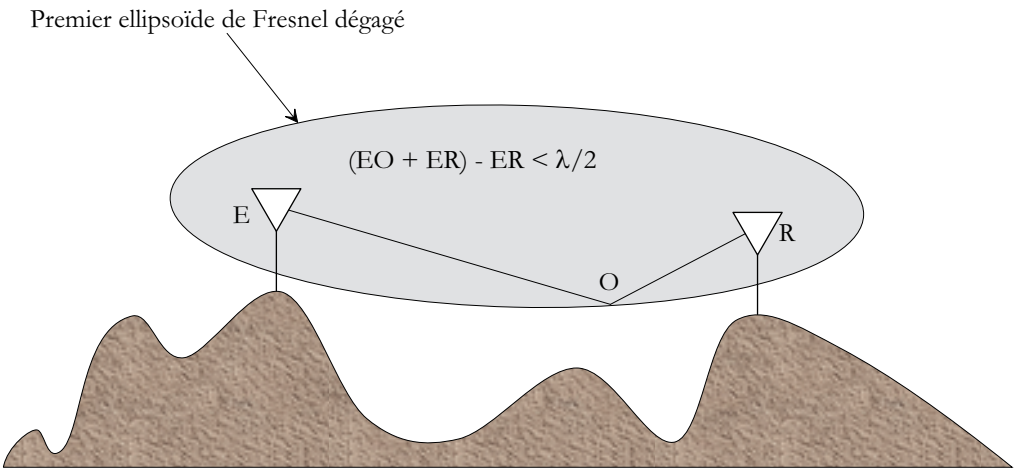


FIG. 2.2 : *Propagation en espace libre.*

2.1.2 La propagation hors espace libre

Le cas des liaisons en espace libre est plus complexe. Bien que les ondes se propagent en visibilité directe dans le vide où seules existent les antennes d'émission et de réception, des obstacles perturbent cette liaison. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, *etc.*) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en découle une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. Ces phénomènes sont traités dans la section suivante.

2.1.2.1 Les phénomènes de base en propagation

Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, la taille de ces obstacles vis à vis de la longueur d'onde λ du signal, sa nature et sa forme engendrent différents phénomènes [63]. Les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal sont : la réflexion, la diffraction et la diffusion [64, 65]. Ces phénomènes sont illustrés sur la figure (2.3), leur description est la suivante :

Réflexion/Réfraction : Des phénomènes de réflexion et de réfraction interviennent lorsque l'obstacle rencontré par l'onde a une taille très supérieure et de très petites irrégularités devant la longueur d'onde du signal.

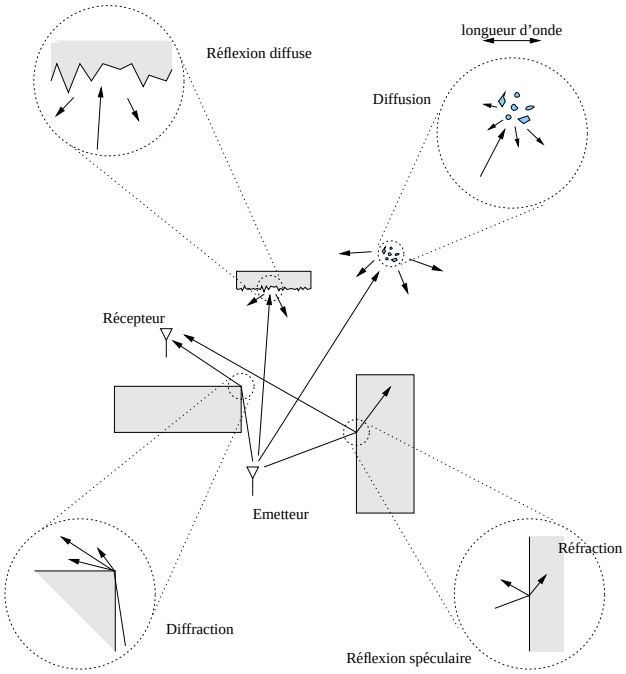


FIG. 2.3 : *Types d'interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu*

Diffraction : Des phénomènes de diffraction apparaissent lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques. les dimensions de cet obstacle doivent être faibles devant la longueur d'onde du signal ou l'obstacle possède des arêtes vives. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre. Ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et d'interventions des autres types d'interactions.

Diffusion : La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieur à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités suffisamment petites.

L'influence d'un obstacle sur le signal est relatif à la taille de cette obstacle vis à vis de la longueur d'onde du signal, mais également de sa composition et de sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur et aux autres objets. L'influence de la position spatiale de l'obstacle est illustrée sur la figure (2.4). On distingue deux types principaux de réflecteurs :

Diffuseurs locaux : Les diffuseurs locaux sont les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Du point de vue du récepteur, les diffuseurs placés dans le voisinage du récepteur occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent de faibles étalements, temporel et angulaire.

Diffuseurs lointains : Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets spéculaires généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

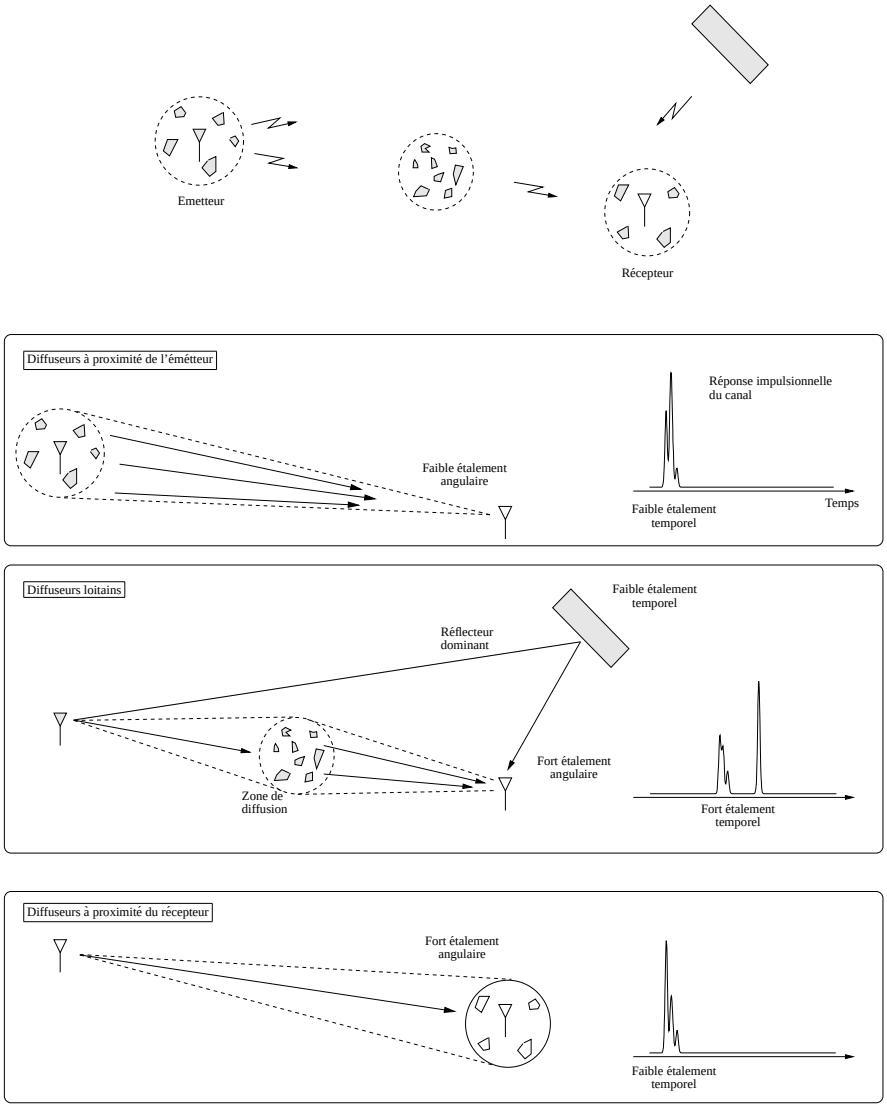


FIG. 2.4 : *Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation*

La proportion relative de chaque type de diffuseurs dépend de l'application envisagée et de l'environnement dans lequel le système est déployé. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe, la réflexion domine. Cependant, dans le cas du canal NLOS pour *Non Line Of Sight*, la diffraction et la diffusion prédominent et assurent également la continuité de la liaison.

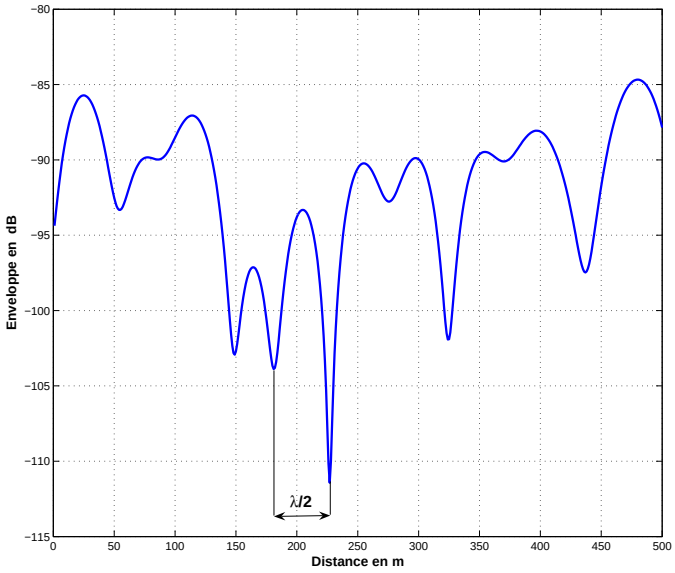


FIG. 2.5 : *Observation de l'évolution temporelle du canal en fonction du temps.*

2.1.2.2 La propagation par trajets multiples

Les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis. De nombreuses répliques du signal transmis sont ainsi créées. Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués. Dès lors, elles sont plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés. A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements, représentés sur la figure (2.5). 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 $\lambda/2$.

Les systèmes de radiocommunications mobiles, que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments, sont ainsi soumis aux distorsions induites par les trajets multiples. Cependant dans le cas NLOS, les trajets multiples évitent l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

2.1.2.3 Les pertes moyennes hors espace libre

Nous avons vu dans le paragraphe 2.1.1 que les pertes en espace libre peuvent s'exprimer suivant le rapport de puissance entre l'émission et la réception dans le cas idéal. En pratique, c'est à dire hors espace libre, ce modèle n'est plus exploitable. Ceci est dû aux irrégularités de transmission précédemment citées. Il est donc nécessaire d'évaluer les pertes moyennes de puissance en tenant compte des caractéristiques de l'environnement de propagation. Cependant, les nombreux paramètres affectant le signal impliquent qu'aucune relation théorique ne permet d'estimer la puissance lors d'une communication. En revanche, à partir de campagnes de mesures,

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*

une relation empirique, déduite de l'équation (2.2) et qui permet d'estimer les pertes moyennes de puissance hors espace libre, a été élaborée [62] :

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

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

Cette équation 2.3 met en exergue le fait que les pertes moyennes de puissance 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.

2.1.3 Le bruit radioélectrique

Le bruit radioélectrique regroupe l'ensemble des signaux qui ne transportent pas d'information utile et qui viennent perturber le signal désiré, il est donc indépendant du signal émis. Il s'agit d'une perturbation aléatoire dont le milieu de propagation (bruit externe) et les dispositifs électroniques utilisés dans l'émetteur et le récepteur (bruit interne) sont à l'origine [63, 66].

Les sources de bruits externes peuvent être de nature extra-terrestre ou terrestre. Elles regroupent les bruits et les parasites atmosphériques, les rayonnements divers captés par l'antenne, les interférences éventuelles entre les utilisateurs du milieu de transmission ou encore les bruits d'origine industrielle. Le bruit interne a pour origine le mouvement brownien des électrons présents dans les composants électroniques du récepteur. Ces électrons étant présents dans la matière en très grand nombre et évoluant indépendamment les uns des autres tout en suivant une même loi, le bruit interne peut alors être modélisé, d'après le théorème de la limite centrale [67], par un processus gaussien.

Dans notre approche, toutes les contributions du bruit interne et externe seront prises en compte dans une source unique de bruit $n(t)$ située en amont du récepteur. Néanmoins, le bruit interne est en général celui qui est prépondérant dans les systèmes de radiocommunications. Les bruits qui composent le bruit interne, bruit prépondérant ici, sont dits « blancs » car, par analogie au spectre chromatique, leurs composantes fréquentielles sont d'égales amplitudes dans une gamme de fréquences s'étendant jusqu'à 10^{13} Hz. Le bruit modélisé par un processus aléatoire

gaussien, à moyenne nulle, stationnaire a donc une densité spectrale de puissance bilatérale $\gamma_n(f)$ uniforme qui est égale à :

$$\gamma_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \forall\, f \leq 10^{13}\text{Hz}\ , \tag{2.4}$$

où N_0 est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit.

2.1.4 Modélisation statistique du canal de propagation

La réponse impulsionnelle h du canal peut être exprimée selon l'expression 2.5. Cette expression considère des trajets fixes lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement.

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} \delta(\tau - \tau_p)\ . \tag{2.5}$$

Dans l'expression 2.5, P correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des P signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets, comme nous l'avons vu précédemment. Dès lors, la contribution de chaque trajet discernable peut ainsi être modélisée par une amplitude β_p et un déphasage θ_p, associés au retard τ_p. Le terme ν_p, utilisé dans l'expression 2.5, désigne la fréquence de décalage Doppler, décalage provoqué par les déplacements relatifs de l'émetteur et/ou du récepteur. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus r et émis s, selon les relations 2.6 et 2.8, où n désigne le terme de bruit additif gaussien.

$$\begin{aligned} r(t) &= (h * s)(t) + n(t) && (2.6)\\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} \delta(\tau - \tau_p) s(t-\tau) d\tau + n(t) && (2.7)\\ r(t) &= \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) e^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} s(t - \tau_p) + n(t)\ . && (2.8) \end{aligned}$$

Il est ainsi possible de définir la réponse impulsionnelle h du canal dans l'espace temps-retards. Cette réponse désigne la fonction d'étalement des retards [68]. Tout comme la réponse impulsionnelle du canal, il est possible de définir d'autres relations. Ces relations sont les espaces fréquence-temps, retard-Doppler et fréquence-Doppler et sont définies dans les expressions 2.9, 2.10 et 2.11 respectivement.

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-2i\pi f \tau} d\tau \tag{2.9}$$

$$D(\tau,\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau,t)e^{-2i\pi\nu t}dt \tag{2.10}$$

$$F(f,\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau,t)e^{-2i\pi(\nu t+f\tau)}d\tau dt\ . \tag{2.11}$$

Il est ainsi possible de représenter ces relations ainsi que leur interaction sur un diagramme, illustré sur la figure (2.6). Ce diagramme défini dans [68] est appelé diagramme de Bello, il permet d'établir une relation simple entre les fonctions introduites et la fonction de transfert, la fonction de diffusion ainsi que la réponse bi-fréquentielle du canal. Chaque relation est reliée à une autre par l'opération de transformée de Fourier directe ou inverse. La connaissance d'une de ces fonctions permet alors la connaissance totale du canal de propagation.

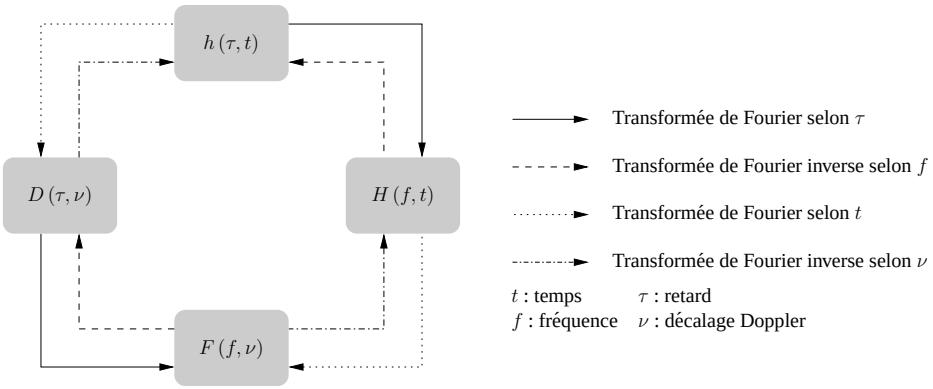


FIG. 2.6 : *Diagramme de Bello : relations entre les fonctions caractéristiques du canal.*

L'étude des fonctions d'autocorrélation de ces fonctions permet la définition et l'évaluation des paramètres caractéristiques du canal. Dans l'hypothèse d'avoir un canal stationnaire au sens large[2] et à diffuseurs décorrélés[3], la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal permet la définition des fonctions de corrélation temporelle et fréquentielle. Ces fonctions permettent d'évaluer le comportement dispersif du canal. Selon ces hypothèses les différents décalages Doppler, ainsi que les trajets multiples sont décorrélés. Ces hypothèses, regroupées sous le sigle WSSUS, pour *Wide Sense Stationnary Uncorrelated Scattering*, permettent de simplifier la caractérisation statistique du canal de propagation.

[2]La stationnarité au sens large, en temps et en fréquence, induit une constance des propriétés statistiques du canal, hypothèse valable sur une courte durée d'observation

[3]La décorrélation des diffuseurs conduit à considérer comme décorrélées les variations d'amplitudes et de phases subies par chaque trajet

2.1.5 Paramètres des canaux WSSUS

Les déplacements du récepteur et/ou de l'émetteur ainsi que les trajets multiples engendrent des dispersions temporelles et fréquentielles. Les effets perturbateurs du canal de propagation peuvent donc être évalués en considérant ces dispersions.

2.1.5.1 Les dispersions temporelles

La première caractéristique des canaux de propagation est l'étalement des retards maximal noté τ_{max}, déterminé par la fonction d'étalement des retards. Ce paramètre correspond à l'intervalle de temps écoulé entre l'arrivée au récepteur du premier et du dernier trajet issus d'une même impulsion à l'émission. De cette manière, l'étude du moment d'ordre deux de la variable aléatoire $\tau \in [0, \tau_{max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards, notée σ_τ. Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La mesure de la bande de cohérence B_c permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus sont considérés comme décorrélés.

Le lien entre la dispersion moyenne des retards σ_τ et la bande de cohérence B_c est évident. En effet, une dispersion élevée des retards provoque une bande de cohérence faible. De nombreuses relations empiriques [62, 69], dépendantes du type de liaison radiomobile, permettent alors d'exprimer B_c de façon inversement proportionnelle à σ_τ. Différentes expressions empiriques existent [62] :

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \qquad \text{pour} \quad \rho_f = 0,5 \tag{2.12}$$

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \qquad \text{pour} \quad \rho_f = 0,9\ . \tag{2.13}$$

Cette mesure de la dispersion temporelle du canal se complète en considérant les effets dispersifs liés aux déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur.

2.1.5.2 Les dispersions fréquentielles

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage du spectre des signaux émis, appelés décalage Doppler, décalage d'autant plus important que la vitesse relative de déplacement est élevée. Ces décalages Doppler font que pour un signal émis à la fréquence f_c, la fréquence du signal reçu f_r sera décalée de la fréquence de décalage Doppler f_d :

$$f_r = f_c + f_d\ . \tag{2.14}$$

f_d est fonction de l'angle θ d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{v f_c}{c} \cos\theta \ , \tag{2.15}$$

où c désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage Doppler appelée étalement Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2 f_{d_{max}} \quad \text{avec} \quad f_{d_{max}} = \frac{v f_c}{c} \ , \tag{2.16}$$

où $f_{d_{max}}$ désigne la fréquence Doppler maximale.

Le spectre Doppler représente la répartition de la puissance autour de la fréquence porteuse. Lorsque les signaux sont reçus uniformément sur $[0,\ 2\pi[$ et que l'antenne de réception est omnidirectionnelle, le spectre Doppler obtenu a une forme de « U » dit de Jakes. L'hypothèse sur la répartition des signaux reçus permet donc de caractériser le profil Doppler rencontré.

Tout comme la bande de cohérence est inversement proportionnelle à la dispersion des retards, le temps de cohérence t_c du canal et la fréquence Doppler maximale $f_{d_{max}}$ évoluent de manière inversement proportionnelle. Le temps de cohérence du canal représente l'évolution temporelle de celui-ci, il est lié aux dispersions fréquentielles. Il est alors possible d'exprimer t_c en fonction de f_d [62] :

$$t_c \approx \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}} \ . \tag{2.17}$$

Les notions de bande et de temps de cohérence permettent de dégager certaines contraintes de développement pour les systèmes de radiocommunications vis-à-vis d'un canal de propagation donné.

2.1.6 Influences sur les systèmes de radiocommunications

2.1.6.1 La notion de sélectivité

Les trajets multiples ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et temporelle. Ces sélectivités sont mesurées à partir des valeurs de bande de cohérence et de temps de cohérence. La robustesse d'un signal de durée symbole T_s et de bande B_s dépendra des rapport T_s/t_c et B_s/B_c. On distingue alors quatre cas de figures :

- $B_s \ll B_c \Leftrightarrow T_s \gg \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à « évanouissements plats ».
- $B_s > B_c \Leftrightarrow T_s < \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrélées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.
- $T_s < t_c \Leftrightarrow B_s > B_d$: si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à « évanouissements lents ». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.
- $T_s \gg t_c \Leftrightarrow B_s \ll B_d$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à « évanouissements plats ». 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.

2.1.6.2 La notion de diversité

La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. On distingue plusieurs formes de diversité, par exemple, les diversités spatiale, temporelle, fréquentielle, *etc.*. La notion de diversité est utile afin d'évaluer la robustesse d'un système de radiocommunications vis à vis d'un canal donné. Les grandeurs D_t et D_f représentent respectivement l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Ces grandeurs correspondent à l'ordre de diversité utilisée lors de la transmission d'un signal d'une trame de durée T_{trame} de signaux de durée T_s, leur expression est la suivante :

$$D_t = \frac{T_{\text{trame}}}{t_c} \tag{2.18}$$

$$D_f = \frac{B_s}{B_c} \,. \tag{2.19}$$

Une autre forme possible de diversité repose sur l'utilisation de la dimension spatiale [70,71]. La diversité spatiale consiste à transmettre simultanément ou non, des informations sur plusieurs antennes. Ces dernières doivent être espacées d'au moins la distance de cohérence, distance minimale assurant l'indépendance des évanouissements. Alors que la cohérence fréquentielle est engendrée par les trajets multiples arrivant à des instants τ différents, la cohérence spatiale à l'émission/réception est engendrée par les trajets multiples partant/arrivant de différentes directions spatiales. L'expression de la diversité spatiale dépend du schéma de modulation (SIMO, MISO ou MIMO). Les travaux présentés dans [2] énumèrent les différentes expressions possibles

de la diversité spatiale. Dans le cas d'un système MIMO comprenant N_{t_x} antennes à l'émission et N_{r_x} antennes à la réception, la diversité spatiale maximale sera égale à $N_{t_x} * N_{r_x}$.

Tirer parti des diversités temporelle, fréquentielle et spatiale du canal revient à maximiser ces valeurs tout en garantissant une bonne efficacité spectrale. Le schéma de modulation étudié et présenté au chapitre 3 permet de profiter des deux premières formes de diversité offertes par le canal de propagation SISO. Le second schéma de modulation étudié également présenté au chapitre 3 permet, quant à lui, de profiter de toutes les formes de diversité offertes par le canal de propagation MIMO et exposées ici.

2.2 Modèles de simulation SISO

2.2.1 Description des canaux théoriques

Afin d'évaluer la robustesse du système SISO étudié vis à vis des effets perturbateurs du canal, il est nécessaire de modéliser ce canal. Sa modélisation peut s'effectuer à partir de sa réponse impulsionnelle, telle qu'elle est définie dans l'expression 2.5. Pour ce faire, le canal théorique de Rayleigh à trajets multiples est fréquemment utilisé. Ce modèle repose sur l'évolution des amplitudes des différents trajets selon une loi de Rayleigh. En effet, à partir de la construction des différents retards séparables, il est possible d'appliquer le théorème de la limite centrale à chacune des composantes réelles du signal β_p [72]. Dès lors, la densité de probabilité de l'amplitude β_p suit une loi de Rayleigh donnée par :

$$p_{\beta_p}(\beta_p) = \frac{2\beta_p}{\sigma^2_{\beta_p}} e^{-\frac{\beta_p^2}{\sigma^2_{\beta_p}}} . \tag{2.20}$$

Les phases θ_p sont, uniformément réparties sur $[0,\ 2\pi[$. Cependant, ce modèle n'est valable que pour des propagations sans trajet direct. Dès lors, en présence de trajet direct, il est possible de modéliser le comportement de β_p comme suivant une densité de probabilité selon une distribution de Rice [67].

Ce modèle est largement répandu pour tester les performances des systèmes SISO. Il permet une évaluation globale des performances du système, indépendamment d'un environnement de propagation particulier. L'utilisation de ce canal nous permettra de comparer les performances obtenues et de valider le système SISO développé. Toutefois, le système de radiocommunication SISO développé étant destiné à un environnement intra-bâtiment, il est nécessaire de modéliser le canal réaliste pour lequel le système sera dimensionné. Plusieurs modèles de canaux réalistes peuvent être utilisés afin de retranscrire les phénomènes de propagations adaptés à notre cas de figure.

2.2.2 Description des canaux réalistes

Les modèles de canaux BRAN, pour *Broadband Radio Access Network*, ont été normalisés par l'institut des télécommunications de normalisation européenne (ETSI) dans le cadre du projet BRAN [73, 74] dont le but a été de définir les couches physiques et de contrôle des systèmes HIPERLAN/2, réseau local sans fil à haut débit. La définition de ce standard repose sur l'utilisation d'une bande de 20 MHz allouée pour un fréquence porteuse f_c de 5,2 GHz. Chaque modèle est composé de 18 trajets dont l'amplitude des retards suit une décroissance exponentielle. Cette normalisation distingue cinq scénarios de propagation répertoriés dans le tableau (2.2). Ces scénarios définissent les phénomènes de propagation de l'intérieur des bâtiments jusqu'à des environnements en zones ouvertes tels que les halls d'aéroport. Nous nous intéresserons plus particulièrement au modèle NLOS BRAN A pour le dimensionnement du système SISO étudié. Les caractéristiques du modèle BRAN E sont présentées à titre de comparaison.

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 (2.7) et (2.8) représentent une réalisation des quatre fonctions du système de Bello pour les canaux BRAN A et BRAN E. L'axe temporel correspond à la distance d'observation des canaux, fonction de la longueur d'onde λ. Ainsi, les variations des canaux peuvent

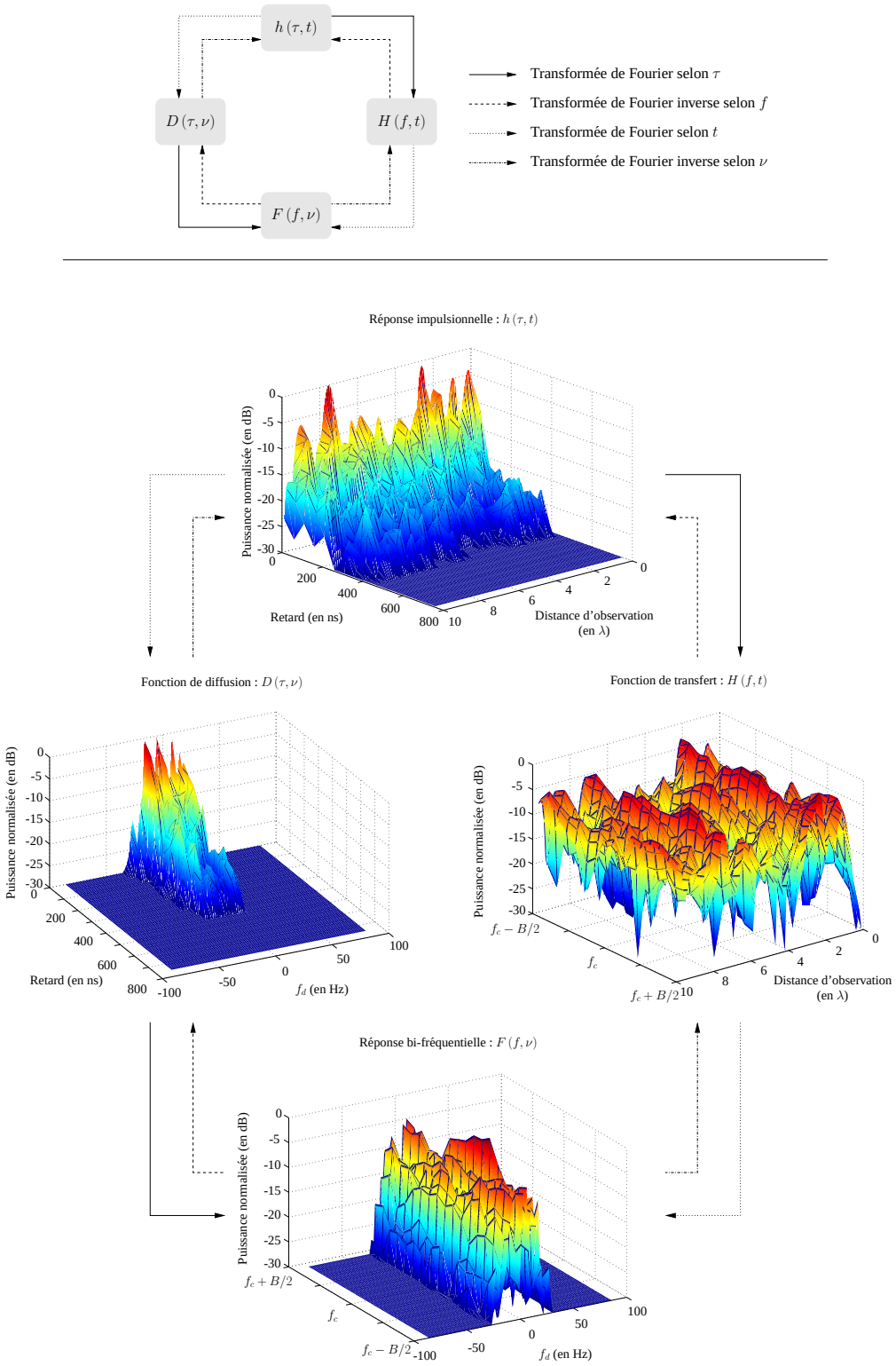


FIG. 2.7 : *Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation* BRAN A.

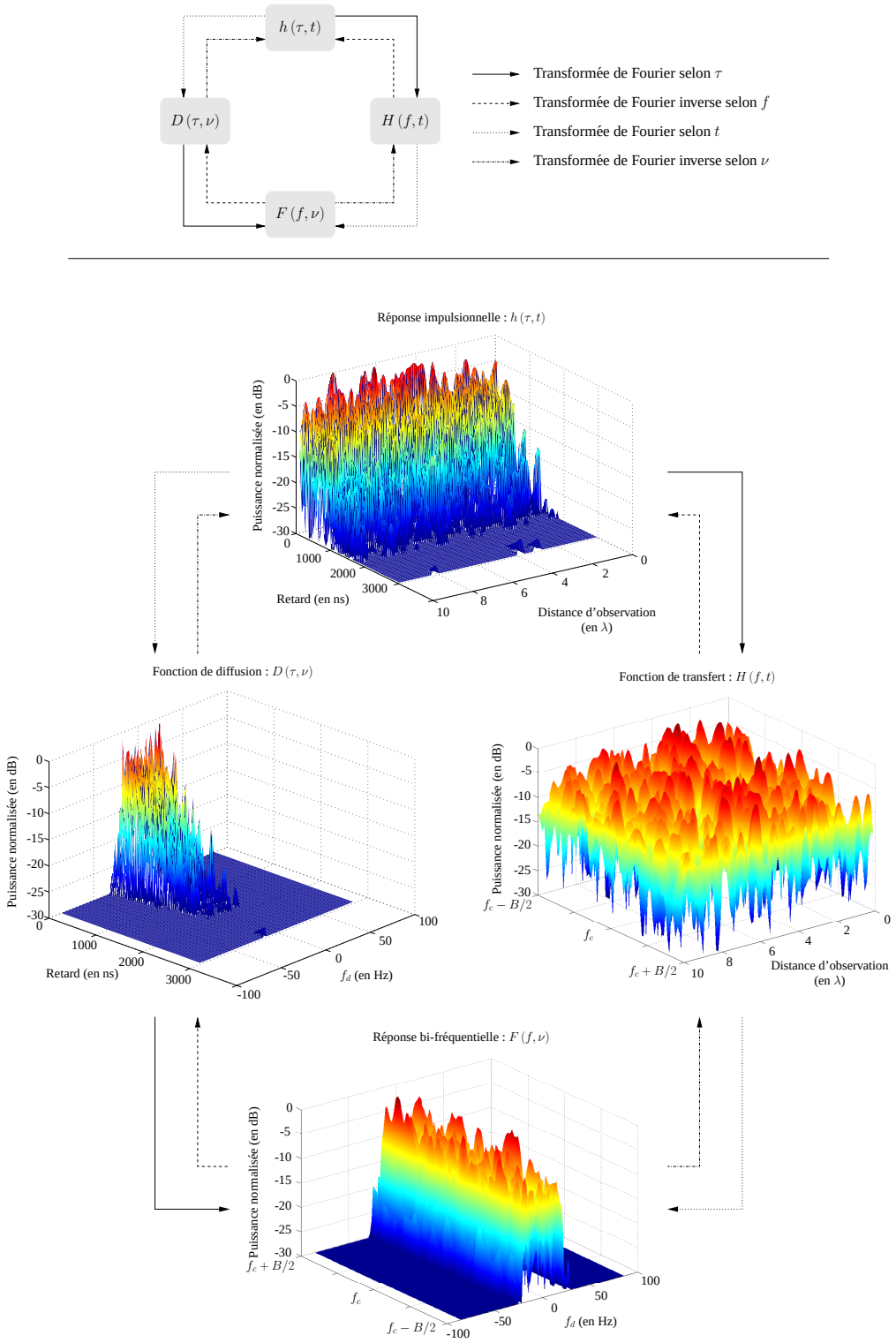


FIG. 2.8 : *Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation* BRAN E.

être représentées indépendamment de la vitesse et de la fréquence porteuse. La réponse bi-fréquentielle $F(f,\nu)$ et la fonction de diffusion $D(\tau,\nu)$ en forme de « U » représentent le spectre Doppler, cette forme est typique d'un spectre de Jakes. La comparaison des fonctions de transfert $H(f,t)$ sur une même bande de fréquence de transmission B_s, montre que les évanouissements sont plus nombreux pour le canal BRAN E que pour le canal BRAN A. En effet, 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. Dès lors, pour une même bande de signal utile, la sélectivité en fréquence du canal BRAN E sera plus importante.

L'utilisation du modèle de canal de Rayleigh théorique permettra de valider les performances du système SISO développé et dimensionné pour un modèle de canal de type BRAN A. Les études de performances du système en virgule flottante et en virgule fixe seront respectivement exposées lors des chapitres 3 et 4. Cependant, les modèles de canaux utilisés dans le cas SISO ne peuvent être exploités directement dans le cas MIMO, dès lors l'étude de nouveaux modèles de canaux est nécessaire pour étudier les performances du système MIMO considéré.

2.3 Modèles de simulation MIMO

Dans le cas des systèmes SISO, le canal de propagation peut se voir comme un filtre linéaire répondant à l'équation 2.6. L'extension de ces systèmes aux systèmes MIMO, représentés sur la figure (2.9), implique des modifications du modèle de canal de propagation. Dès lors, le canal de propagation ne comporte plus un filtre linéaire, puisqu'il comporte N_{t_x} entrées et N_{r_x} sorties, mais autant de filtres linéaires qu'il y a de canaux de propagation. En effet, l'émetteur, noté T_x, dispose de N_{t_x} éléments d'antennes et le récepteur, noté R_x, dispose de N_{r_x} éléments d'antennes.

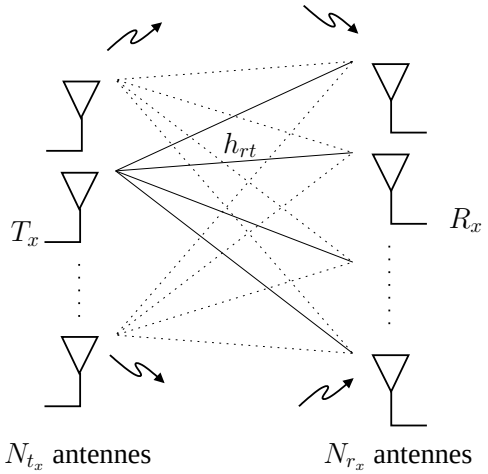


FIG. 2.9 : *Modèle du canal* MIMO.

Le signal transmis bénéficiera de plusieurs répliques qui ont parcouru des chemins différents et qui n'ont donc pas les mêmes caractéristiques. Ainsi, la combinaison des différents trajets améliorera les performances du système. L'évolution temporelle du signal dans le cas SISO, illustrée sur la figure (2.5), pourra être représentée dans le cas MISO comme sur la figure (2.10).

Cette figure a été obtenue avec 2 antennes en émission et 1 antenne en réception. La courbe représentant la recombinaison des signaux, en trait plein sur la figure, a été obtenue avec la technique de recombinaison MRC, pour *Maximum Ratio Combining*, qui sera détaillée au chapitre 3.

La diversité spatiale D_s du système MIMO considéré, définie dans l'équation 1.1, montre que le système disposera, au maximum, de $N_{t_x} N_{r_x}$ canaux décorrélés. Soient $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_{t_x}}$, le vecteur des signaux émis sur les N_{t_x} antennes, $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_{r_x}}$, le vecteur des signaux reçus sur les N_{r_x} antennes, et $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{r_x}}$, le vecteur des termes de bruit additif présents sur les N_{r_x} antennes en réception. Si l'on suppose que le signal reçu sur chacune des antennes est la somme de tous les signaux transmis (aucune perte de signaux), la relation linéaire d'entrée/sortie s'écrit alors :

$$\mathbf{r}(t) = (\mathbf{H} * \mathbf{x})(t) + \mathbf{n}(t) \ , \tag{2.21}$$

où $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{r_x} \times N_{t_x}}$ est la matrice représentant une réalisation instantanée du canal, avec h_{rt} l'atténuation du canal sous forme complexe reliant l'antenne d'émission d'indice t à l'antenne de réception d'indice r :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & \dots & \dots & h_{1N_{t_x}} \\ \vdots & \dots & h_{rt} & \dots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \dots & \dots & \dots & h_{N_{r_x} N_{t_x}} \end{bmatrix} . \tag{2.22}$$

Cependant, tous les $N_{t_x} N_{t_x}$ canaux ne sont pas obligatoirement décorrélès. Le calcul des modes propres du canal permettra de définir le nombre de canaux réellement décorrélés.

2.3.1 Modes propres du canal

La figure (2.9) représente les trajets physiques d'un canal MIMO. Néanmoins, uniquement les sous-canaux indépendants peuvent être exploités, ce qui ne correspond pas à la totalité des trajets. Dès lors, il est utile de représenter un système équivalent faisant apparaître les sous-canaux, appelés aussi **modes propres**, réellement disponibles et exploitables par le système de transmission. L'analyse des modes propres permet d'étudier les performances du système en terme de capacité, probabilité d'erreur, gain de diversité..., comme présenté dans [2].

Ainsi, le nombre N_m de sous-canaux ou modes propres de la matrice du canal $\mathbf{H}$ peut être estimé soit à partir de sa décomposition en valeurs singulières, ou SVD pour *Singular Value Decomposition*, soit à partir de la décomposition en valeurs propres, ou EVD pour *Eigenvalue Decomposition*, de la matrice de corrélation instantanée $\Gamma_{\mathbf{H}}$ qui est définie par [75, 76] :

$$\Gamma_{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H \quad \text{avec} \quad N_{r_x} < N_{t_x} \tag{2.23}$$

$$\Gamma_{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^H\mathbf{H} \quad \text{avec} \quad N_{r_x} \geq N_{t_x} \ . \tag{2.24}$$

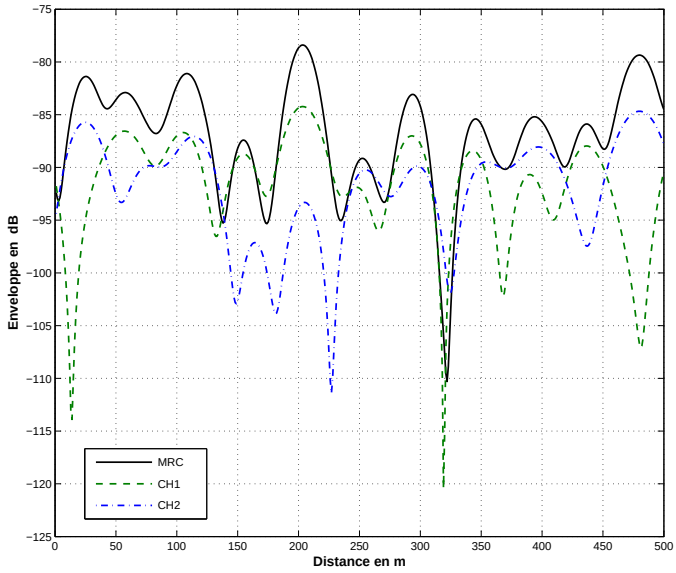


FIG. 2.10 : *Observation de l'évolution temporelle des 2 signaux émis (CH1, CH2) en fonction du temps et représentation du gain en réception obtenu après recombinaison MRC Maximum Ratio Combining.*

Ces deux méthodes sont résumées dans le tableau (2.5) où $\mathbf{U}$ et $\mathbf{V}$ sont des matrices unitaires ($\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{N_{r_x}}$ et $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{N_{t_x}}$) contenant respectivement les vecteurs propres $\mathbf{u}$ de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ et les vecteurs propres $\mathbf{v}$ de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$. Les matrices $\mathbf{D}_s$ et $\mathbf{D}_e$ sont des matrices diagonales contenant respectivement les racines carrées non-négatives des valeurs singulières λ_m^s de $\mathbf{H}$ et les valeurs propres λ_m^e de $\Gamma_{\mathbf{H}}$.

Ainsi, Le nombre N_m de modes propres indépendants ou nombre de valeurs singulières non-nulles présentes dans le canal correspond au rang de la matrice de canal $\mathbf{H}$ qui est de taille $N_{r_x} \times N_{t_x}$:

$$N_m = \mathrm{rg}(\Gamma_{\mathbf{H}}) \leq \min(N_{t_x}, N_{r_x}) \ . \tag{2.25}$$

De ce fait, le nombre de sous-canaux indépendants du canal de transmission correspondra aux nombre d'équations indépendantes, et donc de trajets indépendants, offerts par le système linéaire.

2.3.2 Passage du modèle classique au modèle équivalent

La décomposition en modes propres du canal va permettre de passer de la représentation classique du canal de transmission, exprimée par l'équation 2.21 et rappelée à l'équation 2.26, à un modèle équivalent faisant apparaître les valeurs singulières et les modes propres du canal.

SVD	**EVD**
$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}_s\mathbf{V}^H$	$\Gamma_{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\mathbf{D}_e\mathbf{U}^H$ si $N_{r_x} < N_{t_x}$ $\Gamma_{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^H\mathbf{H} = \mathbf{V}\mathbf{D}_e\mathbf{V}^H$ si $N_{r_x} \geq N_{t_x}$
avec $\mathbf{D}_s = \text{diag}(\lambda_1^s, \ldots, \lambda_{N_m}^s)$ $\lambda_1^s \geq \lambda_2^s \geq \ldots \geq \lambda_{N_m}^s \geq 0$	avec $\mathbf{D}_e = \text{diag}(\lambda_1^e, \ldots, \lambda_{N_m}^e)$ $\lambda_1^e \geq \lambda_2^e \geq \ldots \geq \lambda_{N_m}^e \geq 0$
$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \ldots, \mathbf{u}_{N_r}] \in \mathbb{C}^{N_{r_x} \times N_{r_x}}$	$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \ldots, \mathbf{v}_{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_{t_x} \times N_{t_x}}$

TAB. 2.5 : *Méthodes de calcul des modes propres*

Ainsi, à partir de l'équation 2.26, en appliquant la SVD sur la matrice $\mathbf{H}$ du canal, nous obtenons l'équation 2.27. La postmultiplication du vecteur $\mathbf{r}$ des signaux reçus par la matrice $\mathbf{U}$ des vecteurs propres, aboutit alors au modèle équivalent du canal MIMO exprimé par l'équation 2.29.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad \text{modèle initial} \tag{2.26}$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{U}\mathbf{D}_s\mathbf{V}^H\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad \text{SVD} \tag{2.27}$$

$$\mathbf{U}^H\mathbf{r} = \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{D}_s\mathbf{V}^H\mathbf{x} + \mathbf{U}^H\mathbf{n} \quad \text{postmultiplication} \tag{2.28}$$

$$\mathbf{r}' = \mathbf{D}_s\mathbf{x}' + \mathbf{n}' \quad \text{modèle équivalent} \tag{2.29}$$

La multiplication des vecteurs $\mathbf{r}$, $\mathbf{x}$ et $\mathbf{n}$ par les matrices unitaires a seulement un effet d'échelle. Ainsi, $\mathbf{n}'$ est un vecteur de variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle avec les parties réelles et imaginaires indépendantes et identiquement distribuées. Le canal MIMO peut donc être décomposé de manière équivalente en N_m canaux SISO parallèles où chaque valeur propre λ_m^e représente la puissance transmise sur les N_m modes propres.

Dans la suite du document, nous avons considéré une décorrélation parfaite entre les canaux, ce qui permet d'obtenir les performances optimales. En effet, nous ne cherchons pas ici à explorer de nouveaux codes temps-espaces, mais à implanter des algorithmes existants sur des plates-formes de prototypage à l'aide de méthodologie de conception. Notre travail, dans le cas MIMO, fait suite à l'étude algorithmique réalisée par J.M Auffray [2]. C'est pourquoi, un canal de propagation de Rayleigh MIMO théorique a été utilisé afin de vérifier les performances globales du système ainsi que la véracité de sa transposition.

2.3.3 Modèle de Rayleigh MIMO théorique

L'hypothèse d'indépendance entre les canaux suppose que les antennes soient suffisamment espacées les unes des autres. Dans un contexte HIPERLAN2, et donc pour des liaisons intra-muros, le milieu de propagation considéré entre un émetteur et un récepteur, placés dans une même pièce d'habitation, se caractérise généralement par une densité d'obstacles élevée et par l'obstruction de la ligne de vue. Ainsi, la distance entre éléments du réseau en émission et en réception sera faible. En effet, lorsque le réseau est plongé dans un milieu riche en diffuseurs, on montre que la distance entre antennes doit être supérieure à la demi-longueur d'onde utilisée [77]. Par exemple, pour une fréquence de $f = 5$ GHz, l'espacement minimal doit être de $\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f} = 3$ cm.

Le modèle de Rayleigh suppose que les modules des coefficients h_{rt}, reliant l'antenne d'émission d'indice t à l'antenne de réception d'indice r, suivent une distribution de Rayleigh, l'équation 2.21 exprimant la relation linéaire d'entrée/sortie pour un canal MIMO peut être réutilisée :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{2.30}$$

où $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_r}$, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t}$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r}$ et $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ telle que :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & \dots & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \dots & h_{rt} & \dots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \dots & \dots & \dots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} . \tag{2.31}$$

Au maximum, $N_{t_x} N_{r_x}$ canaux sont donc disponibles si tous ces canaux ont des variations indépendantes. Le bruit présent sur les N_{r_x} antennes de réception est représenté par le vecteur $\mathbf{n}$.

Afin que la puissance P_r reçue par chacune des N_{r_x} antennes de réception soit égale à la puissance totale P transmise par les N_{t_x} antennes, on impose que chaque sous-canal soit normalisé, *i.e.* que la puissance de chaque coefficient h_{rt} soit unitaire. Par ailleurs, cette puissance totale P émise est constante quel que soit N_{t_x}. En effet, pour un système réel, la puissance totale qu'il peut transmettre est limitée. Sachant que nous nous plaçons dans le cas où le canal n'est pas connu à l'émission, on suppose que la puissance est transmise uniformément entre les antennes, chacune émettant une même puissance égale à P_{t_x}/N_{t_x}.

Les techniques de codage, que nous avons utilisées sont celles qui exploitent la diversité spatiale afin de renforcer la robustesse du signal vis à vis des perturbations du canal. Ces techniques ainsi que l'association des techniques SISO et MIMO seront détaillées lors du chapitre 3.

2.4 Conclusion

Ce chapitre a permis d'introduire les notions nécessaires à la modélisation des effets perturbateurs liés à la propagation sur des canaux radiomobiles pour les systèmes SISO et MIMO. Les paramètres statistiques relevés, tels que la bande de cohérence et le temps de cohérence du canal, sont nécessaires afin de dimensionner efficacement les systèmes étudiés. En outre, les

modèles de canaux utilisés ont été présentés. Ils reposent sur le modèle théorique de Rayleigh ainsi que sur les canaux de propagation de type BRAN issus de mesures dans des environnements intérieurs. Les performances des systèmes SISO et MIMO ont été respectivement évaluées lors des travaux de S. Le Nours [78] et de J.M. Auffray [2]. Par conséquent, nous nous sommes restreints à l'étude de ces algorithmes sur des canaux théoriques de type Rayleigh, en vue de valider les performances des systèmes étudiés. Néanmoins, la connaissance des canaux de type BRAN est essentielle au dimensionnement de ces systèmes. Deux systèmes de radiocommunications seront plus particulièrement étudiés. Le premier est un système SISO basé sur l'association des techniques d'étalement de spectre et de modulations à porteuses multiples, le second est ce même système combiné avec un code temps-espace afin de profiter des avantages de la forme d'onde MC-CDMA ainsi que de la diversité spatiale introduite par les codes temps-espaces utilisés.

CHAPITRE 3

L'étalement de spectre, les modulations à porteuses multiples et les codes temps-espaces : application aux futurs réseaux cellulaires

Sommaire

3.1 Présentation des techniques de traitement du signal utilisées 50
3.1.1 L'étalement de spectre et les techniques d'accès multiples 50
3.1.2 Les modulations à porteuses multiples 55
3.1.3 Les codes temps-espaces codés en blocs 64
3.2 Les systèmes à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes 66
3.2.1 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA . . . 66
3.2.2 Techniques d'égalisation appliquées aux systèmes MC-CDMA 68
3.2.3 Performances du système MC-CDMA sur canaux radiomobiles 75
3.2.4 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA 76
3.2.5 Vers l'émergence des systèmes MC-CDMA 84
3.3 Combinaison des techniques temps-espace en blocs et des systèmes MC-CDMA : les systèmes OSTBC/MC-CDMA 86
3.3.1 Expression du signal émis 87
3.3.2 Expression du signal reçu 89
3.3.3 Techniques de combinaison et d'égalisation appliquées aux systèmes OSTBC/ MC-CDMA 91
3.3.4 Dimensionnement du système OSTBC/MC-CDMA 96
3.3.5 Performances des systèmes OSTBC/MC-CDMA 96
3.4 Conclusion 97

Le chapitre 1 a permis d'introduire le contexte de l'étude. L'un des axes présenté est le besoin grandissant en modulations à forte efficacité spectrale pour la définition de la couche physique des futurs systèmes radiomobiles. Un autre axe étant de faire converger des standards de radiocommunications entre les réseaux locaux sans fil et les systèmes cellulaires radiomobiles et ce dans un contexte intra-muros. La définition de nouveaux schémas de transmissions ne peut passer outre l'étude du milieu de propagation pour lequel il est dimensionné. Le chapitre 2 détermine les propriétés du canal de propagation afin de connaître les différentes perturbations. Une meilleure connaissance de ces perturbations permettra un meilleur dimensionnement et offrira donc une transmission robuste vis-à-vis de ces différentes perturbations. Dans un tel contexte, les systèmes combinant les propriétés des techniques d'étalement de spectre et des modulations à porteuses multiples s'affirment aujourd'hui comme des solutions candidates à très fort potentiel. Puis, l'association de codes temps-espaces à ces schémas de modulations apparaît comme une solution

séduisante. En effet, l'apport de la diversité spatiale à ces deux techniques promet d'être une solution combinant robustesse et fort débit. Ce chapitre se décompose en trois parties. La première expose les concepts de base inhérents à la formation de tels schémas de modulation. La seconde partie présente le système SISO combinant les propriétés des techniques d'étalement de spectre et des modulations à porteuses multiples étudié. Puis, la dernière étudie l'apport engendré par l'association de codes temps-espace aux schémas de modulations SISO présentés. Lors de cette étude, nous nous placerons dans le cadre de réseaux cellulaires, en considérant l'échange de données entre une station de base et différents utilisateurs de terminaux mobiles.

3.1 Présentation des techniques de traitement du signal utilisées

3.1.1 L'étalement de spectre et les techniques d'accès multiples

3.1.1.1 Principe de l'étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre ont tout d'abord été utilisées par les militaires dans les années 40, en raison de leur faible probabilité d'interception. Cette technique est issue des travaux réalisés par N. Wiener et C. E. Shannon. Le principe de base de l'étalement de spectre est très simple, il repose sur la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale C du canal perturbée par un bruit additif gaussien :

$$C = B_s . \log \left(1 + \frac{P_S}{P_B} \right) . \tag{3.1}$$

où : C est la capacité maximale du canal en bit/s
B_s 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_s étroite et un fort rapport P_S/P_B, soit une large bande B_s et un faible rapport P_S/P_B. L'idée de l'étalement de spectre consiste à émettre un signal dont la bande est largement supérieure à celle du signal utile. C'est le faible rapport P_S/P_B qui a, en partie, séduit les militaires. De ce fait, un message peut être transmis alors qu'il est noyé dans le bruit.

Différentes techniques d'étalement de spectre existent [79, 80] :

– l'étalement par saut de fréquence ou FH-SS, pour *Frequency Hopping Spread Spectrum*, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts pseudo-aléatoires discrets.

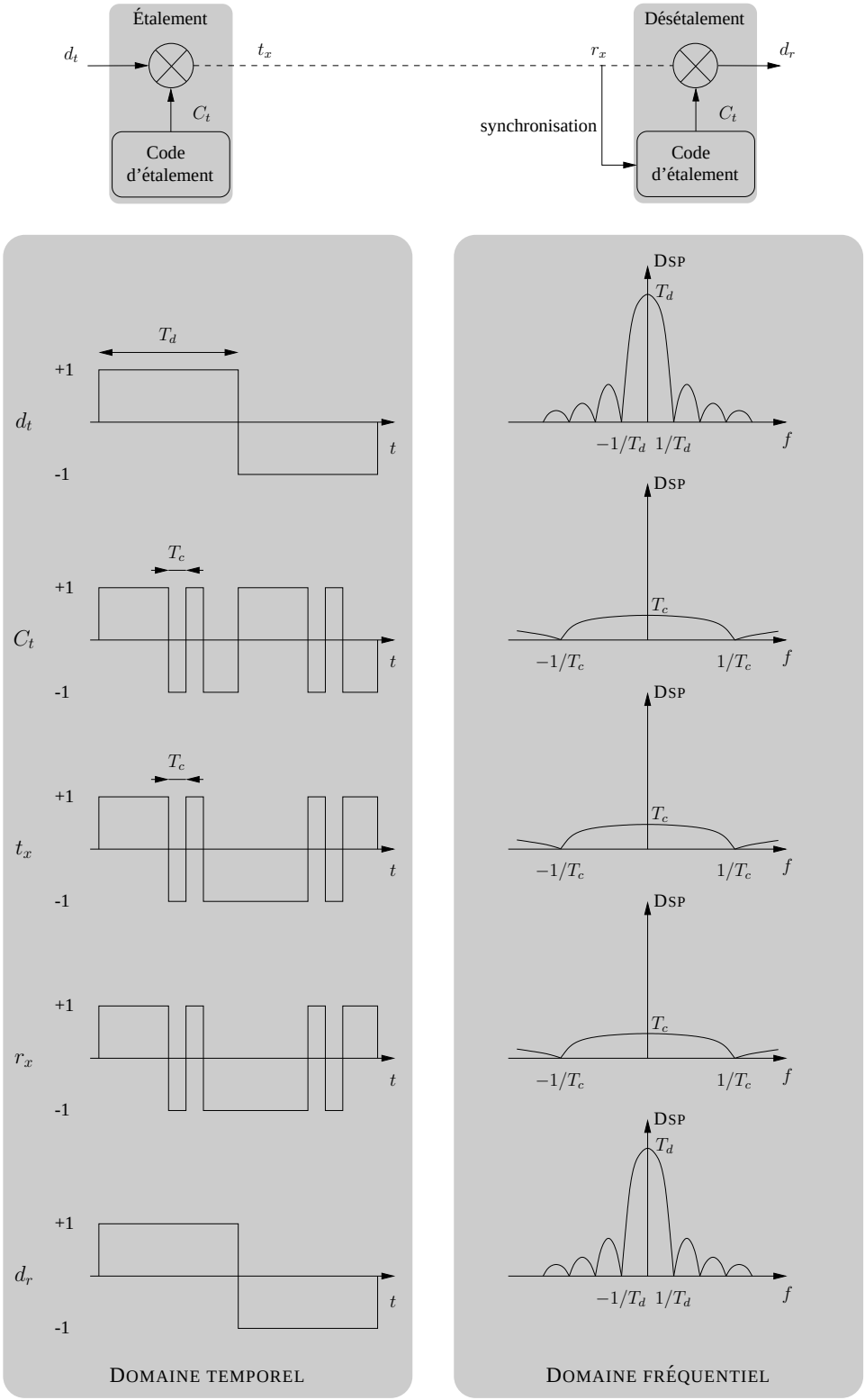


FIG. 3.1 : *Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.*

– l'étalement par saut dans le temps ou TH-SS, pour *Time Hopping Spread Spectrum*, 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,
– l'étalement par 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,
– l'étalement par séquence directe ou DS-SS, pour *Direct Sequence Spread Spectrum*, est réalisé en utilisant un signal ou une séquence pseudo-aléatoire, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Chacun des éléments de ce code d'étalement forme ce qui sera nommé par la suite un chip.

Parmi les différentes techniques utilisables [72, 79, 80], l'étalement par séquence directe (DS-SS), illustré sur la figure (3.1), est la technique la plus utilisée. En notant T_d la durée d'un symbole 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 $B_s = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B'_s = 1/T_d$. Le rapport entre le débit du code, ou débit chip, et le débit du signal utile forme le gain d'étalement du système G_e :

$$G_e = \frac{B_s}{B'_s} = \frac{T_d}{T_c} \,. \tag{3.2}$$

L'étalement de spectre est une technique qui possède de nombreux avantages [81]. Parmi ceux-ci, nous pouvons notamment citer :

– une faible probabilité d'interception induite par sa faible densité spectrale de puissance (DSP), mais également par le fait que seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication. La corrélation entre le signal émis et un autre code d'étalement ne permet pas de ramener la puissance du message d'information dans la bande d'origine B'_s,
– 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 (3.2),
– une faible DSP du signal émis vis à vis de celle du bruit ($P_S/P_B \simeq 1$). Le spectre du signal étalé se confond donc avec le spectre d'un bruit. Le signal est d'autant plus blanc que la séquence pseudo-aléatoire est longue, entraînant un débit élevé. C'est pourquoi, les codes d'étalement sont appelés des codes Pseudo-Noise (PN). Cette caractéristique rend possible la superposition de signaux sur les mêmes bandes de fréquences,
– la superposition, temporelle et fréquentielle, de signaux permet la mise en œuvre de techniques d'accès multiple par répartition de codes. Ainsi, plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique, peuvent émettre simultanément. Cette propriété est décrite dans la section suivante.

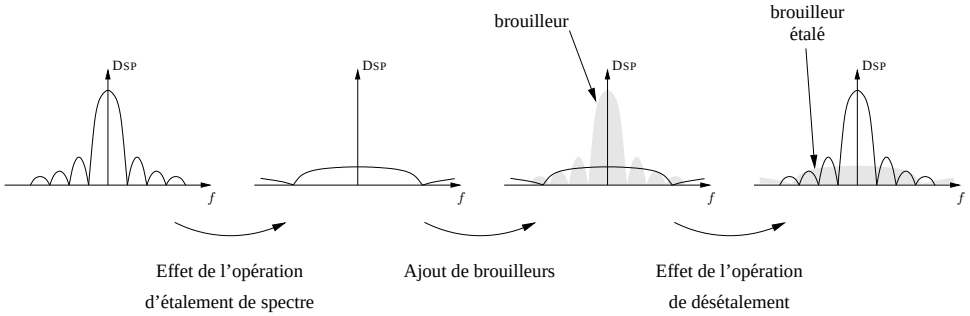


FIG. 3.2 : *Effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs.*

3.1.1.2 L'accès multiple

Une caractéristique très intéressante de l'étalement de spectre réside dans la possibilité de superposer des signaux. Par conséquent, la restriction des ressources spectrales et l'accroissement du nombre d'utilisateurs font que les utilisateurs sont amener à se partager la même ressource. Ainsi l'« accès multiple » permet d'étudier comment partager ces accès. Trois techniques, illustrées sur la figure (3.3), sont à distinguer :

- l'Accès Multiple par Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA pour *Frequency Division Multiple Access*), permet la répartition et l'attribution à chaque utilisateur désirant établir une communication de canaux de fréquences. Ces canaux étant issus de la concaténation du spectre de fréquence en canaux de largeur suffisante. L'avantage de cette technique est la dissociation des utilisateurs effectuée par des opérations de filtrage en réception. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est le nombre maximal d'usagers devant partager la bande totale B_s,
- l'Accès Multiple par Répartition en Temps (AMRT ou TDMA pour *Time Division Multiple Access*), permet l'attribution aux utilisateurs de courts intervalles de temps, encore appelés fenêtres temporelles, pendant lesquels ils peuvent émettre. Dès lors, l'utilisateur se voit attribuer une ou plusieurs fenêtres temporelles lors de se communication. L'inconvénient majeur de cette technique est que la synchronisation entre tous les émetteurs et les récepteurs doit être parfaite. 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 entre les mobiles et la station de base.
- l'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC ou CDMA pour *Code Division Multiple Access*), permet la superposition des utilisateurs en temps et en fréquence. Par conséquent, chaque utilisateur peut émettre en permanence dans toute la bande de fréquence en utilisant une technique d'étalement de spectre. Pour ce faire, il est nécessaire 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.

Tandis qu'en FDMA et en TDMA, la capacité en nombre utilisateurs est limitée par les ressources fréquentielles et temporelles, en CDMA le nombre d'utilisateurs est fixé par les propriétés

des codes d'étalement utilisés. Ainsi, le CDMA constitue une alternative aux FDMA et TDMA. De surcroît, le CDMA permet d'augmenter la capacité des systèmes [72]. Le choix et le dimensionnement des codes d'étalement est déterminé par le lien, synchrone ou asynchrone, entre stations de base et terminaux mobiles, de la communication [82].

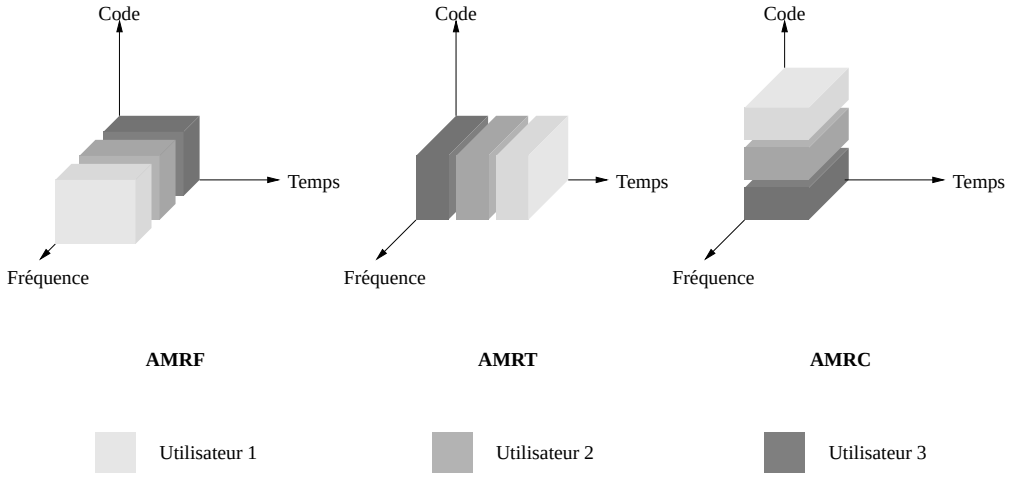


FIG. 3.3 : *Les trois principales techniques d'accès multiple.*

Les récepteurs de signaux à spectre étalé peuvent être de deux types. Le premier, basé sur un récepteur *Rake* consiste à utiliser la diversité de trajets de propagation, en effectuant une combinaison de la puissance de tous les trajets séparables. Cependant, au-delà de la complexité croissante du nombre de branches de diversité traitées par un tel récepteur, les performances se trouvent rapidement dégradées en présence d'interférences d'accès multiples (ou MAI pour *Multiple Access Interference*). Le second type de récepteur convient particulièrement au cas des transmissions multi-utilisateurs. Cette technique minimise les termes de MAI, engendrés par les autres utilisateurs, et de bruit blanc. Ainsi, le détecteur à maximum de vraisemblance permet la minimisation de la probabilité d'erreur. Cette structure est donc optimale vis à vis du critère de maximum de vraisemblance [83] mais présente une grande complexité, évoluant exponentiellement en fonction du nombre d'utilisateurs. Dès lors, l'utilisation de détecteurs sous-optimaux à structure linéaire plus simple à implanter [84,85] est à considérer. Ces détecteurs rendent possible l'annulation des interférences multi-utilisateurs, et résistent donc à l'effet d'éblouissement (*near-far effect*), mais amplifient le bruit. Toutefois, le détecteur EQM, basé sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, offre un compromis entre la suppression de l'interférence et la minimisation du bruit. Ces détecteurs seront présentés lors de la section 3.2.2.

3.1.1.3 Applications et réalisations

L'étalement de spectre est encore aujourd'hui très utilisé. En effet, on retrouve cette technique dans les standards de seconde génération de systèmes cellulaires, l'IS95, utilisé notamment en Amérique du Nord, et dans le cadre du développement de l'UMTS. Concernant l'IS95, la technique d'étalement de spectre choisie est la technique DS-SS. Le facteur d'étalement est de 128 et

le débit chip de 1.23 Mbit/s. Chaque utilisateur bénéficie donc d'un débit binaire de 9.6 kbit/s. En ce qui concerne l'UMTS, cette même technique a été retenue à la fois pour le mode W-CDMA, pour *Wideband* CDMA, en FDD (*Frequency Domain Duplex*) et pour le mode TD-CDMA, pour *Time Division* CDMA, en TDD (*Time Domain Duplex*). Les paramètres caractéristiques retenus dans le cas du mode W-CDMA sont résumés dans le tableau (3.1). Dans ce cas, une bande de fréquences de 5 MHz est utilisée. De plus, le nombre de codes alloués à chaque utilisateur évolue en fonction de la qualité de service escomptée et relativement à la charge du réseau.

Opérations effectuées	Paramètres de dimensionnement
Codage binaire à symbole	MDP-4
Rendements du codage convolutif	1/2, 1/3
Longueurs d'étalement	de 4 à 256
Débits possibles	de 384 kbit/s à 2 Mbit/s

TAB. 3.1 : *Dimensionnement d'un système à étalement de spectre pour la couche physique du mode* W-CDMA *de l'*UMTS.

La faisabilité de tels dispositifs a été montrée lors de différentes réalisations [11, 86, 87]. Néanmoins, les contraintes inhérentes à l'UMTS conduisent à la définition d'architectures hétérogènes contenant DSP et FPGA, utilisés pour les traitements à la fréquence symbole et chip respectivement. Ainsi, la technique d'étalement de spectre trouve son application dans le développement des futurs réseaux cellulaires. Les nouvelles générations de réseaux locaux sans fil reposent principalement, quant à elles, sur l'utilisation des modulations à porteuses multiples.

3.1.2 Les modulations à porteuses multiples

3.1.2.1 Un peu d'histoire

En 1957, le premier modem HF émettant simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débit fut présenté par M. L. Doel, E. T. Heald et D. L. Martin [88]. Chaque porteuse était peu sensible aux effets du canal, de plus, l'émission simultanée de plusieurs porteuses permettait de transmettre un débit binaire plus important. Le multiplexage fréquentiel était né. L'inconvénient majeur de cette solution 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. Un deuxième inconvénient résidait dans le fait que les spectres des porteuses étaient nécessairement disjoints, diminuant fortement l'efficacité spectrale. Afin de combattre cette perte, les ingénieurs ont alors cherché à optimiser la bande occupée par un recouvrement partiel des spectres des différentes sous-porteuses. Nonobstant, ce recouvrement était empirique et aucune théorie ne permettait de le rationaliser et de l'optimiser. C'est en 1966, que les conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses ont été caractérisées par R. W. Chang, ingénieur au Bell Laboratories. 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

États-Unis par le dépôt du premier brevet de modem OFDM [89]. L'obstacle majeur de cette technique restait sa complexité de mise en œuvre, les cantonnant aux seules applications militaires. En 1971, S. B. Weinsten et P. M. Ebert montrent que les batteries de filtres en émission et en réception peuvent être remplacées 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. Dès lors, la complexité de ces systèmes en fut diminuée. Pendant ce temps, les recherches sur les systèmes mono-porteuse 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 Eurêka de radiodiffusion sonore numérique DAB pour *Digital Audio Broadcasting* était lancé [90], les systèmes OFDM n'étaient plus d'actualité. Ce projet nécessitait une modulation offrant une bonne résistance aux trajets multiples, une bonne efficacité spectrale et garantissant un faible TEB. Les solutions mono-porteuses avec égalisation ne permettaient pas d'atteindre les performances souhaitées. Pour y remédier, D. Pommier, M. Alard et R. Lassale, ingénieurs au CCETT pour *Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et de Télécommunications* à Rennes, consacrèrent leurs efforts sur les modulations OFDM. Ils montrèrent ainsi que l'utilisation d'une modulation OFDM associée à un codage correcteur d'erreurs de type convolutif, permettait d'atteindre les performances souhaitées. De ce travail, la modulation 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 pour le standard DAB [90].

Depuis, la popularité de la technique OFDM n'a cessé de croître. En effet, le standard DVB-T, pour *Digital Video Broadcasting - Terrestrial*, pour la télévision numérique hertzienne européenne [91,92], le standard ITU-T pour la transmission de données sur les lignes téléphoniques selon la technique ADSL, pour *Asymmetric Digital Subscriber Line*, ou VDSL, pour *Very-High-Data-Rate Digital Subscriber Line*, utilisent cette technique. De plus, 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 [73, 74]) qu'en Amérique du Nord (IEEE 802.11(a,b,g) [93, 94], 802.16a-e (WiMax)) ou au Japon (MMAC [94]).

3.1.2.2 Principes des modulations à porteuses multiples

Comme il a été présenté dans la section précédente, les modulations à porteuses multiples sont basées sur l'émission simultanée des données utiles sur un ensemble de sous-porteuses modulées à bas débit [95]. Ainsi, le canal peut être considéré comme non sélectif vis-à-vis de chacune de ces sous-porteuses. Dès lors, le problème du brouillage inter-symbole peut être résolu par une augmentation de la durée des symboles dans le rapport du nombre de sous-canaux. Cependant, l'occupation spectrale du signal s ainsi modulé, doit être optimisée afin de définir un espacement minimal entre porteuses, tout en garantissant l'absence d'interférences entre porteuses. Ce critère conduit à choisir un espacement entre porteuses égal à $1/T_s$, T_s correspondant à la durée du symbole OFDM modulé. De la même façon, le choix des fonctions modulées repose sur l'utilisation d'une base de fonctions orthogonales, typiquement la fonction porte Π valant 1 sur $[0,\ T_s[$ et nulle autrement.

Le signal OFDM :

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles complexes x_k sur N_p sous-porteuses. La largeur des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement $1/T_d$ et $1/T_s$, avec $T_s = N_p T_d$. Les symboles complexes x_k sont issus d'un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel $[0, T_s[$ peut s'exprimer comme :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re\left\{x_k \Pi(t) e^{2i\pi f_k t}\right\} \ , \tag{3.3}$$

où f_k désigne la fréquence relative à chacune des sous-porteuses :

$$f_k = \frac{k}{T_s} \ . \tag{3.4}$$

En posant f_c la fréquence centrale du signal, s'exprimant donc par $N_p/2T_s$, on obtient pour expression de s :

$$s(t) = \Re\left\{X(t)\Pi(t)e^{2i\pi f_c t}\right\} \tag{3.5}$$

$$s(t) = \Re\left\{X(t)\Pi(t)\right\}\cos(2\pi f_c t) - \Im\left\{X(t)\Pi(t)\right\}\sin(2\pi f_c t)\right\} \ , \tag{3.6}$$

où X désigne l'enveloppe complexe du signal modulé et s'écrit :

$$X(t) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi(k-N_p/2)\frac{t}{T_S}} \ . \tag{3.7}$$

Le spectre est alors compris dans l'intervalle $[-N_p/2T_s,\ N_p/2T_s[$. L'application du théorème de Shannon sur l'échantillonnage permet de construire le signal X par des échantillons délivrés à la fréquence N_p/T_s, soit donc :

$$X\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n \frac{k-N_p/2}{N_p}} \tag{3.8}$$

$$X\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n \frac{k}{N_p}}}_{\text{TFD}^{-1}} \ . \tag{3.9}$$

Les figures (3.4) et (3.5) illustrent les conditions d'orthogonalité inhérentes au signal OFDM. La figure (3.4) représente trois sous-porteuses dans le domaine temporel et la figure (3.5) le spectre de sept sous-porteuses dans le domaine fréquentiel.

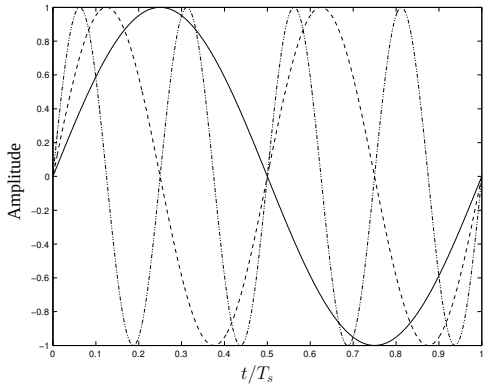


FIG. 3.4 : *Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole* OFDM

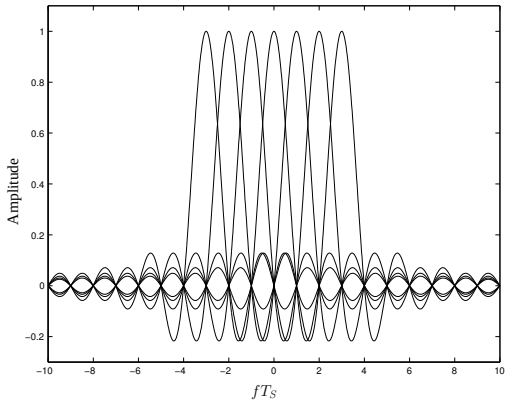


FIG. 3.5 : *Exemples de spectre de sous-porteuses* OFDM

L'expression 3.10 de X met en exergue la possibilité de générer l'enveloppe complexe du signal par l'application d'une Transformée de Fourier Discrète inverse (TFD^{-1}) sur le signal utile. Il est ainsi possible d'utiliser des processeurs de traitements de signaux pour réaliser cette modulation. Cela justifie en partie la présence de cette modulation dans de nombreuses applications. La construction particulière du signal modulé par projection sur une base orthogonale de sous-porteuses conduit à une densité spectrale composée de la somme des N_p densités spectrales des sous-porteuses. Il en résulte, une forme de densité spectrale, illustrée sur les figures (3.6) et (3.7), typique des signaux OFDM.

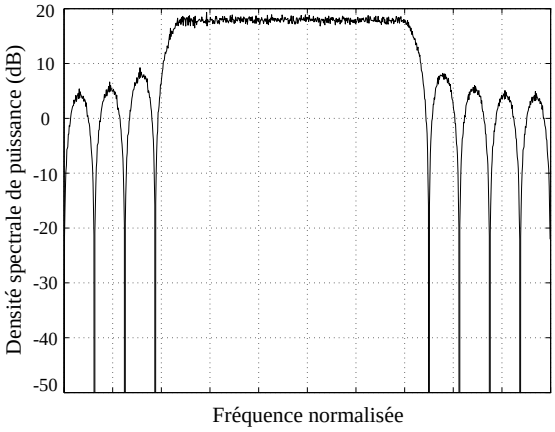


FIG. 3.6 : *Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal* OFDM *composé de 8 sous-porteuses.*

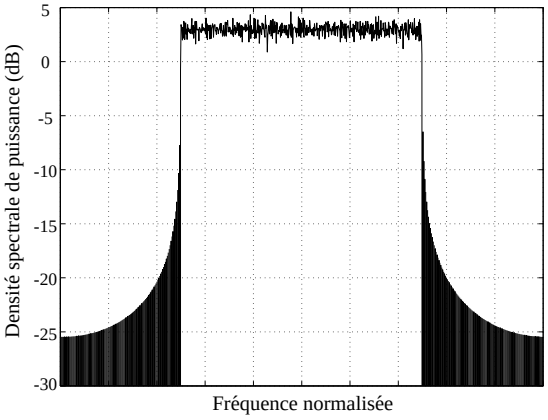


FIG. 3.7 : *Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal* OFDM *composé de 256 sous-porteuses.*

En émission, la modulation OFDM peut être réalisée par une (TFD^{-1}). En réception, l'opération inverse est possible. En effet, la mise en œuvre d'une (TFD) permet la démodulation du signal OFDM. Les prochains paragraphes décrivent les éléments nécessaires d'une chaîne de communication utilisant une modulation à porteuses multiples.

L'insertion de l'intervalle de garde :

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, ou ISI pour *Inter Symbol Interference*, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N_p de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s. Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, *i.e* l'effet Doppler défini lors du chapitre 2, ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T_g, supérieure ou égale à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_g + T_s$. La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale η_g et en puissance $\mathcal{L}_g$. Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit :

$$\eta_g = \frac{T_g}{T_s + T_g} \tag{3.10}$$

$$\mathcal{L}_g = 10 \log \left(\frac{T_s}{T_s + T_g} \right) . \tag{3.11}$$

En supposant que T_g est égal à $25\,\%$ de T_s, la perte en efficacité spectrale est de $20\,\%$. L'insertion de l'intervalle de garde, illustré sur la figure (3.8), se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour *Inter-Carrier Interference*. En effet, comme le montre la figure (3.9), le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'ISI. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous-porteuses contenues dans la partie utile T_s de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous-porteuses.

En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM [94].

L'insertion de sous-porteuses de garde, ou « zero padding » :

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

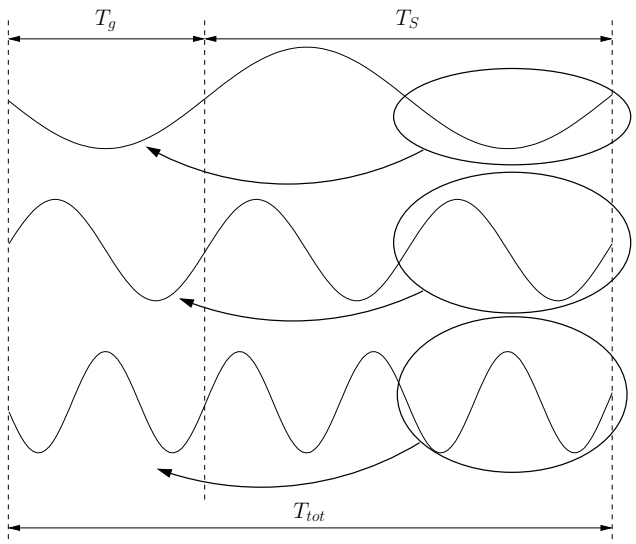


FIG. 3.8 : *Principe d'ajout d'un intervalle de garde.*

limiter cette interférence et obtenir exactement le spectre désiré, nous sommes amenés à éteindre certaines sous-porteuses dites de garde de chaque côté du spectre, ce procédé est appelé « zero padding ». 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.

La transposition en fréquence intermédiaire :

Les signaux OFDM ainsi définis sont généralement émis sur des fréquences porteuses, 5,2 GHz dans notre cas. Pour ce faire, le signal OFDM numérique doit être converti en un signal analogique. Cependant, cette conversion ne permet pas d'obtenir directement le signal OFDM sur la fréquence porteuse désirée, mais un signal analogique en bande de base. Dès lors l'utilisation d'oscillateurs est nécessaire afin de transposer le signal OFDM à la fréquence désirée. Cette solution suppose que les deux voies I et Q soient parfaitement apairées, hors, l'utilisation de composants analogiques ne peut le garantir. Les processeurs numériques et les convertisseurs permettent aujourd'hui la transposition directe d'un signal numérique en bande de base à un signal analogique en fréquence intermédiaire, garantissant alors un apairage parfait des voies, et diminuant ainsi les contraintes inhérentes à la partie RF.

Ainsi, dans le contexte de la SDR, le signal analogique en sortie des convertisseurs ne doit plus être en bande de base, mais en fréquence intermédiaire. L'expression du signal OFDM émis en bande de base est donnée par la relation 3.3. Cette équation sera modifiée afin de centrer le

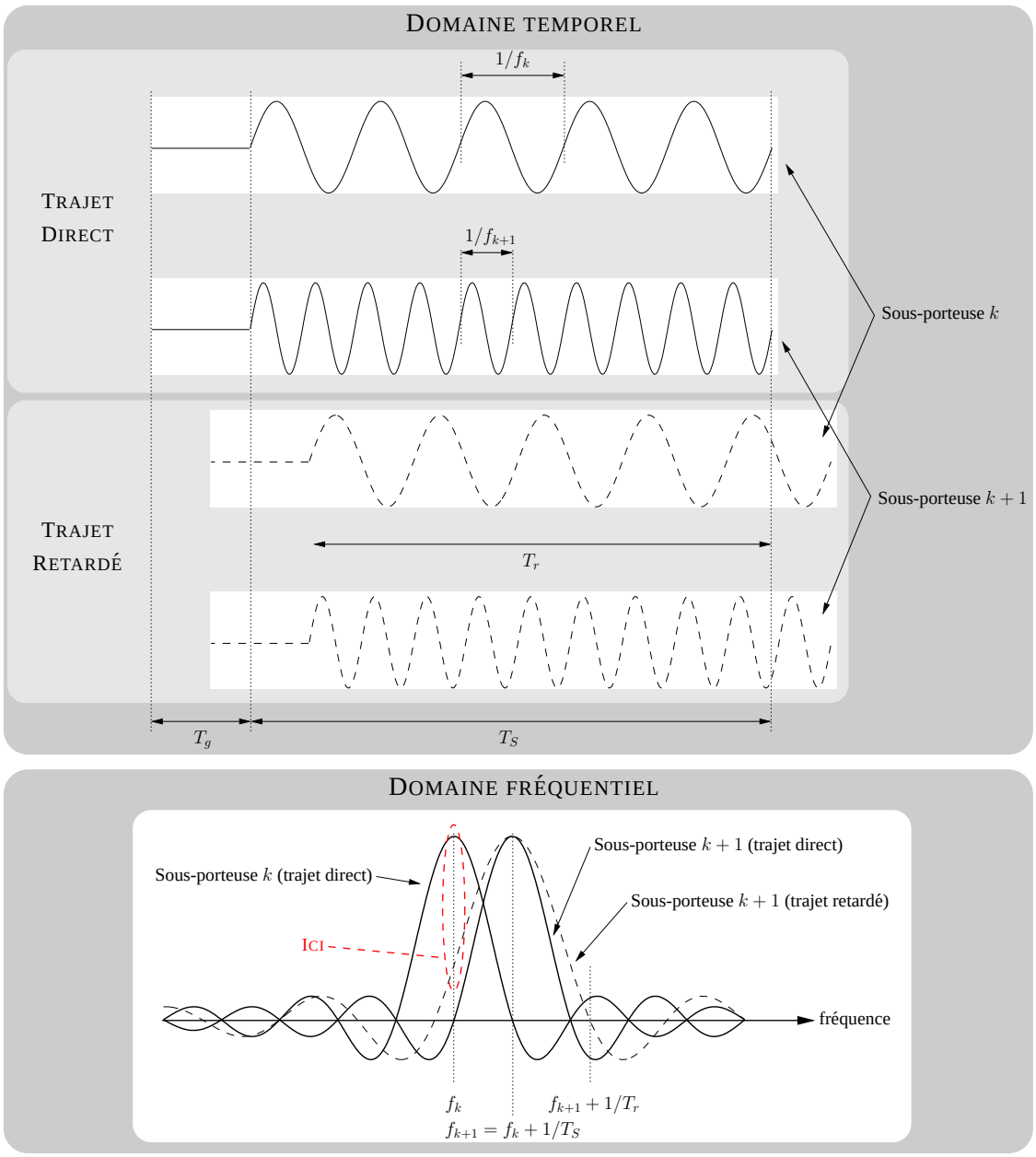


FIG. 3.9 : *Apparition d'*ICI *due à l'insertion d'un intervalle de garde nul.*

spectre OFDM non plus sur la fréquence nulle, mais autour d'une fréquence intermédiaire notée f_{fi}. Dès lors la fréquence relative f_k du spectre OFDM sera définie par :

$$f_k = f_{fi} + \frac{k}{T_s} \,, \tag{3.12}$$

En posant f_c la fréquence centrale du signal, avec $f_c = f_{fi} + N_p/2T_s$, on obtient pour expression de s_{fi} :

$$s_{fi}(t) = \Re\left\{X(t)\Pi(t)e^{2i\pi f_c t}\right\} \tag{3.13}$$

$$s_{fi}(t) = \Re\left\{X(t)\Pi(t)\right\}\cos(2\pi f_c t) - \Im\left\{X(t)\Pi(t)\right\}\sin(2\pi f_c t)\} \tag{3.14}$$

L'équation 3.14 montre la création d'un signal réel formé par les voies I et Q du signal OFDM. Il est ainsi possible de créer un signal réel centré en fréquence intermédiaire. Les contraintes architecturales ne sont pas considérées ici. Cependant le choix de la fréquence intermédiaire est dépendant des convertisseurs utilisés et de la réjection de l'oscillateur local. Différentes méthodes permettent de réaliser cette étape de transposition, nous en détaillerons certaines au cours du chapitre 4.

L'estimation de canal :

L'estimation de canal pour les modulations à porteuses multiples dépend des procédés de démodulations mis en œuvre, deux techniques principales sont utilisées :

- la démodulation différentielle, suppose une quasi-invariance du canal sur une durée de deux symboles consécutifs. Cette méthode repose sur le codage de la transition d'un symbole à un autre selon les axes temporels et fréquentiels. Elle ne nécessite donc pas l'estimation du canal en tout point, néanmoins, elle ne s'applique qu'aux modulations de phase,
- la démodulation cohérente n'est pas limitée à la modulation choisie. Cependant, elle nécessite l'estimation de la réponse fréquentielle du canal sur toutes les sous-porteuses. Elle repose sur l'interpolation des coefficients du canal aux positions définies des porteuses pilotes. La possibilité d'adapter le motif de répartition de ces porteuses pilotes dans le domaine temps-fréquence en fait une solution intéressante vis-à-vis des canaux radiomobiles.

Dans le cas de la démodulation cohérente, plusieurs schémas d'insertion de porteuses pilotes peuvent être considérés suivant les caractéristiques du canal de propagation. Par exemple, elles peuvent être introduites dans l'espace temps-fréquence comme représenté sur la figure (3.10).

D'après le théorème d'échantillonnage [96], l'espacement fréquentiel $N_f\Delta f$ et temporel N_tT_S, entre deux porteuses pilotes successives, permettent de conduire à une bonne estimation si les relations suivantes sont vérifiées :

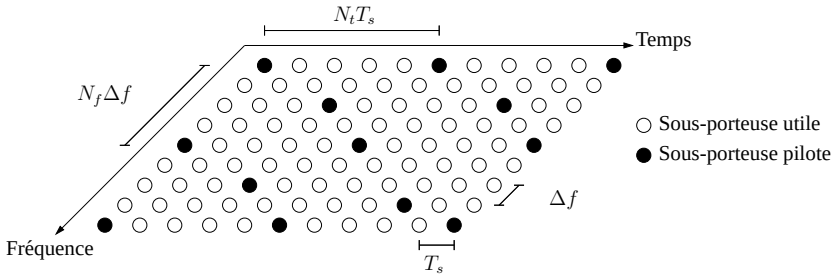


FIG. 3.10 : *Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles* OFDM.

$$N_f\Delta f \leq \frac{B_c}{2} \tag{3.15}$$

$$N_tT_S \leq \frac{t_c}{2}\,. \tag{3.16}$$

Les conditions 3.16 étant vérifiées, l'estimation, en amplitude et en déphasage, des coefficients du canal pour chaque sous-porteuse dans le domaine temps-fréquence est possible. Le calcul des coefficients de ce filtre d'interpolation repose généralement sur l'application du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne selon l'approche de Wiener [97]. Ce faisant, la détermination de la valeur des coefficients nécessite la connaissance approchée des fonctions de corrélations temporelle et fréquentielle du canal considéré. La mise en œuvre pratique de cette interpolation repose, le plus souvent, sur la mise en cascade de deux filtres à une dimension selon l'axe fréquentiel et l'axe temporel [98].

3.1.2.3 Applications et réalisations

De nombreux systèmes utilisent cette technique de modulations à porteuses multiples pour la couche physique de leurs systèmes. Parmi, ceux-ci, nous pouvons citer les réseaux locaux haut débit, tels que HIPERLAN/2 ou IEEE 802.11g. Ces systèmes ont été dimensionnés pour des canaux de type BRAN. Le tableau (3.2) donne un exemple de dimensionnement, retenu pour les systèmes HIPERLAN/2 et IEEE 802.11g. Dans le cas de ces systèmes, l'estimation de canal est réalisée par l'ajout en en-tête des trames de symboles OFDM, d'un préambule de porteuses pilotes. En effet, le canal BRAN reste quasi-invariant durant la durée d'une trame. Dès lors, les porteuses pilotes peuvent être diminuées en nombre et rassemblées au début de la trame, limitant ainsi la perte en efficacité spectrale induite par l'ajout de ces porteuses pilotes qui ne contiennent aucune donnée utilisateur.

Le système européen de télédiffusion numérique DVB-T est un autre exemple d'application de la modulation à porteuses multiples. Ce système est basé sur la technique COFDM. Ce système utilise une bande de fréquence de 8 MHz, et repose sur l'utilisation d'une Transformée de Fourier à 2048 ou 8192 points. Différentes modulations peuvent être choisies : MDP-4, MAQ-16, ou

Opérations effectuées	Paramètres de dimensionnement
Codages binaire à symbole utilisables	MDP-2, MDP-4, MAQ-16, MAQ-64
Rendements du codage convolutif	1/2, 2/3 ou 9/16, 3/4
Nombre de sous-porteuses utiles	48
Durée utile du symbole OFDM	3.2 μs
Longueur de l'intervalle de garde	400 ou 800 ns
Espacement entre sous-porteuses	312.5 kHz
Débits possibles	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbit/s

TAB. 3.2 : *Dimensionnement d'un système* COFDM *pour les couches physiques des normes* HIPERLAN*/2 et 802.11g.*

MAQ-64. Les débits utiles peuvent alors varier de 4.98 Mbit/s jusqu'à 31.67 Mbit/s. Ce système a de fortes contraintes de débit et vise un public très large. C'est pourquoi des ASIC permettant d'effectuer la transformée de Fourier, qui réalise la modulation OFDM, ont été fabriqués et largement diffusés [99].

L'émergence des techniques basées sur les modulations à porteuses multiples, que ce soit dans les réseaux locaux, dans la télévision numérique ou bien encore dans des applications sur courant porteur (Homeplug) [100,101,102], ont conduit à de nombreux travaux visant à appliquer leurs principes au cas des futurs réseaux cellulaires.

3.1.3 Les codes temps-espaces codés en blocs

3.1.3.1 Apports de la dimension spatiale

Le passage d'un système SISO à un système MIMO se justifie de plusieurs manières. En effet l'ajout d'antennes à l'émission et à la réception entraîne un gain de diversité spatiale. Dès lors, nous pouvons distinguer deux approches quant à la mise en œuvre de systèmes de transmission sur canal MIMO. Il s'agit des techniques dites de « multiplexage spatial » et de « diversité spatiale ». La première a pour but d'augmenter le débit, *i.e* la capacité, alors que la seconde s'attache à minimiser le TEB. Dans les deux cas, la maximisation de l'efficacité spectrale sera tenue, mais la façon d'y parvenir sera différente.

– Le multiplexage spatial repose, le plus généralement, sur l'utilisation d'un même nombre d'antennes à l'émission et à la réception. On considère ici qu'il existe des canaux de trans-

mission indépendants en parallèle entre l'émetteur et le récepteur. Le principe est de multiplexer la trame d'information à transmettre en autant de sous-trames qu'il y a d'antennes d'émission, et de les émettre séparément sur chaque antenne, augmentant ainsi le débit global du système. Les architectures BLAST pour *Bell Labs Layered Space Time* [8], par exemple, sont conçues pour mettre en œuvre ce multiplexage spatial.

– La diversité spatiale est quant à elle une technique adaptée pour combattre les effets destructeurs des canaux sélectifs. L'approche est différente des structures à multiplexage spatial, puisque l'on essaie ici de produire sur chaque antenne d'émission, différentes répliques décalées de la trame d'information à émettre afin qu'elles subissent des évènements différents et qu'elles résistent aux perturbations du canal.

Dans notre étude, nous ne cherchons pas à augmenter le débit disponible dans une solution SISO. Ainsi nous nous sommes intéressés aux codes temps-espaces profitant de la diversité spatiale et plus particulièrement le codes temps-espaces orthogonaux codés en bloc, ou OSTBC pour *Orthogonal Space-Time Bloc Coding*. Ce type de codes temps-espace exploite la diversité spatiale. Cependant dans son utilisation classique, il ne peut pas exploiter la diversité fréquentielle. Ainsi, la plupart des codes temps-espace existants sont conçus pour des canaux à évanouissements non-sélectifs en fréquence, *i.e.* plats. Dans le cas des systèmes de communications sans fil large-bande, l'étalement des retards induit par la présence de trajets multiples engendre de l'ISI qui se traduit par une sélectivité fréquentielle pouvant fortement dégrader les performances. Une utilisation de codes temps-espace sur de tels canaux requiert leur combinaison avec des techniques adaptées à la sélectivité fréquentielle des canaux. De ce fait, la combinaison de codes temps-espaces, tels que les codes OSTBC, avec des techniques multi-utilisateurs et multi-porteuses permettra d'obtenir un gain de diversité significatif en exploitant la diversité temporelle, fréquentielle et spatiale. Dès lors le choix des codes OSTBC se justifie de manière à rendre plus robuste la transmission dans le cas du système SISO étudié en apportant une diversité spatiale.

3.1.3.2 Les codes OSTBC

Les codes temps-espaces que nous utiliserons sont les codes découverts par Alamouti en 1998 [103]. Ces codes sont utilisables pour 2 antennes à l'émission et s'appuient sur un algorithme de décodage très simple. Cette technique, appelée STBC pour *Space-Time Block Coding* que nous préférons appeler OSTBC repose sur la construction, à partir de symboles complexes, de matrices orthogonales. Il ne nécessite d'ailleurs qu'une seule antenne en réception. De plus, le code proposé par Alamouti a les propriétés intéressantes d'être à diversité spatiale maximale et d'avoir un rendement de codage $R_c = 1$. Cette technique a été généralisée par Tarokh à un nombre arbitraire d'antennes d'émission [104]. Néanmoins les codes obtenus, bien qu'à diversité maximale, perdent en rendement lorsque le nombre d'antennes est supérieur à 2.

A chaque opération de codage, N_x symboles de modulation sont codés par la technique OSTBC pour générer N_{t_x} séquences de signaux parallèles. Ces séquences sont transmises simultanément à partir de N_{t_x} antennes. Soit $\mathbf{G}_2^c$ la matrice d'émission pour le code d'Alamouti, pour $N_{t_x} = 2$, construite à partir des symboles complexes x_1 et x_2. Son expression est la suivante :

$$\mathbf{G}_2^c = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} , \tag{3.17}$$

où $[.]^*$ représente l'opération conjuguée, la $l^{\text{ième}}$ ligne de $\mathbf{G}_{N_{t_x}}^c$ représente les symboles transmis à l'instant l tandis que la $t^{\text{ième}}$ colonne de $\mathbf{G}_{N_{t_x}}^c$ représente les symboles transmis à partir de l'antenne t. Nous prenons ici l'écriture adoptée par Tarokh dans [104].

La section suivante présente le système SISO étudié, combinant les techniques d'étalement de spectre et multi-porteuses, ainsi que ces performances. Puis, ce système SISO sera combiné avec un code OSTBC. Les signaux générés seront décrits, et les performances du système ainsi réalisé seront étudiées.

3.2 Les systèmes à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes

La section précédente, était destinée à introduire les concepts de base utiles à l'étude des systèmes qui nous intéressent. De plus, elle a permis de montrer l'intérêt de l'utilisation des techniques à étalement de spectre, dans le cas de réseaux cellulaires à grande capacité d'utilisateurs, ainsi que la robustesse des modulations à porteuses multiples vis à vis des canaux à trajets multiples, dans un contexte de réseaux locaux. Les développements actuels évoluent donc vers l'association de ces deux techniques afin d'en combiner les avantages [105]. Différents dispositifs en découlent, parmi eux, le système AMRC à porteuses multiples (ou MC-CDMA pour *Multi Carrier Code Division Multiple Access*) présente de nombreux avantages dans le cas des liaisons synchrones, c'est à dire en liaison descendante des stations de base vers les terminaux mobiles.

3.2.1 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA

Le signal MC-CDMA est issu de la concaténation des opérations d'étalement de spectre par séquence directe et de modulation à porteuses multiples. Le modulateur MC-CDMA étale les données d_j de chaque utilisateur j dans le domaine fréquentiel. L'étalement se réalise par la multiplication des données d_j par chacun des éléments du code $\mathbf{c}_j$ d'étalement associé. La figure (3.11) représente le modulateur MC-CDMA dans le cas où le code d'étalement a une longueur L_c égale au nombre de sous-porteuses N_p.

Sous l'hypothèse de L_c égale à N_p, l'expression du signal émis sur $[0,\ T_s[$ en fréquence intermédiaire, en sortie du modulateur est donnée par la relation :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re\left\{ d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} \text{ avec } f_k = f_{fi} + \frac{k}{T_s} . \tag{3.18}$$

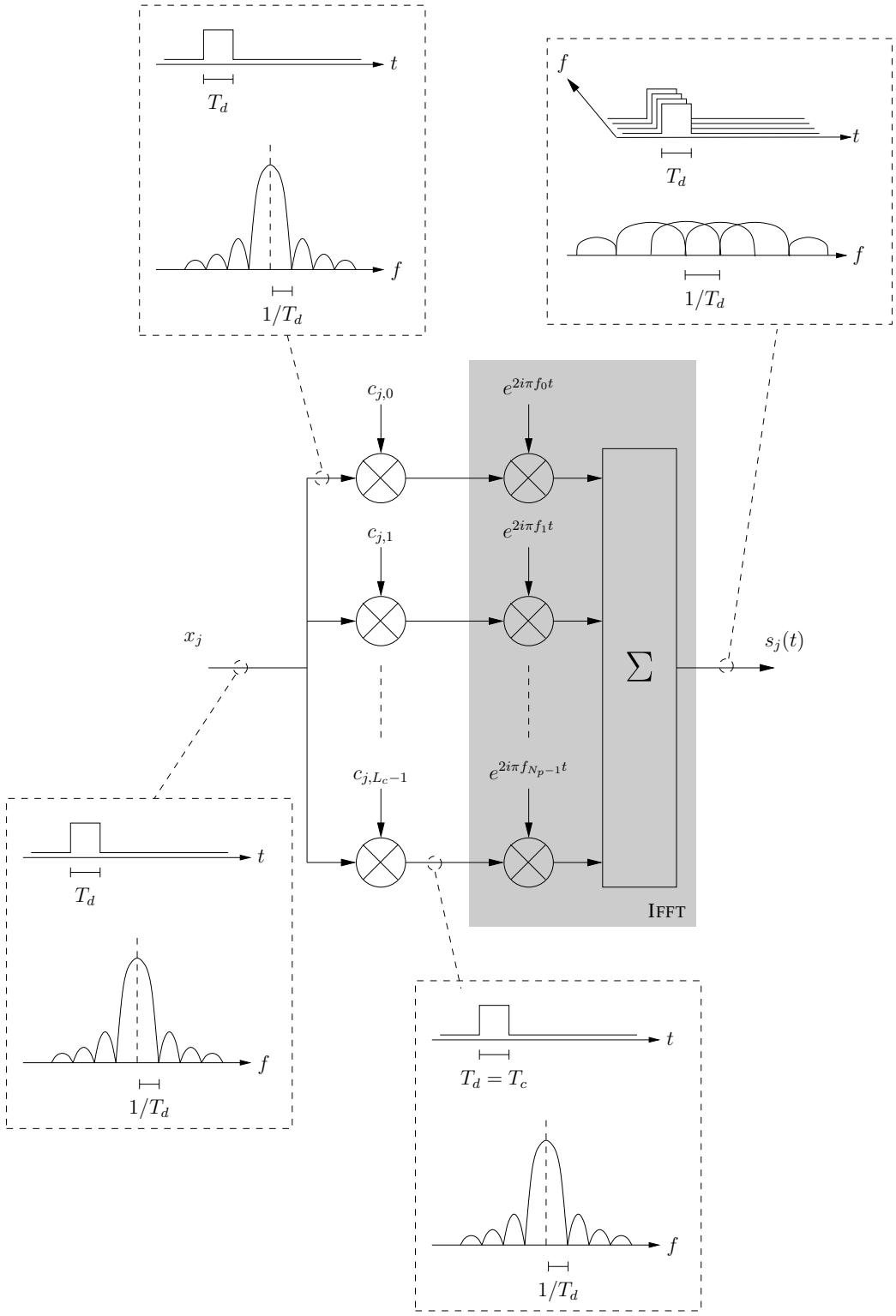


FIG. 3.11 : *Modulateur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur avec $L_c = N_p$*

L'étalement se faisant à la fréquence du signal à moduler, la durée T_s du symbole modulé reste égale à celle, T_d, du symbole d_j. Il en ressort un espacement entre sous-porteuses Δf donné par :

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_d} \ . \tag{3.19}$$

L'enveloppe complexe X_j du signal modulé, échantillonné à T_s/N_p, est donc égale à :

$$X_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = (-1)^n d_j \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{k,j}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n \frac{k}{N_p}}}_{\text{TFD}^{-1}} \ . \tag{3.20}$$

Tout comme le signal OFDM, le signal MC-CDMA peut être généré par une transformée de Fourier discrète (TFD) inverse effectuée sur les chips du code d'étalement. Ainsi, le choix des codes d'étalement est fondamental. En effet, de trop grandes variations de l'enveloppe complexe du signal modulé [106] sont délicates à traiter pour les amplificateurs.

La description du modulateur MC-CDMA repose ici sur l'hypothèse $L_c = N_p$. Cependant, le plus souvent, des combinaisons sont proposées pour différentes valeurs de L_c et N_p. De plus, les techniques présentées précédemment pour combattre les ISI et les ICI, à savoir l'ajout d'intervalle de garde et le zero-padding, sont toujours utilisables dans notre cas de figure. Dès lors, nous distinguerons par la suite le nombre de sous-porteuses utiles N_{p_u}, sur lesquelles les données sont émises, du nombre de sous-porteuses totales correspondant au nombre de points de la TFD. Ainsi, l'agencement de la longueur des codes et du nombre de sous-porteuses permet le dimensionnement de systèmes MC-CDMA adaptés à de nombreux cas de figure [97].

3.2.2 Techniques d'égalisation appliquées aux systèmes MC-CDMA

La mise en œuvre simplifiée des techniques de détection, comparativement aux systèmes à étalement de spectre classique, est un intérêt supplémentaire à l'utilisation de la technique MC-CDMA.

3.2.2.1 Modélisation du système MC-CDMA dans le cas d'une liaison descendante

La chaîne de radiocommunications illustrée sur la figure (3.12) représente l'organisation générale d'une liaison descendante synchrone entre un émetteur et N_u terminaux mobiles basés sur la technique MC-CDMA. La conversion série-parallèle au sein de l'émetteur montre que chaque sous-porteuse est modulée par les données de chaque utilisateur multipliées par chacun des chips de leur séquence d'étalement.

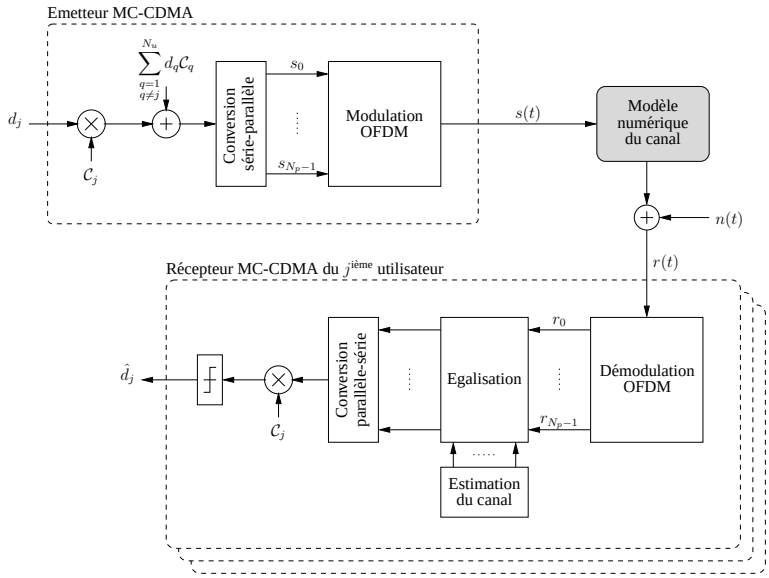


FIG. 3.12 : *Représentation d'une chaîne de radiocommunications utilisant la technique* MC-CDMA.

Afin de remédier aux perturbations introduites par le canal de transmission, il est nécessaire de mettre en œuvre un dispositif d'égalisation. Deux catégories de détecteurs existent, les détecteurs mono-utilisateurs et les détecteurs multi-utilisateurs. Dans le premier cas, seule la séquence de l'utilisateur considéré est supposée connue, les interférences liées aux autres utilisateurs étant alors considérées comme des brouilleurs. Dans l'autre, les séquences de tous les utilisateurs sont connues, les interférences d'accès multiples sont alors considérées comme des signaux déterministes et non plus comme aléatoires. Ainsi, dans le cas où N_u utilisateurs sont actifs, à partir de l'expression 2.5 de la réponse impulsionnelle h du canal, le signal reçu peut s'exprimer par :

$$r(t) = (h * s)(t) + n(t) \tag{3.21}$$

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \beta_p(t) e^{i(2\pi\nu_p t+\theta_p(t))} d_j c_{k,j} e^{2i\pi(k-N_p/2)\frac{t-\tau_p}{T_s}} + n(t) \,. \tag{3.22}$$

Dans les sections suivantes, afin de faciliter la présentation des différentes techniques de détection, nous supposerons un dimensionnement adéquat du système étudié. Ainsi, la durée de l'intervalle de garde T_g sera suffisante, garantissant l'absence d'interférences entre symboles et entre sous-porteuses. De plus, la durée du symbole MC-CDMA sera suffisante afin de considérer le canal comme invariant sur toute la durée de ce symbole, ainsi que l'absence de sélectivité fréquentielle sur chaque sous-porteuse. Ensuite, l'indépendance des processus aléatoires affectant chaque sous-porteuse sera garantie par les entrelacements temporel et fréquentiel, non représentés sur la figure (3.12). Sous ces hypothèses, l'équivalence temps-fréquence permet la modélisation du canal dans le domaine fréquentiel par un ensemble de N_p coefficients h_k, égaux à $\rho_k e^{i\phi_k}$, affectant chaque sous-porteuse, indépendants et constants sur la durée $T_s + T_g$ d'un symbole.

Cette équivalence est présentée dans [107]. Enfin, et pour faciliter l'introduction des différentes techniques de détection, nous prendrons L_c égal à N_p. Ainsi, après les opérations de filtrage, de transposition en bande de base, d'échantillonnage et de suppression de l'intervalle de garde, l'expression d'un symbole MC-CDMA reçu peut s'écrire :

$$\mathbf{r} = \mathbf{HCd} + \mathbf{n} \ , \tag{3.23}$$

où $\mathbf{r}$ désigne un vecteur constitué des valeurs reçues sur chaque sous-porteuse :

$$\mathbf{r} = [r_0 \ \cdots \ r_{N_p-1}]^T \ . \tag{3.24}$$

La matrice $\mathbf{H}$ représente la matrice des coefficients complexes du canal de taille $N_p \times N_p$. Les hypothèses précédemment formulées sur le bon dimensionnement du système permettent de considérer cette matrice comme diagonale :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N_p-1} \end{pmatrix} \ . \tag{3.25}$$

La matrice $\mathbf{C}$ représente les codes d'étalement. L'opération d'étalement peut ainsi être représentée comme la multiplication de la matrice $\mathbf{C}$ par le vecteur $\mathbf{d}$, constitué des données de chaque utilisateur. On a donc :

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0 \ \cdots \ \mathbf{c}_{N_u-1}] = \begin{pmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \cdots & c_{0,N_u-1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & \cdots & c_{1,N_u-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L_c-1,0} & c_{L_c-1,1} & \cdots & c_{L_c-1,N_u-1} \end{pmatrix} \tag{3.26}$$
$$\text{avec} \quad \mathbf{c}_i = [c_{0,i} \ c_{1,i} \dots c_{L_c-1,i}]^T \quad \text{et} \quad \mathbf{d} = [d_0 \ \cdots \ d_{N_u-1}]^T \ .$$

Le vecteur $\mathbf{n}$ représente les N_p composantes du bruit affectant chaque sous-porteuse et modélisables comme autant de processus gaussiens additifs :

$$\mathbf{n} = [n_0 \ \cdots \ n_{N_p-1}]^T \ . \tag{3.27}$$

En réception, la structure des détecteurs étudiés repose sur l'utilisation d'un étage d'égalisation, suivi des opérations de désétalement selon la séquence de l'utilisateur considéré, et enfin la démodulation binaire. Bien que les performances atteintes avec les détecteurs multi-utilisateurs soient meilleures que celles des détecteurs mono-utilisateurs, nous considérerons uniquement les détecteurs mono-utilisateurs. En effet, la complexité de mise en œuvre de ces détecteurs ne justifie

pas leur utilisation dans notre contexte. Cependant, plusieurs algorithmes et mises en œuvre de détecteurs multi-utilisateurs sont disponibles dans [97, 108, 109, 110].

3.2.2.2 Les détecteurs mono-utilisateurs

Les détecteurs mono-utilisateurs considèrent uniquement le signal de l'utilisateur actif, les autres utilisateurs sont assimilés à des brouilleurs. Les détecteurs mono-utilisateurs classiquement rencontrés utilisent une structure d'égalisation linéaire, consistant en un égaliseur à une prise. En utilisant la notation matricielle précédente, il est possible d'exprimer $\mathbf{G}$, la matrice diagonale composée des coefficients g_k d'égalisation :

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g_{N_p-1} \end{pmatrix} . \tag{3.28}$$

Après égalisation et désétalement selon la séquence $\mathbf{c}_j$ de l'utilisateur considéré, l'estimation $\hat{d}_j$ du symbole émis peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned}
\hat{d}_j &= \mathbf{c}_j^{-T}\mathbf{G}\mathbf{r} && (3.29)\\
&= \mathbf{c}_j^{-T}\mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{d} + \mathbf{c}_j^{-T}\mathbf{G}\mathbf{n} && (3.30)\\
&= \sum_{q=0}^{N_u-1}\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j}(g_k h_k c_{k,q} d_q + g_k n_k) && (3.31)\\
\hat{d}_j &= \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j}^2 g_k h_k d_j}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0\\ q\neq j}}^{N_u-1}\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} c_{k,q} g_k h_k d_q}_{MAI} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} g_k n_k}_{BBAG} && (3.32)
\end{aligned}$$

L'expression 3.32 est très importante à la compréhension du système. Elle se compose de trois parties. La première partie forme le signal utile, soit les données reçues de l'utilisateur actif. Le second terme représente les interférences d'accès multiples ou MAI. Ces interférences sont engendrées par les brouilleurs. Le dernier terme de l'expression représente, quant à lui, le bruit blanc additif gaussien pondéré du code d'étalement de l'utilisateur considéré et du coefficient d'égalisation appliqué pour chaque sous-porteuse. Il existe différentes techniques de détections mono-utilisateurs qui peuvent être mises en œuvre. Nous détaillons ici les principales.

Le détecteur optimal en contexte mono-utilisateur : le filtre adapté ou MRC

Cette technique CGM ou MRC, pour *Maximum Ratio Combining*, est optimale vis-à-vis du bruit additif en l'absence d'interférences d'accès multiples. Elle consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation g_k égal au complexe conjugué du coefficient du canal h_k, soit :

$$g_k = h_k^* \ . \tag{3.33}$$

Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle ne restore pas l'orthogonalité entre utilisateurs. Dès lors, la présence de plusieurs utilisateurs, et donc l'apparition de MAI, dégrade fortement les performances de cette technique.

Le détecteur à combinaison à gain égal EGC

Cette technique CGE ou EGC, pour *Equal Gain Combining*, repose sur la correction de la distorsion de phase introduite par le canal [111] en appliquant un coefficient d'égalisation g_k à chaque sous-porteuse égal à :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|} \ . \tag{3.34}$$

Cette technique permet également de corriger partiellement la MAI introduite dans un contexte multi-utilisateurs. Néanmoins, il faut noter que les performances de cette technique, pour un système multi-porteuses, ne sont pas satisfaisantes.

Le détecteur à combinaison et à restauration d'orthogonalité ORC

Cette technique CRO ou ORC, pour *Orthogonality Restoring Combining*, permet d'annuler totalement la dispersion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g_k = \frac{1}{h_k} \quad \text{avec} \quad h_k \neq 0 \ . \tag{3.35}$$

Dans ce cas, l'expression de l'estimation $\hat{d}_j$ devient :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j}^2 d_j}_{\text{Signale utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q\neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} c_{k,q} d_q}_{MAI} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} \frac{1}{h_k} n_k}_{BBAG} . \tag{3.36}$$

L'utilisation de codes d'étalement orthogonaux aux niveaux de l'émetteur garantit :

$$\sum_{k=0}^{L_c-1} c_{k,j} c_{k,q} = 0 \quad \forall j \neq q . \tag{3.37}$$

Dès lors, le second terme de l'expression 3.36 correspondant au terme de la MAI sera annulé. L'expression devient alors :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j}^2 d_j}_{\text{Signale utile}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} \frac{1}{h_k} n_k}_{BBAG} . \tag{3.38}$$

Les performances de cette technique, qui restore l'orthogonalité des codes d'étalement, seront donc indépendantes du nombre d'utilisateurs. Son défaut est l'amplification du terme de bruit blanc lors d'évanouissements profonds, lorsque $h_k \to 0$. Dans ce cas, le bruit amplifié sur certaines porteuses va dégrader les performances globales du système. Afin de compenser cet effet, il est possible d'appliquer cette technique jusqu'à un certain seuil α [112]. Pour des amplitudes inférieures à ce seuil, on utilise une valeur de g_k fixe, ξ :

$$g_k = \begin{cases} \frac{1}{h_k} & \text{si} \quad |h_k| > \alpha \\ \xi & \text{si} \quad |h_k| \leq \alpha \end{cases} . \tag{3.39}$$

Le détecteur à combinaison à erreur quadratique moyenne minimale MMSE

Cette technique CEQMM ou MMSE, pour *Minimum Mean Square Error*, offre un compromis entre la minimisation du terme d'interférences d'accès multiples et la maximisation du rapport signal à bruit. Elle est issue de l'application du filtre de Wiener [113,107]. Le calcul du coefficient d'égalisation a pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse

entre le signal émis et le signal égalisé. Cette résolution conduit à l'expression des coefficients g_k :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \quad \text{avec} \quad h_k \neq 0 \,, \tag{3.40}$$

avec l'hypothèse d'un canal normalisé en puissance, $E[|h_k|^2] = 1$. Le coefficient γ_k est calculé à partir de l'estimation du rapport signal à bruit par sous-porteuse, induisant une complexité supplémentaire. Afin de s'affranchir de cette estimation, il est possible d'appliquer un coefficient ϵ, fixé en fonction du point limite de fonctionnement du système. Une technique hybride entre la technique ORC et MMSE existe, elle est appelée égalisation partielle [114] et propose un compromis entre les deux techniques de restauration.

Le tableau (3.3) résume les principales techniques présentées ci-dessus, ainsi que les différentes expressions des coefficients d'égalisation g_k.

Critères utilisés	Coefficients d'égalisation g_k	Propriétés
Combinaison à gain maximal (CGM) ou MRC	$g_k = h_k^*$	Optimale vis-à-vis du bruit additif pour un seul utilisateur actif
Combinaison à gain égal (CGE) ou EGC	$g_k = \frac{h_k^*}{\lvert h_k \rvert}$	Corrige uniquement la distorsion de phase engendrée par le canal
Combinaison à restauration d'orthogonalité (CRO) ou ORC	$g_k = \frac{1}{h_k}$	Restitue l'orthogonalité entre les codes, amplifie le bruit pour de faibles valeurs de h_k
Egalisation ORC contrôlée	$g_k = \frac{1}{h_k}$ si $\lvert h_k \rvert \geq \alpha$ $g_k = \xi$ si $\lvert h_k \rvert < \alpha$	Limite l'amplification du bruit rencontrée en CRO
Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (CEQMM) ou MMSE	$g_k = \frac{h_k^*}{\lvert h_k \rvert^2 + \frac{1}{\gamma_k}}$	Nécessite la connaissance du rapport signal à bruit par sous-porteuse γ_k
CEQMM ou MMSE sous-optimal	$g_k = \frac{h_k^*}{\lvert h_k \rvert^2 + \epsilon}$	ϵ déterminé au préalable
Egalisation partielle	$g_k = \frac{h_k}{\lvert h_k \rvert^{1+\beta}}$	Evanouissements du canal compensés partiellement, $-1 \leq \beta \leq 1$

TAB. 3.3 : *Principales techniques d'égalisation du signal* MC-CDMA *en détection mono-utilisateur.*

3.2.3 Performances du système MC-CDMA sur canaux radiomobiles

Les techniques d'égalisations mono-utilisateurs ayant été présentées, nous allons maintenant nous intéresser aux performances en terme de TEB du système MC-CDMA sur canaux radiomobiles. Ces performances nous permettrons de comparer différentes techniques de détection. Pour ce faire, nous considérons les systèmes en liaison synchrone et utilisant des codes d'étalement de Walsh-Hadamard. Les différents résultats sont exprimés 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 déterminé par :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_R}{P_B}\frac{T_s+T_g}{T_s}\frac{N_p}{N_{p_u}}\frac{1}{mR}\frac{1}{P_{pilote}}\frac{N_{p_u}}{N_b N_u} \ . \tag{3.41}$$

La définition des grandeurs utilisées est :

- P_R/P_B désigne 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_p/N_{p_u} correspond à la perte de puissance relative au nombre de sous-porteuses annulées dans le spectre OFDM. Dans ce chapitre, nous considérerons le cas où N_p égale N_{p_u},
- m est le nombre de bits transmis par symbole,
- R est le rendement du codeur de canal. N'ayant pas pris en compte les fonctions de codage de canal dans notre étude, nous considérerons par la suite R égal à 1,
- $\frac{1}{P_{pilote}}$ représente la perte de puissance due à l'insertion de porteuses pilotes servant à estimer le canal de propagation. Dans ce chapitre, nous considérerons une estimation parfaite du canal et donc P_{pilote} égal à 1,
- N_b désigne le nombre de données étalées par utilisateur sur un même symbole MC-CDMA. Dans ce chapitre, nous considérerons l'émission d'une seule donnée par symbole et par utilisateur, $N_b = 1$, et donc $L_c = N_p$,
- N_u représente le nombre d'utilisateurs actifs.

L'étude des performances que nous avons réalisée a été faite sur canal de Rayleigh théorique, en vue de comparer et valider les performances du système MC-CDMA développé. Le canal de Rayleigh utilisé correspond à une modélisation dans le domaine fréquentiel du canal de Rayleigh multi-trajets présenté au chapitre 2 et s'applique dans le cas d'un dimensionnement adéquat du système étudié. L'analyse du système MC-CDMA a été réalisée de manière à pouvoir utiliser son équivalent fréquentiel, c'est à dire en l'absence d'interférences entre porteuses et entre symboles, ainsi que dans le cas d'évanouissements décorrélés en temps et en fréquence. Dès lors, on considère le cas de fonctionnement à pleine charge, soit $N_u = N_p$, où L_c et N_p sont successivement égaux à 16 puis à 64. Les performances des quatre principales techniques de détection, décrites lors de la section 3.2.2.2, sont illustrées sur les figures (3.13) et (3.14).

Sur les figures (3.13) et (3.14), la courbe de référence notée « filtre adapté » correspond aux performances de la technique MRC pour un seul utilisateur actif, soit sans MAI, et représente une limite théorique des performances. Cependant, les performances de cette technique, lorsque plusieurs utilisateurs sont actifs, sont très dégradées, particulièrement à pleine charge. Les résultats

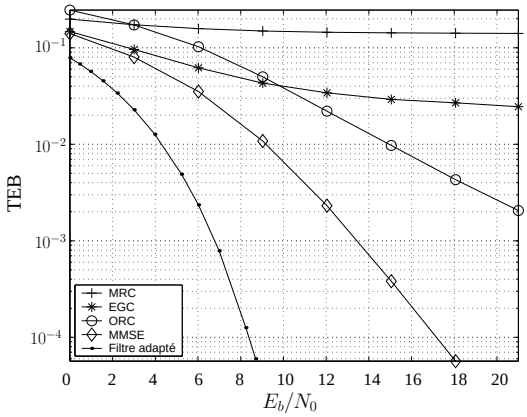


FIG. 3.13 : *Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge,* $N_p = L_c = 16$.

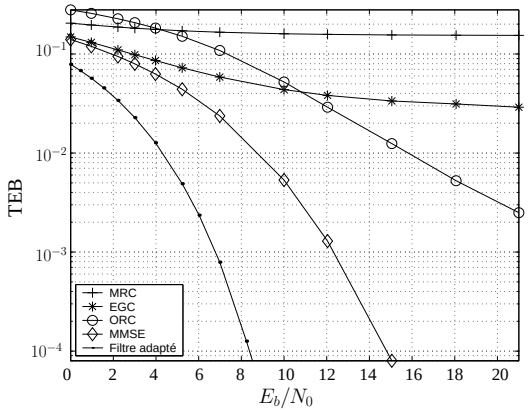


FIG. 3.14 : *Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge,* $N_p = L_c = 64$.

obtenus pour la technique EGC montrent que cette technique ne parvient pas à supprimer toutes les MAI, par conséquent, ces performances ne permettent pas de l'utiliser dans un contexte de radiocommunications. En revanche, les techniques ORC et MMSE permettent de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses, supprimant ainsi le terme de MAI. Ainsi, les performances de ces techniques sont intéressantes. Cependant, les performances limitées de la technique ORC à faible rapport E_b/N_0, sont dues à l'amplification du bruit effectuée par cette technique pour les faibles valeurs des coefficients h_k du canal. Une optimisation de la technique ORC permettant de diminuer l'amplification du bruit sera présentée lors du chapitre 4. Finalement, les meilleures performances sont obtenues pour la technique MMSE.

L'étude réalisée par S. Le Nours [78] utilise un modèle de canal plus réaliste développé à partir des spécifications BRAN A. Le dimensionnement utilisé est donné au tableau (3.4). Les résultats présentés ici ont été réalisés en prenant en compte une estimation parfaite des coefficients h_k du canal. La figure (3.15) présente les performances des quatre principales techniques de détection sur un canal BRAN A. Ces résultats confirment les résultats précédents. Ainsi les techniques MRC et EGC ne parviennent pas à une bonne utilisation de la diversité fréquentielle. En effet, les performances relevées sont moins bonnes sur canal de Rayleigh alors que la diversité fréquentielle y est maximale. Cette diversité est mieux exploitée par les techniques ORC et MMSE. Toutefois, les performances de la technique MMSE restent les meilleures en terme de TEB.

Les performances en terme de TEB du système MC-CDMA ayant été présentées, nous détaillons dans la section suivante une méthode de dimensionnement de ces systèmes vis à vis des contraintes liées au milieu de propagation et aux applications visées. Puis nous détaillerons par la suite l'intérêt et les avantages de cette technique pour les futurs systèmes de radiocommunications.

3.2.4 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA

Le dimensionnement de systèmes MC-CDMA s'effectue en deux étapes. La première repose sur la connaissance, le plus souvent approchée, des paramètres caractéristiques du canal de pro-

Paramètres du canal	Modèle BRAN A	Paramètres du système	Valeurs utilisées
Bande B_S occupée par le signal	20 MHz	Nombre de sous-porteuses total et utile N_p et N_{p_u}	64 et 48
Bande de cohérence mesurée B_c	11 MHz	Durée symbole T_S / intervalle de garde T_g	3.2 μs / 400 ns
Temps de cohérence mesuré t_c	18 ms	Espacement entre sous-porteuses Δf	312.5 KHz

TAB. 3.4 : *Paramètres de dimensionnement du système* MC-CDMA *étudié sur canal* BRAN A.

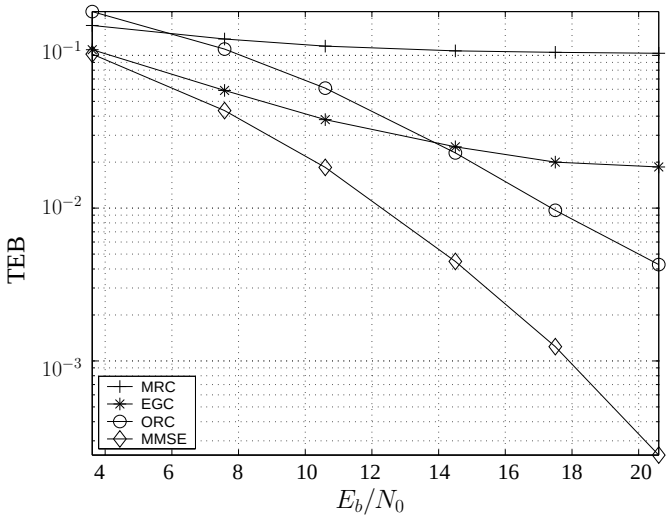


FIG. 3.15 : *Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN A, à pleine charge.*

pagation tels que le retard maximal τ_{max} et la bande de cohérence B_c liés aux trajets mutiples, ainsi que la fréquence Doppler f_d et le temps de cohérence t_c liés au déplacement du mobile. La seconde est liée aux contraintes de débits induites par le contexte de développement.

Les paramètres caractéristiques du canal de propagation :

La connaissance du retard maximal τ_{max} permet le dimensionnement de l'intervalle de garde, garantissant l'absence d'interférences entre symboles. Ainsi, la durée de cet intervalle doit respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{N_g}{f_s} \geq \tau_{max} \ , \tag{3.42}$$

où N_g désigne le nombre d'échantillons recopiés. Le dimensionnement du paramètre N_g contraint le nombre de sous-porteuses du système. En effet, après insertion de l'intervalle de garde, le symbole MC-CDMA est constitué de $N_g + N_p$ échantillons complexes. Par conséquent, l'ajout de cet intervalle de garde implique des pertes en efficacité spectrale. Afin de limiter ces pertes, on choisit N_p vérifiant :

$$N_p \geq 4N_g \ . \tag{3.43}$$

Les distorsions d'amplitudes et de phases, introduites par le canal, pendant la durée T_s d'un symbole MC-CDMA, impliquent l'insertion d'un espacement entre sous-porteuses Δf très supérieur à la fréquence Doppler maximale $f_{d_{max}}$. Ainsi, dans [115] l'espacement entre sous-porteuse Δf vérifie :

$$0.1\Delta f \geq f_{d_{max}} \ . \tag{3.44}$$

Les contraintes liées au contexte de développement :

La fréquence d'échantillonnage f_s sera déduite de la construction de la modulation OFDM, comme indiqué par l'équation 3.3 :

$$f_s = \frac{N_p}{T_s} = N_p \Delta f \ . \tag{3.45}$$

Ce critère est retenu afin de minimiser l'interférence entre sous-porteuses notamment pour des systèmes visant une grande mobilité et des fréquences porteuses élevées. Il est possible de déterminer cette valeur en prenant en considération la bande allouée à l'application et le filtrage analogique, nécessaire en sortie de la modulation à porteuses multiples afin de limiter l'occupation spectrale du signal modulé [94]. Dès lors N_p sera pris égal à la valeur en puissance de 2 supérieure au nombre de sous-porteuses utiles N_{p_u}. Ainsi, $N_{p_a}/2$ sous-porteuses nulles seront insérées de chaque côté du spectre. Dès lors, N_p est donc égal à $N_{p_u} + N_{p_a}$ et le rapport entre N_{p_a} et N_p vérifie :

$$0.7 \leq \frac{N_{p_a}}{N_p} \leq 0.85 \ . \tag{3.46}$$

Les contraintes de débit par utilisateur et le nombre d'utilisateurs souhaités vont permettre de déterminer les codes d'étalement, ainsi que leurs longueurs. Dans le cadre des projets MATRICE et PALMYRE, chaque utilisateur transmet N_b symboles pour N_{p_u} sous-porteuses. Afin d'offrir une grande flexibilité dans l'allocation des ressources spectrales, les séquences d'étalement de

Walsh-Hadamard sont le plus souvent considérées de par leur facilité de mise en œuvre [106]. En conséquence, la longueur des codes d'étalement, notée L_c, vérifie :

$$N_{p_u} = N_b \times L_c \,. \tag{3.47}$$

Dans notre cas de figure, la longueur d'étalement est inférieure au nombre de sous-porteuses utiles. Afin de mieux tirer parti de la diversité fréquentielle offerte par la modulation à porteuses multiples, une opération d'entrelacement des données étalées est introduite. Ainsi, chaque donnée étalée peut bénéficier de l'indépendance en fréquence liée à la bande totale du système. Le schéma d'entrelacement retenu consiste à répartir chacun des N_b jeux de L_c sous-porteuses comme indiqué sur la figure (3.16). Le désentrelacement en réception assure le réordonnancement des jeux de sous-porteuses.

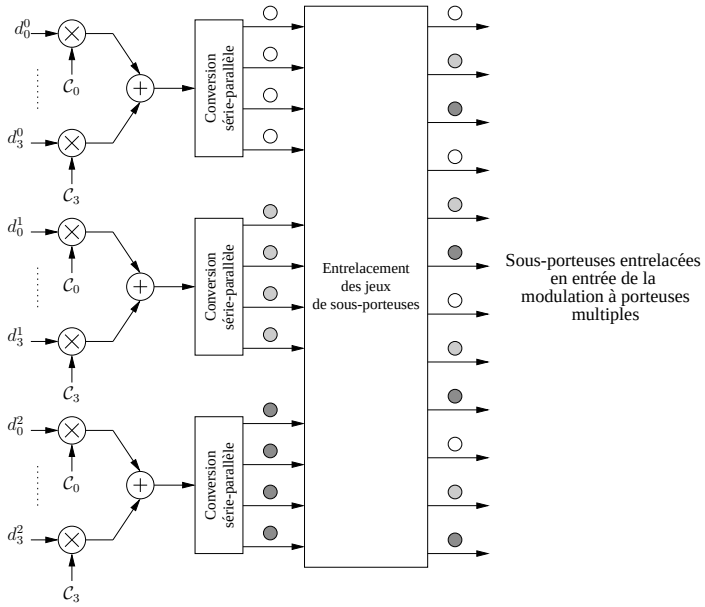


FIG. 3.16 : *Schéma utilisé d'entrelacement des données illustré pour N_b=3 et L_c=4.*

Ceci étant, le système étudié repose sur les schémas représentés sur la figure (3.17) pour l'émetteur et sur la figure (3.18) pour le récepteur.

Le système étant dimensionné, il est possible d'estimer ces performances relatives. A partir de là, l'efficacité spectrale η du système, ainsi que le débit binaire D_u par utilisateur peuvent être estimés comme suit :

$$\eta = \frac{T_s}{T_s + T_g} mR \tag{3.48}$$

$$D_u = \frac{1}{L_c} \frac{1}{T_s + T_g} N_{p_u} mR = N_b \frac{1}{T_s + T_g} mR \,. \tag{3.49}$$

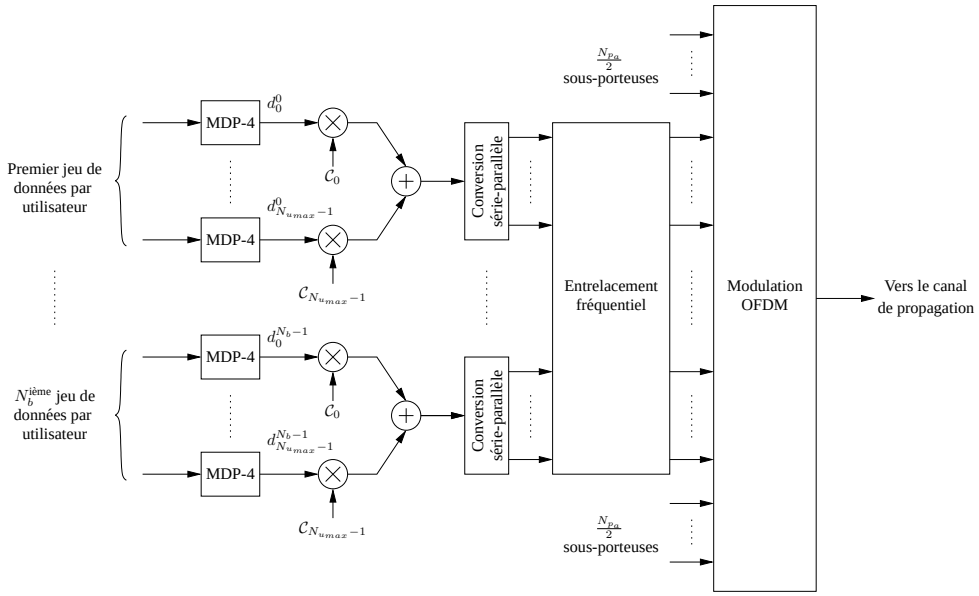


FIG. 3.17 : *Organisation générale de l'émetteur du système* MC-CDMA *étudié.*

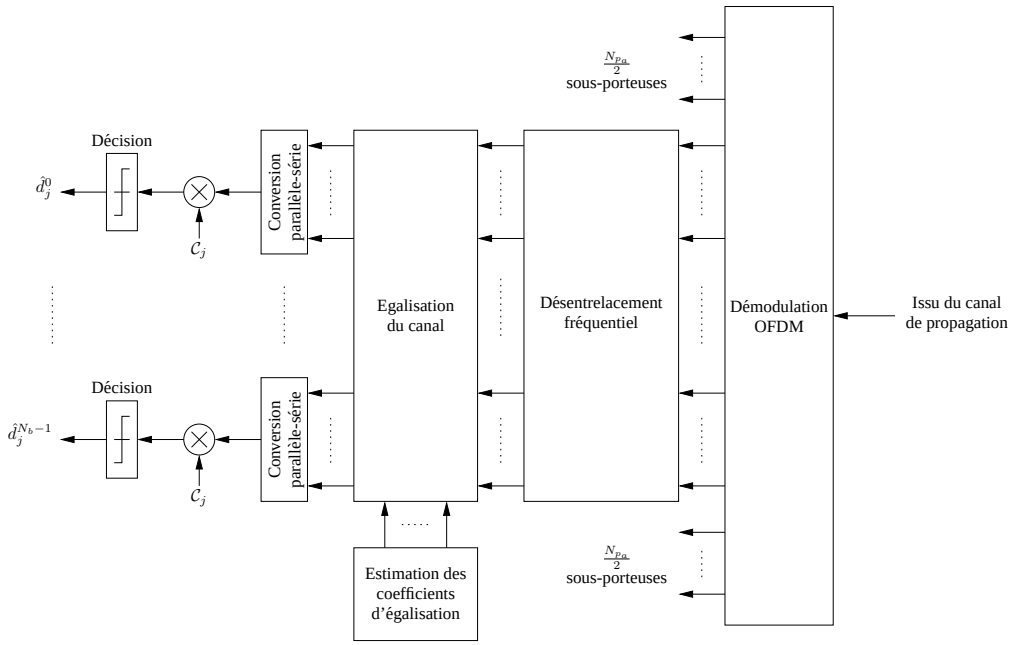


FIG. 3.18 : *Organisation générale du récepteur du $j^{\text{ième}}$ utilisateur du système* MC-CDMA *étudié.*

Différentes configurations sont proposées suite au dimensionnement du système MC-CDMA, vis à vis des modèles de canaux utilisés. Celles-ci sont inspirées des jeux de paramètres des standards HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a. Nous nous restreignons aux cas relativement favorables d'environnements intérieurs, simplifiant ainsi la complexité de mise en œuvre des systèmes étudiés. La première consiste à appliquer le MC-CDMA aux caractéristiques du système HIPERLAN/2. La seconde configuration est une extension de ce cas de figure dans le but de proposer un dispositif offrant une plus grande capacité d'utilisateurs. La troisième est une configuration hybride destinée au projet PALMYRE, alliant les caractéristiques des systèmes HIPERLAN/2 et une grande capacité d'utilisateurs.

La première configuration utilise donc une modulation OFDM de 64 sous-porteuses pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz. Comme pour les standards évoqués, la durée de l'intervalle de garde est prise égale à 0.4 μs, soit la durée de 8 échantillons. De même, le nombre de sous-porteuses actives est de 48, la bande occupée étant alors de 15 MHz. Le choix du nombre d'utilisateurs dépend des longueurs des codes d'étalement utilisés. Dans notre cas, nous considérerons des séquences orthogonales de Walsh-Hadamard. En effet, les bonnes propriétés de cette famille de codes ont été démontrées dans le cas de liaisons descendantes synchrones [106]. La longueur L_c de ces séquences orthogonales étant en puissance de 2, nous considérerons dans un premier temps les cas où L_c peut prendre les valeurs 4, 8 et 16. Ainsi, chacun des utilisateurs considérés peut, selon les cas, transmettre respectivement 12, 6 ou 3 données par symbole MC-CDMA. Profitant de la flexibilité offerte par la technique MC-CDMA dans l'allocation des ressources spectrales, ce facteur pourra donc être paramétrable en fonction de la capacité requise du système.

Dans cette configuration, l'espacement entre sous-porteuses est de 312.5 kHz. Compte tenu des valeurs possibles de fréquences Doppler en intérieur de bâtiments, il est concevable de considérer des espacements plus restreints. C'est pourquoi, la seconde configuration proposée constitue une évolution de la précédente, toujours pour des environnements caractéristiques d'intérieurs de bâtiments. Elle correspond à une extension possible du système précédent afin de permettre un accès simultané à un plus grand nombre d'utilisateurs. La fréquence d'échantillonnage est alors égale à 50 MHz. Dans ce cas, la modulation OFDM associée est formée par 256 sous-porteuses, 192 étant réellement utilisées. L'espacement entre sous-porteuses est alors de 195 kHz. La longueur de l'intervalle de garde est toujours de 0.4 μs, soit 20 échantillons recopiés. La longueur d'étalement évolue selon les valeurs 16, 32 ou 64, le nombre de données transmises par utilisateur restant de 12, 6 ou 3 données par symbole MC-CDMA.

La configuration nominale du système implanté, réalisé suivant le cahier des charges imposé par le projet PALMYRE, exposé lors du paragraphe 3.2.5, utilise une modulation OFDM de 256 sous-porteuses au maximum pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz. La durée de l'intervalle de garde est égale à 0.4 μs. De même, le nombre de sous-porteuses actives est de 192, la bande occupée est alors de 15 MHz et l'espacement entre sous-porteuses est de 78 kHz. La longueur d'étalement est de 32, le nombre de données transmises par utilisateur étant, dans cette configuration, de 6 données par symbole MC-CDMA.

Les caractéristiques associées aux différentes configurations proposées sont résumées dans le tableau (3.5), le débit binaire offert par utilisateur étant donné par la relation 3.49.

Une fois le dimensionnement et les configurations du système MC-CDMA définis, il convient de définir l'organisation de la trame des symboles ainsi modulés. Cette organisation permettra de définir l'emplacement et le nombre de porteuses pilotes. Plusieurs schémas d'insertion de porteuses pilotes sont possibles. A savoir, utiliser un maillage de porteuses pilotes dont l'espacement dépend des propriétés statistiques du canal. Ce schéma est utilisé dans le cas de canaux évoluant plus rapidement que la durée d'un symbole OFDM. Cette organisation est celle retenue pour le système proposé par le laboratoire DLR. Un autre schéma est envisageable. Il consiste à l'utilisation d'un préambule constitué de symboles OFDM dédiés à la synchronisation entre trames. Une telle organisation permet également de réaliser une estimation de canal. Ce schéma est notamment utilisé dans le cas de HIPERLAN/2 en OFDM, pour des transmissions par paquets de données ou dans le cas d'un canal de propagation présentant un temps de cohérence élevé devant la durée d'un symbole OFDM. C'est cette organisation qui a été retenue pour le système proposé pour les projets MATRICE et PALMYRE. Elle est illustrée sur la figure (3.19), où N_{sym} représente le nombre de symboles MC-CDMA entre deux symboles pilotes.

L'analyse présentée dans [78], a permis d'étudier l'impact de l'ajout de porteuses pilotes sur l'estimation du canal de propagation et ce pour les techniques de détection mono-utilisateur. Les résultats de cette analyse confirment que les techniques ORC et MMSE offrent les meilleures performances en terme de TEB sur canal de Rayleigh et sur canal BRAN.

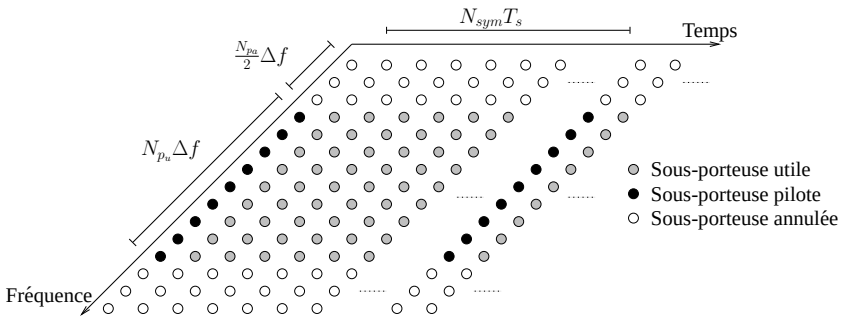


FIG. 3.19 : *Organisation de la trame utilisée de symboles* MC-CDMA .

Les contraintes imposées par la future génération de systèmes de radiocommunications sont de deux types. Tout d'abord, la technique candidate doit répondre aux besoins de modulations offrant à la fois une grande robustesse vis à vis des trajets multiples, du bruit et des brouilleurs, ainsi qu'une grande efficacité spectrale. Ensuite, elle doit permettre la convergence des réseaux radiomobiles et des réseaux locaux sans fil à haut débit. Les nombreux avantages des solutions multi-porteuses comparés aux solutions mono-porteuses impliquent l'application des solutions à porteuses multiples [116]. Parmi les différentes combinaisons existantes de l'étalement de spectre et des modulations à porteuses multiples, la technique MC-CDMA est un candidat à très fort potentiel en ce qui concerne les liaisons descendantes des futures générations de systèmes de radiocommunications [117, 78].

Paramètres caractéristiques	Configuration I			Configuration II			Configuration PALMYRE
Fréquence d'échantillonnage f_s	20 MHz			50 MHz			20 MHz
Nombres de sous-porteuses N_p	64			256			256
Nombres de sous-porteuses utiles N_{p_u}	48			192			192
Bande utilisée W	15 MHz			37.5 MHz			15 MHz
Durées symbole T_s	3.2 μs			5.12 μs			12.8 μs
Durées de l'intervalle de garde T_g	0.4 μs			0.4 μs			0.4 μs
Longueurs des codes d'étalement L_c	4, 8 et 16			16, 32 et 64			32
Débits binaires par utilisateur D_u en Mbit/s	L_c=4	L_c=8	L_c=16	L_c=16	L_c=32	L_c=64	L_c=32
	6	3	1	4	2	1	1

TAB. 3.5 : *Paramètres de dimensionnement des trois configurations proposées de systèmes* MC-CDMA.

3.2.5 Vers l'émergence des systèmes MC-CDMA

L'intérêt pour l'application des systèmes MC-CDMA a conduit à la mise en place de projets d'études dans l'optique de préparer la normalisation de tels systèmes. Dans ce cadre, le projet régional PALMYRE, pour *PlAte-forme de déveLoppeMent et d'évaluation de sYstèmes RadioÉlectriques* et le projet européen MATRICE, pour *Muticarrier* CDMA *TRansmission techniques for Integrated Broadband CEllular Systems*, se proposent d'étudier l'adoption de cette technique pour la définition de réseaux à haut débit et à grande mobilité. Notre étude s'est située dans le cadre des développements liés à ces projets. Pour commencer, l'objectif du projet PALMYRE est la création d'une plate-forme commune de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques, ainsi que la définition de nouvelles techniques en radiocommunications. Le système MC-CDMA ayant été choisi dans ce projet afin de tester les performances de cette plate-forme. Le projet MATRICE, quant à lui, a pour but de définir un système qui peut offrir des débits jusqu'à 100 Mbit/s pour une mobilité de 3 km/h et 10 Mbit/s pour une mobilité de 300 km/h. Nous détaillons ci-après différents exemples de configurations et d'applications possibles de la technique MC-CDMA.

Dimensionnement associé au projet PALMYRE :
Les travaux menés dans le cadre du thème « Signal et Radiocommunications » du Réseau Régional de Recherche en Technologie de l'Information et de la Communication (R3TIC Bretagne) ont mis en évidence l'intérêt pour les laboratoires de recherche publique et les industriels de disposer d'une plate-forme commune de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques. Sur l'initiative du R3TIC, un projet cadre concernant la mise en place d'une telle plate-forme a donc été élaboré. Pour son caractère fédérateur et son contenu scientifique, ce projet de plate-forme a été retenu dans le Contrat de Plan État Région (CPER) en cours dont la durée est de 7 ans (1999-2006). Plusieurs partenaires composent ce projet : 3 laboratoires CNRS (l'ENST-Bretagne à Brest, l'IETR à Rennes et le LESTER à Lorient), Le ministère de la Recherche, le Conseil régional et les trois conseils généraux (Finistère, Ille et Vilaine et Morbihan). PALMYRE a notamment contribué à l'émergence de deux projets d'accompagnement avec des partenaires industriels, la SACET à Rennes et COMSIS à Paris. Ce projet a pour but de mettre à disposition des industriels et des universitaires, une plate-forme de prototypage composée de modules numériques et analogiques, et doit permettre la définition de schémas de transmissions innovants dans un contexte mono/multi-antenne(s). Ce projet recherche en particulier à définir une interface physique de transmissions basée sur la technique MC-CDMA et adaptée au cas des communications intra-muros. La synthèse du dimensionnement du système est illustrée sur le tableau (3.6). Selon les configurations considérées et sans codage de canal ($R = 1$), le débit binaire global offert peut varier de 0.909 Mbit/s pour une MDP-4 et un seul utilisateur actif, jusqu'à 58.2 Mbit/s pour une MAQ-16 avec 32 utilisateurs. Les valeurs de débits binaires considèrent une longueur d'étalement de 32.

Dimensionnement associé au projet MATRICE :
Initié en 2001 sous l'impulsion de différents partenaires industriels (France Telecom R&D, Mitsubishi ITE, STMicroelectronics, Nokia et le CEA LETI) et universitaires (Universités de Madrid, de Surrey, d'Aveiro et l'IETR), ce projet cherche en particulier à définir une interface phy-

Grandeurs caractéristiques	Valeurs considérées	
Fréquence d'échantillonnage f_s	20 MHz	
Nombre de sous-porteuses N_p, N_{p_u}	256 dont 192 réellement utilisées	
Bande occupée	15 à 20 MHz	
Durée de l'intervalle de garde T_g	0.4 μs soit 8 échantillons recopiés	
Longueurs des codes d'étalement L_c	paramétrable selon la charge du réseau : 2, 4, 8, 16, 32	
Format de trame	30 symboles MC-CDMA par trame dont 6 symboles pilotes	
Débits binaires par utilisateur D_u	MDP-4, $R = 1$	MAQ-16, $R = 1$
	0.909 Mbit/s	1.818 Mbit/s

TAB. 3.6 : *Paramètres caractéristiques du système basé sur la technique* MC-CDMA *et étudié dans le cadre du projet PALMYRE.*

sique de transmissions basée sur la technique MC-CDMA et adaptée au cas des communications en extérieur. Les spécifications retenues du système reposent sur l'utilisation d'une modulation OFDM à 1024 sous-porteuses. La fréquence d'échantillonnage du signal ainsi modulé est fixée à 57.6 MHz. La durée d'un symbole après modulation OFDM est alors de 17.7 μs. Après l'ajout de l'intervalle de garde nécessaire, fixé à 3.75 μs, la durée totale est de 21.52 μs. Dès lors, selon les configurations considérées, le débit binaire global offert peut varier de 26.5 Mbit/s pour une MDP-4 associée à un codage de canal de rendement R égal à 1/2, jusqu'à 119.2 Mbit/s pour une MAQ-64 et un codage de rendement 3/4. Les paramètres caractéristiques du dimensionnement retenu sont résumés au sein du tableau (3.7). Les valeurs de débits binaires sont données à pleine charge selon les différentes configurations de modulation et de rendement de codage dans le cas où la longueur d'étalement est prise égale à 32.

Système MC-CDMA proposé par l'opérateur NTTDoCoMo :
Une des solutions proposée par l'opérateur japonais NTTDoCoMo a récemment introduit un dimensionnement possible d'un système de communications basé sur la technique MC-CDMA en liaison descendante [118]. Les principaux paramètres définis sont résumés dans le tableau (3.8). Selon le dimensionnement proposé, le débit total maximal, atteint pour une modulation MAQ-64 et un codage de canal de rendement $R = 3/4$, est de l'ordre de 300 Mbit/s. La liaison montante étudiée repose, elle, sur la technique MC-DS-CDMA et comprend deux sous-porteuses espacées de 20 MHz.

Système de transmissions pour aéroport :
Le laboratoire DLR a étudié l'application de la technique MC-CDMA au cas de transmissions

Grandeurs caractéristiques	Valeurs considérées		
Fréquence d'échantillonnage f_s	57.6 MHz		
Nombre de sous-porteuses N_p, N_{p_u}	1024 dont 736 réellement utilisées		
Bande occupée	41.46 MHz		
Durée de l'intervalle de garde T_g	3.75 μs soit 216 échantillons recopiés		
Longueurs des codes d'étalement L_c	paramétrable selon la charge du réseau : 1, 2, 4, 8, 16, 32		
Format de trame	30 symboles MC-CDMA par trame dont 6 symboles pilotes		
Débits binaires par utilisateur D_u	MDP-4, R=1/2	MAQ-16, R=2/3	MAQ-64, R=3/4
	1.15 Mbit/s	3 Mbit/s	5.2 Mbit/s

TAB. 3.7 : *Paramètres caractéristiques du système basé sur la technique* MC-CDMA *et étudié dans le cadre du projet MATRICE.*

dans des aéroports [115]. Compte tenu des propriétés des canaux de propagation liés à de tels environnements, le système développé utilise les paramètres donnés au tableau (3.9). Le dimensionnement ainsi considéré constitue une modification du schéma classique de modulation MC-CDMA dans la mesure où le nombre d'utilisateurs dépasse la longueur du code d'étalement. Le nombre d'utilsateurs peut varier de 8 à 128. Le débit binaire offert par utilisateur, pour une modulation MDP-4 sans codage de canal, évolue alors de 128 kbit/s jusqu'à 2.048 Mbit/s. Cette étude a conduit à la première réalisation d'un démonstrateur matériel basé sur la technique MC-CDMA en fréquence intermédiaire. Des paramètres restreints ont été retenus pour cette réalisation. La bande occupée est alors de 0.492 MHz pour 128 sous-porteuses et un débit atteint variant de 61.5 kbit/s à 123 kbit/s.

Ces descriptions montrent les nombreuses possibilités des systèmes MC-CDMA à s'adapter aux contraintes inhérentes au canal de propagation considéré ainsi qu'aux performances en terme de débit offert. Nous détaillons ci-après la démarche possible d'insertion à la technique MC-CDMA d'un code temps-espace qui permettra l'apport de la diversité spatiale. Dès lors, la modularité du débit et/ou de la robustesse du système ainsi réalisé sera accentuée.

3.3 Combinaison des techniques temps-espace en blocs et des systèmes MC-CDMA : les systèmes OSTBC/MC-CDMA

La technique MC-CDMA exploite la diversité fréquentielle, la diversité temporelle et la diversité de codes, apportées par l'accès multiple par répartition de codes. Les codes temps-espaces codés en bloc orthogonaux ou OSTBC permettent, quant à eux, d'exploiter la diversité spatiale,

Grandeurs caractéristiques	Valeurs considérées
Fréquence d'échantillonnage f_s	135 MHz
Nombre de sous-porteuses N_p	1024 dont 768 réellement utilisées
Bande occupée B_S par le signal	101.25 MHz
Durée de l'intervalle de garde T_g	1.674 μs soit 226 échantillons recopiés
Longueurs des codes d'étalement L_c	paramétrable de 1 à 256
Format de trame	54 symboles MC-CDMA par trame
Débits binaires par utilisateur D_u	MAQ-64, $R = 3/4$
	300 Mbit/s

TAB. 3.8 : *Paramètres caractéristiques du système proposé en liaison descendante par l'opérateur NTT-DoCoMo.*

afin d'améliorer la robustesse du signal sans connaissance sur l'état du canal à l'émission. La combinaison du système MC-CDMA avec un code OSTBC permettra alors d'exploiter les diversités temporelles, fréquentielles, spatiales et de codes. Cette combinaison a fait l'objet de plusieurs études [2, 119, 120, 121, 122]. Les résultats présents dans cette section sont extraits, en grande partie, des travaux de thèse de J. M. Auffray ancien doctorant de l'INSA de Rennes [2].

3.3.1 Expression du signal émis

De la même manière que pour l'étude du système MC-CDMA, nous nous plaçons dans le cas de la voie descendante, à savoir de la station de base aux mobiles. Sous l'hypothèse de la transmission de N_x symboles d'information $x_{i,n}$ à destination de chacun des N_u utilisateurs actifs, ayant un indice i, et situés dans une même cellule, la matrice $\mathbf{X}$ dite « multi-utilisateurs » peut s'écrire en fonction du vecteur multi-utilisateurs de longueur N_u :

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \dots \mathbf{x}_n \dots \mathbf{x}_{N_x}] \quad \text{avec} \quad \mathbf{x}_n = [x_{1,n} \dots x_{i,n} \dots x_{N_u,n}]^T \,, \tag{3.50}$$

où $[]^T$ représente l'opération transposée et le vecteur $\mathbf{x}_n$, la $n^{\text{ième}}$ donnée $x_{i,n}$ $(1 \leq i \leq N_u)$ transmise vers les N_u utilisateurs. La figure (3.20) représente le synoptique général d'un émetteur OSTBC/MC-CDMA.

Sur le synoptique de la figure (3.20), l'opération de codage temps-espace est située avant l'opération d'étalement de spectre. Hors, comme les opérations présentes dans les techniques OSTBC et MC-CDMA sont linéaires, celles-ci peuvent être inversées dans le domaine fréquentiel

Grandeurs caractéristiques	Valeurs considérées
Fréquence d'échantillonnage f_s	8.192 MHz
Nombre de sous-porteuses N_p	2048
Durée de l'intervalle de garde T_g	10 μs soit 80 échantillons recopiés
Longueurs des codes d'étalement L_c	paramétrable de 1 à 8
Format de trame	entête de synchronisation sur deux symboles, puis insertion de porteuses pilotes (N_f=7, N_t=3)
Débits binaires par utilisateur D_u	MDP-4, $R = 1$
	182 kbit/s à 2,048 Mbit/s

TAB. 3.9 : *Principaux paramètres liés au système développé par la laboratoire DLR pour des communications en aéroport.*

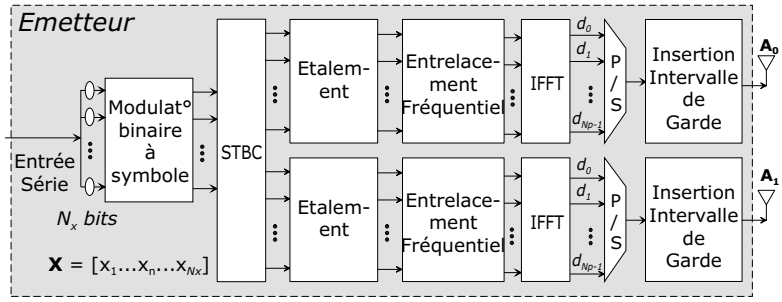


FIG. 3.20 : *Synoptique général d'un émetteur* OSTBC/MC-CDMA

sans influence sur le signal modulé. De ce fait, comme les étages suivant le codage OSTBC doivent être répétés N_{t_x} fois, il est plus judicieux de placer l'opération réalisant le codage temps-espace juste avant l'opération OFDM, réalisée par la transformée de Fourier inverse.

L'opération OSTBC est réalisée à partir des codes temps-espace en blocs $\mathbf{G}_2^c$, $\mathbf{G}_3^c$ et $\mathbf{G}_4^c$ proposés par Alamouti [103] et Tarokh [123] pour respectivement $N_{tx} = 2,\ 3$ et 4 antennes. Les matrices génératrices orthogonales complexes sont construites en remplaçant les symboles complexes par des vecteurs multi-utilisateurs. A partir de là, nous obtenons les matrices de dimension $N_{t_x} N_u \times L_T$, avec L_T la longueur de la trame émise, pour respectivement $N_{t_x} = 2,\ 3$ et 4 définies par :

$$\mathbf{G}_2^{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

$$\mathbf{G}_3^{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & -\mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & -\mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* \\ \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

$$\mathbf{G}_4^{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & -\mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & -\mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* \\ \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix} , \tag{3.53}$$

où $[.]^*$ représente l'opération conjuguée. La $l^{\text{ième}}$ colonne de $\mathbf{G}_{N_{t_x}}^{\mathbf{c}}$ représente les symboles MC-CDMA transmis à l'instant l sur les N_{t_x} antennes tandis que le $t^{\text{ième}}$ bloc de N_u lignes de $\mathbf{G}_{N_{t_x}}^{\mathbf{c}}$ et de longueur L_T, représente les symboles MC-CDMA transmis à partir de l'antenne t pendant L_T durées symboles. Le rendement du système OSTBC/MC-CDMA est égal à celui R_c du code OSTBC, soit :

$$R_c = N_x / L_T \ , \tag{3.54}$$

où N_x symboles d'information sont transmis sur L_T durées symboles OFDM. Alors, pour obtenir des systèmes d'efficacité spectrale égale à 2 bps/Hz, le code $\mathbf{G}_2^c$ de rendement $R_c = 1$ sera utilisé conjointement avec une constellation MDP-4 et les codes $\mathbf{G}_3^c$ et $\mathbf{G}_4^c$ de rendement $R_c = 1/2$ avec une constellation MAQ-16.

3.3.2 Expression du signal reçu

Les hypothèses faites dans le cas de l'étude du système MC-CDMA sont reprises pour l'étude du système OSTBC/MC-CDMA. Ainsi, le dimensionnement du système garantit l'absence d'interférences entre porteuses et entre symboles, de plus, le canal de Rayleigh théorique MIMO est idéal. Par conséquent, les différents canaux qui relient les antennes d'émission aux antennes de réception sont supposés parfaitement décorrélés. Dans ce cas, la réponse fréquentielle du canal de transmission reliant l'antenne d'émission t à l'antenne de réception r, pour chaque sous-porteuse k, peut être modélisée par un seul coefficient complexe $h_{rt,k}$. Il est alors possible d'exprimer la matrice des coefficients du canal $\mathbf{H}_{rt}$, de taille $L_c \times L_c$, comme une matrice diagonale :

$$\mathbf{H}_{rt} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{r1} & \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{h}_{rt} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{rN_{L_c}} \end{bmatrix} . \tag{3.55}$$

Le codage OSTBC étant effectué sur L_T symboles OFDM consécutifs, le récepteur doit traiter en même temps L_T symboles MC-CDMA reçus successivement. Dès lors, après démodulation OFDM, les L_T signaux reçus $\mathbf{r}_r^l$, avec $\mathbf{r}_r^l$ le vecteur des L_c échantillons obtenus à l'instant l, peuvent s'écrire de façon matricielle. Ainsi, la matrice des signaux reçus sur l'antenne r, $\mathbf{R}_r = \left[\mathbf{r}_r^1 \ldots \mathbf{r}_r^l \ldots \mathbf{r}_r^{L_T}\right]$, de taille $L_c \times L_T$, peut s'exprimer comme suit :

$$\mathbf{R}_r \quad = \quad \mathbf{J}\mathbf{D}_r\mathbf{C}\mathbf{G}_{N_{t_x}}^{\mathbf{c}} + \mathbf{N}_r \ . \tag{3.56}$$

Les éléments formant cette équation sont détaillés ci-après :

- la matrice $\mathbf{J} = \mathbf{1}_{1\times N_{t_x}} \otimes \mathbf{I}_{L_c}$ est une matrice de taille $L_c \times N_{t_x}L_c$ construite avec N_{t_x} matrices identités ($\mathbf{1}_{1\times N_{t_x}}$ est un vecteur contenant N_{t_x} fois la valeur « 1 »). Cette matrice $\mathbf{J}$ considère la totalité des signaux reçus sur l'antenne de réception r. Autrement dit, la somme des signaux issus des N_{t_x} antennes d'émission,
- la matrice $\mathbf{D}_r$, de taille $N_{t_x}L_c \times N_{t_x}L_c$, correspond à la matrice du canal de propagation. Cette matrice est diagonale et peut s'exprimer comme suit :

$$\mathbf{D}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{r1} & \mathbf{0} & \ldots & \ldots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{H}_{rt} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ldots & \ldots & \mathbf{0} & \mathbf{H}_{rN_{tx}} \end{bmatrix} , \tag{3.57}$$

- la matrice $\mathbf{C} = \mathbf{I}_{N_{t_x}} \otimes \mathbf{c}$, de taille $N_{t_x}L_c \times N_{t_x}N_u$, est la matrice des codes d'étalement propres à chaque utilisateur j,
- la matrice $\mathbf{G}_{N_{t_x}}^{\mathbf{c}}$, de taille $N_{t_x}N_u \times L_T$, représente les séquences multi-utilisateurs issues du codage temps-espace,
- la matrice $\mathbf{N}_r$, de taille $L_c \times L_T$, représente les L_T vecteurs de bruit $\mathbf{n}_r^l$. Ces vecteurs de bruit traduisant le bruit affectant les N_p sous-porteuses à l'instant l.

Afin de clarifier la présentation, nous allons présenter un exemple portant sur le code d'Alamouti pour $N_{t_x} = 2$ antennes d'émission et une antenne de réception, d'indice r. L'équation générale 3.56 du signal reçu, relatif à notre cas de figure, peut s'exprimer comme suit :

$$\underbrace{[\mathbf{r}_r^1\ \mathbf{r}_r^2]}_{\mathbf{R}_r} = \underbrace{[\mathbf{I}_{L_c}\ \mathbf{I}_{L_c}]}_{\mathbf{J}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{r1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{r2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_r} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{N_{t_x}}^{\mathbf{x}}} + \underbrace{[\mathbf{n}_r^1\ \mathbf{n}_r^2]}_{\mathbf{N}_r} \ . \tag{3.58}$$

Cette équation montre que l'antenne de réception reçoit les deux signaux issus des deux antennes d'émission. Cette relation, valable à tout instant, peut être déclinée pour deux instants de réception successifs $l = 1$ et $l = 2$:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_r^1 &= \mathbf{H}_{r1}\mathbf{C}\mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_{r2}\mathbf{C}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_r^1 && (3.59)\\ -(\mathbf{r}_r^2)^* &= \mathbf{H}_{r1}^*\mathbf{C}\mathbf{x}_2 - \mathbf{H}_{r2}^*\mathbf{C}\mathbf{x}_1^* - \mathbf{n}_r^2 \,. && (3.60) \end{aligned}$$

Par conséquent, à chaque instant, des répliques différentes des signaux sont reçues. Ces répliques sont directement issues du codeur temps-espaces utilisé. Cette équation peut être réécrite sous forme vectorielle :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{r}_r^1 \\ -(\mathbf{r}_r^2)^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{r1} & \mathbf{H}_{r2} \\ -\mathbf{H}_{r2}^* & \mathbf{H}_{r1}^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_r} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}_r^1 \\ -(\mathbf{n}_r^2)^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{N}_r} \,. \qquad (3.61)$$

Cette notation permet de mettre en exergue les différentes matrices qui composent le signal. Ainsi, les matrices (des signaux reçus $\mathbf{R}_r$, des coefficients du canal $\mathbf{H}_r$, des codes d'étalement $\mathbf{C}$, des signaux utiles $\mathbf{X}$ et des bruits additifs $\mathbf{N}_r$) formant les signaux reçus peuvent être facilement identifiées.

3.3.3 Techniques de combinaison et d'égalisation appliquées aux systèmes OSTBC/MC-CDMA

La diversité spatiale exploitée par les codes OSTBC, pourra être mise à profit lors de la combinaison, *i.e* le décodage, des signaux reçus sur les N_{r_x} antennes. La technique de combinaison que nous appliquons ici est issue de [124]. Celle-ci permet de généraliser la combinaison des codes OSTBC associés aux signaux MC-CDMA.

3.3.3.1 Combinaison des signaux reçus

- Dans la première étape du décodage OSTBC la matrice $\mathbf{R}_r$ des échantillons reçus, décrite dans 3.56, est appliquée sur la première ligne de la matrice génératrice $\mathbf{G}_{N_t}^c$, exprimée dans les expressions 3.51, 3.52 ou 3.53. Ceci afin d'obtenir le vecteur $\mathbf{g}_{N_t}^{r1_{lig}^{st}}$ avec $N_t = 2, 3$ ou 4,
- l'étape suivante consiste à exprimer la matrice contenant les coefficients du canal. Ici, la transposée de cette même matrice génératrice de base $[\mathbf{G}_{N_t}^c]^T$, est appliquée aux matrices diagonales $\mathbf{G}_{rt}$ contenant les coefficients d'égalisation. Ces matrices $\mathbf{G}_{rt}$ sont utilisées afin d'égaliser les matrices respectives $\mathbf{H}_{rt}$ des coefficients du canal. Les matrices $\mathbf{G}_{rt}$ contiennent les coefficients d'égalisation $g_{rt,k}$ pour chaque canal reliant l'antenne d'émission d'indice t ($t \in \{1, 2, 3, 4\}$) à l'antenne de réception d'indice r ($r \in \{1, 2\}$). Ainsi, on obtient la matrice $\mathbf{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r}$ de taille $N_x L_c \times L_T L_c$,
- la matrice $\mathbf{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r}$ étant définie, l'égalisation et la combinaison des signaux reçus pourra s'effectuer en remplaçant les coefficients d'égalisation $g_{rt,k}$ par les coefficients issus d'une des techniques de détection mono-utilisateurs choisie [125]. Les signaux égalisés et combinés au niveau de chacune des antennes N_{r_x} sont ensuite additionnés. Le signal obtenu

$\mathbf{Y} = \left[\mathbf{y}_1^T \ldots \mathbf{y}_{N_x}^T\right]^T$ est égal à :

$$\mathbf{Y} = \sum_{r=1}^{N_r} \mathbf{G}_{N_t}^{\mathbf{g}_r} \mathbf{g}_{N_t}^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{lig}} \tag{3.62}$$

Reprenons cette méthode au cas $N_{t_x} = 2$ et $N_{r_x} = 2$. La matrice génératrice $\mathbf{G}_2^c$, rappelée ci-dessous, est alors appliquée. A l'issue de la première étape, le vecteur $\mathbf{g}_2^{r1_{lig}^{st}}$ obtenu est :

$$\mathbf{G}_2^{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix} \qquad \mathbf{g}_2^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{lig}} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_r^1 \\ -(\mathbf{r}_r^2)^* \end{bmatrix} . \tag{3.63}$$

La seconde étape permet de définir la matrice $\mathbf{G}_2^{\mathbf{G}_r}$ contenant les coefficients d'égalisation $g_{rt,k}$:

$$\mathbf{G}_2^{\mathbf{g}_r} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{r1} & -\mathbf{g}_{r2}^* \\ \mathbf{g}_{r2} & \mathbf{g}_{r1}^* \end{bmatrix} . \tag{3.64}$$

Dès lors, les signaux obtenus après combinaison et égalisation peuvent s'exprimer comme suit :

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \sum_{r=1}^{N_r} \mathbf{G}_2^{\mathbf{g}_r} \mathbf{g}_2^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{lig}} = \sum_{r=1}^{N_r} \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{r1}\mathbf{r}_r + \mathbf{g}_{r2}^*(\mathbf{r}_r^2)^* \\ \mathbf{g}_{r2}\mathbf{r}_r^1 - \mathbf{g}_{r1}^*(\mathbf{r}_r^2)^* \end{bmatrix} , \tag{3.65}$$

et pour la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse, nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} y_{1,k} \\ y_{2,k} \end{bmatrix} = \sum_{r=1}^{N_r} \begin{bmatrix} g_{r1,k} r_{r,k}^1 + g_{r2,k}^*(r_{r,k}^2)^* \\ g_{r2,k} r_{r,k}^1 - g_{r1,k}^*(r_{r,k}^2)^* \end{bmatrix} . \tag{3.66}$$

3.3.3.2 Les techniques de détection mono-utilisateurs dans le cas MIMO

Nous avons vu dans la section précédente que l'égalisation du signal OSTBC/MC-CDMA peut s'effectuer à l'aide des techniques de détection couramment employées dans le cas des systèmes MC-CDMA. Les détecteurs MRC et EGC peuvent être directement réutilisés. Cependant, les détecteurs ORC et MMSE doivent être modifiés afin de tirer profit du gain en diversité spatiale apporté. Le synoptique du système OSTBC/MC-CDMA dans le cas du code d'Alamouti dans une configuration $N_{t_x} = 2$ et $N_{r_x} = 2$ est illustré sur la figure (3.21).

Récepteur optimal en contexte mono-utilisateur : le filtre adapté ou MRC

La technique MRC consiste, comme en SISO, à multiplier chaque sous-porteuse par le complexe-conjugué du coefficient du canal, soit :

$$g_{rt,k} = h^*_{rt,k} \tag{3.67}$$

Ainsi, dans le cas particulier du code d'Alamouti avec $N_{t_x} = N_{r_x} = 2$, l'application de cette technique revient à multiplier le vecteur $\mathbf{R}_r$ des deux vecteurs de signaux reçus, exprimé dans l'équation 3.61, par la matrice Hermitienne du canal :

$$\mathbf{G}_r = \mathbf{H}_r^H = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{r1} & \mathbf{H}_{r2} \\ -\mathbf{H}^*_{r2} & \mathbf{H}^*_{r1} \end{bmatrix}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^*_{r1} & -\mathbf{H}_{r2} \\ \mathbf{H}^*_{r2} & \mathbf{H}_{r1} \end{bmatrix} \text{ , } \mathbf{H}_{rt} \text{ diagonale} \Leftrightarrow \mathbf{H}_{rt}^H = \mathbf{H}^*_{rt} \tag{3.68}$$

Dans le contexte mono-utilisateur, cette technique correspond, comme en SISO, aux performances du filtre adapté. Cependant, lorsqu'il y a plusieurs utilisateurs, cette technique ne parvient pas à restaurer l'orthogonalité entre les signaux ni à supprimer la MAI présente en réception.

La combinaison à gain égal EGC

A l'instar de la technique précédente, la technique EGC dans le contexte MIMO consiste, comme en SISO, à multiplier chaque sous-porteuse par le coefficient d'égalisation donné par l'expression suivante :

$$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{|h_{rt,k}|} \ . \tag{3.69}$$

Cette technique permet de profiter de la diversité fréquentielle et spatiale du canal. Toutefois, elle ne permet pas la suppression des termes d'ISI et de MAI engendrés par les autres utilisateurs. En outre, cette technique permet de corriger la phase. Néanmoins, l'orthogonalité des signaux n'est pas restituée. La diversité introduite par les codes OSTBC ne permet pas d'améliorer les performances de la technique EGC. En effet, l'application de cette technique introduit de nouveaux termes d'interférences qui n'existaient ni en SISO ni avec la technique MRC employée en MIMO.

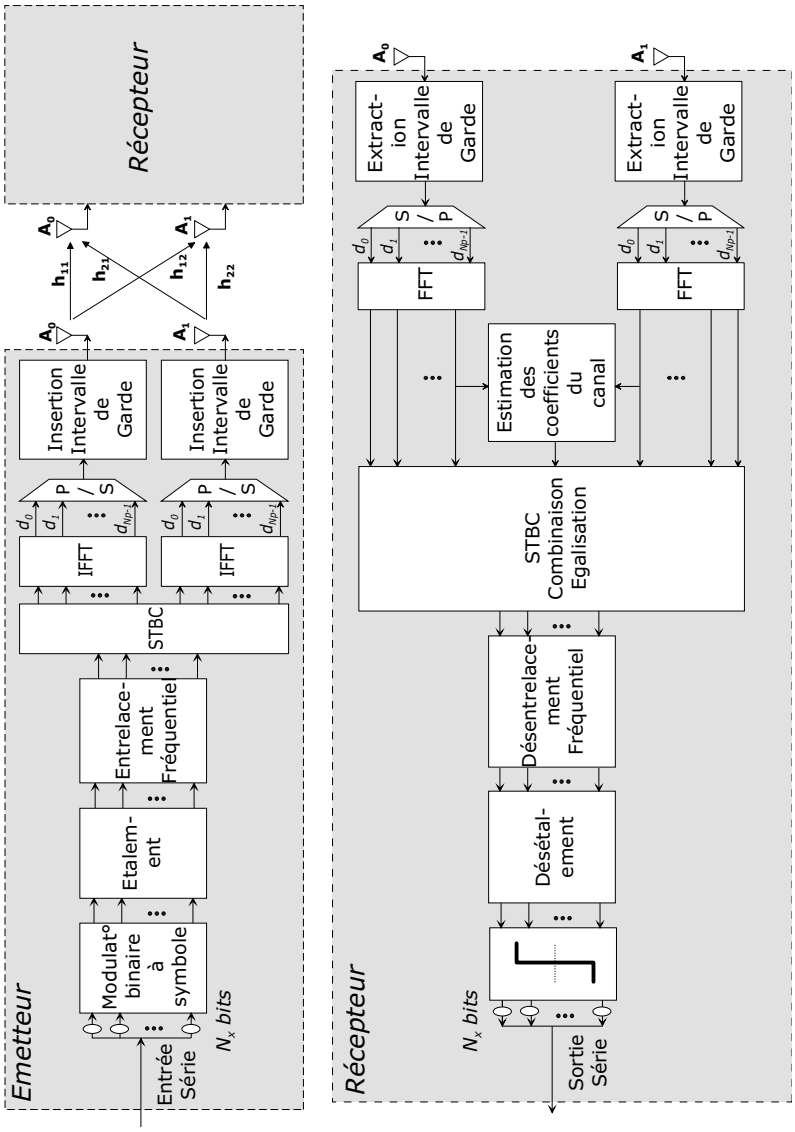


FIG. 3.21 : *synoptique d'un émetteur et récepteur* OSTBC/MC-CDMA *dans le cas du code d'Alamouti dans une configuration* $N_{t_x} = 2$ *et* $N_{r_x} = 2$

La combinaison à restauration d'orthogonalité ORC

Alors que l'expression des techniques de détection MRC et EGC dans le contexte MIMO était identique au cas des systèmes SISO, l'expression des techniques de détection ORC et MMSE ne permet pas cette simple écriture. Afin de profiter au maximum de la diversité spatiale introduite par le codage OSTBC, l'expression de ces techniques sera modifiée. Pour obtenir ces coefficients, une approche consiste à égaliser sur chacune des antennes les signaux reçus par les autres antennes. Cette approche qui peut paraître étonnante au départ tient compte en réalité de la combinaison des signaux qui sera effectuée après l'égalisation. Dès lors, chaque sous-porteuse k reçue sera multipliée par les coefficients d'égalisation au niveau de chacune des antennes en réception :

$$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{\sum_{r=1}^{N_{r_x}} \sum_{t=1}^{N_{t_x}} |h_{rt,k}|^2} \quad \text{avec} \quad \sum_{r=1}^{N_{r_x}} \sum_{t=1}^{N_{t_x}} |h_{rt,k}|^2 \neq 0 \quad \forall k \ . \tag{3.70}$$

La technique ORC permet, comme en SISO, de restaurer l'orthogonalité entre les signaux des utilisateurs ainsi que d'éliminer les différentes interférences. L'inconvénient majeur de cette technique dans le contexte SISO est ici corrigé partiellement. En effet, le dénominateur étant constitué de la somme des coefficients $h_{rt,k}$ du canal et ces coefficients étant indépendants, la probabilité d'obtenir $\sum_{r=1}^{N_{r_x}} \sum_{t=1}^{N_{t_x}} |h_{rt,k}|^2 \rightarrow 0$ sera faible. A partir de cela, la probabilité d'amplification du bruit engendré, en SISO, sera donc nettement moins probable en MIMO.

La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale MMSE

Dans le cas de cette technique de détection, les coefficients d'égalisation doivent être également réécris afin de profiter de la diversité engendrée par les codes OSTBC. Dès lors, le coefficient d'égalisation qui multiplie chaque sous-porteuse k reçue, au niveau de chacune des antennes en réception est donné par :

$$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{\sum_{r=1}^{N_{r_x}} \sum_{t=1}^{N_{t_x}} |h_{rt,k}|^2 + \frac{1}{\gamma_{r,k}}} \quad \text{avec} \quad \left(\sum_{r=1}^{N_{r_x}} \sum_{t=1}^{N_{t_x}} |h_{rt,k}|^2 + 1/\gamma_{r,k} \right) \neq 0 \quad \forall k \ . \tag{3.71}$$

Cette technique permet la suppression des termes d'ISI et de MAI. De plus l'orthogonalité entre les signaux est restaurée. Lorsque le coefficient $\gamma_{r,k}$ prend de fortes valeurs, le coefficient d'égalisation MMSE tend à devenir égal au coefficient ORC. Dès lors, à fort RSB, les performances de la technique ORC devraient donc tendre vers celles de la technique MMSE.

Le tableau (3.10) résume les différentes techniques de détection mono-utilisateurs dans le cas de systèmes MIMO et dégage leurs principales propriétés.

Critères utilisés	Coefficients d'égalisation g_k	Propriétés
Combinaison à gain maximal (MRC)	$g_{rt,k} = h^*_{rt,k}$	Optimale vis-à-vis du bruit additif pour un seul utilisateur actif
Combinaison à gain égal (EGC)	$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{\lvert h_{rt,k}\rvert}$	Corrige uniquement la distorsion de phase engendrée par le canal
Combinaison à restauration d'orthogonalité (ORC)	$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{\sum_{t=1}^{N_{tx}} \sum_{r=1}^{N_{rx}} \lvert h_{rt,k}\rvert^2]}$	Restitue l'orthogonalité entre les codes, terme de bruit divisé par 4 réponses du canal
Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE)	$g_{rt,k} = \frac{h^*_{rt,k}}{\sum_{t=1}^{N_{tx}} \sum_{r=1}^{N_{rx}} \lvert h_{rt,k}\rvert^2 + \frac{1}{\gamma_{r,k}}}$	Nécessite la connaissance du rapport signal à bruit par sous-porteuse $\gamma_{r,k}$, terme de bruit divisé par 4 réponses du canal

TAB. 3.10 : *Techniques d'égalisation du signal* OSTBC/MC-CDMA *en détection mono-utilisateur : Application aux codes d'Alamouti* $2 * 2$.

3.3.4 Dimensionnement du système OSTBC/MC-CDMA

Les paramètres du système OSTBC/MC-CDMA découlent des paramètres du système MC-CDMA. En effet, les contraintes imposées par le canal de propagation sont équivalentes que ce soit dans le cas SISO ou MIMO. C'est pourquoi, les paramètres retenus pour le système MC-CDMA seront équivalents aux paramètres du système OSTBC/MC-CDMA. Ainsi, les caractéristiques associées aux paramètres du système OSTBC/MC-CDMA sont résumées dans le tableau (3.5). Il est à noter que le débit binaire offert par utilisateur, donné par la relation 3.49, ne changera pas. Les codes temps-espaces utilisés ne permettent pas d'augmenter le débit, en revanche, ils permettent de renforcer la robustesse du signal.

3.3.5 Performances des systèmes OSTBC/MC-CDMA

Les techniques d'égalisations mono-utilisateurs ayant été présentées dans le contexte MIMO, nous allons maintenant nous intéresser aux performances en terme de TEB du système OSTBC/MC-CDMA sur canaux théoriques de Rayleigh supposant des canaux totalement décorrélés. Dès lors, l'ordre de diversité spatiale sera maximal, $F_{d_s} = N_{t_x} N_{r_x}$. Pour ce faire, nous considérons la cas des liaisons descendantes synchrones. Les différents résultats sont exprimés en fonction du rapport E_b/N_0. Le dimensionnement du système MC-CDMA sera équivalent à celui présenté dans le contexte SISO. Concernant le codage OSTBC, nous considérons un codage d'Alamouti comprenant un nombre d'antennes en émission et en réception égal, $N_{t_x} = N_{r_x} = 2$. De plus, nous étudions le cas de fonctionnement à pleine charge, soit $N_u = N_p$, où L_c et N_p sont égaux à 64. Les performances des quatre principales techniques de détection sont exposées sur la figure (3.22). La courbe intitulée « FA » représente les performances d'une MDP-4 non-codée qui sont équivalentes, pour un ordre de diversité fréquentielle $F_{d_f} = 64$, aux performances du filtre adapté. Une étude des performances des techniques de détection mono-utilisateurs, utilisées ici,

est présentée dans [2]. Cette étude compare les performances de ces techniques dans les contextes 1×2, 2×1, 1×4 et 2×2.

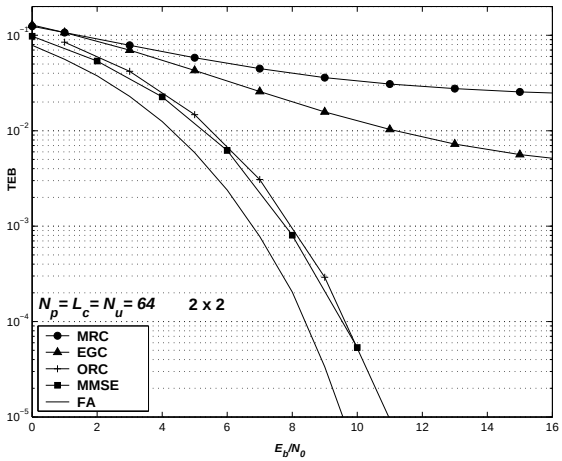


FIG. 3.22 : *Performances sur un canal à évanouissements de Rayleigh des 4 techniques de détection mono-utilisateurs à pleine charge ($N_u = N_p = L_c$ =64) pour un système 2 $\times$ 2, la courbe du filtre adapté (FA) représente les performances d'une MDP-4 non-codée pour un ordre de diversité $F_{d_f} = 64$*

La figure (3.22) permet de vérifier l'efficacité des techniques de détection ORC et MMSE qui, comme dans le contexte SISO, apportent les meilleures performances en terme de TEB. Par ailleurs, nous pouvons apprécier la faible différence existant entre ces deux techniques. Ce phénomène s'explique par la présence au dénominateur du détecteur ORC des coefficients d'égalisation des $N_{t_x} N_{r_x}$ canaux. Dès lors, l'amplification du bruit provoquée par les faibles coefficients du canal sera fortement moins probable. La faible différence entre ces deux techniques laisse à penser que l'estimation du RSB sur chaque sous-porteuse dans un contexte MIMO devient superflue. En effet, la complexité de mise en œuvre de cette estimation est supérieure aux gains de performances en terme de TEB.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter le principe de la technique MC-CDMA. Cette technique se caractérise par l'ajout d'une composante CDMA aux modulations à porteuses multiples classiques. Les avantages associés expliquent tout l'intérêt porté à son application dans le cas des liaisons descendantes des futurs réseaux sans fil. Les différentes techniques de détection du signal MC-CDMA reçu ont été présentées. Les résultats obtenus, sur canal de Rayleigh, montrent que les détecteurs basés sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, MMSE et sur la combinaison à restauration d'othogonalité, ORC, offrent les meilleures performances quelque soit la structure du récepteur.

Ensuite, l'analyse de différentes applications de la technique MC-CDMA a montré sa grande flexibilité vis-à-vis des environnements de propagation envisagés. Puis, une méthode de dimensionnement du système associé au scénario de propagation considéré a été détaillée.

Par ailleurs, parmi les nombreuses techniques de construction de codes temps-espaces existantes, techniques exploitant soit la diversité spatiale, soit le multiplexage spatial, nous avons choisi les codes OSTBC d'Alamouti. Ces derniers offrent un rendement de codage $R_c = 1$ tout en apportant une diversité spatiale. L'association de ces codes temps-espaces avec la technique MC-CDMA pourra ainsi garantir un fort débit ainsi qu'une bonne robustesse aux perturbations du canal de propagation visé. Les différentes techniques de détection du signal OSTBC/MC-CDMA reçu ont été présentées. Les résultats obtenus, sur canal de Rayleigh, montrent également que les détecteurs MMSE et ORC offrent les meilleures performances en terme de TEB. De plus dans le cas MIMO, l'écart de performance entre ces deux techniques de détection tend à s'annuler. Le détecteur ORC est alors plus avantageux en terme de complexité d'implantation.

Le chapitre 4 détaillera l'évaluation de la complexité de mise en œuvre des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés. Durant cette étude, les performances de ces systèmes seront évaluées dans un format de données en virgule fixe. Un format de données adapté aux contraintes en terme de TEB en sera extrait. De plus, une analyse de la complexité des opérations nécessaires aux systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA sera détaillée. Cette analyse considérera le nombre d'opérations et l'estimation des besoins en mémoire des systèmes, afin de déterminer l'architecture la plus à même d'intégrer ces systèmes.

CHAPITRE 4

Etude des contraintes d'implantation des systèmes considérés

Sommaire

4.1 Prérequis pour l'étude du format des données 99
4.1.1 Représentation des données 100
4.1.2 Définition des règles de l'arithmétique virgule fixe 103
4.1.3 Processus de codage 104
4.1.4 Modélisation du processus de quantification 107
4.2 Etude de complexité, de format de données et optimisations des fonctions 108
4.2.1 Éléments de complexité et étude du format de données des fonctions mises en œuvre 108
4.2.2 Complexité globale des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés 143
4.3 Conclusion 145

Le chapitre 3 a permis de justifier l'émergence des techniques MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA et leurs utilisations possible au cas des liaisons descendantes des futurs réseaux de radiocommunications. Ce quatrième chapitre se focalise sur les contraintes d'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés selon les configurations définies lors du chapitre 3. Il en analyse la faisabilité et la complexité de mise en œuvre. Notre objectif étant d'aboutir à une réalisation optimisée, deux études sont réalisées, une étude sur le format de données ainsi qu'une analyse des critères de complexité des opérations de traitement introduites. L'étude sur le format de données porte sur la définition du nombre de bits attribués à la partie entière et à la partie fractionnaire, pour un format de données fixe. Les perturbations inhérentes à la perte de précision seront estimées. L'analyse de la complexité des opérations de traitement porte sur la nature et le nombre d'opérations à effectuer et permet d'envisager les distributions possibles des applications selon les performances des composants DSP et FPGA considérés. Il est ainsi possible d'estimer les capacités de calcul requises pour la réalisation d'émetteurs et de récepteurs basés sur les techniques MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA.

4.1 Prérequis pour l'étude du format des données

Le dimensionnement fonctionnel de l'application a été réalisé dans le chapitre précédent. L'implantation de l'algorithme sur une architecture logicielle ou matérielle nécessite une étude

sur le format et la taille des données. Les contraintes de coût, de consommation et de temps réel inhérentes aux applications embarquées requièrent l'utilisation de l'arithmétique virgule fixe. En effet, la largeur des données traitées au sein des architectures en virgule fixe étant plus faible, le prix et la consommation d'énergie de ces architectures sont moins importants. L'arithmétique virgule flottante basée sur la norme IEEE-754 nécessite d'utiliser des données codées sur 32 bits. Dans le cadre des architectures en virgule fixe, la largeur des données est nettement plus faible. A titre d'exemple, la majorité des DSP manipule des données codées en mémoire sur 16 bits. Les opérateurs qui utilisent l'arithmétique en virgule fixe sont donc moins complexes et plus rapides. Cependant, l'implantation d'algorithmes au sein d'architectures en virgules fixes nécessite de réaliser une conversion de la description de l'algorithme en virgule flottante en une spécification en virgule fixe. Cette conversion est une tâche fastidieuse, longue et source d'erreurs. L'utilisation de méthodologie de conception permet alors de faciliter et de fiabiliser cette étape du flot de conception.

4.1.1 Représentation des données

4.1.1.1 Codage en virgule flottante

Le codage en virgule flottante est généralement issu du standard IEEE-754. Ce dernier défini trois formats de données. Un format simple précision sur 32 bits, un format double précision sur 64 bits et une représentation intermédiaire sur 80 bits, généralement utilisée à l'intérieur des processeurs afin de minimiser les erreurs d'arrondi. Nous allons détailler ci-après le cas du format de données simple précision, illustré sur la figure (4.1), généralement employé dans les architectures à virgule flottante. Ce format est composé d'un exposant E sur 8 bits et d'une mantisse M sur 23 bits. L'exposant permet d'obtenir un facteur d'échelle explicite et variable au cours du traitement, celui-ci est une puissance de deux. La mantisse représente la valeur de la donnée divisée par le facteur d'échelle. La normalisation de la mantisse implique que le premier bit soit toujours un « 1 » qui n'est pas stocké physiquement, on parle de 1 implicite. En effet, les valeurs représentables par la mantisse sont comprises dans l'intervalle $[1, 2[$. Le paragraphe suivant présente le codage utilisant la représentation par signe et valeur absolue.

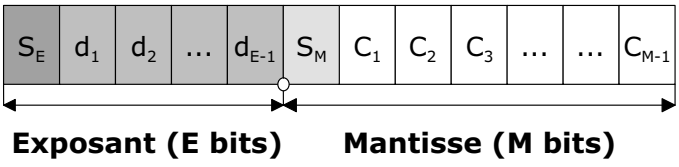


FIG. 4.1 : *Représentation des données en virgule flottante.*

Représentation par signe et valeur absolue : La mantisse et l'exposant sont codés avec une représentation par signe et valeur absolue. La valeur de la donnée x est donc la suivante :

$$x = 2^u(-1)^{S_M}\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} C_i 2^{-i-1}\right) \quad \text{avec} \quad u = (-1)^{S_E}\sum_{i=1}^{E-1} d_i 2^i \ , \tag{4.1}$$

où S_E représente le bit de poids fort de l'exposant. D'après l'équation 4.1, la valeur 0 n'est pas représentable. En effet, ce format de données ne peut qu'approcher la valeur 0, en 0- et 0+. Le domaine de définition $\mathbf{D_R}$ de la variable x est donc composé des deux sous-intervalles suivants :

$$\mathbf{D_R} = \left[-2^K; -2^{-K-1}\right] \bigcup \left[2^{-K-1}; 2^K\right] \quad \text{avec} \quad K = 2^{E-1} - 1 \ . \tag{4.2}$$

Le pas de quantification q est fonction de la valeur x représentée. Ainsi selon la valeur x considérée, le pas de quantification est égal à :

$$q = 2^u.2^{-(M+1)} \ . \tag{4.3}$$

Les bornes minimales et maximales du pas de quantification relatif peuvent alors être exprimées comme sur l'expression 4.4. Nous pouvons considérer qu'il est pratiquement constant pour l'ensemble des valeurs x.

$$2^{-(M+1)} < \frac{q}{\mid x \mid} < 2^{-M} \ . \tag{4.4}$$

Le niveau de dynamique $\mathbf{N_D}$ de cette représentation en valeur absolue est égal à [126] :

$$\mathbf{N_D} \cong 20 \log\left(2^{2K+1}\right) \quad \text{avec} \quad K = 2^{E-1} - 1 \ . \tag{4.5}$$

4.1.1.2 Codage en virgule fixe

Le format des données de la majorité des architectures cibles est un format en virgule fixe. L'étude du format des données en virgule fixe est dans ce cas nécessaire. Les données en virgule fixe sont composées d'une partie fractionnaire et d'une partie entière pour lesquelles le nombre de bits alloués reste figé au cours du traitement. Dans ce format, il n'y a plus d'exposant, ou il peut être considéré comme implicite et fixe. Le facteur d'échelle attaché à la donnée est par

conséquent constant. La figure (4.2) représente une donnée en virgule fixe composée d'un bit de signe et de b bits, tel que $b = n_{MSB} + n_{LSB}$. Les paramètres n_{MSB} et n_{LSB} sont des entiers représentant la distance, en nombre de bits, entre la virgule et les bits le plus significatif, ou MSB pour *Most Significant Bit*, et le bit le moins significatif, ou LSB pour *Least Significant Bit*, respectivement. Nous utiliserons dans la suite du document la notation (b, n_{MSB}, n_{LSB}) pour définir le format d'une donnée.

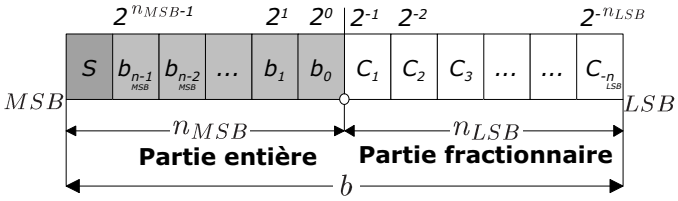


FIG. 4.2 : *Représentation des données en virgule fixe.*

Codage des données en complément à deux :
La représentation en code complément à deux ou CA2 est très utilisée car elle possède des propriétés arithmétiques très intéressantes pour l'addition et la soustraction. En effet, même si les résultats intermédiaires d'une série d'additions sont en dehors du domaine de définition du codage, le résultat final sera correct si celui-ci appartient au domaine de définition du codage. De plus, l'implantation dans les processeurs numériques des opérateurs traditionnels qui utilisent ce code est facilitée. Le bit de signe va servir de limite aux valeurs positives et négatives. Ainsi, les valeurs positives de x seront représentées comme une somme de bits ayant des poids différents. Les valeurs négatives seront représentées comme une soustraction entre la valeur maximale possible, la représentation du bit de signe, et entre la somme des bits de poids plus faibles. Enfin, ce code à l'avantage de ne posséder qu'une seule représentation de la valeur zéro, contrairement à d'autre représentations [127]. La représentation de la valeur d'une donnée x peut s'écrire comme suit :

$$x = -2^{n_{MSB}} S + \sum_{i=-n_{LSB}}^{n_{MSB}-1} b_i 2^i \ . \tag{4.6}$$

Le domaine de définition $\mathbf{D_R}$ de ce code n'est pas symétrique par rapport à l'origine, il s'exprime selon :

$$\mathbf{D_R} = \left[-2^{n_{MSB}}; 2^{n_{MSB}} - 2^{-n_{LSB}}\right] \ . \tag{4.7}$$

Le pas de quantification correspond à la distance q entre deux valeurs représentables successives. Il est fonction du domaine de définition du codage et du nombre de valeurs représentables N_{card} :

$$q = \frac{(2^{n_{MSB}} - 2^{-n_{LSB}}) - (-2^{n_{MSB}})}{N_{card} - 1} = 2^{-n_{LSB}} \ . \tag{4.8}$$

Le niveau de dynamique $\mathbf{N_D}$ correspond au rapport entre les valeurs absolues maximales et minimales représentables par le code. Il peut être exprimé en dB par la relation suivante [126] :

$$\mathbf{N_D} = 20 \log \left(\frac{\max \mid x \mid}{\min \mid x \mid} \right) \simeq 20(b-1) \log (2) \ . \tag{4.9}$$

Cette dernière représentation présente de nombreux avantages, dont une complexité moindre des architectures cibles. C'est pourquoi, nous considérons dans la suite du document que les données sont codées en virgule fixe avec une représentation en CA2. Le format des données ayant été choisi, nous allons maintenant nous attacher à l'impact de ce format de données sur les opérations élémentaires.

4.1.2 Définition des règles de l'arithmétique virgule fixe

4.1.2.1 Addition

De manière à additionner deux opérandes a et b, ils doivent posséder un format de données commun (type de représentation, longueur de la partie entière, longueur de la partie fractionnaire). Si cette condition n'est pas respectée, il est nécessaire de modifier le format des opérandes afin d'obtenir un format identique $(b^c, n^c_{MSB}, n^c_{LSB})$. Le format qui garantit l'absence de perte d'information est le suivant :

$$\begin{array}{ll} n^c_{MSB} & = \max(n^a_{MSB}, n^b_{MSB}) \ , \\ n^c_{LSB} & = \max(n^a_{LSB}, n^b_{LSB}) \ , \\ b^c & = n^c_{MSB} + n^c_{LSB} + 1 \ . \end{array} \tag{4.10}$$

Pour les données dont le format diffère du format commun, il est nécessaire d'étendre le nombre de bits des parties entières et fractionnaires en suivant certaines règles. Tout d'abord, les $(n^c_{LSB} - n^a_{LSB})$ bits supplémentaires, de la partie fractionnaire, sont mis à 0. Ensuite, les $(n^c_{MSB} - n^a_{MSB})$ nouveaux bits, de la partie entière, prennent la valeur du bit de signe. Dès lors, le format du résultat de l'addition des deux opérandes se représentera comme précédemment par l'expression 4.11. Un débordement est obtenu si le résultat de l'addition des deux opérandes n'appartient au domaine de définition $\mathbf{Dc} = [-2^{n^c_{MSB}}; 2^{n^c_{MSB}} - 2^{-n^c_{LSB}}]$. Dans ce cas, un bit supplémentaire est indispensable pour coder la partie entière du résultat de l'addition, ce bit supplémentaire s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} n_{LSB}^{Add} &= n_{LSB}^{c} \ , \\ n_{MSB}^{Add} &= \begin{cases} n_{MSB}^{c} + 1 & \text{si} \quad a + b \notin \mathbf{Dc} \ , \\ n_{MSB}^{c} & \text{si} \quad a + b \in \mathbf{Dc} \ . \end{cases} \end{aligned} \tag{4.11}$$

4.1.2.2 Multiplication

Pour qu'une multiplication soit possible, les deux opérandes doivent posséder la même représentation, soit $b^a = b^b$. Toutefois, le nombre de bits réservés pour chaque partie peut être différent. Néanmoins, il est nécessaire avant d'effectuer l'opération, d'étendre le bit de signe. La multiplication de deux nombres en virgule fixe entraîne le doublement du bit de signe. Pour un code à complément à 2, le format du résultat de la multiplication de deux opérandes a et b est alors la suivante :

$$\begin{aligned} n_{MSB}^{Mult} &= n_{MSB}^{a} + n_{MSB}^{b} + 1 \ , \\ n_{LSB}^{Mult} &= n_{LSB}^{a} + n_{LSB}^{b} \ , \\ b^{Mult} &= b^{a} + b^{b} \ . \end{aligned} \tag{4.12}$$

4.1.3 Processus de codage

Cette section a pour but de présenter les caractéristiques des différentes lois de quantification et de dépassement utilisées pour des données codées en virgule fixe. Pour cela, nous prenons les valeurs arbitraires x et y comprises respectivement dans les domaines de définition $\mathbf{D}$ et $\mathbf{D_R}$, y appartenant au domaine de définition du codage choisi. Le domaine de définition $\mathbf{D_R}$ est borné par les valeurs X_{min} et X_{max}. Nous définissons le sous-ensemble $\mathbf{D_D}$ de $\mathbf{D}$ regroupant l'ensemble des valeurs de $\mathbf{D}$ comprises dans l'intervalle [X_{min} ;X_{max}]. A partir de cela, deux phénomènes peuvent se produire : le dépassement du domaine de définition et le manque de précision. La loi de dépassement associe à l'ensemble des valeurs x de $\mathbf{D}$ une valeur $D(x) = y$ qui appartient au domaine $\mathbf{D_D}$. La fonction de dépassement $f_D(x)$ est définie ci-dessous :

$$f_D(x) = \begin{cases} x & \forall x \in \mathbf{D_D} \ , \\ D(x) & \forall x \notin \mathbf{D_D} \ . \end{cases} \tag{4.13}$$

Les fonctions appliquées aux lois de dépassement sont exposées dans la section suivante. En ce qui concerne, la loi de quantification, elle s'applique à l'ensemble des valeurs x appartenant au domaine $\mathbf{D_D}$. Elle associe à ces valeurs x les valeurs représentables y. Sa fonction de quantification $f_Q(x)$ associée peut s'exprimer comme suit :

$$f_Q(x) = Q(x) \quad \forall x \in \mathbf{D_D} \ . \tag{4.14}$$

La fonction de quantification $Q(x)$ associée à la loi de quantification sera détaillée dans la section suivante. Les lois de quantification et de dépassement étant définies, le processus de quantification global peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$x \longrightarrow f_Q(f_D(x)) = \begin{cases} Q(x) & \forall x \in \mathbf{D_D} \ , \\ D(x) & \forall x \notin \mathbf{D_D} \ . \end{cases} \tag{4.15}$$

4.1.3.1 Lois de dépassement

Arithmétique de saturation : Cette loi appelée *loi de saturation*, illustrée sur la figure (4.6).a, consiste à saturer les valeurs sortant du domaine $\mathbf{D_D}$. La fonction de dépassement $D(x)$ associée peut s'exprimer :

$$D(x) = \begin{cases} X_{min} & \forall x \leq X_{min} \ , \\ X_{max} & \forall x \geq X_{max} \ . \end{cases} \tag{4.16}$$

Arithmétique modulaire : Cette loi de dépassement modulaire, illustrée sur la figure (4.6).b, substitue aux valeurs de x n'appartenant pas au domaine $\mathbf{D_D}$, x *modulo* $[X_{max} - X_{min}]$.

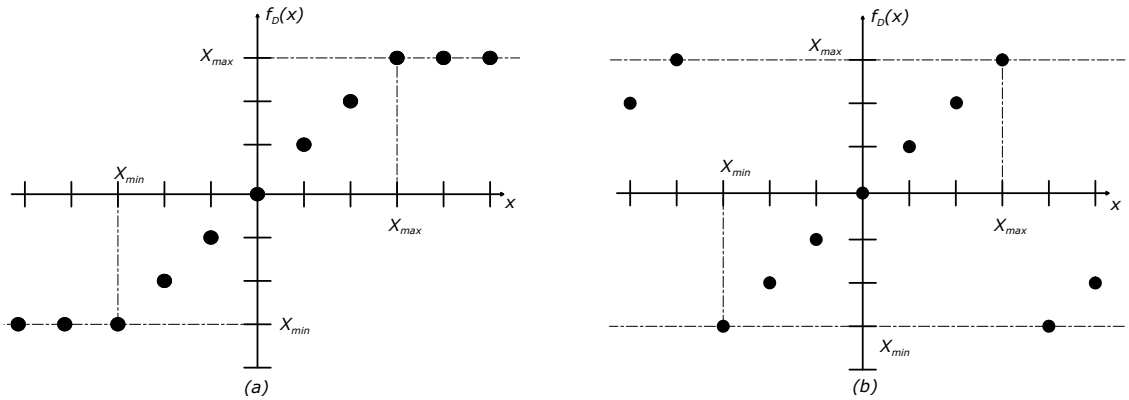


FIG. 4.3 : *Caractéristiques des lois de dépassement*

4.1.3.2 Lois de quantification

Le domaine représentable $\mathbf{D_D}$ est subdivisé en N_{val} sous domaines juxtaposés Δ_i de valeurs y_i avec $i = 1, 2, \ldots, N_{val}$. La fonction de quantification associée à la loi de quantification fait correspondre à tout x appartenant au domaine Δ_i la valeur y_i :

$$Q(x) = y_i \ , \quad \forall x \in \Delta_i \ . \tag{4.17}$$

Loi de quantification par arrondi : La fonction de quantification associée à la loi de quantification par arrondi, illustrée sur la figure (4.4), revient à choisir la valeur représentable la plus proche de la valeur à quantifier en prenant la médiane de chaque intervalle Δ_i :

$$y_i = \frac{u_{i+1} - u_i}{2} = u_i + \frac{q}{2} \qquad \forall x \in \Delta_i = [u_i; u_{i+1}] \ . \tag{4.18}$$

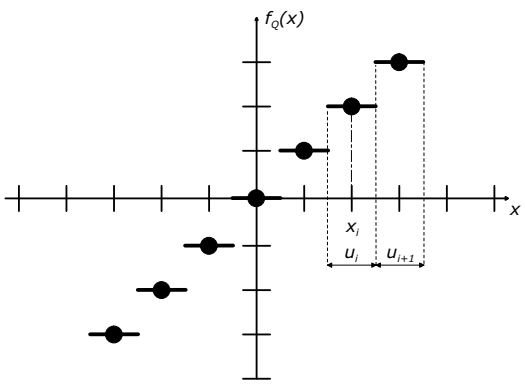


FIG. 4.4 : *Caractéristiques de la loi de quantification par arrondi*

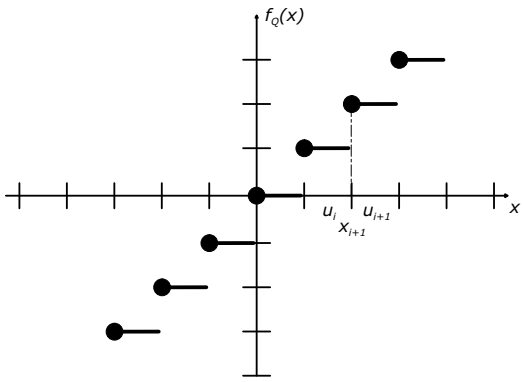


FIG. 4.5 : *Caractéristiques de la loi de quantification par troncature pour une représentation en* CA2

FIG. 4.6 : *Caractéristiques des lois de dépassement*

Loi de quantification par troncature : La fonction de quantification associée à la loi de quantification consiste à tronquer un certain nombre de bits de poids faible. La quantification par troncature dans le cas d'une représentation en CA2, illustrée sur la figure (4.5), revient donc à prendre la valeur représentable immédiatement inférieure à la valeur à quantifier $y_i = u_i$.

4.1.4 Modélisation du processus de quantification

Nous nous intéressons ici à la modélisation du processus de quantification d'un signal analogique. Il est montré que ce processus de quantification peut être modélisé par un système linéaire où le signal quantifié est égal à la somme du signal d'origine et d'un bruit uniformément distribué de quantification. Cette analyse a été réalisée par Widrow [128, 129, 130].

Nous avons vu que la quantification d'un signal x appartenant à un domaine $\mathbf{D}$ conduit à un signal y appartenant à un domaine $\mathbf{D_D}$. De plus, la quantification du signal x de densité de probabilité $p_x(x)$ aboutit à une densité de probabilité discrète $p_y(y)$ composée de N_{val} valeurs p_k. Chaque valeur p_k est égale à la probabilité que l'amplitude du signal x soit comprise dans l'intervalle $\Delta_k = [u_k, u_{k+1}]$. Elle correspond à l'aire de la densité de probabilité de x dans l'intervalle Δ_k. Dès lors, la densité de probabilité $p_y(y)$ peut s'exprimer comme suit :

$$p_y(y) = \sum_{k=1}^{N_{val}} p_k \delta(y - k.q) \quad \text{avec} \quad p_k = \int_{\Delta_k} p_x(x)dx \ . \tag{4.19}$$

Les travaux de Widrow ont permis d'établir que si la condition proposée dans [130] est respectée, alors la variable aléatoire y est égale à la somme de deux variables aléatoires indépendantes x et e de densités de probabilité respectives $p_x(x)$ et $p_e(e)$. Par conséquent, le processus de quantification peut être modélisé par un système linéaire, illustré sur la figure (4.7). La sortie y du système linéaire est alors égale à la somme du signal d'entrée x avec une variable aléatoire e, dont la densité de probabilité est uniforme dans l'intervalle $[\frac{-q}{2}, \frac{q}{2}]$. Cette variable aléatoire e est appelée bruit de quantification ou erreur de quantification.

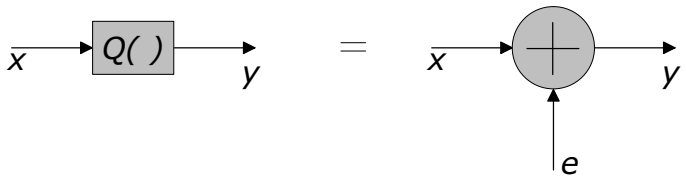


FIG. 4.7 : *Modélisation du bruit de quantification.*

Les expressions des moments du premier et du second ordre de l'erreur de quantification sont les suivantes :

$$\mu_e = \int_{-\infty}^{\infty} e.p(e)de = \int_{\frac{-q}{2}}^{\frac{q}{2}} \frac{1}{q} e.de = 0 \ . \tag{4.20}$$

$$\sigma_e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (e - \mu_e)^2 p(e)de = \int_{\frac{-q}{2}}^{\frac{q}{2}} \frac{e^2}{q}.de = \frac{q^2}{12} \ . \tag{4.21}$$

Cette section nous a permis d'introduire le codage du format des données que nous utiliserons par la suite. Elle nous a également permis de définir les différentes lois de saturation ou d'arrondi en associant une valeur quelconque à un format de codage de données fixe. Les concepts de fonction de dépassement, de pas de quantification et d'erreurs de quantification ont ainsi pu être introduits. La section suivante sera dédiée à l'étude et à l'optimisation des fonctions présentes dans les systèmes étudiés. Nous nous attacherons alors au format de codage des données mais aussi à la complexité de mise en œuvre des opérations de traitement des systèmes étudiés.

4.2 Etude de complexité, de format de données et optimisations des fonctions

Le chapitre 3 a permis de décrire et de dimensionner les algorithmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA à implanter. Compte tenu des paramètres proposés, il est nécessaire d'évaluer la complexité des différentes fonctions mises en œuvre. Ainsi, l'implantation des systèmes requière la détermination d'une structure de réalisation optimisée. Une fois la structure des systèmes définis, il convient d'étudier le format de codage des données à utiliser, d'estimer la nature et le nombre, en millions d'opérations par seconde (MOPS), des opérations élémentaires à réaliser ainsi que d'évaluer le coût mémoire des applications. Ces études sont réalisées sous contraintes de temps et de débit imposées par les spécifications de nos systèmes. Les résultats de cette étude détermineront alors la distribution des opérations en fonction des composants considérés, DSP ou FPGA.

4.2.1 Éléments de complexité et étude du format de données des fonctions mises en œuvre

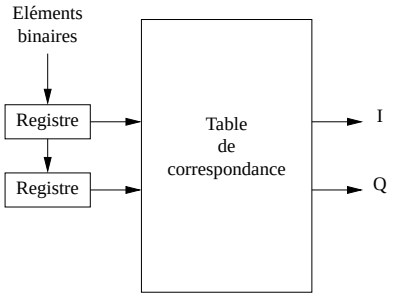
L'étude présentée dans le chapitre précédent a déterminé que les modems MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA sont constitués de fonctions dont la réalisation peut être étudiée indépendamment. Ainsi, l'analyse de cette section se fera sur chaque opération élémentaire présente dans les synoptiques du modem MC-CDMA des figures (3.17) et (3.18) et du modem OSTBC/MC-CDMA de la figure (3.21). Les études de complexité et du format de données ont été réalisées en considérant les configurations présentées lors du chapitre 3.

4.2.1.1 Les fonctions de codages binaires à symboles

L'opération de codage binaire à symbole consiste à faire correspondre une association de bits à un symbole issu d'un alphabet donné. Cet alphabet peut être de différentes natures, suivant le type de modulation employé (amplitude, phase, fréquence, ...). Les systèmes étudiés utilisent deux types de codage binaires à symbole, les modulations MDP-4 et MAQ-16.

Étude de complexité : Les opérations de modulation MDP-4 et MAQ-16 reposent sur l'association de deux et de quatre bits respectivement. Celle-ci est liée à des symboles complexes

définissant les valeurs des voies I et Q, en phase et en quadrature. La complexité engendrée par cette opération n'est donc pas significative. De plus, les caractéristiques de ces opérations se prêtent bien à l'architecture des composants FPGA. En effet, les éléments LUT, pour *Look Up Table*, permettent de réaliser facilement ce type d'opération. Ainsi, les figures (4.8) et (4.9) représentent respectivement la mise en œuvre des opérations MDP-4 et MAQ-16 sur ce type d'architecture.



Eléments binaires	voie I	voie Q
0 0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
0 1	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
1 0	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
1 1	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

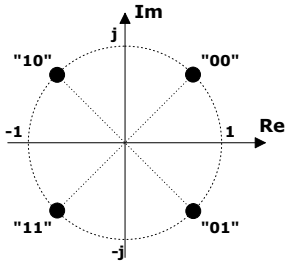
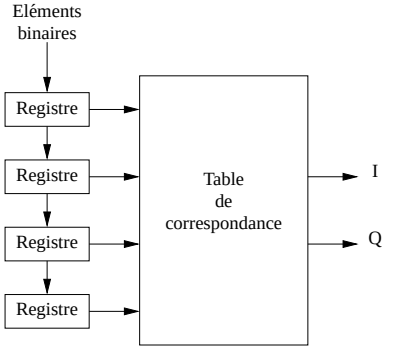


FIG. 4.8 : *Mise en œuvre de l'opération de modulation MDP-4 utilisant les éléments LUT du* FPGA *et représentation de sa constellation.*



Eléments binaires	voie I	voie Q
0 0 0 0	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0 0 0 1	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0 0 1 0	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0 0 1 1	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0 1 0 0	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0 1 0 1	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0 1 1 0	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0 1 1 1	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1 0 0 0	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1 0 0 1	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1 0 1 0	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1 0 1 1	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1 1 0 0	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1 1 0 1	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1 1 1 0	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1 1 1 1	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$

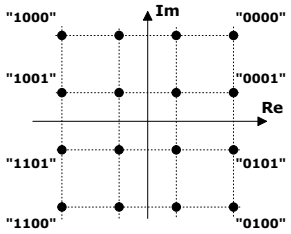


FIG. 4.9 : *Mise en œuvre de l'opération de modulation MAQ-16 utilisant les éléments LUT du* FPGA *et représentation de sa constellation.*

Format des données associé à l'opération de codage binaire à symbole : D'après les figures (4.8) et (4.9), les maxima du codage binaire à symbole, Mod_{max} et Mod_{min}, sont les suivants :

$$\text{Dans le cas d'une MDP-4} \quad \begin{cases} Mod_{max} = |\frac{1}{\sqrt{2}}| \\ Mod_{min} = |\frac{1}{\sqrt{2}}| \end{cases} \tag{4.22}$$

$$\text{Dans le cas d'une MAQ-16} \quad \begin{cases} Mod_{max} = |\frac{3}{\sqrt{10}}| \\ Mod_{min} = |\frac{1}{\sqrt{10}}| \, . \end{cases} \tag{4.23}$$

Les extrema des fonctions de dépassement et de quantification associés au codage binaire à symbole, respectivement f_{Dmax}, f_{Dmin} et f_Q sont les suivants :

$$\text{Dans le cas d'une MDP-4} \quad \begin{cases} f_{Dmax} = \pm 1 \\ f_{Dmin} = \pm 1 \\ f_Q = \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \tag{4.24}$$

$$\text{Dans le cas d'une MAQ-16} \quad \begin{cases} f_{Dmax} = \pm 3 \\ f_{Dmin} = \pm 1 \\ f_Q = \pm \frac{1}{\sqrt{10}} \, . \end{cases} \tag{4.25}$$

Les résultats obtenus permettent de mettre en exergue les contraintes liées au dimensionnement du format des données inhérentes à la fonction de codage binaire à symbole. Dès lors, le nombre de bits associés à la dynamique, n_{MSB}^{Mod}, et au pas de quantification, n_{LSB}^{Mod}, peut être étudié. Le choix du format de codage doit être unique pour les deux opérations de modulation. Ainsi, la même implantation du système pourra disposer des deux types de modulations. Concernant n_{MSB}^{Mod}, le choix de codage est aisé. En effet, la dynamique maximale, f_{Dmax}, et la dynamique minimale, f_{Dmin}, entre les deux opérations de modulation sont respectivement égaux à ± 3 et ± 1. Dès lors, la valeur représentée par n_{MSB}^{Mod} doit être inclue dans l'intervalle $[-3; 3]$. Il en découle que n_{MSB}^{Mod} peut être codé au minimum en CA2 sur 3 bits.

La détermination du pas de quantification q, est quant à elle plus délicate. Le pas de quantification doit minimiser l'erreur de quantification des deux opérations de modulation. La figure (4.10) représente les valeurs du pas de quantification q en fonction du nombre de bits associés à la partie fractionnaire n_{LSB}^{Mod} ainsi que l'erreur de quantification e qui en découle. Deux résultats peuvent en être extraits. En premier lieu, le gain significatif en terme de minimisation de l'erreur de quantification est obtenu avec un nombre de bits associés à la partie fractionnaire faible. Le second résultat concerne la distance Euclidienne d_{MDP4} et d_{MAQ16} entre deux états successifs des opérations de modulation MDP-4 et MAQ-16. Les distances Euclidiennes peuvent s'exprimer comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} d_{MDP4} &= \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{-1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{2} \, , \\ d_{MAQ16} &= \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{10}} - \frac{-1}{\sqrt{10}}\right)^2} = \frac{2}{\sqrt{10}} \, . \end{aligned} \tag{4.26}$$

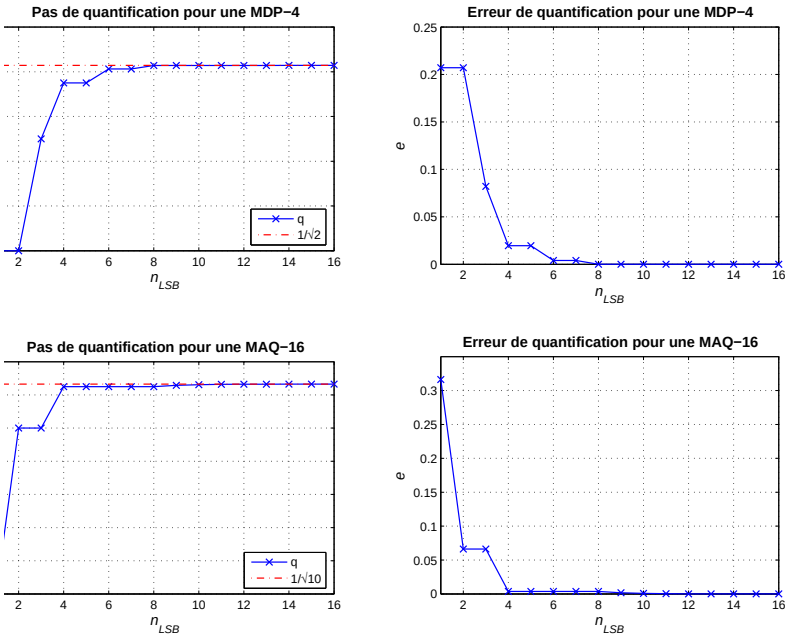


FIG. 4.10 : *valeurs du pas de quantification q et de l'erreur de quantification e engendrée, en fonction du nombre de bits associés à la partie fractionnaire n_{LSB}^{Mod}.*

L'impact de l'erreur de quantification sur les distances Euclidiennes dans le cas $n_{LSB}^{Mod} = 3$ peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} e_{MDP4} &= d_{MDP4} - \sqrt{(0,625+0,625)^2} \simeq 1,642 * 10^{-1} \ , \\ e_{MAQ16} &= d_{MAQ16} - \sqrt{(0,25+0.25)^2} \simeq 1,324 * 10^{-1} \ . \end{aligned} \tag{4.27}$$

Dans le cas $n_{LSB}^{Mod} = 6$, l'erreur de quantification peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} e_{MDP4} &= d_{MDP4} - \sqrt{(0,7031+0,7031)^2} \simeq 8,013 * 10^{-3} \ , \\ e_{MAQ16} &= d_{MAQ16} - \sqrt{(0,3125+0.3125)^2} \simeq 7,455 * 10^{-3} \ . \end{aligned} \tag{4.28}$$

La comparaison des équations 4.27 et 4.28 confirme l'impression intuitive première, c'est à dire de coder la partie fractionnaire avec le maximum de bits afin de minimiser les erreurs de quantification et de s'approcher au maximum de la distance Euclidienne théorique entre deux états successifs du codage binaire à symbole. Cependant, le nombre de bits dédiés à la partie fractionnaire doit être restreint au maximum afin d'alléger les calculs et donc diminuer la complexité et la consommation global du système. Dès lors, des compromis doivent être consentis

afin de limiter n_{LSB}^{Mod} tout en minimisant l'erreur de quantification. Nous considérerons dans le reste de notre étude deux pas de quantification, $n_{LSB}^{Mod} = 3$ et $n_{LSB}^{Mod} = 6$, afin d'étudier l'impact de ce paramètre sur les performances globales du système.

En résumé, le format de données utilisé pour l'opération de codage binaire à symbole est $n_{MSB}^{Mod} = 3$ pour la partie entière et $n_{LSB}^{Mod} = 3$ ou $n_{LSB}^{Mod} = 6$ pour la partie fractionnaire.

4.2.1.2 L'étalement de spectre

Les codes utilisés en MC-CDMA pour réaliser l'étalement de spectre sont des codes orthogonaux de Walsh-Hadamard [105, 97, 117, 131]. Cette opération correspond, comme l'indique la relation 3.23 du chapitre 3, au produit du vecteur des informations de chaque utilisateur par la matrice des codes d'étalement. Les séquences de codes de Walsh-Hadamard correspondent aux colonnes de la matrice de Hadamard $\mathbf{C}_{L_c}$. Par définition, cette dernière vérifie la relation d'orthogonalité [132] :

$$\mathbf{C}_{L_c}\mathbf{C}_{L_c}^T = L_c\mathbf{I}_{L_c} \ , \tag{4.29}$$

où $\mathbf{I}_{L_c}$ désigne la matrice identité de taille $L_c \times L_c$. Les matrices le plus souvent utilisées sont des matrices basées sur la construction dite de Sylvester-Hadamard, grâce à leur facilité de mise en œuvre. Ces matrices, de taille L_c qui est une puissance de 2, sont construites de la manière suivante :

$$\mathbf{C}_{L_c} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{\frac{L_c}{2}} & \mathbf{C}_{\frac{L_c}{2}} \ , \\ \mathbf{C}_{\frac{L_c}{2}} & -\mathbf{C}_{\frac{L_c}{2}} \ , \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \ . \tag{4.30}$$

Selon [133], ces matrices peuvent s'écrire différemment. Cette expression est construite de manière récursive en utilisant le produit de Kronecker noté $\otimes$:

$$\mathbf{C}_{L_c} = \mathbf{C}_2 \otimes \mathbf{C}_{\frac{L_c}{2}} \ . \tag{4.31}$$

Cette expression permet de déduire que le calcul des données étalées est réalisé sur $\log_2 L_c$ étages. Dès lors, la mise en œuvre de l'opération d'étalement, avec ces codes orthogonaux, peut être efficacement réalisée à partir d'une transformée d'Hadamard rapide, THR ou FHT pour *Fast Hadamard Transform*. Ainsi, $L_c \log_2 L_c$ opérations sur des symboles complexes seront réalisés, au lieu des $L_c \times L_c$ opérations théoriquement requises. De par la structure des matrices, les opérations réalisées correspondent uniquement à des additions et des soustractions. De cette façon, cette solution nécessitera $2L_c \log_2 L_c$ opérations réelles. A titre d'exemple, la figure (4.11) illustre l'étalement effectué sur des données modulées pour des séquences de taille L_c=8.

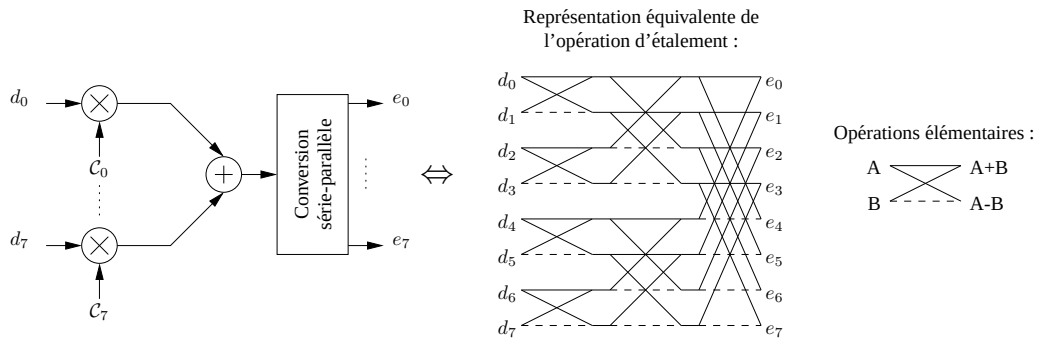


FIG. 4.11 : *Réalisation de l'opération d'étalement par transformée d'Hadamard rapide pour L_c=8.*

L'emploi de cette structure présente plusieurs avantages. Tout d'abord, cette solution permet un traitement parallèle et en place[1] des données des différents utilisateurs sans requérir à la mémorisation de l'ensemble des séquences d'étalement. Ensuite, l'analyse réalisée dans [78] a permis de déterminer l'évolution du nombre d'opérations nécessaires pour réaliser l'opération d'étalement de spectre en utilisant un étalement classique[2] et une THR suivant la charge en utilisateurs du système. Cette analyse justifie l'utilisation de la THR pour la réalisation de l'opération d'étalement de spectre. Ce résultat est également valide pour un système n'évoluant pas à pleine charge et ce d'autant plus si les codes sont longs.

La complexité de cette opération peut être évaluée en nombre d'opérations. En effet, dans les configurations considérées, l'opération d'étalement de spectre doit être réalisée N_b fois par symbole MC-CDMA. Par conséquent, pour une fréquence de fonctionnement de f_s, le nombre d'opérations O_{etal} à réaliser par seconde est donné par la relation suivante :

$$O_{etal} = \frac{f_s}{N_p + N_g} N_b \times 2L_c \log_2 L_c \ . \tag{4.32}$$

Dans la première configuration étudiée, le nombre d'opérations à effectuer par seconde vaut donc, au maximum pour L_c=16, 106 MOPS. Dans la seconde configuration traitée, cette valeur maximale pour L_c=64 vaut 417 MOPS. Dans la troisième configuration, liée au projet PALMYRE, le nombre d'opérations à effectuer par seconde vaut donc, au maximum pour L_c=32, 139 MOPS.

Des tests d'implantations de cette opération ont été effectués sur le composant DSP TMS320-C6701, DSP en virgule flottante, par Sébastien Le Nours [78]. Bien que la limite théorique du DSP soit de 666 MOPS sur des mots de 32 bits, les contraintes imposées par les spécifications du système sont dépassées dès lors que la longueur des codes d'étalement est supérieure à 16.

Aussi, la structure de l'opération de THR composée de papillons élémentaires, formés d'une addition et d'une soustraction, permet une implantation optimisée sur FPGA. La figure (4.12) est une implantation possible de cet algorithme. Elle est réalisée par l'exécution pipeline des

[1] Le résultat d'une opération peut occuper le même emplacement mémoire que les données consommées.
[2] Cette solution applique directement une séquence d'étalement spécifique à chaque utilisateur.

différents étages de traitements [134]. Cette représentation considère la manipulation de symboles complexes de données. De par cette représentation, le nombre d'étages est déterminé par la longueur d'étalement L_c et vaut $log_2 L_c$. La latence entre les données manipulées est déterminée par la profondeur des registres à décalage de chaque étage.

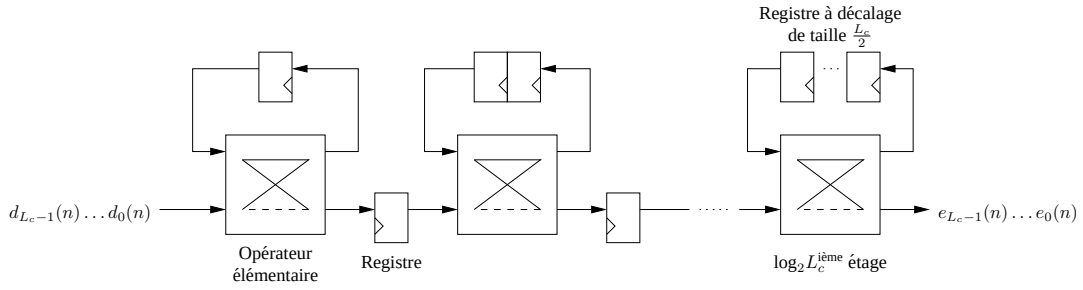


FIG. 4.12 : *Structure matérielle de réalisation de l'opération d'étalement par* THR.

Cette organisation permet le calcul de chaque jeu de L_c données étalées en un temps de $L_c T_h$, d'où un temps de $N_b L_c T_h$ pour un symbole MC-CDMA, où T_h désigne la période de l'horloge de fonctionnement du dispositif présenté. Les contraintes relatives au système étudié imposent alors une période de fonctionnement de 75 ns pour la première configuration, de 28.75 ns pour la seconde et de 66,66 ns pour la troisième, soit des fréquences de fonctionnement d'au moins 13.3 MHz, 34.7 MHz et 15 MHz.

En réception, l'opération de désétalement des données de tous les utilisateurs est effectuée par la matrice $\mathbf{C}_{L_c}^{-1}$, égale à $\mathbf{C}_{L_c}$. Il est ainsi possible d'utiliser la même structure en émission et en réception. Il est également possible de réaliser un filtre adapté au code de l'utilisateur considéré. Cependant, l'utilisation de la THR permettra de désétaler toutes les données des différents utilisateurs garantissant ainsi une plus grande généricité du système implanté.

Format des données associé à l'opération d'étalement de spectre : La détermination du format des données se décompose encore ici en deux parties distinctes : la détermination du pas de quantification ainsi que de la dynamique.

– **Pas de quantification** : concernant le pas de quantification n_{LSB}^{Etal}, dans la section 4.1.4, nous avons vu que l'erreur de quantification peut se représenter comme une variable aléatoire que l'on vient additionner à la valeur réelle. Le maximum de l'erreur de quantification en sortie de l'opération d'étalement e_{THR} peut donc se représenter comme la somme des erreurs de quantification e_i apparaissant aux étages de la THR.

$$e_{THR} = \sum_{i=1}^{\log_2 L_c} e_{Mod} \ , \tag{4.33}$$

avec e_{Mod} représentant l'erreur associée au codage binaire à symbole considérée. Ainsi, l'impact du choix du pas de quantification sur l'erreur de quantification peut être étudié. Le tableau (4.1) réunit les maxima de l'erreur de quantification en sortie d'une opération

d'étalement de 32 codes en fonction du pas de quantification et du codage binaire à symbole utilisée.

	$n_{LSB}^{Mod} = 3$	$n_{LSB}^{Mod} = 6$
MDP-4	0.821	$4.006 * 10^{-2}$
MAQ-16	0.662	$3.727 * 10^{-2}$

TAB. 4.1 : *Erreur de quantification en sortie de l'opération d'étalement ($L_c = 32$) en fonction du pas de quantification et de la modulation choisie.*

Ces résultats montrent que l'impact de l'erreur de quantification sur le résultat final, appelé également bruit de calcul, n'est pas équivalent suivant le pas de quantification choisi. En effet, l'impact de l'erreur de quantification dans le cas où $n_{LSB}^{Mod} = 3$ sera plus élevé que dans le cas où $n_{LSB}^{Mod} = 6$. La valeur du pas de quantification pour $n_{LSB}^{Mod} = 3$ et $n_{LSB}^{Mod} = 6$ est respectivement $q^{Mod} = 0.125$ et $q^{Mod} = 1.5625 * 10^{-2}$. L'erreur introduite sera alors supérieure au pas de quantification dans les deux cas. Ainsi, des approximations seront alors réalisées entraînant des erreurs d'arrondis.

– **Dynamique des données** : La structure de la THR faite d'additions et de soustractions implique une grande dynamique, illustrée sur la figure (4.13). En effet, la dynamique maximale en sortie d'une THR exprimée par les extrema de la fonction de dépassement est la suivante :

$$f_{Dmax} = |L_c * A_{max}| \ , \tag{4.34}$$

avec L_c la longueur des codes d'étalement et A_{max} l'amplitude maximale en entrée de l'opération d'étalement. f_{Dmax} est obtenue à pleine charge, lorsque l'amplitude du codage binaire à symbole est maximale et que le signe de chaque code utilisateur émettant au même instant t est égal au signe ou à son opposé de chaque chip du code de la THR. Dans l'exemple suivant, nous prenons une THR avec une longueur de code $L_c = 4$ et quatre utilisateurs émettant un symbole M-aire d'amplitude maximale A_{max} à l'instant t. L'opération d'étalement sera la suivante :

$$\begin{pmatrix} A_{max} \\ A_{max} \\ A_{max} \\ A_{max} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4 * A_{max} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} . \tag{4.35}$$

Ici, le signe de chaque code des quatre utilisateurs émettant au même instant t est égal au signe du premier code de la THR. On obtiendra donc une amplitude en sortie de l'opération d'étalement de $L_c * A_{max}$ soit $4 * A_{max}$. Dans ce cas, l'amplitude maximale sera située sur la première sous-porteuse, et l'amplitude sur les autres sous-porteuses sera nulle. Une telle configuration n'est pas souhaitable. En effet, cette configuration a pour conséquence de retrouver toutes les informations émises, à un instant t, par les N_u utilisateurs empilées sur la même sous-porteuse. Dès lors, le récepteur ne pourra pas profiter de la diversité fréquentielle dans ce cas particulier. De plus, cette configuration apportera l'amplitude maximale en sortie de l'opération d'étalement, et donc un possible débordement

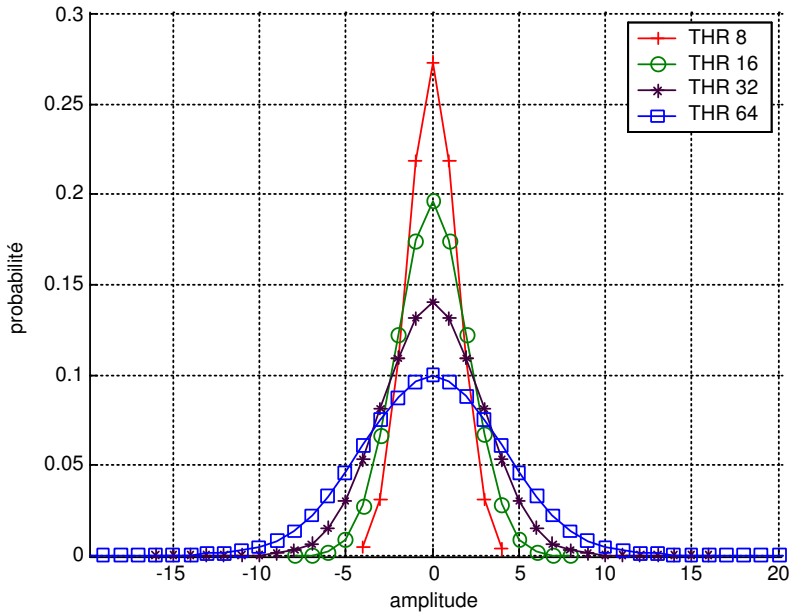


FIG. 4.13 : *Densité de probabilité d'amplitude en sortie de* THR *pour une amplitude en entrée unitaire.*

de l'intervalle de définition. Pour finir, cette configuration provoquera une forte variation d'amplitude sur le signal émis faisant apparaître des facteurs de crêtes importants. Ceci entraînera des distorsions d'amplitude et de phase sur le signal généré par l'amplificateur de puissance, lors du passage en Radio Fréquence [117]. Les variations d'amplitude de cette enveloppe sont généralement caractérisées par le PAPR pour *Peak-to-Average Power Ratio*. La probabilité d'obtenir cette configuration reste néanmoins faible. La probabilité $P_{L_c*A_{max}}$ d'obtenir l'amplitude maximale $L_c * A_{max}$ en sortie de l'opération d'étalement est égale à :

$$P_{L_c*A_{max}} = \frac{L_c + L_c}{2^{L_c}} \ . \tag{4.36}$$

Cependant, cette probabilité est également dépendante du codage binaire à symbole utilisé. A titre d'exemple, la figure (4.14) illustre la probabilité d'obtenir une amplitude maximale en sortie de l'opération d'étalement pour différentes modulations. Comme nous pouvons l'observer sur cette figure, la probabilité d'obtenir l'amplitude maximale en sortie de l'opération d'étalement est d'autant plus faible que la taille de la THR est grande. Par exemple, la probabilité d'obtenir l'amplitude maximale en sortie d'une opération d'étalement de taille $L_c = 32$ est de l'ordre de 10^{-8}. Ce phénomène se fait pressentir sur la figure (4.13). Les amplitudes de fortes dynamiques arrivent donc avec une probabilité faible comparées aux amplitudes proches de zéro. La figure (4.15) représente un agrandissement de la figure (4.13). Pour le cas $L_c = 32$, il est à noter la faible probabilité de forte amplitude en sortie de la THR.

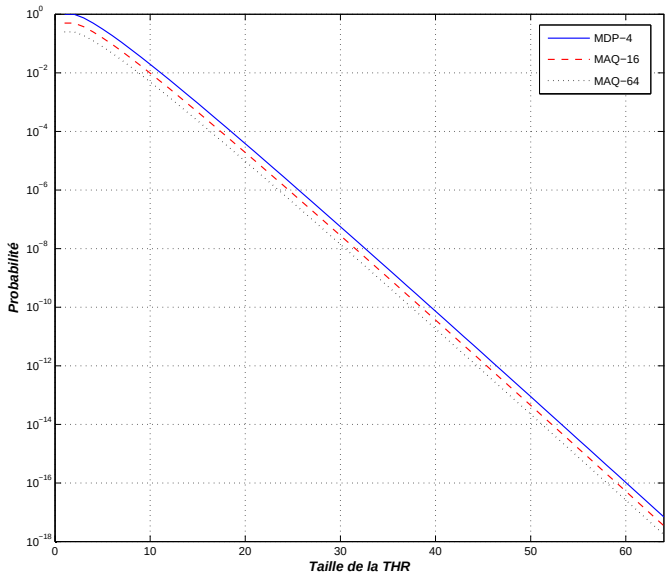


FIG. 4.14 : *Probabilité d'amplitude maximale en sortie de* THR *pour différentes modulations (MDP-4, MAQ-16 et MAQ-64).*

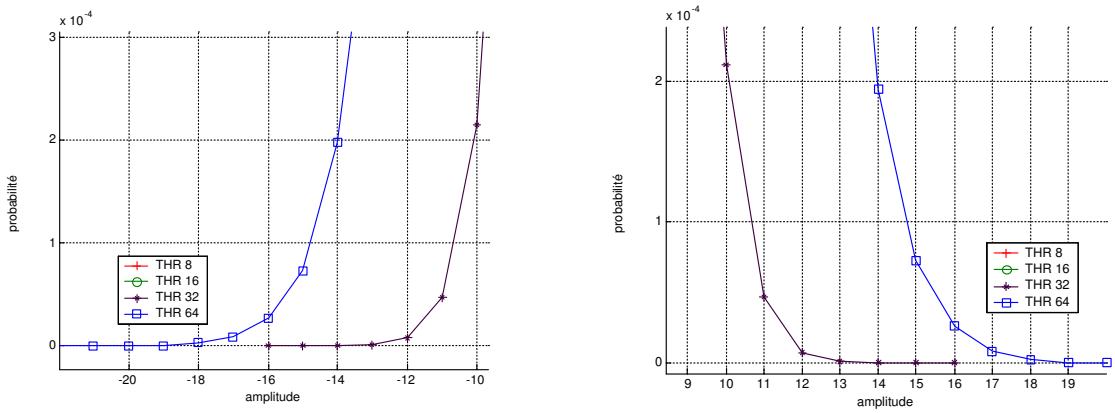


FIG. 4.15 : *Agrandissement de la densité de probabilté d'amplitude en sortie de la* THR.

Cette étude et celle présentée dans [135] montrent que le nombre de bits assignés à la partie entière n_{MSB}^{Etal} peut être réduit sans perte de performance en terme de TEB. Dès lors, en considérant un codage binaire à symbole MDP-4 ou MAQ-16 et une taille de code d'étalement $L_c = 32$, le nombre maximum de bits associés à la partie entière $n_{MSB_{max}}^{Etal}$ est égal à :

$$n_{MSB_{max}}^{Etal} = \lim_{sup} \log_2(L_c * Mod_{max}) \quad \text{avec} \quad 16 < L_c * Mod_{max} < 32 \ , \qquad (4.37)$$

avec $\lim_{sup} \log_2(x)$, une fonction calculant la limite supérieure de $\log_2(x)$ lorsque le résultat n'est pas entier. L'équation 4.37 montre que $n_{MSB_{max}}^{Etal} = 6$ soit l'amplitude maxi-

male en sortie de la THR $Etal_{max}$ comprise dans l'intervalle $[31; -32]$. n_{MSB}^{Etal} peut ainsi être réduit à 5 bits, soit un intervalle compris dans $[15; -16]$, ces résultats ont été exploités dans [136].

En résumé, le format de données utilisé pour l'opération d'étalement de spectre est $n_{MSB}^{Etal} = 5$ pour la partie entière et $n_{LSB}^{Etal} = 3$ ou $n_{LSB}^{Etal} = 6$ pour la partie fractionnaire.

4.2.1.3 L'entrelacement

L'opération d'entrelacement revient à disposer les données étalées sur différentes sous-porteuses du spectre afin de profiter au maximum de la diversité fréquentielle. Son organisation suit le schéma de la figure (3.16). La structure de cette opération ne permet pas un calcul en place des données entrelacées. Ainsi, les données devront être stockées dans des mémoires avant d'être traitées. Une représentation de la mise en œuvre possible de cette opération est illustrée sur la figure (4.16). Cette structure utilise deux mémoires simple port de taille N_{p_u} alternativement en lecture ou en écriture. La gestion de l'adresse de lecture définira l'ordre des données en sortie. Cette solution permettra un fonctionnement continu de l'opération d'entrelacement. Comme cette structure ne présente pas une complexité significative, sa mise en œuvre est possible sur DSP ou sur FPGA.

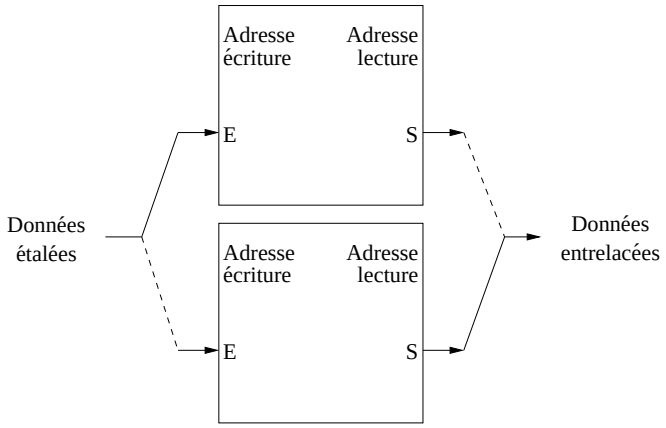


FIG. 4.16 : *Structure de réalisation de l'opération d'entrelacement à partir de mémoires.*

L'opération d'entrelacement des données ne réalise donc aucun calcul sur celles-ci. C'est pourquoi, le nombre de bits associés à la partie entière et fractionnaire resterons inchangés, à savoir respectivement $n_{MSB}^{Entrel} = n_{MSB}^{Etal}$ et $n_{LSB}^{Entrel} = n_{LSB}^{Etal}$.

4.2.1.4 Le zero-padding

Avant d'effectuer la modulation OFDM, un étage de zero-padding doit être réalisé afin d'éteindre N_{p_a} sous-porteuses. Ces dernières seront placées de chaque côté des N_{p_u} sous-porteuses utiles sur le spectre OFDM constitué de N_p sous-porteuses, comme l'illustre la figure (4.17). Pour

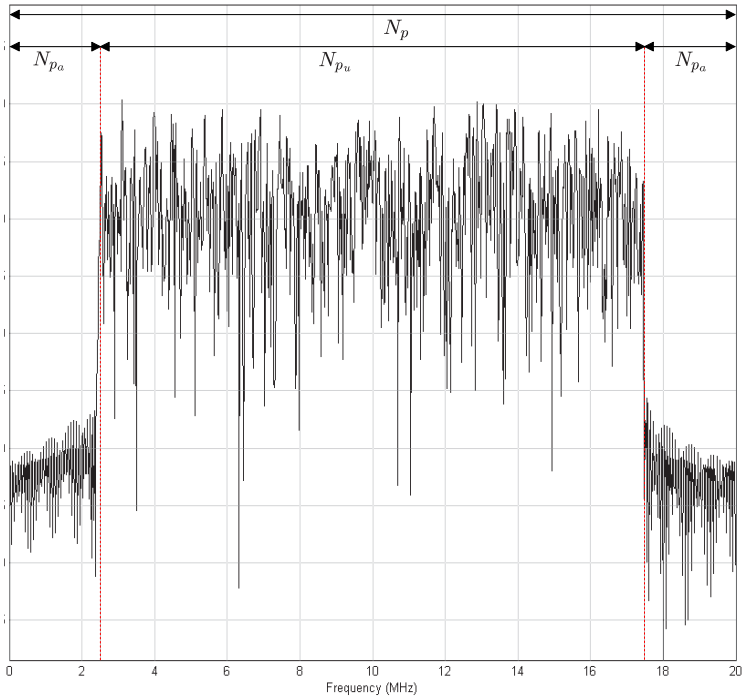


FIG. 4.17 : *Mise en évidence du zero-padding dans un symbol* OFDM

ce faire, une mémoire double-port[3] est utilisée. L'utilisation d'une seule mémoire double-port n'est possible que si le rythme des symboles OFDM garantit le non chevauchement des données. En terme de complexité, cette structure ne présente pas une complexité significative quant au respect des contraintes imposées. Cette fonction nécessite uniquement une mémoire double port de taille N_{p_u}, ainsi qu'une machine d'état permettant l'écriture et la lecture asynchrone. Sa mise en œuvre est possible sur DSP ou sur FPGA.

Ici encore, aucun calcul ne sera réalisé sur les données. Le nombre de bits associés à la partie entière et fractionnaire resterons encore inchangés, soit respectivement $n_{MSB}^{Zero-Pad} = n_{MSB}^{Entrel}$ et $n_{LSB}^{Zero-Pad} = n_{LSB}^{Entrel}$.

4.2.1.5 Le codeur OSTBC

Dans un contexte MIMO, l'emplacement du codeur OSTBC dans la chaîne de traitement est essentiel. En effet, après le codeur OSTBC, illustré sur la figure (4.18), le reste des étages du système ou leurs fréquences de fonctionnement sont dupliqués. Donc, pour réduire la complexité du système, le codeur OSTBC [103] doit se placer au plus près des antennes. De part sa commutati-

[3]Une mémoire double-port est une mémoire comportant deux couples d'entrées/sorties indépendants. Ainsi, par exemple, pendant qu'une écriture se réalise, une lecture peut se faire de manière synchrone ou asynchrone. Si les deux entrées tentent d'écrire à la même adresse, un mécanisme de priorité sur les entrées est mis en oeuvre afin de garantir le bon fonctionnement de la mémorisation et le non chevauchement des données.

vité, cette opération peut se réaliser à n'importe quel niveau de la partie fréquentielle de la chaîne de traitement. De manière à réduire au maximum la complexité du système, le codeur OSTBC doit être placé juste avant la modulation OFDM. La construction du symbole temps-espace n'est constitué que de complexes conjugués des données entrantes, sa complexité est donc moindre, sa mise en œuvre est alors possible sur DSP ou sur FPGA.

En ce qui concerne le format des données, il sera encore une fois inchangé. Les données sont seulement inversées ou non. Le nombre de bits associés à la partie entière et fractionnaire restera inchangé, soit respectivement $n_{MSB}^{ostbc} = n_{MSB}^{Zero-Pad}$ et $n_{LSB}^{ostbc} = n_{LSB}^{Zero-Pad}$.

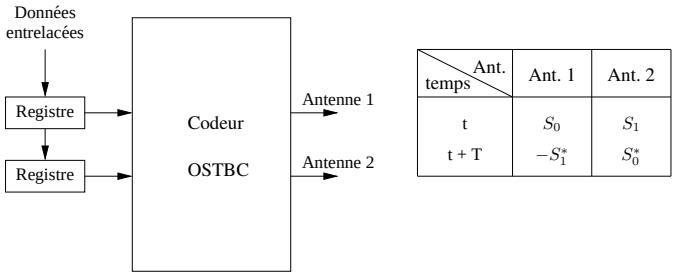


FIG. 4.18 : *Mise en œuvre du codeur* OSTBC.

Le décodage OSTBC n'est pas le dual du codeur et implique une complexité plus importante. En effet, dans un contexte MIMO, le décodeur OSTBC fait la combinaison et l'égalisation des signaux reçus sur les N_{r_x} antennes. Par conséquent, le décodage OSTBC sera étudié individuellement lors de la section 4.2.1.11.

4.2.1.6 La modulation OFDM

Les données en entrée de la fonction de modulation OFDM correspondent aux symboles complexes entrelacés, complétés des N_{p_a} symboles nuls insérés afin de former un ensemble de N_p points. Le chapitre 3 a permis de souligner que cette modulation pouvait être efficacement réalisée par une transformée de Fourier inverse sur N_p points. L'état de l'art exhaustif présenté dans [137] énumère les nombreux algorithmes de transformée de Fourier rapide existants. Tous ces algorithmes ne conviennent pas à une implantation sur des composants de type DSP ou FPGA. L'étude présentée dans [78] montre que les solutions se révélant adaptées à des implantations sur ces composants reposent le plus souvent sur les algorithmes Transformée de Fourier Rapide TFR, ou FFT pour *Fast Fourier Transform*, en radix-2, radix-4 ou en *split radix*[4]. En effet, ces algorithmes ont deux avantages. Premièrement, ils sont formés de structures élémentaires régulières facilitant ainsi leur mise en œuvre sur de telles architectures. Ensuite, ils offrent la possibilité d'être programmés en place limitant ainsi les ressources mémoires nécessaires. Ces

[4]combinaison des transformées en radix-2 et radix-4.

solutions consistent en un arrangement de l'expression de la TFR directe afin d'identifier un motif élémentaire répétitif [138] :

$$w_k = e^{\frac{2i\pi k}{N_p}} \ . \tag{4.38}$$

L'algorithme de TFR inverse repose sur le même élément répétitif conjugué w_k^*. De ce fait, les opérations de modulation et de démodulation OFDM serons respectivement effectuées à l'aide d'une TFR inverse et d'une TFR directe. C'est pourquoi, ces algorithmes de TFR ont été retenus pour la mise en œuvre de l'opération de modulation OFDM dans nos systèmes.

La complexité en nombre d'opérations complexes des algorithmes de TFR en radix-2 correspond à $\frac{N_p}{2}\log_2\frac{N_p}{2}$ multiplications et de $N_p\log_2 N_p$ additions ou soustractions. Ainsi, sous les contraintes imposées par le système et sachant qu'une multiplication entre deux nombres complexes comprend quatre multiplications et deux additions ou soustractions réelles, le nombre d'opérations réelles associées à l'opération de TFR, noté O_{ofdm}, à réaliser par seconde est donc de :

$$O_{ofdm} = \frac{f_s}{N_p + N_g}\left(2N_p\log_2\frac{N_p}{2} + N_p\log_2\frac{N_p}{2} + 2N_p\log_2 N_p\right) \ . \tag{4.39}$$

Le nombre d'opérations à effectuer selon les configurations du système MC-CDMA sont alors 480 MOPS dans le premier cas, à 1716 MOPS dans le second et à 687 MOPS dans le dernier. Sachant que pour le système OSTBC/MC-CDMA, l'opération de modulation et de démodulation OFDM sera obligatoirement doublée, ces performances sont difficilement accessibles avec un composant de type DSP. A titre d'exemple, [78] présente des mesures de temps d'exécution de l'algorithme de FFT sur le DSP TMS320C6701 en fonction de N_p pour des fréquences d'échantillonnage de 20 MHz et de 50 MHz.

Par conséquent, la mise en œuvre de l'algorithme de TFR se destine plus particulièrement à une structure matérielle. Sa structure de mise en œuvre, à l'exception des étages de multiplications, est comparable à la structure présentée pour la THR [139, 140, 141]. Cette similitude a fait l'objet d'études [142, 143, 144] dans le but de réunir ces deux opérations en une seule et de diminuer le nombre d'opérations à réaliser.

L'organisation classique d'un algorithme en radix-2 et à décimation en fréquence peut être représentée par la figure (4.19). L'algorithme en radix-4 est une extension de cette organisation. Les IP matérielles disponibles de cette algorithme reposent sur la structure présentée sur la figure (4.19) et ses dérivées. Le fabricant Xilinx propose une IP de TFR basée sur cette organisation et offrant des paramètres pré-/post-implantation. Ces paramètres sont résumés dans le tableau (4.2).

L'utilisation de cette IP facilite grandement la mise en œuvre de l'opération de modulation OFDM. De plus, les paramètres de configuration de cette IP seront très utiles pour la généricité des systèmes. Les principales configurations de l'IP choisie sont résumées dans le tableau (4.3). Elles permettront donc de profiter de la modularité de l'IP pour les systèmes considérés. En effet, l'IP implantée pourra être utilisée pour la première configuration en réalisant une TFR inverse de taille

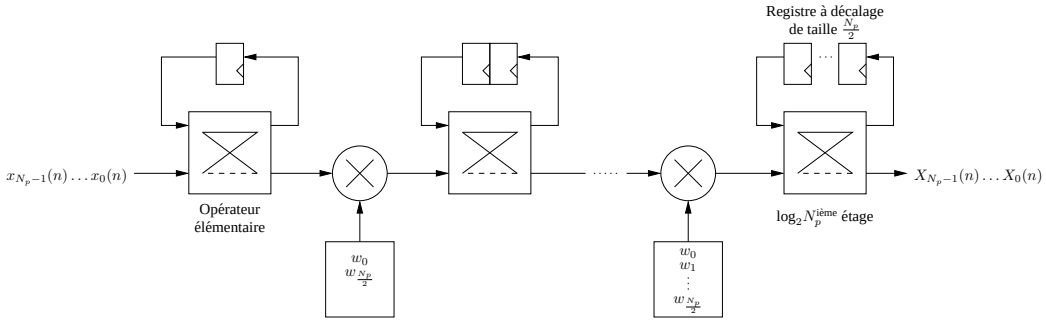


FIG. 4.19 : *Organisation de la structure matérielle de l'algorithme de* TFR *décrit en radix 2 et à décimation en fréquence.*

Paramètres	Avant synthèse	Après synthèse
Fonction réalisée	FFT ou IFFT	FFT ou IFFT
Algorithme	radix 2 ou radix 4	**X**
Mode de fonctionnement	continu ou paquet	**X**
Taille de TFR	taille Maximum	tailles intermédiaires
Taille des données	entrées/calcul/sorties	**X**
Mode d'arrondis	troncature ou convergente	**X**
Mode de remise à l'échelle	actif ou non	automatique ou manuel
Blocs RAM	distribués ou primitives	**X**

TAB. 4.2 : *Paramètres disponibles sur l'*IP *Xilinx de* TFR *utilisée,* ***X*** *désigne les paramètres non accessibles.*

64 mais également pour les deux autres configurations en ayant une taille de 256 points. L'organisation particulière de l'IP, illustrée sur la figure (4.20), accepte un flux constant de données dans le cas du système MC-CDMA. Pour ce faire, des bancs mémoires sont dédiés à la manipulation des données complexes. Hors, comme nous le verrons dans le chapitre 6, les contraintes matérielles de placement-routage ne permettent pas l'implantation de cette configuration de l'IP pour le système OSTBC/MC-CDMA. Dans ce cas, des compromis doivent être réalisés, notamment sur le débit, afin de permettre l'implantation du système MIMO sur la cible choisie.

L'organisation présentée sur la figure (4.20) implique que le traitement peut commencer une fois que l'étage de bancs mémoire de données est chargé. Les bancs mémoires utilisent des RAM double-port. Ainsi, les données peuvent être traitées avant que la totalité des N_p données soient disponibles. Parallèlement, les sorties seront disponibles avant que la totalité des données soient traitées. De cette façon, le temps de traitement d'une TFR de taille N_p selon cette organisation est inférieur à $3N_pT_h$. A titre de comparaison, le tableau (4.4) donne les temps de traitement associés à différentes réalisations d'algorithmes de TFR sur DSP et sur FPGA.

La connaissance du temps de traitement de l'IP permet de déterminer le période de fonctionnement nécessaire à réaliser l'opération de modulation OFDM. Dans la première configuration du système MC-CDMA étudié, un temps de calcul de 3.6 μs impose donc une période minimale de

Paramètres	MC-CDMA	OSTBC/MC-CDMA
Fonction réalisée	FFT ou IFFT	FFT ou IFFT
Algorithme	radix-4	radix-2
Mode de fonctionnement	continu	paquet
Taille de TFR	256	256
Taille : données(Entrée)/coefficients/données(Sortie)	16/16/16	16/16/16
Mode d'arrondis	troncature	troncature
Mode de remise à l'échelle	actif, manuel	actif, manuel
Blocs RAM	primitives	primitives

TAB. 4.3 : *Configuration de l'*IP *Xilinx de* TFR *réalisant la modulation* OFDM *au sein des systèmes* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA.

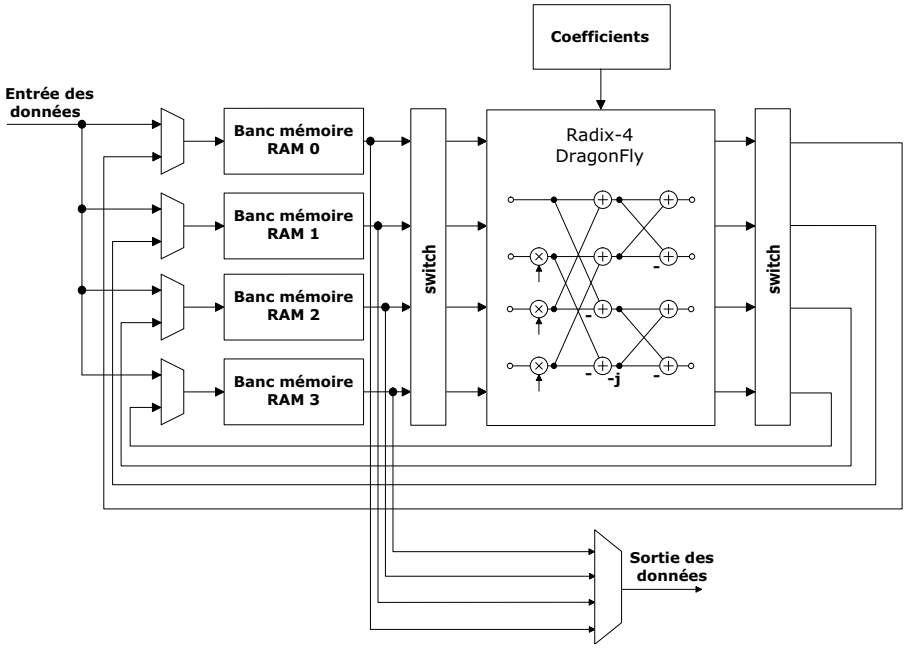


FIG. 4.20 : *Organisation de la fonction* IP *de* TFR *fournie par Xilinx dans un mode continu pour un algorithme radix-4.*

T_h de 23.68 ns, soit une fréquence de fonctionnement de 42.2 MHz. Dans la seconde configuration, la durée est de 5.52 μs, la période minimale est alors de 11.33 ns et la fréquence requise de fonctionnement de 88.2 MHz. Enfin, dans la dernière configuration, la durée est de 13,2 μs, la période minimale est alors de 27.10 ns et la fréquence requise de fonctionnement de 36,90 MHz.

L'étude du format des données est ici facilitée de part l'utilisation de cette IP. En effet, cette IP fonctionne en « full-precision[5] ». De plus, le mode de remise à l'échelle permet de supprimer

[5]c'est à dire que l'IP garantit aucun bruit de calcul et le non débordement des données en réalisant les calculs sur un nombre de bits respectant les contraintes de format de données liées aux opérations à réaliser.

	Mise en œuvre d'algorithmes de TFR	
	DSP TMS320C6701	FPGA Virtex2 IP Xilinx
$N_p = 64$	604 cycles, soit $3.6\mu s$	152 cycles, soit $3.04\mu s$
$N_p = 256$	2739 cycles, soit $16.4\mu s$	487 cycles, soit $9.74\mu s$
$N_p = 1024$	13106 cycles, soit $78.4\mu s$	1831 cycles, soit $36.6\mu s$

TAB. 4.4 : *Comparaisons des performances de mise en œuvre d'algorithmes de* TFR *sur* DSP *et* FPGA *en fonction de la taille N_p de la transformée. Les performances sont exprimées en cycle puis en temps absolu pour des fréquences de fonctionnement de 167 MHz pour le* DSP *et de 50 MHz pour le* FPGA.

---

les bits de poids faible entre les étages de la TFR. Ceci permet d'obtenir les données en sortie de l'IP dans le format de données escompté. De ce fait, la même dynamique en entrée et en sortie de l'opération est garantie. Le nombre de bits associés à la partie entière et fractionnaire, en sortie de cette opération, restera alors inchangé, soit respectivement $n_{MSB}^{ofdm} = n_{MSB}^{Zero-Pad}$ et $n_{LSB}^{ofdm} = n_{LSB}^{Zero-Pad}$ dans le cas MC-CDMA et $n_{MSB}^{ofdm} = n_{MSB}^{ostbc}$ et $n_{LSB}^{ofdm} = n_{LSB}^{ostbc}$ dans le cas OSTBC/MC-CDMA.

4.2.1.7 L'insertion de l'intervalle de garde

La fonction d'insertion de l'intervalle de garde nécessite la recopie des N_g derniers symboles au début du symbole OFDM. Pour ce faire, les N_p données reçues sont stockées dans une mémoire. En parallèle, lorsque les données qui correspondent à l'intervalle de garde se positionnent à l'entrée de la mémoire, c'est à dire à partir du $N_p - N_g$ échantillon, les données sont également positionnées en sortie de la fonction. Par ce biais, l'insertion de l'intervalle de garde peut être effectuée avec une seule mémoire double-port de taille N_p. Le non-chevauchement des données est garanti si l'attente entre deux symboles OFDM consécutifs est supérieure ou égale à la taille de l'intervalle de garde N_g.

La structure de cette opération, illustrée sur la figure (4.21), ne nécessite aucun calcul mais uniquement de la mémoire. De ce fait, aucun changement sur le format des données n'est réalisé. Ainsi, $n_{MSB}^{garde} = n_{MSB}^{ofdm}$ et $n_{LSB}^{garde} = n_{LSB}^{ofdm}$. De par sa structure, sa mise en œuvre est possible sur DSP ou sur FPGA.

4.2.1.8 La transposition en fréquence intermédiaire

La fonction suivant l'insertion de l'intervalle de garde au symbole MC-CDMA doit prendre en charge la conversion du signal numérique en un signal analogique. Dans le contexte de la SDR, le signal analogique en sortie des convertisseurs ne doit plus être en bande de base, mais en fréquence intermédiaire. Il existe de nombreuses solutions permettant la réalisation de cette fonction de synthèse numérique. Nous en détaillons quatre : la synthèse sur 2 voies analogiques, la synthèse numérique utilisant une TFR inverse de taille double $2N_p$, une simplification de cette

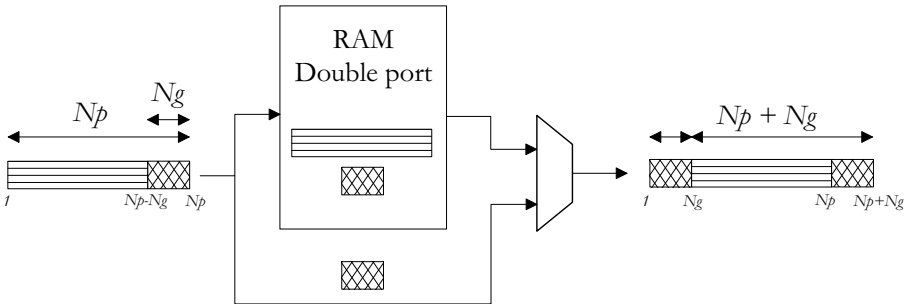


FIG. 4.21 : *Structure de l'intervalle de garde.*

solution permettant de n'utiliser qu'une TFR inverse de taille simple N_p, et enfin la synthèse numérique par filtres d'interpolation :

Synthèse sur 2 voies analogiques : cette méthode, illustrée sur la figure (4.22), consiste à transformer le spectre complexe issu des processeurs de traitement du signal (PTS), en deux spectres réels de même largeur. Ils seront alors transposés simultanément sur les voies en phase et en quadrature de la porteuse RF. En reprenant l'expression 3.18 du signal émis par l'utillisateur j en sortie du modulateur, en notant $x_j(t)$ et $y_j(t)$ les deux voies complexes du signal, il vient :

$$s_j(t) = x_j(t) + y_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re\left\{ d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \right\} , \tag{4.40}$$

et en l'échantillonnant à la fréquence $f_s = N_p/Ts = 1/T_h$, il vient :

$$s_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = z_n = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{\frac{2i\pi f_k n T_s}{N_p}} , \tag{4.41}$$

nous obtenons la synthèse numérique du signal en sortie du modulateur. Elle fournit donc un signal complexe $s_j(t)$ de largeur f_s, centré sur $f_s/2$. Se pose alors le problème de la transposition de ce spectre autour de la fréquence f_{f_i} quelconque. Dans un premier temps, le spectre complexe $S_j(f)$ doit être séparé en deux spectres réels, $I_j(f)$ et $Q_j(f)$ de même largeur f_s, que l'on transposera simultanément sur les voies en phase et en quadrature de la porteuse RF. En notant $S'_j(f)$ le spectre $S_j(f)$ translaté autour de la fréquence nulle, il vient :

$$\begin{gathered} S'_j(f) = S_j\left(f + \tfrac{f_s}{2}\right) = S_j(f) * \delta\left(f + \tfrac{f_s}{2}\right) \\ <=> \\ s'_j(t) = s_j(t) e^{-i\pi f_s t} . \end{gathered} \tag{4.42}$$

Ce signal bande de base $s'_j(t)$ complexe est habituellement noté :

$$s'_j(t) = I_j(t) + Q_j(t) \text{ avec } \begin{cases} I_j(t) & = \Re\left\{ \sum_{k=0}^{N_p-1} d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{2i\pi\left(f_k - \frac{f_s}{2} t\right)} \right\} \\ Q_j(t) & = \Im\left\{ \sum_{k=0}^{N_p-1} d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{2i\pi\left(f_k - \frac{f_s}{2} t\right)} \right\} \end{cases} . \tag{4.43}$$

Ainsi, les deux signaux complexes $I_j(t)$ et $Q_j(t)$ se retrouvent en bande de base. Une méthode efficace qui permet la conversion du signal complexe en un signal réel peut être réalisée en reprenant l'équation 4.42 et en échantillonnant à N_p/T_s, on obtient :

$$s'_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = s'_n = s_n e^{-i\pi f_s \frac{nT_s}{N_p}} = (-1)^n s_n = I_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) + iQ_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) . \tag{4.44}$$

On obtient alors les signaux réels en bande de base $I_j(nT_s/N_p)$ et $Q_j(nT_s/N_p)$ en changeant simultanément et une fois sur deux le signe des parties réelle et imaginaire de la sortie du modulateur. Une fois synthétisé, ces deux signaux seront convertis en signal analogique par le biais de deux CNA modulant les voies en phase et en quadrature de la porteuse f_{f_i}. Le signal émis est alors :

$$\begin{aligned} X_j(t) = I_j(t)cos(2\pi f_{f_i}t) - Q_j(t)sin(2\pi f_{f_i}t) & = \Re\left\{(I_j(t) + iQ_j(t))e^{2i\pi f_{f_i}t}\right\} \\ & = \Re\left\{s'_j(t)e^{2i\pi f_{f_i}t}\right\} . \end{aligned} \tag{4.45}$$

Le principal inconvénient de cette méthode vient de la difficulté à garantir la parfaite identité (gain, phase) des deux voies analogiques parallèles. En effet, après conversion analogique, les deux voies seront filtrées, amplifiées. Il est impossible de garantir un fonctionnement uniforme sur les composants analogiques considérés. Les nombreux défauts résultants sont :

- la dissymétrie des caractéristiques des voies I et Q sur toute la bande (filtres passe-bas différents),
- les voies I et Q non maintenues en quadrature sur toute la bande,
- les voies I et Q affectées par un offset en amplitude et en phase distinct,
- les non-linéarités des mélangeurs pouvant générer des bruits bandes étroites,
- l'évolution dans le temps du déséquilibre en phase et en quadrature.

Des solutions de calibrage [145, 146, 147] permettent de rétablir l'équilibre en amplitude et en phase. Toutefois, elles risquent de compliquer fortement l'architecture du modem et n'offrent pas la précision de correction escomptée, en particulier lorsqu'on utilise des modulations à grand nombre d'états. Ces contraintes de réalisation font de cette méthode une méthode complexe et difficile à réaliser.

Synthèse numérique utilisant une TFR inverse de taille double $2N_p$: cette méthode est issue de la modulation DMT appliquée à la technique ADSL [148, 149]. Le synoptique de cette méthode est représenté sur la figure (4.23). Cette méthode permet de réaliser la transposition de fréquence, mais également la modulation OFDM. Cette opération se situe, dans ce cas, en amont de la modulation OFDM. Pour effectuer une transformation de l'espace des complexes vers l'espace des réels, une solution consiste à ajouter à la séquence originale des N_p symboles $X_j(nT_s/N_p)$, échantillonnés sur une période T_s/N_p, la séquence des complexes conjugués de ces symboles. On obtient ainsi une suite de $2N_p$ symboles, qui, après passage dans la TFR inverse, génère une séquence de $2N_p$ valeurs réelles, l'échantillonnage étant effectué par pas temporel de $T_s/2N_p$. La suite de ce paragraphe développe les aspects mathématiques sous-jacents.

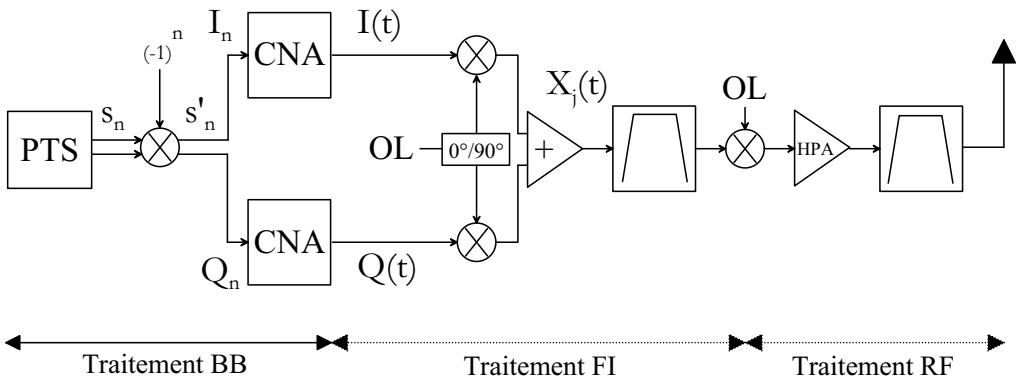


FIG. 4.22 : *Synthèse sur 2 voies analogiques.*

Tout d'abord, une symétrie hermitienne est effectuée sur le signal issu de la modulation MC-CDMA exprimé à l'équation 3.18. Celle-ci est obtenue de la façon suivante [67] :

$$X'_j\left(\frac{nT_s}{2N_p}\right) = \begin{cases} = 0 & \text{pour} \quad n = 0 \\ = X_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) & \text{pour} \quad 0 < n < N_p \\ = 0 & \text{pour} \quad n = N_p \\ = X_j^*\left(\frac{(2N_p - n)T_s}{N_p}\right) & \text{pour} \quad N_p < n < 2N_p \,. \end{cases} \tag{4.46}$$

Ainsi, le signal $s'_j(nT_s/2N_p)$ de l'utilisateur j devient :

$$s_j\left(\frac{nT_s}{2N_p}\right) = \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \sum_{k=0}^{2N_p-1} X'_j\left(\frac{nT_s}{2N_p}\right) e^{\frac{2i\pi kn}{2N_p}} \,. \tag{4.47}$$

Après modulation OFDM qui est réalisée par la TFR inverse de taille $2N_p$, en sortie des convertisseurs CNA, et en utilisant les propriétés des nombres complexes. Le signal $s_j(t)$ de l'utilisateur j devient :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \left\{ \sum_{k=0}^{N_p-1} X_j(t) e^{2i\pi f_k t} + \sum_{k=0}^{N_p-1} X_j^*(t) e^{-2i\pi f_k t} \right\} \,, \tag{4.48}$$

avec $f_k = k/T_s$. Cette méthode a pour avantage d'avoir directement un signal réel en bande de base en sortie de la modulation OFDM, par contre le fait d'utiliser une double TFR inverse requiert une complexité accrue. Une méthode utilisant une seule TFR inverse est possible, elle fait l'objet du prochain paragraphe.

Synthèse numérique utilisant une TFR inverse de taille N_p : Cette méthode simplifie la méthode précédente [150]. Elle permet de générer un signal MC-CDMA de $2N_p$ échantillons par l'utilisation d'une TFR inverse de longueur N_p. L'approche de cette méthode est la suivante :

1. la TFR inverse qui donne un vecteur réel de longueur $2N_p$ peut être calculée à partir de deux vecteurs réels de longueur N_p,

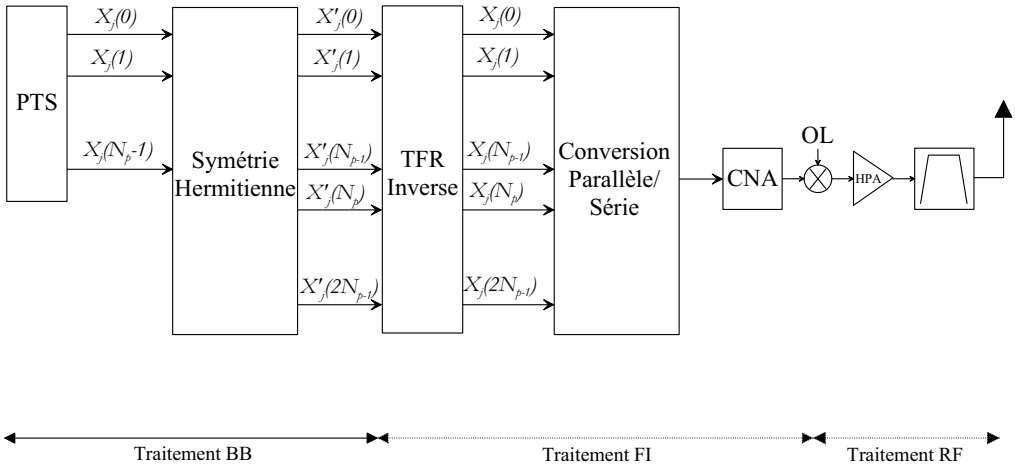


FIG. 4.23 : *Synthèse numérique utilisant une double* TFR *inverse.*

2. la TFR inverse qui donne deux signaux de longueur N_p peut être calculée en utilisant un seul bloc de calcul de TFR inverse de longueur N_p.

Le signal à transmettre dans le domaine fréquentiel peut être représenté par un vecteur complexe $X'_j(nT_s/N_p) = X'_k$ de $2N_p$ coordonnées à symétrie Hermitienne, défini par l'équation 4.46. La composante X'_{N+k} est le nombre complexe $a_k + ib_k$ associé au symbole du $j^{\text{ième}}$ utilisateur sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse. La composante X'_{N-k} est choisie comme étant le nombre complexe $a_k - ib_k$. Soit x_q le vecteur réel de longueur $2N_p$ obtenu par TFR inverse du vecteur X'_k, on a alors :

$$x_q = \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \sum_{k=0}^{2N_p-1} X'_k e^{2i\pi kq/2N_p} \ . \tag{4.49}$$

Les échantillons pairs et impairs peuvent être alors réécrits de la manière suivante :

$$\begin{aligned} x_{2p} &= \tfrac{1}{\sqrt{2N_p}} \textstyle\sum_{k=0}^{2N_p-1} X'_k e^{\frac{2i\pi k2p}{2N_p}} \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{2N_p}} \textstyle\sum_{k=0}^{N_p-1} X'_k e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}} + \textstyle\sum_{k=N_p}^{2N_p-1} X'_k e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}} \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{2N_p}} \textstyle\sum_{k=0}^{N_p-1} X'_k + X'_{k+N_p} e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}} \ , \end{aligned} \tag{4.50}$$

d'où

$$x_{2p} = IFFT_{N_p}\left(X'_k + X'_{k+N_p}\right) \ , \tag{4.51}$$

et de même, pour les échantillons impairs :

$$\begin{aligned} x_{2p+1} &= \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \sum_{k=0}^{k} X'_k e^{\frac{2i\pi k(2p+1)}{2N_p}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} X'_k e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}}.e^{\frac{i\pi k}{N_p}} + \sum_{k=N_p}^{2N_p-1} X'_k e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}}.e^{\frac{i\pi k}{N_p}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} (X'_k - X'_{k+N_p}) e^{\frac{2i\pi kp}{N_p}}.e^{\frac{i\pi k}{N_p}} \ , \end{aligned} \tag{4.52}$$

d'où

$$x_{2p+1} = IFFT_{N_p}\left(X'_k - X'_{k+N_p} e^{\frac{i\pi k}{N_p}}\right) \ . \tag{4.53}$$

Les N_p échantillons impairs du signal MC-CDMA peuvent donc être calculés à partir d'une TFR inverse de N_p points des termes $(X'_k - X'_{k+N_p} e^{i\pi k/N_p})$ et les échantillons pairs du signal MC-CDMA peuvent être calculés à partir d'une TFR inverse de N_p points des termes $(X'_k + X'_{k+N_p})$. Les propriétés des nombres complexes permettent d'écrire :

$$X'_{k+N_p} = X'^*_{N_p-k} \ . \tag{4.54}$$

De cette manière, les échantillons pairs et impairs du signal MC-CDMA réel peuvent être calculés à partir de N_p coefficients X'_k avec $k \in [0; N_p - 1]$ avec les expressions 4.55 et 4.56.

$$x_{2p} = IFFT_{N_p}\left\{X'_k + X'^*_{N_p-k}\right\} \tag{4.55}$$

$$x_{2p+1} = IFFT_{N_p}\left\{X'_k - X'^*_{N_p-k} e^{\frac{i\pi k}{N_p}}\right\} \ . \tag{4.56}$$

Le fait que les échantillons x_{2p} et x_{2p+1} soient réels implique que les deux TFR inverses de N_p points peuvent être calculées simultanément par un seul bloc de TFR inverse de N_p points complexes. En effet, si $a_q = IFFT\{A_k\}$ et $b_q = IFFT\{B_k\}$ alors, par linéarité, nous avons :

$$a_q + b_q = IFFT\{A_k + iB_k\} \ , \tag{4.57}$$

d'où :

$$x_{2p} + x_{2p+1} = IFFT_{N_p}\left\{(X'_k + X'^*_{N_p-k}) + (X'_k - X'^*_{N_p-k}) e^{\frac{i\pi k}{N_p}}.e^{\frac{i\pi}{2}}\right\} \ , \tag{4.58}$$

et donc :

$$\begin{aligned} x_{2p} &= \Re\left\{IFFT_{N_p}\left\{(X'_k + X'^*_{N_p-k}) + (X'_k - X'^*_{N_p-k}) e^{\frac{i\pi k}{N_p}}.e^{\frac{i\pi}{2}}\right\}\right\} \\ x_{2p+1} &= \Im\left\{IFFT_{N_p}\left\{(X'_k + X'^*_{N_p-k}) + (X'_k - X'^*_{N_p-k}) e^{\frac{i\pi k}{N_p}}.e^{\frac{i\pi}{2}}\right\}\right\} \ . \end{aligned} \tag{4.59}$$

La figure (4.24) donne de manière synthétique une vision des calculs à effectuer. Cette méthode requiert donc un nombre d'opérations pour la TFR inverse de l'ordre de $Nlog_2N$ au lieu de $2Nlog_22N$ pour la méthode précédente. Le prétraitement nécessaire à la formation des données nécessite une mémoire de N_p coefficients, un multiplieur complexe et trois additionneurs ou soustracteurs complexes. La complexité équivalente, en nombre d'opérations par seconde, noté $O_{FI_{TFR}}$, de cette fonction peut être estimée par l'expression suivante :

$$O_{FI_{TFR}} = \frac{f_s}{N_p + N_g}(2+7)N_{p_u} \ . \tag{4.60}$$

Pour les configurations envisagées, cette valeur correspond à 120 MOPS pour la première, 313 MOPS dans la seconde et 125 MOPS pour la dernière. Toutefois, le signal en sortie de la TFR est un signal réel mais en bande de base et non en fréquence intermédiaire. C'est pourquoi, ce traitement n'a pas été intégré aux modems.

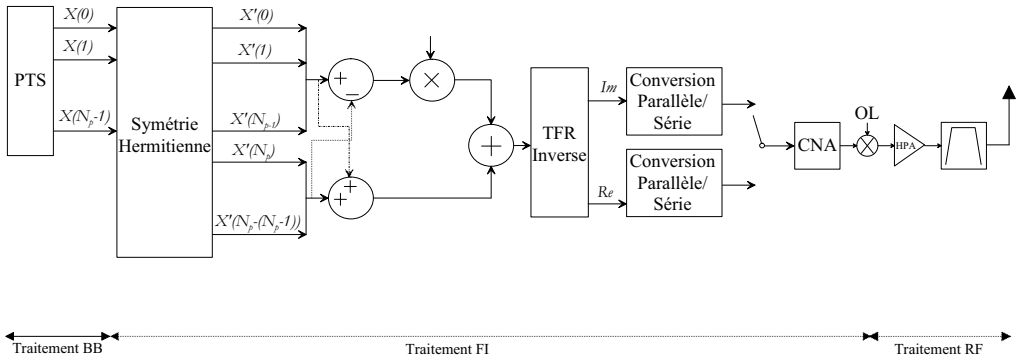


FIG. 4.24 : *Synthèse numérique utilisant une simple* TFR *inverse.*

Synthèse numérique utilisant des filtres d'interpolation : La mise en œuvre de cette méthode, exposée dans [151], sur l'émetteur se fait en sortie de celui-ci. Elle s'intègre en prétraitement de la conversion numérique/analogique. Nous avons vu, lors du paragraphe 4.2.1.8, qu'il était possible de générer deux signaux réels en bande de base $I_j(nT_s/N_p)$ et $Q_j(nT_s/N_p)$ en changeant simultanément et une fois sur deux le signe des parties réelles et imaginaires de la sortie du modulateur. De ce fait, nous obtenons le signal $s'_j(nT_s/N_p)$, de largeur f_e et centré sur la fréquence 0, décrit dans l'expression 4.44. Ce dernier peut être réécrit comme suit :

$$s'_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = \left(I_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) + iQ_j\left(\frac{nT_s}{N_p}\right)\right)e^{2i\pi\frac{f_e t}{2}} \ . \tag{4.61}$$

En notant $x(t) = \Re\{s'_j(t)\}$, il vient :

$$x(t) = I(t)cos\left(2\pi\frac{f_e}{2}t\right) - Q(t)sin\left(2\pi\frac{f_e}{2}t\right) \ , \tag{4.62}$$

Ainsi, le signal $x(t)$ est réel, centré sur $f_e/2$. Il sera alors possible de connaître parfaitement ce signal, si on dispose de la suite d'échantillons à la fréquence $2f_e$ suivante :

$$I_n, -Q'_n, -I_{n+1}, Q'_{n+1}, I_{n+2}, -Q'_{n+2}, -I_{n+3}, Q'_{n+3}, \ldots \tag{4.63}$$
$$\text{avec} \begin{cases} I_n & = I(nT_e) \\ Q'_n & = Q\left(nT_e + \frac{T_e}{2}\right) \end{cases}$$

Par conséquent, les échantillons $I(nT_e)$ et $Q(nT_e + T_e/2)$ peuvent être obtenus de la manière suivante :

$$\begin{cases} (-1)^n I(nT_e) & \text{aux instants d'échantillonnage } \frac{2nT_e}{2} \\ (-1)^{n+1} Q\left(nT_e + \frac{T_e}{2}\right) & \text{aux instants d'échantillonnage } \frac{(2n+1)T_e}{2} \end{cases} \tag{4.64}$$

Cependant, nous ne disposons que des échantillons aux instants nT_e. Dès lors, la mise en œuvre d'un filtre d'interpolation d'ordre 2, ayant N_{tap} coefficients, sur la voie Q, permettra d'obtenir les échantillons aux instants $(nT_e + T_e/2)$ manquants. Cette solution est illustrée sur la figure (4.25).

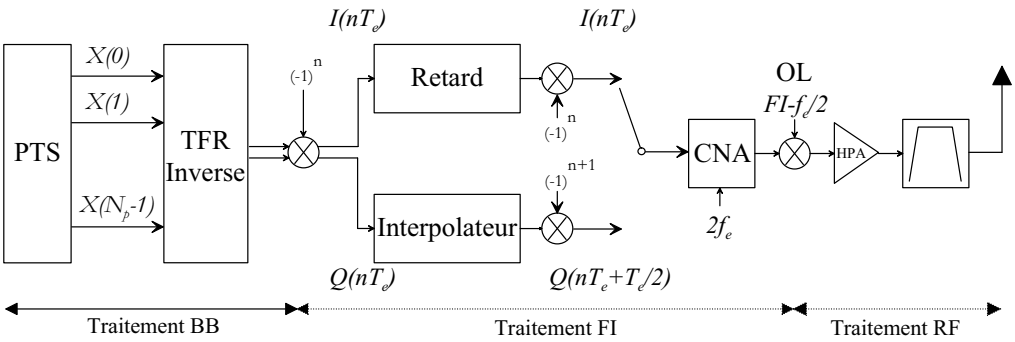


FIG. 4.25 : *Synthèse numérique utilisant des filtres d'interpolations.*

Toutefois, la présence d'un filtre unique sur une des deux voies fait apparaître des distorsions d'amplitudes dues à l'ondulation résiduelle de la réponse fréquentielle du filtre dans la bande passante. En vue d'appliquer un traitement strictement identique aux deux voies, nous avons décidé de réaliser la fonction retard de la voie I avec un second filtre d'interpolation identique au précédent. Par ailleurs, ce choix technique a permis de faciliter la mise en œuvre de cette fonction avec les cartes CNA et CAN dont nous disposions.

La moitié des échantillons des deux voies sont nuls, comme illustré sur la figure (4.26), des optimisations sont alors possibles. L'utilisation de filtre polyphase permettra de simplifier l'implantation de ces filtres. La figure (4.27) met en exergue l'optimisation possible de cette technique. En effet, sur cette figure, il apparaît nettement que la moitié des calculs sont inutiles puisqu'ils se réalisent sur des données nulles. De par cette constatation, les filtres sur les deux voies pourront être simplifiés de moitié. Nous aurons alors un filtre FIR avec $N_{tap}/2$ coefficients sur les voies I et Q. Les filtres utilisés sur les voies I et Q comprennent respectivement 7 et 8 coefficients. La complexité équivalente, en nombre

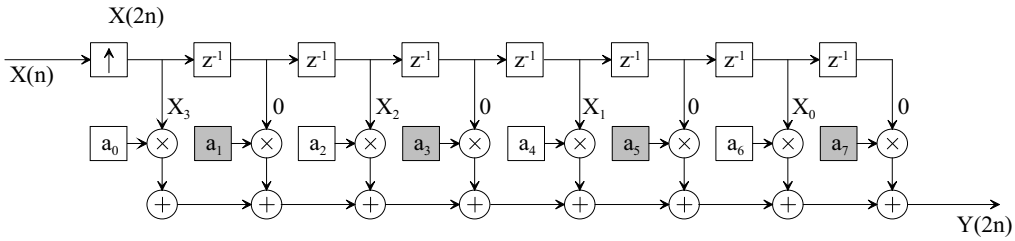


FIG. 4.26 : *Exemple de représentation des données entrant dans un filtre d'interpolation ayant 8 coefficients.*

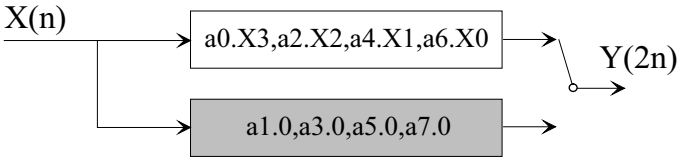


FIG. 4.27 : *Exemple de réalisation d'un filtre d'interpolation à l'aide de filtre polyphase ayant 8 coefficients.*

d'opérations par seconde, noté $O_{FI_{FIR}}$, de cette fonction peut être estimée par l'expression suivante :

$$O_{FI_{FIR}} = \frac{f_s}{N_p + N_g} 2(7+8)(N_p + N_g) \ . \tag{4.65}$$

Cette valeur correspond à 600 MOPS pour la première et la dernière configuration et 1500 MOPS dans la seconde. Cette méthode a pour avantage de fournir un signal réel en fréquence intermédiaire. De par le nombre d'opérations par seconde a effectuer, cette technique se destine plus particulièrement au FPGA. De surcroît, les FPGA utilisés pour implanter les systèmes contiennent des multiplieurs 18 bits précablés, d'où une réduction de complexité. C'est pourquoi, cette méthode, illustrée sur la figure (4.28), a été implantée afin de réaliser l'opération de synthèse numérique et de transposition en fréquence intermédiaire.

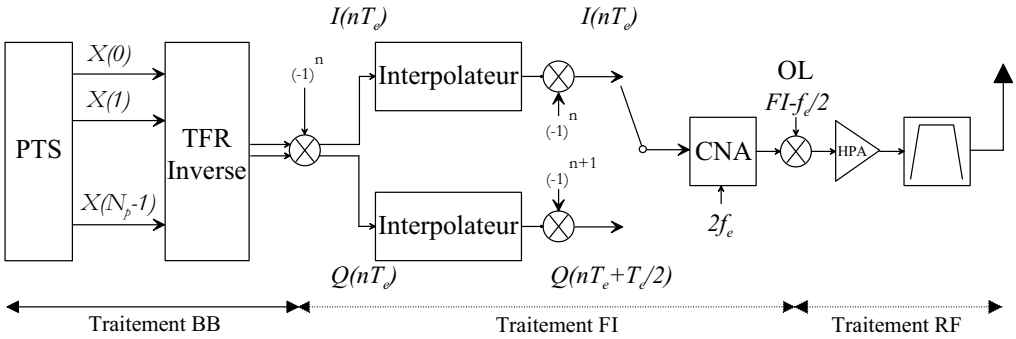


FIG. 4.28 : *Synthèse numérique utilisant des filtres d'interpolations.*

Détermination du format de données L'utilisation de multiplieurs précablés de 18 bits, ont fait que l'étude du format de données n'a pas été étudié en terme de bruit de quantification. La dynamique des données est imposée par les antécédents du signal. Afin de profiter de toute la plage de calcul proposée par les multiplieurs, le format de données a été déduit du format de ceux-ci. Ainsi, en sortie de l'opération de synthèse numérique le format de données est : $n_{MSB}^{bb2fi} = n_{MSB}^{garde}$ et $n_{LSB}^{bb2fi} = 18 - n_{MSB}^{garde}$.
En réception, la même opération est réalisée, le même format de données est alors utilisé. Dès lors, les valeurs excédant les limites du format de codage sont saturées, ce phénomène est illustré sur la figure (4.29). Ceci a pour effet de filtrer les valeurs du signal ayant un fort BBAG. Par conséquent, lors de transmissions particulièrement bruitées, les fortes amplitudes seront saturées et l'effet du BBAG sera donc atténué.

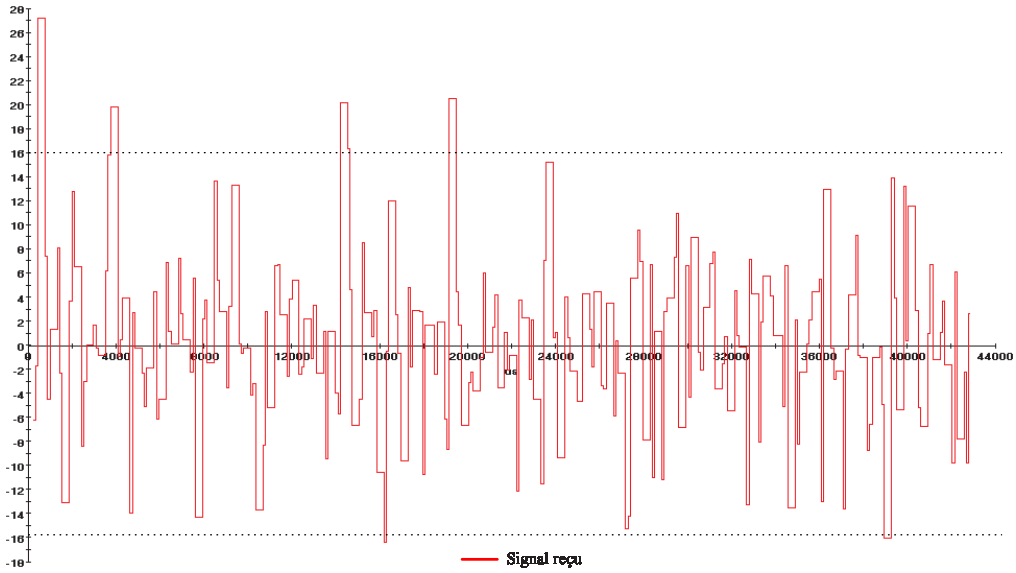


FIG. 4.29 : *Saturation des données excédant le format des données.*

4.2.1.9 L'estimation de canal

L'opération d'estimation de canal repose sur l'évaluation des coefficients du canal, par le biais de l'estimation de porteuses pilotes contenues dans des symboles MC-CDMA ou des emplacements spécifiques. Ces symboles pilotes sont généralement générés par des codes pseudo aléatoires. Les symboles pilotes émis sont comparés aux symboles pilotes connus in situ. Les coefficients d'égalisation g_k peuvent de ce fait être déterminés en fonction du critère de détection retenu. La complexité de mise en œuvre de cette fonction sera dépendante du choix de la technique de détection. En effet, dans le cas de la technique de détection MRC, $g_k = h_k^*$, la complexité sera négligeable. Cependant, dans le cas de la technique de détection ORC, $g_k = 1/h_k$, l'apparition de la division apporte une complexité supplémentaire. Néanmoins, cette fonction ne présente pas une complexité significative dans le système global. Nous pouvons considérer que cette opération nécessitera, en plus des calculs des coefficients g_k, une mémoire simple port

contenant les valeurs des coefficients g_k estimés, ainsi qu'une mémoire contenant les symboles pilotes ou un LFSR, pour *Linear Feedback Shift-Register*, permettant de les recréer. La mise en œuvre de cette fonction peut aussi bien être supportée sur un DSP que sur un FPGA.

4.2.1.10 L'égalisation dans le cas SISO

L'obtention des données égalisées y_k est réalisée par l'application des coefficients g_k estimés sur le signal r_k en sortie de la fonction de démodulation OFDM. Cette opération linéaire est la suivante :

$$y_k = g_k r_k \ . \tag{4.66}$$

Comme les signaux sont complexes, les opérations à réaliser sont :

$$\Re\{y_k\} = \Re\{g_k\}\Re\{r_k\} - \Im\{g_k\}\Im\{r_k\} \tag{4.67}$$
$$\Im\{y_k\} = \Re\{g_k\}\Im\{r_k\} + \Im\{g_k\}\Re\{r_k\} \ . \tag{4.68}$$

Cette fonction requiert quatre multiplications et deux additions ou soustractions réelles par sous-porteuse utile. Il est alors possible de connaître la complexité équivalente, en nombre d'opérations par seconde, noté $O_{egal_{SISO}}$, de cette fonction selon l'expression suivante :

$$O_{egal_{SISO}} = \frac{f_s}{N_p + N_g} 6 N_{p_u} \ . \tag{4.69}$$

Pour les configurations envisagées, cette valeur correspond à 80 MOPS dans le premier cas, à 208 MOPS dans le second cas et à 84 MOPS dans le dernier cas.

La mise en œuvre de cette opération [152,153] peut être effectuée avec la structure représentée sur la figure (4.30). Cette organisation est composée d'un multiplieur, d'un additionneur/soustracteur et d'un registre. Ainsi, cette organisation convient aux architectures de types DSP et FPGA.

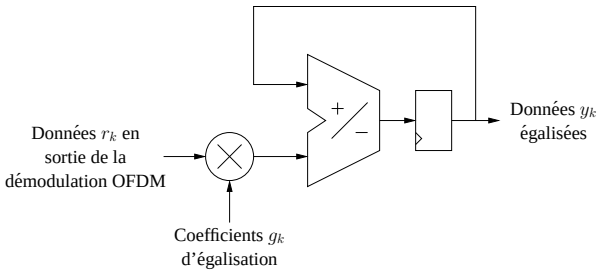


FIG. 4.30 : *Structure générale de l'égaliseur linéaire.*

Le nombre d'opérations inhérentes à cette fonction peut être réduit. En effet, en considérant l'évolution des coefficients g_k, il est possible de réduire le nombre d'opérations à réaliser. Les

coefficients g_k ne sont calculés que tous les N_{sym} symboles MC-CDMA. Il est alors possible de calculer les termes $\Re\{g_k\}-\Im\{g_k\}$ et $\Re\{g_k\}+\Im\{g_k\}$ qui seront invariants durant N_{sym} eux aussi. Dans le but de simplifier la mise en œuvre de cette fonction, il est possible de faire apparaître ces termes par un réordonnancement des équations 4.67 et 4.68 :

$$\Re\{y_k\} = \Re\{r_k\}(\Re\{g_k\} - \Im\{g_k\}) + \Im\{g_k\}(\Re\{r_k\} - \Im\{r_k\}) \quad (4.70)$$

$$\Im\{y_k\} = \Im\{r_k\}(\Re\{g_k\} + \Im\{g_k\}) + \Im\{g_k\}(\Re\{r_k\} - \Im\{r_k\}) \,. \quad (4.71)$$

Cette réorganisation des calculs permet de ne réaliser que trois multiplications réelles distinctes et trois opérations d'additions ou soustractions, simplifiant alors la mise en œuvre de cette fonction.

La détermination du format des données pour cette opération sera exposée au paragraphe 4.2.1.12.

4.2.1.11 La combinaison et l'égalisation dans le cas MIMO

L'apport de la diversité spatiale sera traitée par la combinaison des signaux reçus sur le réseau d'antennes en réception. Dans notre cas, le nombre d'antennes en réception est égal à deux. La technique de combinaison est détaillée dans la section suivante. A l'émission, les symboles complexes sont transmis sur les $N_{t_x} = 2$ antennes selon le code d'Alamouti [103] présenté précédemment dans l'équation 3.17 et rappelé ici :

$$\mathbf{G}_2^c = \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix} \,. \quad (4.72)$$

Ainsi, les symboles complexes seront transmis simultanément sur les deux antennes en émission, comme indiqué sur la figure 4.31. Le canal de propagation sera, dans notre cas, composé de quatre canaux que l'on combinera afin de tirer profit de la diversité spatiale exploitée par le code temps-espace choisi.

En réception les symboles complexes seront reçus dans l'ordre suivant :

$\mathbf{R} =$

	t	$t+T$
A_0	R_0	R_2
A_1	R_1	R_3

(4.73)

R_0 et R_2 étant les échantillons reçus sur l'antenne A_0, R_1 et R_3 les échantillons reçus sur l'antenne A_1.Les échantillons reçus peuvent s'écrire en fonction des symboles émis de la façon suivante :

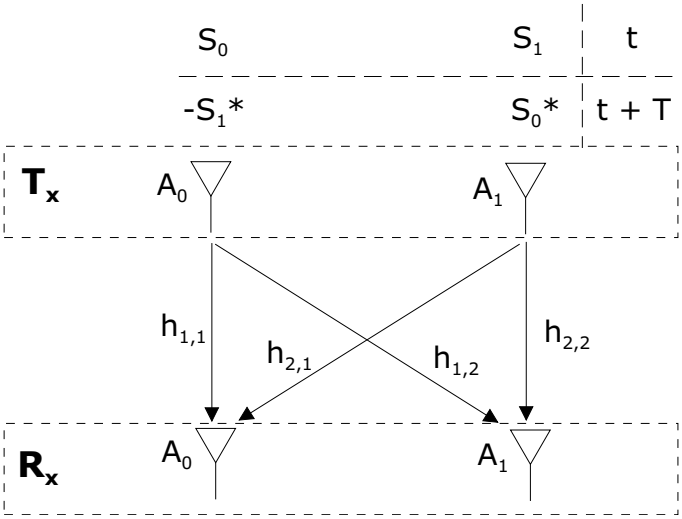


FIG. 4.31 : *Distribution des symboles sur les antennes*

$$
\begin{aligned}
A_0 &\begin{cases} R_0 = h_{1,1}.S_0 + h_{2,1}.S_1 + n_0 \\ R_2 = -h_{1,1}.S_1^* + h_{2,1}.S_0^* + n_2 \end{cases} \\
A_1 &\begin{cases} R_1 = h_{1,2}.S_0 - h_{2,2}.S_1 + n_1 \\ R_3 = -h_{1,2}.S_1^* + h_{2,2}.S_0^* + n_3 \end{cases}
\end{aligned}
\tag{4.74}
$$

$n_i, i = 0, 1, 2$ ou 3, représente le bruit blanc additif gaussien qui s'ajoute à tous les trajets du canal de propagation. Par la suite, et pour mettre en évidence le gain obtenu par la recombinaison des signaux, nous supposerons les $n_i = 0$ afin de simplifier l'écriture des équations.

La technique de combinaison utilisée est tirée de [124, 154], elle est issue d'une réécriture du système OSTBC proposé par Alamouti. La méthode est détaillée pour chacune des N_{r_x} antennes réceptrices :

- La première étape du décodage OSTBC consiste à appliquer à la matrice $\mathbf{R}$ des échantillons reçus, la première ligne de la matrice génératrice $\mathbf{G}_2^c$ utilisée lors de l'émission. Ceci afin d'obtenir les vecteurs R_{A_i} où A_i représente l'antenne réceptrice,

$$
\begin{aligned}
R_{A_0} &= \begin{pmatrix} R_0 \\ -R_2^* \end{pmatrix} \\
R_{A_1} &= \begin{pmatrix} R_1 \\ -R_3^* \end{pmatrix}
\end{aligned}
\tag{4.75}
$$

- ensuite, cette même matrice génératrice $\mathbf{G}_2^c$ est appliquée aux matrices diagonales contenant les coefficients d'égalisation $g_{t,r}$ où le couple t, r désigne le trajet issu de l'antenne d'émission t et r le trajet reçu sur l'antenne de réception. On obtient ainsi les matrices $\mathbf{G_{A_i}}$ avec $i = 1$ ou 2,

$$\begin{aligned} \mathbf{G_{A_0}} &= \begin{pmatrix} g_{1,1} & -g_{1,2}^* \\ g_{1,2} & g_{1,1}^* \end{pmatrix} \\ \mathbf{G_{A_1}} &= \begin{pmatrix} g_{2,1} & -g_{2,2}^* \\ g_{2,2} & g_{2,1}^* \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{4.76}$$

- l'égalisation pourra être réalisée en remplaçant les coefficients $g_{t,r}$ par les coefficients issus de la technique de détection mono-utilisateur choisie. Afin de combiner et d'égaliser les N_{r_x} signaux reçus R_{A_i}, ces derniers sont multipliés par la matrice $\mathbf{G_{A_i}}$. Ainsi, après cette opération, les signaux seront combinés et égalisés au niveau de chacune des antennes de réception. Il ne reste donc plus qu'à additionner les N_{r_x} signaux afin d'obtenir le signal unique à démoduler. Le signal peut alors s'écrire :

$$\hat{S} = \sum_{A_i=1}^{A_i=N_{r_x}} R_{A_i}\mathbf{G_{A_i}} = R_{A_0}\mathbf{G_{A_0}} + R_{A_1}\mathbf{G_{A_1}} \tag{4.77}$$

Soit en développant :

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1,1}.R_0 + g_{1,2}^*.R_2^* + g_{2,1}.R_1 + g_{2,2}^*.R_3^* \\ g_{1,2}.R_0 - g_{1,1}^*.R_2^* + g_{2,2}.R_1 - g_{2,1}^*.R_3^* \end{pmatrix} \tag{4.78}$$

Ce traitement correspond donc à huit multiplications complexes et à six additions ou soustractions complexes par sous-porteuse utile. La complexité équivalente en nombre d'opérations par seconde est notée $O_{egal_{MIMO}}$ et est donnée par la relation :

$$O_{egal_{MIMO}} = \frac{f_s}{(N_p + N_g)N_{t_x}}((8*4 + (8*2 + 6*2))N_{p_u} \ . \tag{4.79}$$

Pour la première configuration envisagée, cette valeur correspond à 400 MOPS, à 1043 MOPS dans le second cas et à 417 MOPS dans le dernier cas.

Les annexes A.I et A.II développent le calcul de la combinaison et l'égalisation de signaux utilisant ce formalisme dans le cas des détecteurs MRC et ORC. Il est notamment montré que pour

le détecteur ORC, l'amplification du bruit, qui était l'inconvénient majeur de cette technique dans le contexte SISO, est fortement moins probable dans le contexte MIMO considéré.

Pour ce qui est de l'étude du format des données, elle résulte des mêmes considérations que celles de l'égalisation dans le contexte SISO et sera développée dans la prochaine section.

4.2.1.12 Détermination du format de données appliqué à l'opération d'égalisation

Les performances des différentes techniques de détection mono-utilisateurs, exposées lors de la section 3.2.2.2 et illustrées (4.32), ont montré que les techniques MMSE et ORC apportaient les meilleures performances en terme de TEB. C'est pourquoi nous nous sommes penchés sur l'étude du format des données de ces deux techniques.

Détermination de la dynamique des données :

Dans cette opération, la dynamique des données ne doit pas changer. En effet, la compensation du canal de propagation ne doit en aucun cas changer la dynamique des données. Le cas échéant, l'amplification sera due à l'amplification du BBAG et non au signal utile. Ainsi, en respectant le format de données choisi à l'émission, et en saturant les valeurs excessives, les amplifications extrêmes du BBAG seront limitées. Ainsi, $n_{MSB}^{egal} = n_{MSB}^{ofdm}$.

Détermination du pas de quantification :

Cas du détecteur MMSE : La technique de détection mono-utilisateur MMSE offre les meilleures performances, sous la contrainte de devoir estimer le rapport signal sur bruit par sous-porteuse au cours du temps. L'expression de cette technique est reproduite ici :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \ . \tag{4.80}$$

Cette technique doit estimer les coefficients h_k du canal de propagation, comme toutes les autres techniques de détection. Par contre elle doit, de surcroît, estimer le RSB sur chaque sous-porteuse. Cette dernière étape nécessite donc des calculs supplémentaires et donc un regain de complexité. Une solution envisageable permet de fixer ce coefficient γ_k pour une plage de fonctionnement donnée. Cette solution appelée MMSE sous-optimale n'atteint pas les performances de la technique MMSE théorique. Ceci étant l'implantation en sera d'autant plus simplifiée.

Afin de connaître l'impact du changement de format de données, nous avons étudié la technique MMSE, en virgule fixe, avec une estimation parfaite. Le coefficient γ_k est calculé puis

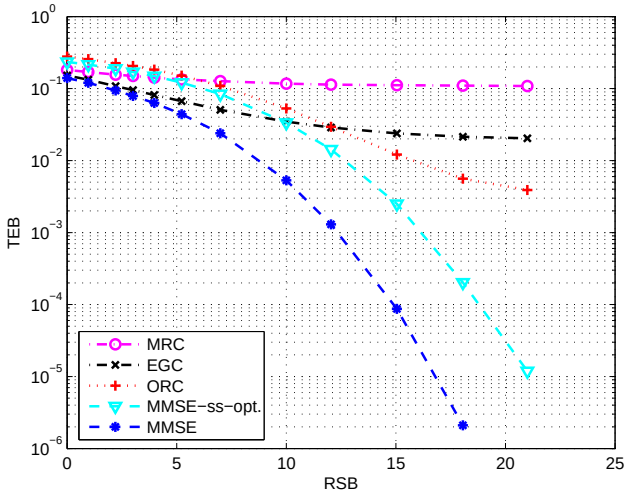


FIG. 4.32 : *Courbes de performances des différentes technique de détection mono-utilisateur pour une configuration* $N_p = 192, N_u = L_c = 32$.

approché selon la plus petite valeur représentable du format de données, c'est à dire le pas de quantification q. Ainsi, l'équation de cette technique devient :

$$\begin{cases} \hat{g}_k = \frac{\hat{h}_k^*}{|\hat{h}_k|^2 + \frac{1}{\hat{\gamma}_k}} & \text{quand} \quad \hat{h}_k > q \text{ et } \hat{\gamma}_k > q \\ \hat{g}_k = \frac{q}{|q|^2 + \frac{1}{q}} & \text{quand} \quad \hat{h}_k \leq q \text{ et } \hat{\gamma}_k \leq q \ , \end{cases} \tag{4.81}$$

où $\hat{g}_k$ et $\hat{h}_k$ représentent respectivement le coefficient estimé d'égalisation et le coefficient du canal de propagation, tous deux en virgule fixe. Le pas de quantification déterminera dans ce cas la sensibilité du détecteur. Les résultats obtenus et présentés sur les figures (4.33), sont surprenants. En effet, nous constatons une dégradation générale des performances causées par le bruit de calcul et la perte de précision. Les sauts observés sur les courbes sont directement liés à la précision du pas de quantification vis à vis du rapport signal sur bruit par sous-porteuse (γ_k), ce qui diminue l'amplification du bruit pour les faibles valeurs de g_k. Hors lorsque le pas de quantification ne peut plus suivre les variations de ce rapport, ($q > \gamma_k$), la technique ne peut plus atténuer l'amplification du BBAG, il en résulte une diminution subite des performances engendrant les sauts observés sur les figures (4.33). Les courbes $MMSE_{THEO}$ et ORC_{THEO} servent de références et représentent respectivement les performances théoriques des détecteurs MMSE et ORC. La notation $MMSE_FIX_{a.b}$ symbolise l'utilisation de la technique de détection MMSE sur une chaîne de traitement MC-CDMA ayant le format de données correspondant à $n_{MSB} = a$ et $n_{LSB} = b$.

Nos études ont montré qu'un nombre de bits associés à la partie fractionnaire égale à 7 était nécessaire afin de suivre les variations du signal. En effet, dans la configuration $N_u = N_p = L_c = 64$, sur la plage de RSB comprise entre $[0, 21]dB$, le facteur γ_k est borné comme suit :

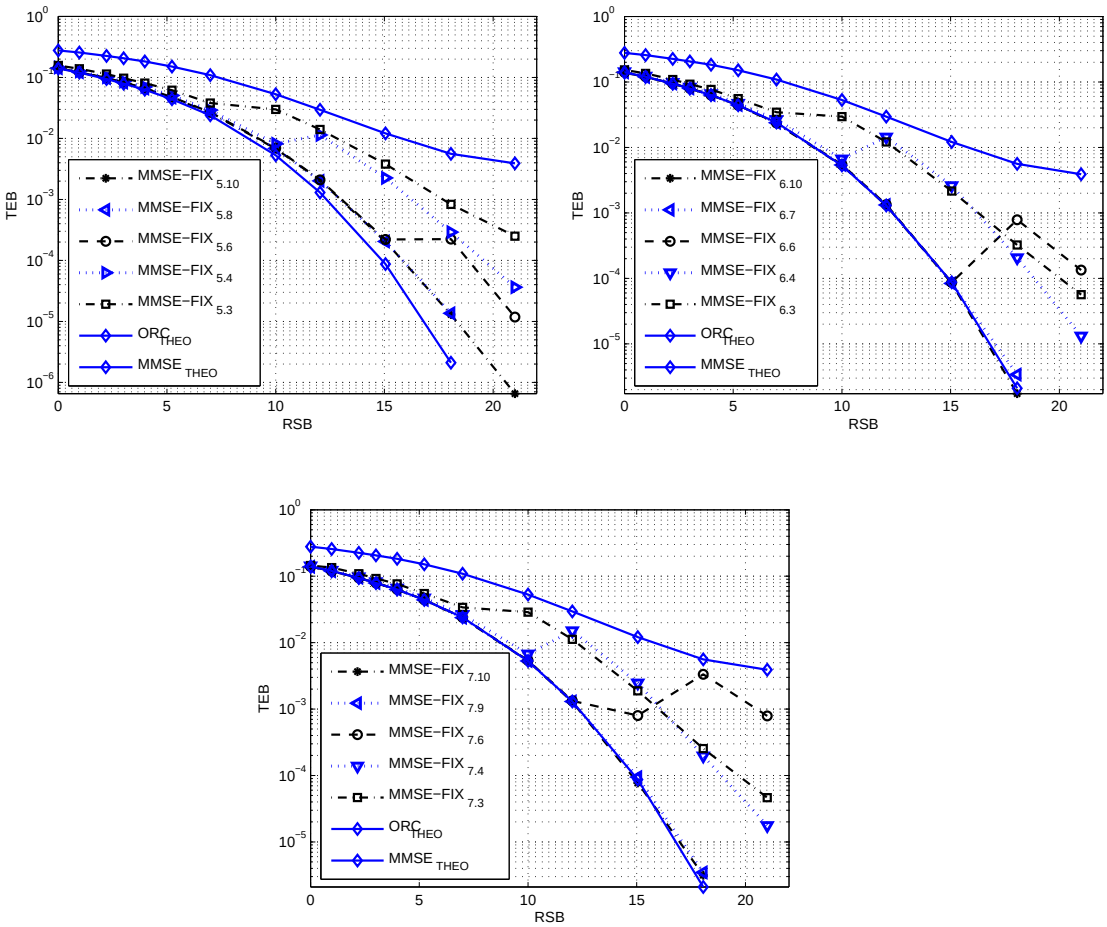


FIG. 4.33 : *Performances du détecteur mono-utilisateur* MMSE *pour différents format de données, avec* $N_p = L_c = N_u = 64$.

$$7.9 * 10^{-3} \leq \gamma_k \leq 0.8 \ ,$$

Afin de suivre la totalité des variations du coefficient γ_k, l'amplitude minimum représentable par le pas de quantification doit se rapprocher au maximum de la valeur minimum. 7 bits attribués à la partie fractionnaire permettent d'avoir un pas de quantification égale à $7.8125 * 10^{-3}$ et donc de se rapprocher du coefficient γ_k et de ce fait des performances du MMSE théorique.

Les tests sur la technique MMSE ayant été réalisés, nous avons réalisé les mêmes tests sur la technique ORC afin de déterminer l'impact du format fixe de données.

Cas du détecteur ORC : La technique ORC, répétée dans l'équation suivante :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2} = \frac{1}{h_k} \ , \tag{4.82}$$

apporte elle aussi des performances très intéressantes. Néanmoins, à fort RSB, cette technique a tendance à amplifier le terme de BBAG introduit par le canal. En effet, le signal, de l'utilisateur j, reçu après égalisation peut être exprimé comme ceci :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j}^2 g_k h_k d_j}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q\neq j}}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} c_{k,q} g_k h_k d_q}_{MAI} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} g_k n_k}_{BBAG} \tag{4.83}$$

Hors lorsque $\lim h_k \to 0$, le terme de BBAG devient :

$$\lim \sum_{k=0}^{N_p-1} c_{k,j} g_k n_k \to \infty \quad \text{car} \quad \lim g_k \to \infty \ . \tag{4.84}$$

Ainsi, la technique ORC amplifie le terme de BBAG lorsque les coefficients du canal sont faibles. Par conséquent, à fort rapport signal sur bruit, le TEB tend vers un taux d'erreur plancher, illustré sur la figure (4.32). Nous avons proposé une solution intéressante afin de limiter cette amplification par le biais du pas de quantification [136]. Cette solution propose, tout comme la solution MMSE, d'introduire un coefficient limitant l'amplification du bruit pour les faibles valeurs de g_k. Cependant, contrairement à la technique MMSE qui introduit cette correction dans le calcul de l'opération d'égalisation, nous proposons d'inclure ce coefficient directement dans le format de données, et plus particulièrement dans le pas de quantification. La représentation de l'impact du pas de quantification sur la technique d'égalisation ORC est la suivante :

$$\begin{cases} \hat{g}_k = \frac{1}{\hat{h}_k} & \text{quand} \quad \hat{h}_k > q \\ \hat{g}_k = \frac{1}{q} & \text{quand} \quad \hat{h}_k \leq q \ , \end{cases} \tag{4.85}$$

où $\hat{g}_k$ représente le coefficient estimé du canal de propagation pour la sous-porteuse k en virgule fixe et $\hat{h}_k$ le coefficient estimé du canal de propagation pour la sous-porteuse k en virgule fixe. Les résultats de simulation sur un canal de Rayleigh et dans la même configuration qu'auparavant, soit $N_p = L_c = N_u = 64$, sont illustrés sur la figure (4.34). Les courbes $MMSE_{THEO}$ et ORC_{THEO} servent de références et représentent respectivement les performances théoriques des détecteurs MMSE et ORC. La notation $ORC_FIX_{a.b}$ symbolise l'utilisation de la technique de détection ORC sur une chaîne de traitement MC-CDMA ayant le format de données correspondant à $n_{MSB} = a$ et $n_{LSB} = b$. Plusieurs commentaires peuvent en être extraits. La différence des courbes réside dans le format de la partie entière. La première figure a un nombre de bits attribués à sa partie entière égale à $n_{MSB}^{Egal} = 5$, la seconde $n_{MSB}^{Egal} = 6$ et la dernière $n_{MSB}^{Egal} = 7$. Ces

courbes montrent une amélioration des performances de la technique ORC et ce dans la majorité des configurations testées. La comparaison de ces trois courbes nous montre également l'impact du nombre de bits affectés à la partie entière. Ainsi, une meilleure connaissance de la dynamique des données permettra un meilleur calibrage de n_{MSB} et donc de limiter les amplifications du BBAG. En effet, l'optimisation du format de données ne pourra éviter totalement l'amplification du BBAG, mais la limiter. Ensuite, un résultat très intéressant est atteint avec uniquement un nombre total de de 8 bits, pour coder les données, $n_{MSB} = 5$ et $n_{LSB} = 3$. Effectivement, avec cette configuration minimale, une nette amélioration des performances de l'ORC est obtenue avec un nombre de bits très faible. Ce résultat, peut être intéressant pour des systèmes embarqués nécessitant un fort débit, et un TEB limité. Ce résultat montre également que la perte de précision et le bruit de calcul introduit par ce format de données n'affectent que très peu les performances globales du système.

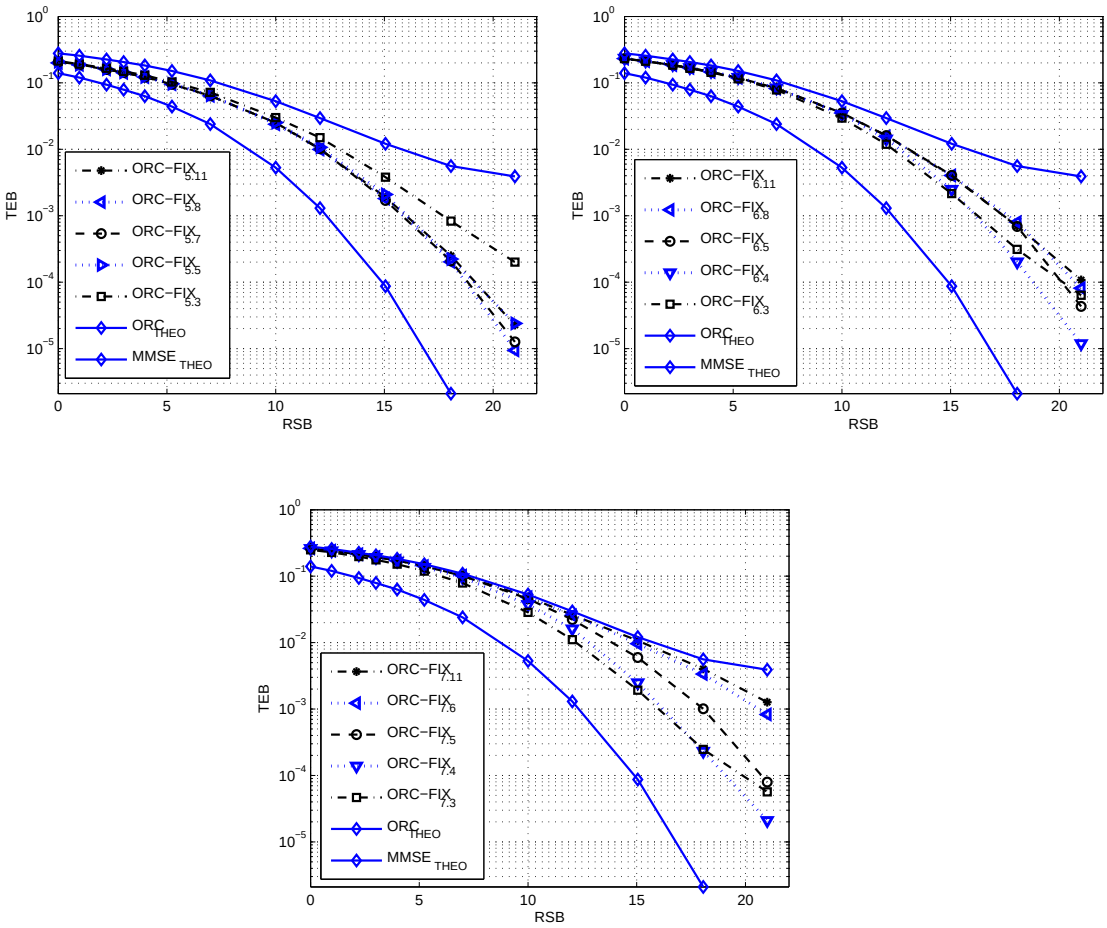


FIG. 4.34 : *Performances du détecteur mono-utilisateur* ORC *pour différents format de données, avec* $N_p = L_c = N_u = 64$.

Les meilleures performances ont été obtenues en considérant un nombre de bit attribués à la partie fractionnaire $n_{LSB} = 6$ et un nombre de bit attribués à la partie entière $n_{MSB} = 5$ ou 6.

Pour finir, les performances obtenues avec la technique ORC en virgule fixe sont meilleures qu'en virgule flottante et ce dans la majorité des configurations étudiées. Ainsi les performances de la technique ORC en virgule fixe peuvent être comparées aux performances de la technique MMSE. La comparaison des performances, en terme de TEB, peut se faire en considérant la complexité de mise en œuvre avec un codage de données équivalent. Ce résultat est d'autant plus vrai dans le cas du système MIMO, car comme nous l'avons vu précédemment lors du chapitre 3, l'écart de performance entre les deux techniques de détection MMSE et ORC diminue. En effet, dans le cas MIMO, l'utilisation de plusieurs canaux indépendants implique que la probabilité d'obtenir des évanouissements profonds sur la totalité des canaux au même instant est faible. De ce fait, la probabilité d'amplification du bruit est fortement diminuée.

4.2.2 Complexité globale des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés

L'étude des différentes opérations utilisées conduit à estimer la complexité globale de l'émetteur et du récepteur développés selon les spécifications des configurations étudiées. Ainsi, le format des données, le nombre d'opérations et la mémoire nécessaire au bon fonctionnement du système peuvent-être estimés. L'estimation du format des données permettra de dimensionner les opérateurs et les mémoires. Le tableau (4.5) résume les contraintes liées au format des données sur les différents opérateurs.

Opération	n_{MSB}	n_{LSB}
MDP-4	2	3 ou 6
MAQ-16	4	3 ou 6
THR 32 et 64	5	3 ou 6
Entrelacement	x	x
Zéro-padding	x	x
OSTBC	x	x
IFFT	5	3 ou 6
Intervalle de garde	x	x
Mise sur porteuse	5	3 ou 6
Total	5	3 ou 6

Opération	n_{MSB}	n_{LSB}
Récupération du signal	5	3 ou 6
Intervalle de garde	x	x
FFT	5	3 ou 6
Zéro-padding	x	x
Estimation	5	3 ou 6
Egalisation SISO	5	3 ou 6
Egalisation MIMO	5	3 ou 6
Désentrelacement	x	x
THR inverse 32 et 64	5	3 ou 6
Démodulation MAQ-16	4	3 ou 6
Démodulation MDP-4	2	3 ou 6
Total	5	3 ou 6

TAB. 4.5 : *Estimation du format des données par opération de l'émetteur et du récepteur du système* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA *développés, (x) correspond aux opérations n'ayant aucune incidence.*

Le nombre de bits attribués à la partie entière sera de $n_{MSB} = 5$ bits. Les mesures de TEB réalisées avec $n_{LSB} = 3$ et $n_{LSB} = 6$ sont respectivement, pour un rapport signal sur bruit de 15 dB, de $3.8 * 10^{-3}$ et $1.86 * 10^{-3}$ et, pour un RSB de 18 dB, de $8.3 * 10^{-4}$ et $2.54 * 10^{-4}$. La configuration $n_{LSB} = 3$ apporte des résultats très intéressants avec très peu de bits. Cependant, les solutions implantées intégreront un nombre de bits attribués à la partie fractionnaire de $n_{LSB} = 6$, afin de tester les performances réelles en terme de TEB et de complexité. L'utilisation du format de données $n_{MSB} = 5$ et $n_{LSB} = 3$ n'est toutefois pas écarté. L'implantation des systèmes avec

ce format de données sera à étudier ultérieurement, pour vérifier les performances en terme de TEB et le gain en complexité. Le format des données $(b, n_{MSB}, n_{LSB}) = (11, 5, 6)$ ainsi obtenu implique une architecture ayant des opérateurs flexibles en terme de format de données. De plus, un tel format de données permettra d'optimiser la mise en mémoire des données. Les estimations sur la mémoire sont rappelées dans le tableau (4.6), elles ne tiennent pas compte du format des données, mais du nombre de mots stockés. La notion de mots ne représente pas ici une donnée composée de 16 ou 32 bits, mais une donnée dont le format de données respecte les résultats précédemment présentés. La taille du mot aura son importance, notamment pour les architectures FPGA, puisque la taille des mots est totalement paramétrable à l'intérieur des mémoires. La connaissance du format de données est donc essentielle pour une meilleure utilisation des blocs RAM.

Opération	RAM
MDP-4	x
MAQ-16	x
THR 32 et 64	x
Entrelacement	$2 * N_{p_u} * 2$
Zéro-padding	$N_{p_u} * 2$
OSTBC	x
IFFT	$4 * N_p * 2$
Intervalle de garde	$N_{p_u} * 2$
Mise sur porteuse	15

Opération	RAM
Récupération du signal	15
Intervalle de garde	x
FFT	$4 * N_p * 2$
Zéro-padding	$2 * N_p * 2$
Estimation	$N_{p_u} * 2$
Egalisation SISO	x
Egalisation MIMO	x
Désentrelacement	$2 * N_{p_u} * 2$
THR inverse 32 et 64	x
Démodulation MAQ-16	x
Démodulation MDP-4	x

TAB. 4.6 : *Estimation de la complexité en nombre de données stockées dans la mémoire de l'émetteur et du récepteur du système* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA *développés.*

Ces estimations montrent que le système MC-CDMA nécessite $8*N_{p_u}+8*N_p+14$ mots pour l'émetteur et le récepteur nécessite $6 * N_{p_u} + 12 * N_p + 14$ mots. L'émetteur OSTBC/MC-CDMA en nécessite $10 * N_{p_u} + 16 * N_p + 14$ et le récepteur $6 * N_{p_u} + 20 * N_p + 14$. Ces estimations montrent que l'architecture cible demandera des bancs mémoires assez nombreux ou des bancs mémoires externes ayant des temps d'accès suffisamment faibles pour répondre aux contraintes induites par le temps réel. Les estimations en terme de nombre d'opérations sont rappelées au sein du tableau (4.7).

Configuration	Emetteur SISO	Récepteur SISO	Emetteur MIMO	Récepteur MIMO
Configuration I	1186 MOPS	1266 MOPS	1666 MOPS	2066 MOPS
Configuration PALMYRE	1426 MOPS	1510 MOPS	2113 MOPS	2530 MOPS
Configuration II	3633 MOPS	3841 MOPS	5349 MOPS	6392 MOPS

TAB. 4.7 : *Estimation de la complexité en terme de nombre d'opérations réelles par seconde de l'émetteur et du récepteur du système* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA *développés.*

La complexité relative à chaque configuration considérée des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés ainsi que la structure de chaque opération conduisent à envisager principalement une mise en œuvre sur FPGA. En outre, il ressort de cette analyse que la fonction de modulation OFDM, reposant sur l'opération de TFR, est la fonction la plus complexe des systèmes. De plus, elle sera la fonction la plus critique dans le respect des contraintes spécifiées d'exécution en temps réel.

4.3 Conclusion

Ce chapitre présente une analyse de la complexité de mise en œuvre ainsi qu'une étude réalisée sur le format des données des différentes fonctions nécessaires de traitement. Cette analyse comporte trois parties nécessaires à la connaissance des fonctions de traitement. Tout d'abord une étude sur le format des données a été réalisée en prenant en compte l'impact du changement du format virgule flottante au format virgule fixe sur l'ensemble des fonctions de traitement. Les résultats de cette étude aboutissent à la définition de deux formats de données. Le premier format de données comporte 8 bits dont 3 seulement sont attribués à la partie fractionnaire. Ce format de données, bien que comportant peu de bits, permet d'obtenir des performances en terme de TEB très intéressantes. Le deuxième format de données émergeant de cette étude est composé de 11 bits (5 bits pour la partie entière et 6 bits pour la partie fractionnaire). L'application de celui-ci conduit à de meilleures performances en terme de TEB. C'est pourquoi, ce format de données a été adopté pour l'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Il serait intéressant d'étudier l'impact sur les performances en terme de TEB et sur l'occupation du composant de l'adoption du format de données contenant le moins de bits. L'étude réalisée sur le format de données a été réalisée avec l'outil CoFluent Studio et le langage SystemC. La deuxième partie de cette étude, présente une analyse de la complexité de mise en œuvre des fonctions de traitement en terme de nombre d'opérations et de mémoires occupées. Les limitations observées mettent en exergue que l'implantation des systèmes se destine principalement à une cible FPGA. Toutefois, il serait intéressant de connaître les performances d'une distribution mixte sur DSP et FPGA en considérant le coût induit par les communications. Ce point souligne l'intérêt d'une démarche rigoureuse de dimensionnement de l'architecture. De ce fait, le chapitre 5 présente l'expérience originale menée sur l'application de la méthodologie MCSE et sur l'analyse des apports possibles à la conception des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA.

Nous pouvons souligner que les différents résultats présentés dans ce chapitre ont contribué au projet européen IST MATRICE ainsi qu'au projet régional PALMYRE pour la réalisation d'un démonstrateur matériel complet reposant sur l'utilisation des techniques MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA.

CHAPITRE 5

Méthodologie de conception appliquée aux systèmes étudiés

Sommaire

5.1 La Méthodologie pour la Conception des Systèmes Électroniques (MCSE) 148

5.1.1 Principes de MCSE 148

5.1.2 Outil associé à la méthodologie 151

5.2 Analyse et conception des systèmes étudiés selon l'approche MCSE 152

5.2.1 Modélisation des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE 153

5.2.2 Exploration architecturale des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE 161

5.2.3 Modélisation de l'architecture de prototypage 161

5.2.4 Analyse et résultats de la phase de conception architecturale 163

5.2.5 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour l'analyse de systèmes de radiocommunications 166

5.3 Analyse et résultats de la phase de génération de code 167

5.3.1 Modifications apportées par l'outil CoFluent Studio sur le modèle structurel pour une génération de code sur FPGA 167

5.3.2 Règles de conception du modèle comportemental induite par le modèle de traduction VHDL utilisé par l'outil 168

5.3.3 Résultats de génération et d'implantation du système MC-CDMA . . . 173

5.3.4 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour la génération automatique de code VHDL 175

5.4 Conclusion 176

Le chapitre précédent a permis d'établir la complexité ainsi que le format des données associées à l'implantation des opérations de traitement des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés. Les résultats de cette étude montrent que l'implantation de tels systèmes se destine plus aux architectures configurables de type FPGA. Cependant, ce résultat repose sur l'expérience à priori du concepteur sur les architectures disponibles et sur les applications considérées. Toutefois, le contexte de la Radio Logicielle conduit à envisager la définition de nouvelles méthodes adaptées à la conception des futurs systèmes de radiocommunications. Dans ce chapitre, nous proposons l'adoption de la méthodologie MCSE pour le développement des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés. Ainsi, le chapitre 5 a pour intérêt de rendre compte, de manière didactique, de notre mise en œuvre de la méthodologie MCSE et de notre utilisation de l'outil associé compte tenu du contexte de Radio Logicielle. Le flot de conception de cette méthodologie sera détaillé, puis les différents résultats obtenus seront présentés.

5.1 La Méthodologie pour la Conception des Systèmes Électroniques (MCSE)

5.1.1 Principes de MCSE

La méthodologie MCSE, pour *Méthodologies pour la Conception des Systèmes Électroniques* [45], est issue de travaux de recherches menés au sein de l'Université Polytechnique de Nantes. Cette méthodologie de conception couvre les étapes d'élaboration des spécifications, de conceptions fonctionnelle et architecturale ainsi que le prototypage et la réalisation, comme indiqué sur la figure (5.1). Le respect de cette démarche de conception garantit un développement fiable et rigoureux.

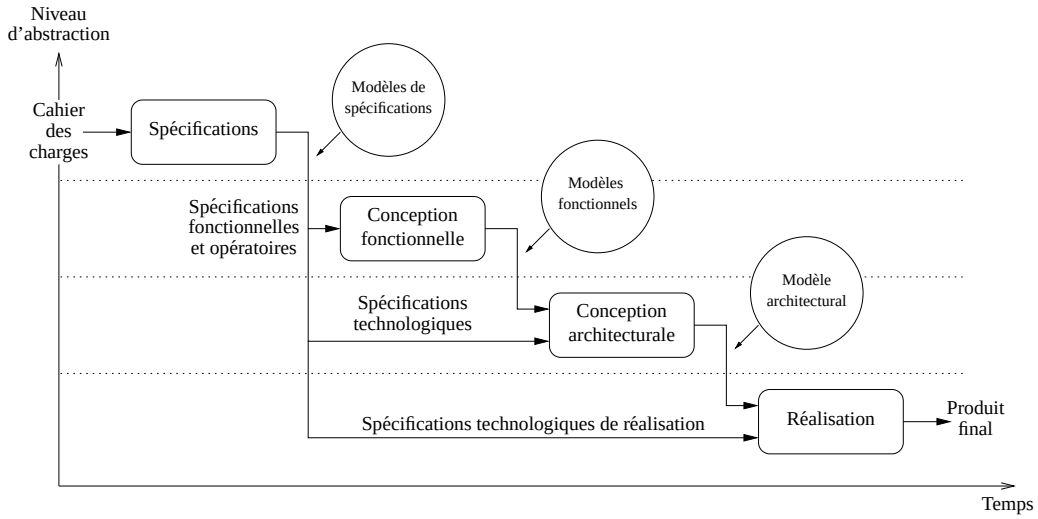


FIG. 5.1 : *Etapes de conception couvertes par la méthodologie* MCSE.

Toute conception d'un système débute par l'élaboration des spécifications de celui-ci. Ces spécifications répondent à des questions simples qui seront déterminantes dans la suite de la conception. Parmi les informations contenues dans celles-ci, nous pouvons citer :

- les spécifications environnementielles, qui détaillent l'environnement dans lequel le système évoluera et donc les contraintes liées à celui-ci,
- les spécifications d'entrées/sorties, qui précisent les informations disponibles à l'entrée du système et les informations que le système doit fournir,
- les spécifications fonctionnelles, comprenant l'ensemble des services rendus par le système opérant,
- les spécifications opératoires, décrivant les performances escomptées et les opérations à mettre en œuvre,
- les spécifications technologiques, incluant les contraintes de temps et de réalisation.

A l'issue de cette étape, toutes les spécifications du système sont identifiées et connues. A partir de là, l'étape de conception fonctionnelle, qui permet la définition interne du système,

peut commencer. Cette étape doit nécessairement être réalisée sans contrainte technologique ou architecturale. Ainsi, la modélisation fonctionnelle, illustrée sur la figure (5.2), se décompose en deux structures complémentaires et orthogonales [155] :

- le modèle structurel du système permet la description de la structure hiérarchique du système, en identifiant les fonctions nécessaires et les données (relations d'ordre, type et taille) échangées entre elles,
- le modèle comportemental du système. Ce modèle décrit l'évolution temporelle de chaque fonction. Le comportement (séquentiel, concurrent, itératif ou conditionnel) de chaque fonction sera alors modélisé.

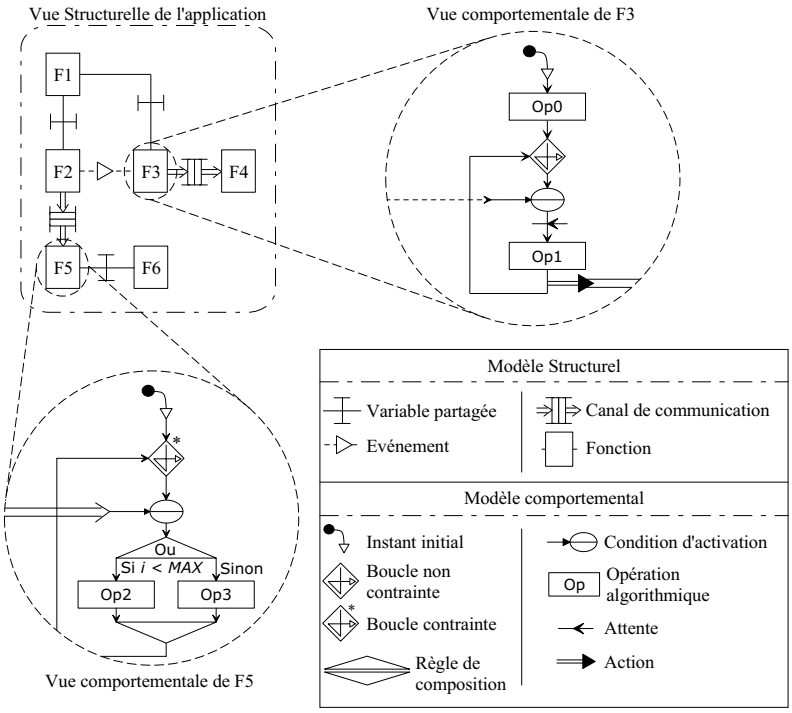


FIG. 5.2 : *Illustration du modèle fonctionnel utilisé par l'approche* MCSE.

Le modèle structurel distingue trois types de relations entre fonction, la variable partagée, l'événement et le canal de communication.

- la variable partagée modélise un échange, synchrone ou asynchrone, d'informations entre fonctions,
- l'événement sensibilise toutes fonctions en dépendant,
- les canaux de communication modélisent le dépôt temporaire de messages.

De plus, des attributs inhérents à chaque type de relation sont ajoutés afin de permettre une simulation, non interprétée, à un haut niveau d'abstraction, du système modélisé. De cette manière, la simulation des modèles structurel et comportemental, aidée par les attributs, fonctionnels et par la suite architecturaux, définis par le concepteur, permettra de vérifier le caractère non bloquant du système. A ce niveau, aucun code n'est utile à la simulation. En effet, le but de la simulation

n'est pas la vérification des performances d'un algorithme, mais la vérification de la structure de ce système. Dès lors, le concepteur n'a plus qu'à coder le comportement séquentiel de chaque opération définie avant de simuler son algorithme, afin cette fois, de vérifier ces performances. Cette description peut alors être faite en différents langages (C, SystemC, VHDL).

Une fois le modèle fonctionnel du système modélisé et validé, le support matériel doit être défini. Le modèle architectural, illustré sur la figure (5.3), sera composé de processeurs programmables et configurables, de mémoires ainsi que de médias de communications. A partir de ce modèle architectural, le concepteur peut maintenant étudier l'influence de la distribution de la solution issue de la conception fonctionnelle.

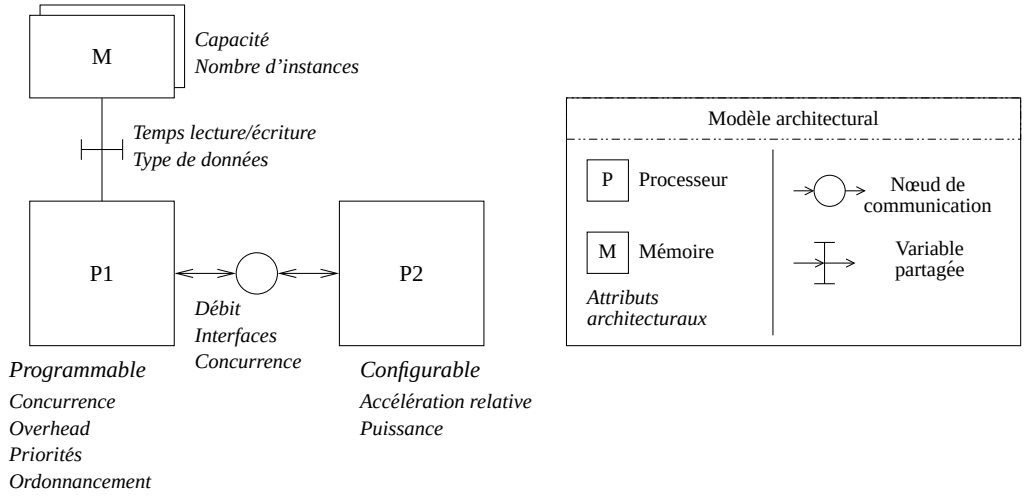


FIG. 5.3 : *Illustration du modèle architectural utilisé par l'approche* MCSE.

La distribution du modèle fonctionnel sur le modèle architectural est manuel et dépend des choix du concepteur. Le modèle obtenu permet alors l'évaluation des performances des différentes solutions candidates. Durant cette étape, les attributs inhérents au modèle architectural seront pris en compte. Le degré de concurrence d'un processeur programmable, l'accélération relative liée à l'utilisation d'un composant configurable, ou encore les temps de communications des différentes interfaces serons alors considérés afin d'assister le concepteur dans sa démarche.

Lors de cette étape, la simulation du précédent modèle fonctionnel est complétée par les attributs du modèle architectural. La simulation effectuée repose alors sur une politique d'ordonnancement dynamique basée sur les priorités des fonctions définies. Dès lors, l'influence des attributs du modèle architectural sur les performances d'implantation du système sera étudiée. Cette étape, qui sera détaillée lors de la section §5.2, permettra la définition d'une solution architecturale adaptée aux contraintes du système.

Par conséquent, le modèle fonctionnel et le modèle architectural définis, il reste à intégrer le système développé. Cette intégration sera simplifiée de par les descriptions précises réalisées préalablement. Dès lors, la réalisation du support matériel et le développement logiciel associé

peuvent être effectués conjointement. La validation du système étant réalisée aux différentes étapes de la conception, la phase de test du prototype final s'en trouve simplifiée.

Cette méthodologie de conception est une démarche globale qui permet une vaste utilisation. Cette démarche a notamment été utilisée au cours de développements de systèmes complexes tels que des systèmes de serveurs vidéo [156], de systèmes de communications [157], de conception de circuits intégrés [158], ou la création d'un modèle exécutif temps-réel [159]. Les solutions innovantes apportées par une telle approche ont conduit à la création de l'entreprise CoFluent [160], afin de commercialiser l'outil CoFluent Studio supportant la méthodologie de conception MCSE.

5.1.2 Outil associé à la méthodologie

Les différentes étapes, de saisie et de simulation, associées à l'utilisation de cet outil sont illustrées sur la figure (5.4).

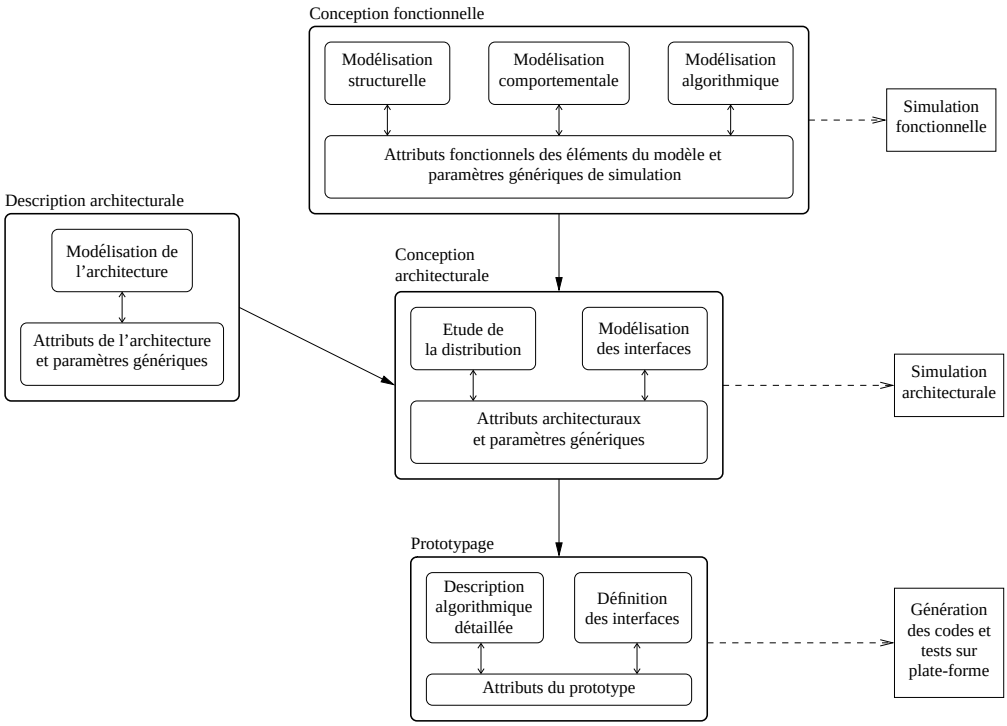


FIG. 5.4 : *Flot de conception et utilisation de l'outil CoFluent Studio.*

Trois étapes sont identifiables : tout d'abord la conception fonctionnelle, puis la conception architecturale et enfin le prototypage :

la conception fonctionnelle cette première étape permet la saisie des modèles structurels et comportementaux de l'application ciblée. Le comportement algorithmique de chaque opération est défini, en langage C ou SystemC dans un premier temps. Ces attributs définis,

une simulation de cette modélisation, aussi bien au niveau structurel qu'algorithmique, est alors possible. Plusieurs résultats peuvent être étudiés. En effet, il est possible d'observer l'évolution temporelle des valeurs des différentes données spécifiées, ainsi que l'activité des différentes fonctions et des données utilisées. Il est ainsi possible de valider l'application modélisée à un haut niveau d'abstraction,

la conception architecturale cette deuxième étape permet la saisie du modèle d'architecture ainsi que l'étude de la distribution des fonctions sur les processeurs spécifiés et des données sur les interfaces de communications. Différentes observations sont disponibles. L'impact des communications sur le système global peut être analysé selon des paramètres tels que le degré de concurrence, les temps d'émission-réception ou le comportement des interfaces, la description de ces dernières étant raffinée tout au long de la définition du modèle architectural. Cette approche facilite grandement l'étape de génération de ces interfaces. A ce niveau, l'estimation des performances des différentes solutions architecturales est réalisable. Celle-ci comprend par exemple le taux d'occupation des composants, des interfaces ou le respect du temps réel,

le prototypage cette dernière étape considère la génération de la solution retenue. Dès lors, deux types de cibles sont considérés, les composants programmables et configurables. Concernant les composants programmables, la génération correspond à l'obtention de codes sous la forme d'exécutifs, possiblement distribués, reposant sur les primitives utilisées par le RTOS VxWorks. S'agissant des FPGA, la génération des interfaces se fait à partir du comportement issu de la conception architecturale et peut permettre l'utilisation des différents formats nécessaires. Quant à la génération de l'application, le modèle utilisé peut être converti automatiquement en VHDL, deux solutions sont alors envisageables. La première repose sur la conversion automatique, via un outil de traduction présent dans CoFluent Studio, du code C relatif à la description des opérations, en code VHDL. Cette solution, bien que rapide dans certains cas, reste restrictive. En effet, l'outil de traduction impose l'écriture de code C restreint aux structures acceptant une équivalence en VHDL. La seconde consiste à introduire dans l'outil les descriptions VHDL équivalentes aux différentes opérations définies en C. Par ce biais, l'intégration d'IP est possible.

Ainsi, les avantages de cette méthodologie de conception globale et cohérente nous ont conduit à l'utiliser dans notre contexte inscrit dans le développement des systèmes de radiocommunications.

5.2 Analyse et conception des systèmes étudiés selon l'approche MCSE

Le flot de conception associé à notre utilisation de l'outil CoFluent Studio est représenté sur la figure (5.5). L'étape de conception fonctionnelle nous a permis la modélisation et la simulation des systèmes étudiés. Les simulations ont été effectuées sur canaux de Rayleigh en virgule flottante puis en virgule fixe. Ensuite, l'étape de conception architecturale a porté sur l'estimation des performances architecturales, selon notre architecture cible, des systèmes spécifiés. Enfin, l'étape de génération de code a consisté à la génération d'une solution matérielle à partir d'une même description fonctionnelle. Nous n'avons pas traité la génération de code C pour DSP.

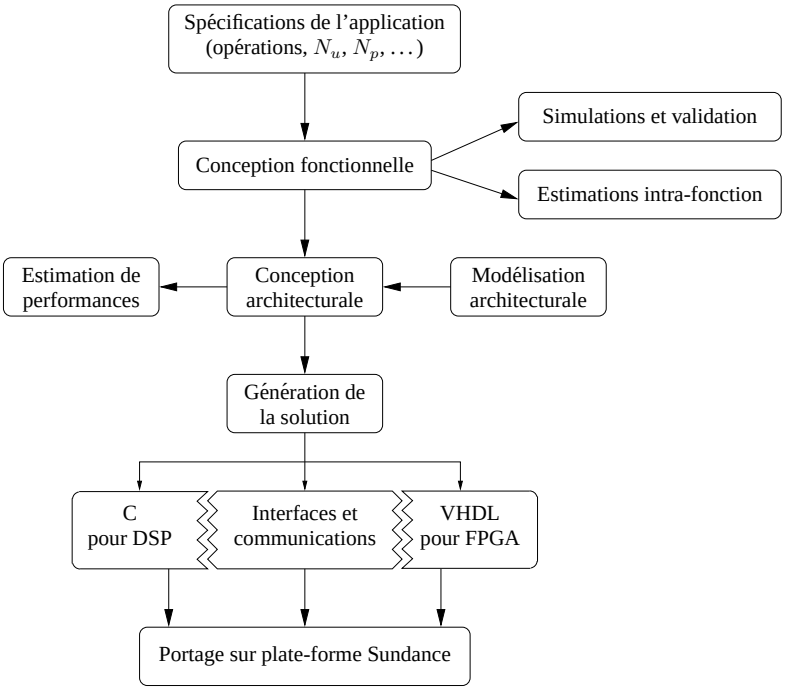


FIG. 5.5 : *Flot de conception lié à la mise en œuvre de la méthodologie* MCSE *pour le développement des systèmes étudiés.*

Les sections suivantes sont destinées à rendre compte de notre utilisation didactique de l'outil CoFluent Studio ainsi qu'à la présentation des différents résultats obtenus tout au long du flot de conception.

5.2.1 Modélisation des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE

L'utilisation de l'outil CoFluent Studio requiert la définition au préalable des spécifications induites par le contexte dans lequel les systèmes étudiés vont évoluer. Ainsi, le tableau (5.1) rappelle les principales spécifications des systèmes étudiés.

Le flot de conception débute par la saisie du modèle fonctionnel des systèmes. Cette étape se scinde en trois parties. Tout d'abord, la détermination des entités et de la hiérarchie du système est définie par le modèle structurel. Ensuite, la définition du modèle comportemental qui détermine le comportement interne des fonctions et une troisième étape de description algorithmique qui décrit l'algorithme des opérateurs.

	Eléments de spécifications	Attributs fonctionnels ou paramètres génériques associés
Spécifications fonctionnelles	Paramètres caractéristiques du canal (B_c, t_c), cactéristiques de la transmission (f_c, N_u), performances en TEB	Vitesse v du mobile, N_u, N_0
Spécifications opératoires	Fonctions à mettre en œuvre, format des données, schéma de la trame	N_p, L_c, N_{t_x}, N_{r_x}, N_{sym}, P_{pilote}
Spécifications technologiques	DSP, FPGA, organisation de l'architecture, types des communications	Temps caractéristiques de l'exécution des fonctions, des communications, ...

TAB. 5.1 : *Spécifications associées à la conception des systèmes* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA.

5.2.1.1 Modèle structurel

Le modèle structurel, décrit dans la section §5.1.1, définit la structure hiérarchique du système. Pour ce faire, une découpe fonctionnelle du système doit être réalisée. Notons bien que lors de cette étape, aucun code n'est écrit. Dès lors, les fonctions présentes seront définies par leurs attributs uniquement. Les données seront définies en terme de type, taille et les échanges entre les fonctions seront décrites. Trois types de relations entre fonctions sont distingués :

- l'utilisation d'événement pourra être utilisée pour sensibiliser une fonction, l'information traduite par l'événement ne sera que d'un ordre, un changement d'état sur une donnée, aucune autre information n'est disponible,
- l'information de la variable partagée, modélisant un échange d'information entre fonctions, se traduira par les valeurs des données qui transiteront entre les fonctions. Cependant, aucune notion d'événement ne sera disponible,
- enfin, l'information disponible avec l'utilisation du troisième type de relation, appelé canaux de communications, sera de deux natures, événementiel et de données. Ainsi, les canaux de communications seront utilisés pour déterminer les échanges de données entre fonctions. A partir de cela, la structure flot de données liée aux systèmes développés pourra être mise en œuvre,

A l'issue d'une première phase d'analyse, la modélisation structurelle des systèmes permet notamment de distinguer les entités principales de l'application. La figure (5.6) est une une représentation envisageable des entités des systèmes étudiés. Chacune des entités définies possède un comportement distinct :

- l'entité notée « Station de base » désigne l'ensemble des traitements précédant le système de modulation étudié. Dans notre cas, le comportement correspondant consiste à l'émission de trames de données binaires traitées par le système. A terme, ce comportement pourrait évoluer et intégrer des fonctionnalités propres aux couches supérieures de transmission.

– L'entité « Canal de propagation » correspond à la modélisation issue de la description des effets perturbateurs du canal, détaillée dans le chapitre 2. Son comportement dans le cas SISO correspond au modèle de Rayleigh dans le domaine fréquentiel. Dans le cas MIMO, un modèle de canal de Rayleigh étendu au cas des systèmes considérés est disponible. Dans les deux cas, ces représentations incluent les effets du bruit blanc additif gaussien afin de pouvoir évaluer les performances en terme de TEB en fonction du rapport signal à bruit.
– L'entité « Mobile » modélise la récupération des éléments binaires issus des systèmes et permet leur comparaison aux éléments initialement émis.
– L'entité « Modem » modélise les systèmes d'émissions et de réceptions MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés. Dès lors, chaque sous-partie de système se déclinera en sous fonction. Celles-ci réaliseront les fonctions nécessaires aux modulations étudiées.

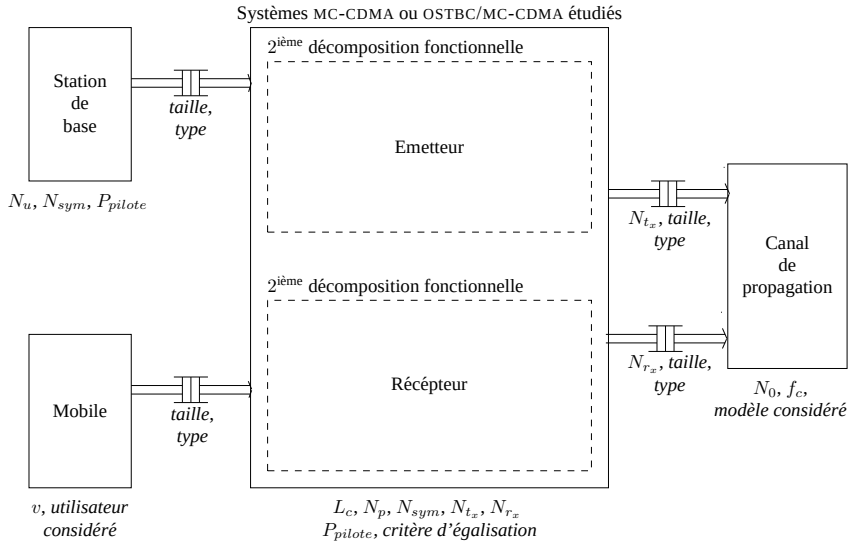


FIG. 5.6 : *Vue structurelle de la décomposition fonctionnelle de l'application considérée et principaux attributs et paramètres génériques associés au modèle.*

5.2.1.2 Modèle comportemental

Le modèle structurel retenu, l'étape de modélisation comportementale consiste à décrire les comportements internes de chaque fonction identifiée obtenues par raffinements successifs du modèle structurel. L'exemple représenté sur la figure (5.7) correspond à une modélisation possible des fonctions de codages binaires à symbole, d'étalement de spectre ainsi que la génération et la mise en trame des données réalisées par la station de base. Le grain de description du modèle comportemental se veut à haut niveau hiérarchique de façon à ne considérer aucune solution architecturale. La validation globale du système et par la suite la simulation algorithmique de chaque fonction seront alors réalisées en faisant une totale abstraction des aspects architecturaux.

Le comportement des différentes fonctions identifiées lors du raffinement successif du modèle structurel pourra donc être décrit. Les fonctions sont les suivantes :

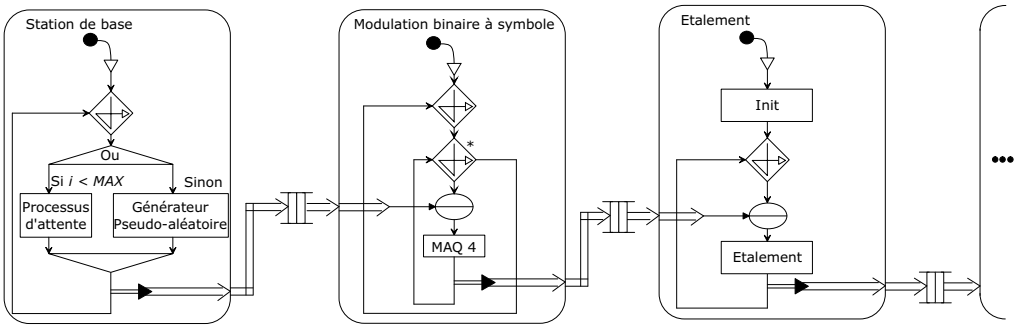


FIG. 5.7 : *Description comportementale associée aux différentes foncions modélisées.*

- modulation de type MDP-4 ou MAQ-16 des données binaires,
- étalement selon des codes de Walsh-Hadamard, avec une longueur L_c des codes d'étalement paramétrable selon le nombre d'utilisateurs,
- entrelacement des données, selon les valeurs de L_c et de N_p,
- séparation et codage des données sur deux antennes selon les codes d'Alamouti, dans le cas du système OSTBC/MC-CDMA,
- modulation OFDM et opération d'ajout du zero-padding de taille paramétrable selon N_p, N_{p_u} et selon la longueur de l'intervalle de garde N_g,
- mise sur porteuse du signal complexe.

En réception, on trouve les fonctions duales aux précédentes ainsi que :
- l'estimation de canal, effectuée selon les valeurs reçues des symboles pilotes,
- l'égalisation selon un critère de détection dont le choix est paramétrable, ainsi que la recombinaison des signaux dans le cas du système OSTBC/MC-CDMA.

Les attributs disponibles à ce niveau du flot de conception sont des attributs inhérents aux médias de communications et au modèle structurel. C'est à dire la taille des données, la taille des paquets de données à transiter entre fonctions, les temps d'écriture et de lecture, les conditions d'activation, les priorités, les temps d'exécution, etc... Ainsi, dans notre cas, les données échangées correspondent le plus souvent à des tableaux d'échantillons complexes dont la taille dépend de la configuration des systèmes considérés. Les informations ainsi fournies par le modèle structurel et ses attributs donnent des informations sur le système global. Il est ainsi possible de vérifier si le système est bloquant ou non et avoir une estimation grossière des temps d'exécution et de communication. Les temps sont définis de manière arbitraire, les estimations temporelles seront donc une première approximation totalement décorellées de l'architecture cible. La figure (5.8) illustre le déroulement temporelle de l'application. Ce diagramme permettra de déterminer si le système est bloquant ou non, de plus, il permettra d'évaluer l'activité des fonctions. En effet, le temps de lecture/écriture des données, le temps de traitement/d'attente des opérations, les échanges de données sont modélisés. Par conséquent, il est possible de détecter les fonctions les plus critiques en terme de temps de calculs et en terme de consommation/production de données. Il est également possible de détecter des fonctions ayant de grandes périodes d'inactivités.

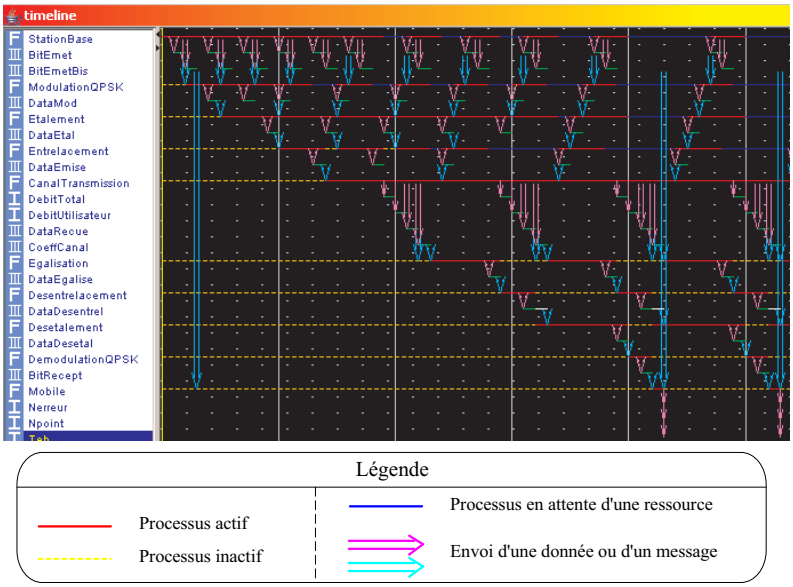


FIG. 5.8 : *Observation du diagramme d'exécution temporelle du modèle structurel simulé.*

A ce stade de la modélisation, il est important de noter que les informations sur le déroulement temporel du système global sont obtenues de manière graphique et ce sans décrire les opérations algorithmiques et donc sans écrire de code. Une fois le modèle structurel validé, le déroulement temporel du système garanti, les opérations algorithmiques peuvent être décrites.

5.2.1.3 Description algorithmique en virgule flottante

Enfin, la description algorithmique de chaque opération élémentaire sera décrite dans le langage choisi (C, SystemC). La définition de chaque algorithme se trouve simplifiée de par le travail de modélisation du système réalisé au préalable. En effet, le comportement global du système et de chaque fonction a été décrit lors de l'établissement des modèles structurel et comportemental. Dès lors, la saisie de l'algorithme correspond uniquement au traitement réalisé par les fonctions, le terme d'opérateur prend ici tout son sens. Dans un premier temps, et afin de vérifier les performances des systèmes, nous avons décrit les opérateurs élémentaires en langage C. Un exemple de saisie d'algorithme est illustré sur la figure (5.9). Cette fenêtre contient cinq sous fenêtres. La fenêtre (5.9)(a) permet au concepteur de choisir le langage de description dans lequel l'opérateur algorithmique sera décrit. La fenêtre (5.9)(b) est une représentation du système, nous pouvons distinguer la hiérarchie présente dans les modèles structurel et comportemental. La fenêtre (5.9)(c) représente les entrées/sorties de la fonction sélectionnée. La fenêtre (5.9)(d) énumère les opérateurs algorithmique présents dans la fonction considérée. La fenêtre (5.9)(e) est l'espace dédié à la déclaration de variables, signaux et constantes. La fenêtre (5.9)(f) servira à la saisie du code de l'opérateur algorithmique considéré.

Le modèle comportemental réalisé, des tests peuvent être effectués dans le but de vérifier la validité et les performances globales du système. Ainsi le TEB, le débit par utilisateur, la puissance

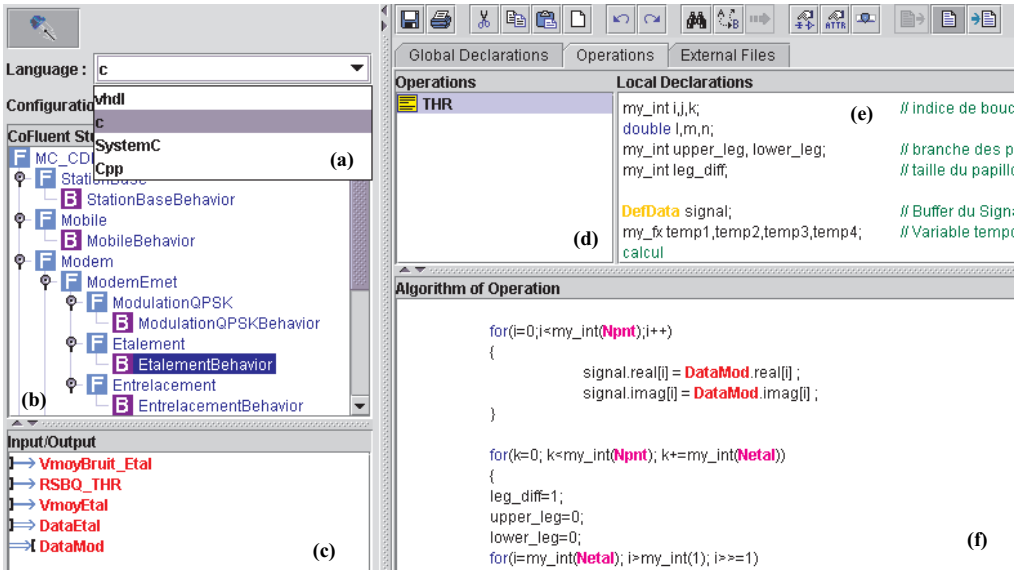


FIG. 5.9 : *Saisie de l'algorithme.*

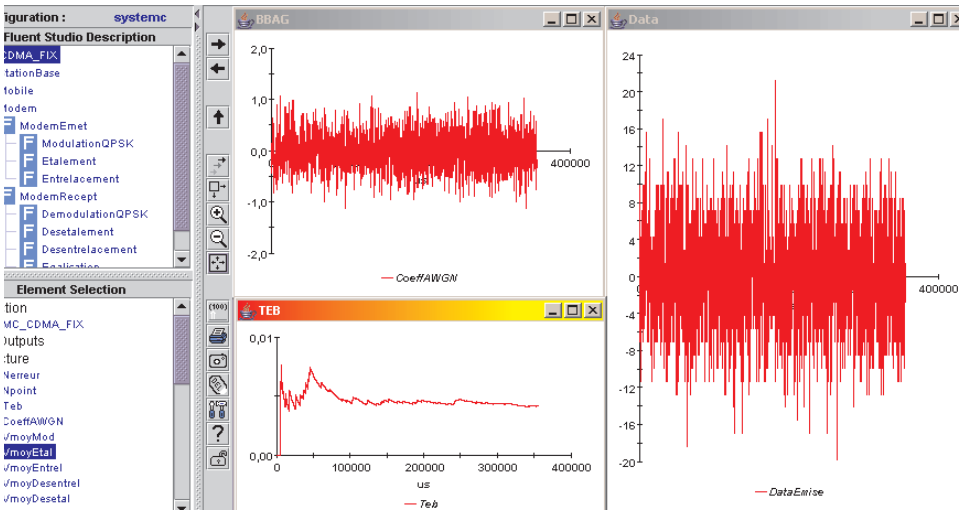


FIG. 5.10 : *Observations des évolutions temporelles des résultats de simulations du système* MC-CDMA *en langage C.*

moyenne d'émission, etc... ont pu être étudiés, la figure (5.10) représente des captures d'écran des différents résultats obtenus. Différents résultats peuvent être étudiés, sur la figure (5.10), nous pouvons observer l'évolution temporelle de différents signaux extraits de différents niveaux du système, nous relevons également l'évolution du TEB pour une technique de détection et un rapport E_b/N_0 donnés. D'autres informations peuvent être observées, telle que la puissance des signaux transmis, le débit binaire total ou par utilisateur, etc... L'observation de l'évolution temporelle du TEB pour une technique de détection et un rapport E_b/N_0 donnés, nous a conduit à l'obtention des différentes courbes de mesure de TEB données tout au long de ce manuscrit selon les paramètres de dimensionnement des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA.

Une estimation de la complexité des différentes fonctions est possible. Cette estimation est réalisée par la mesure du chronométrage des temps d'exécutions de ces fonctions sur le PC de travail. Ce chronométrage est effectué à partir de l'exécution des algorithmes décrits lors de la modélisation et est donc indépendant des attributs temporels. Cette étape ne permet pas l'obtention des temps d'exécutions sur DSP ou FPGA, toutefois, cette étape rend possible une évaluation des temps d'exécutions relatifs et du taux d'activité de chaque fonction.

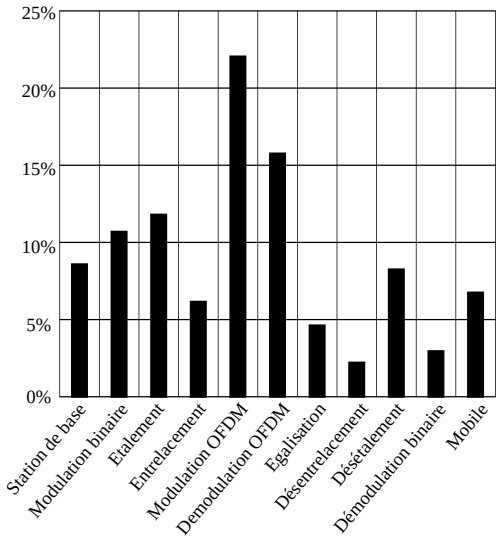


FIG. 5.11 : *Evaluation de la complexité des opérations simulées pour la configuration à 64 sous-porteuses,* $N_u = L_c = 8$.

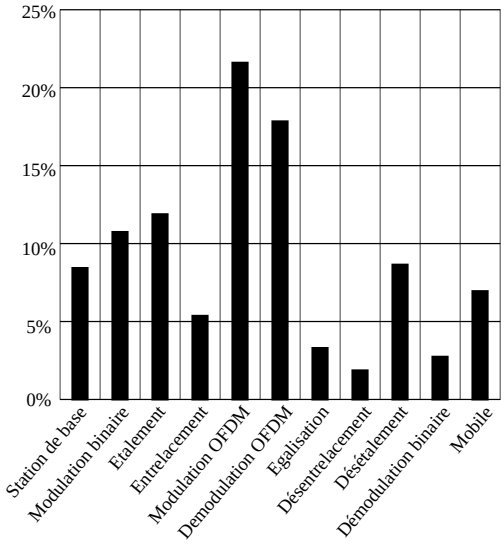


FIG. 5.12 : *Evaluation de la complexité des opérations simulées pour la configuration à 256 sous-porteuses,* $N_u = L_c = 32$.

Les figures (5.11) et (5.12) présentent les temps d'exécution relatifs à chaque fonction relevés selon les configurations $N_p = 64$, $L_c = N_u = 8$ et $N_p = 256$, $L_c = N_u = 32$ du système MC-CDMA étudié. La complexité liée à la description des effets du canal de propagation n'est pas représentée ici. En effet, ce modèle implique le traitement le plus gourmand en temps de calcul. De plus, ce modèle ne sert qu'à estimer les performances en terme de TEB des systèmes et ne sera pas implanté sur les cartes de prototypage. Ainsi, la fonction de modulation à porteuses multiples représente, dans toutes les configurations, le traitement le plus long à mettre en œuvre au sein des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Les écarts de complexité entre les fonctions en émission et en réception s'expliquent par la normalisation de la puissance des signaux réalisée en émission.

Ces mesures étant établies, les attributs temporels de chaque opération peuvent être raffinés. Il sera alors envisageable d'estimer les activités de chaque fonction selon la description du système et les premières estimations de complexité. Les figures (5.13) et (5.14) indiquent les activités relatives mesurées pour les deux configurations étudiées du système MC-CDMA. Le fonctionnement en flux tendu de la modulation OFDM illustre que cette fonction est la fonction critique du système. De cette manière, la rupture de ce flux pourra engendrer le non respect des contraintes de débit imposées par le contexte. Il est à noter que ces limitations sont encore plus vraies pour le système OSTBC/MC-CDMA, puisque ce système met en œuvre deux opérations de modulations multi-porteuses sur l'émetteur et deux opérations de démodulations multi-porteuses sur le récepteur. Ainsi, cette analyse peut conduire à guider le concepteur dans la recherche d'une première distribution des opérations lors de la phase de conception architecturale.

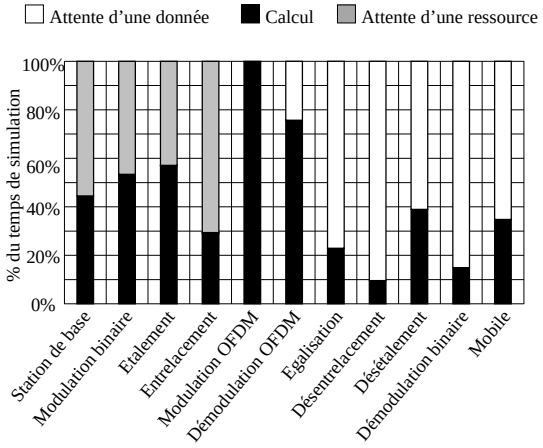


FIG. 5.13 : *Estimation des activités relatives dans l'exécution du système pour N_p=64 et N_u=8.*

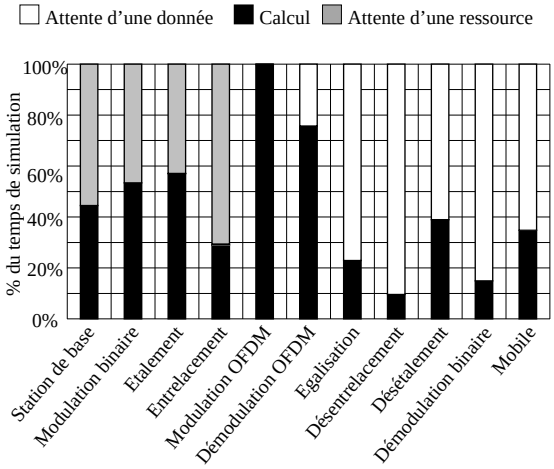


FIG. 5.14 : *Estimation des activités relatives dans l'exécution du système pour N_p=256 et N_u=32.*

L'estimation des complexités relatives et l'étude de l'activité des opérations est une première étape vers l'introduction des contraintes technologiques de réalisation. Une autre contrainte technologique à prendre en considération dans un flot de conception est le passage du format de données en virgule flottante à un format de données en virgule fixe. En effet, la combinaison des modèles structurels et comportementaux avec la description algorithmique a permis d'estimer la complexité relative des opérateurs, d'étudier les performances en virgule flottante et de vérifier la validité des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA considérés. Ces étapes réalisées, nous disposons donc d'un modèle fonctionnel cohérent et vérifiant les contraintes de performances en terme de TEB données. Cependant, ces systèmes vont, à terme, être implantés sur des architectures de type logiciel et/ou matériel. A partir de ce moment, le format de données en virgule flottante ne conviendra plus pour ce type d'architecture. Les descriptions fonctionnelles développées vont alors être modifiées afin de prendre en compte le changement de format de données flottant à fixe. La section suivante, décrit alors l'étape de description algorithmique en virgule fixe.

5.2.1.4 Description algorithmique en virgule fixe

Les modèles des systèmes à implanter sont réalisés dans un format de données flottant. Dans de le but de les implanter sur des architectures de type logiciel et/ou matériel, il est indispensable

de représenter les données dans un format de données fixe contraint. Pour ce faire, nous avons utilisé le langage SystemC et plus particulièrement la librairie sc_fixed qui permet de définir un format de données en virgule fixe et de réaliser des opérations dans ce format [161]. Une description de cette librairie est présentée dans les annexes B. Cette description présente le format de données en virgule fixe proposé dans cette librairie ainsi que les options de saturation, de troncature et les informations inhérentes aux calculs. L'utilisation de cette librairie permet l'étude des performances dans ce nouveau format de données. Cette étape réalisée, un format de données en virgule fixe qui répond aux contraintes inhérentes aux systèmes considérés, peut être défini pour l'implantation sur l'architecture désirée. Les descriptions algorithmiques décrites précédemment vont alors être modifiées afin de prendre en compte le nouveau format de données. Les changements opérés sont directement inclus dans la déclaration des formats de données ainsi que sur les opérations algorithmiques. Cependant, les modèles comportementaux et structurels restent inchangés. Dès lors, les simulations fonctionnelles des systèmes s'effectuent avec le format de données fixe défini. Toutes les précédentes observations sont encore possibles, de plus des informations inhérentes au format de données contraint sont disponibles. Ces dernières concernent les informations de débordement et de quantification. L'étude et les résultats du format de données en virgule fixe ont été détaillés tout au long de la section 4.2.1, ainsi le format de données défini dans cette étude, $n_{MSB} = 5$ et $n_{LSB} = 6$, sera le format de donnée adopté lors de la conception architecturale des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Le fait de changer le format de données n'interfère en aucun cas sur les résultats liés à l'estimation des complexités relatives et à l'activité des opérations. Dés lors, la phase de conception architecturale pourra s'appuyer sur ces estimations, sur ce format de données et sur les principaux résultats liés à l'analyse présentée au chapitre 4.

5.2.2 Exploration architecturale des systèmes de radiocommunications étudiés selon l'approche MCSE

Une fois le modèle architectural décrit, les performances des solutions fonctionnelles développées peuvent être évaluées selon la distribution considérée. Ainsi, une simulation conjointe des aspects algorithmiques et architecturaux est vraisemblable. Il est alors concevable de réaliser une analyse précise des performances d'exécution en fonction des capacités architecturales explorées. Cette exploration est fonction des attributs architecturaux et des paramètres génériques de simulation.

5.2.3 Modélisation de l'architecture de prototypage

Le modèle d'architecture préconisé dans l'approche MCSE repose sur une définition explicite des processeurs, des éléments de mémoires externes associés et des interfaces de communications. Les possibilités et les limites liées à l'architecture ciblée peuvent alors être évaluées. Cette évaluation est réalisée grâce à l'observation de l'influence du type de processeur et des médias de communications sur les performances d'exécution des systèmes. De ce fait, il est possible de décrire l'architecture de prototypage utilisée, qui sera détaillée dans le chapitre 6. Pour ce faire, nous avons défini deux configurations du modèle d'architecture illustrées sur la figure (5.15).

Une première configuration comporte deux processeurs de type DSP tandis que la seconde inclut également deux composants FPGA.

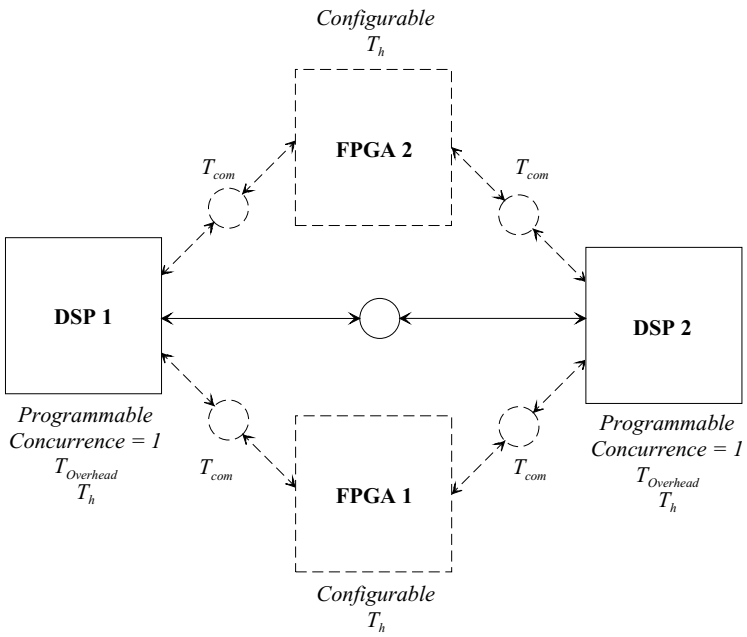


FIG. 5.15 : *Modélisation de la plate-forme de prototypage utilisée.*

Les attributs architecturaux disponibles pour les composants sont :

le degré de concurrence cet attribut désigne le nombre de tâches pouvant s'effectuer en parallèle au sein d'un composant. Ce dernier est égal à un dans le cas d'un DSP et supposé infini dans le cas d'un FPGA,

l'attribut $T_{overhead}$ cet attribut correspond au temps de commutation entre les tâches exécutées sur le processeur programmable. Ainsi, il permet d'émuler le surcoût temporel lié à la présence d'un RTOS résidant,

la période T_h cet attribut désigne la période de fonctionnement des composants.

En ce qui concerne les interfaces de communications, des attributs architecturaux leurs sont également dédiés. Ainsi, les temps d'échanges de données, le nombre de transferts pouvant être menés simultanément peuvent définir ces communications. Les valeurs des attributs sont liées aux médias de communications présents sur l'architecture cible. Dans notre cas, l'architecture de prototypage Sundance considérée dispose de deux médias de communications appelés *CommPort* (CP) et *Sundance Digital Bus* (SDB). Le lien (CP) est une interface de communication synchrone et bidirectionnelle qui respecte le standard établi par Texas Instruments pour le protocole de communication C4x. Elle permet le transfert de données de taille 8 bits à un débit maximal de 20 Moctet/s. Le second dénommé *Sundance Digital Bus* (SDB) est une interface synchrone et bidirectionnelle proposée par Sundance. Ce protocole permet le transfert de données de taille 16 bits à un débit maximal de 200 Moctet/s.

La modélisation des canaux de communications est évolutive. Cette modélisation facilite la simulation des différentes solutions architecturales. Elle repose sur trois niveaux de détails dont les caractéristiques sont détaillées ci-après :

- une totale abstraction des médias de communications est possible, afin de ne considérer que les attributs architecturaux liés aux processeurs utilisés,
- dans le second niveau le degré de concurrence ainsi que les temps de transferts de données sont pris en compte, dans le but d'étudier l'impact des interfaces de communications sur les performances du système,
- le troisième et dernier niveau contient le plus de détails. En effet, les interfaces sont instanciées. Ainsi, leur comportement est étudié suivant le chemin des données défini par la distribution des fonctions sur les processeurs de l'architecture.

La figure (5.16) illustre ces niveaux de raffinement sur un exemple simple d'échange de données entre deux fonctions F1 et F2, chacune distribuée sur deux composants distincts reliés par un média de communications.

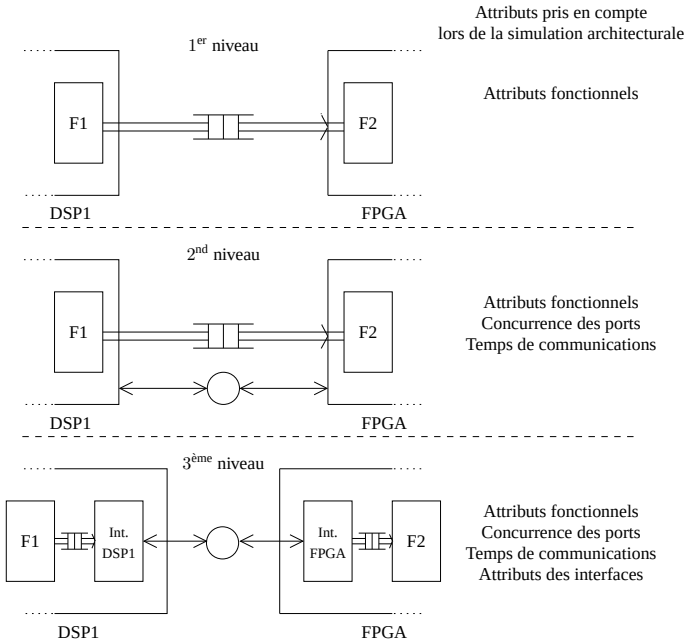


FIG. 5.16 : *Illustration des trois niveaux de raffinement de la modélisation des communications entre composants.*

5.2.4 Analyse et résultats de la phase de conception architecturale

Les systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA ont été modélisés d'un point de vue fonctionnel indépendamment de toutes contraintes technologiques. Ensuite, la description de l'architecture correspond à l'introduction de ces contraintes. La phase de conception et d'exploration architecturale consiste alors à étudier l'influence de cette architecture sur l'évolution des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA modélisés. Cette étude n'a pas été réalisée dans le cas

du système OSTBC/MC-CDMA, dans la mesure où les résultats obtenus dans le cas du système MC-CDMA sont également applicables au cas du système MIMO. Lors de cette étape, les modèles, fonctionnels et architecturaux, pourront être simulés conjointement compte tenu des nombreux paramètres de conception retenus.

5.2.4.1 Analyse de la conception architecturale

L'étude réalisée précédemment lors du chapitre 4 facilite la répartition des fonctions sur les composants du modèle architectural. En effet, la démarche de distribution est réalisée manuellement et est donc itérative. Dès lors, une meilleure connaissance des fonctions à réaliser permet d'écarter des distributions non adaptées. Afin de comparer les différentes distributions, une variable supplémentaire au modèle fonctionnel a été introduite. Celle-ci mesure le débit binaire d'informations échangées entre émetteur et récepteur du système MC-CDMA. Nous pourrons de ce fait, évaluer l'impact des contraintes architecturales sur les performances d'exécution du système MC-CDMA. L'analyse présentée ici fait suite à celle effectuée dans [78] par Sébastien Le Nours.

La figure (5.17) présente un exemple d'exécution temporelle sous contraintes architecturales sur les interfaces de communications. Ces contraintes correspondent au second niveau de raffinement des communications. Les temps d'exécution de chaque fonction sur chaque composant reposent sur les valeurs mesurées sur cible et sont exprimés en nombre de cycles. Par conséquent, un changement de cible, notamment pour les FPGA, ou un changement de fréquence de fonctionnement seront alors facilités de par ce moyen d'expression.

Cette étape de conception architecturale est appliquée sur deux configurations distinctes. La première est composée de deux DSP. Le premier DSP intégre la distribution du système MC-CDMA, les entités « Station de base » et « Mobile », tandis que le deuxième DSP comprend le modèle de canal. La seconde configuration, illustrée sur la figure (5.15), constituée de deux DSP et de deux FPGA est plus réaliste. Le premier DSP réalise les fonctions inhérentes à la « Station de base » et au « Mobile », le deuxième DSP le canal de propagation. L'émetteur et le récepteur du système MC-CDMA sont quant à eux, respectivement implantés dans les FPGA.

5.2.4.2 Évaluation des performances d'implantation

Une analyse présentée dans [78] permet d'illustrer les possibilités de l'outil CoFluent Studio en terme de dimensionnement d'architecture. L'impact des communications sur le débit relatif au deux premières configurations du système MC-CDMA et sous contraintes des différents attributs architecturaux en a été extrait. Cet impact a été évalué selon trois cas, considérant le niveau de description des communications ou le type d'interface utilisé :

(1) le premier niveau de description néglige l'impact des temps de communications entre composants,

(2) les interfaces de type CP sont utilisées,

(3) les interfaces de type SDB sont considérées.

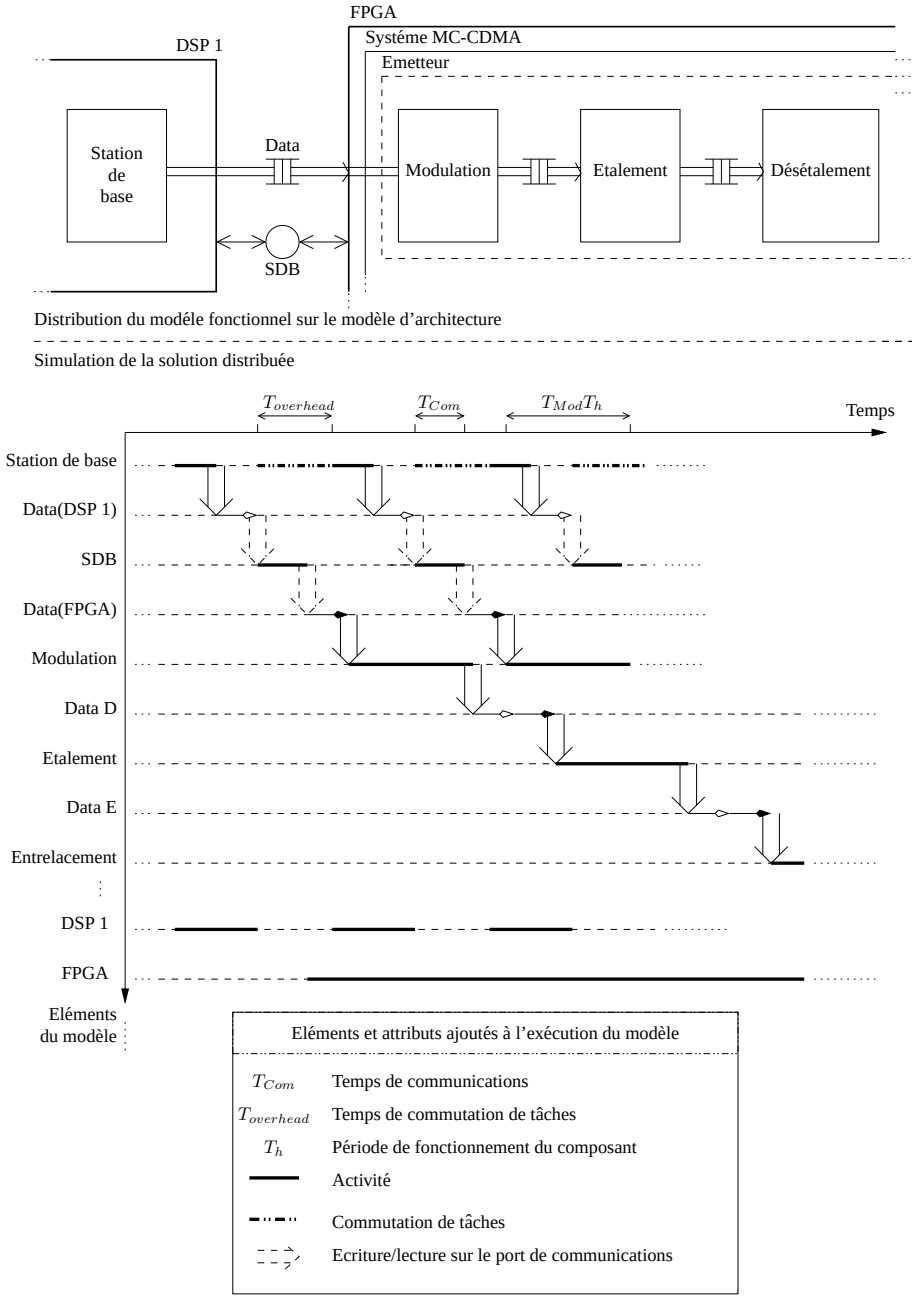


FIG. 5.17 : *Influence des attributs sur l'exécution du modèle lors de la phase de conception architecturale.*

Deux résultats importants sont issus de ce travail. Le premier considère les différences de débit obtenues selon le niveau de description ou le type d'interface de communication utilisée. La prise en compte des contraintes induites par les interfaces de communication permet une estimation précise des performances de l'intégration de systèmes sur des architectures données. Le deuxième résultat est lié à notre cas de figure, c'est à dire l'implantation du système MC-CDMA. En effet, les résultats présentés dans cette étude montrent que ce n'est pas l'architecture à base de DSP, mais l'architecture à base de FPGA qui pourra satisfaire les contraintes de débit imposées.

L'activité de chaque composant peut être mesurée par le biais du graphe d'exécution temporel. Ainsi, la figure (5.18) représente l'activité mesurée selon l'exécution du système MC-CDMA dans la configuration PALMYRE et pour l'architecture optimisée associant les deux DSP, les deux FPGA et les canaux de communications SDB. Ces mesures rendent plausible l'évaluation rapide des différentes distributions et des différentes architectures.

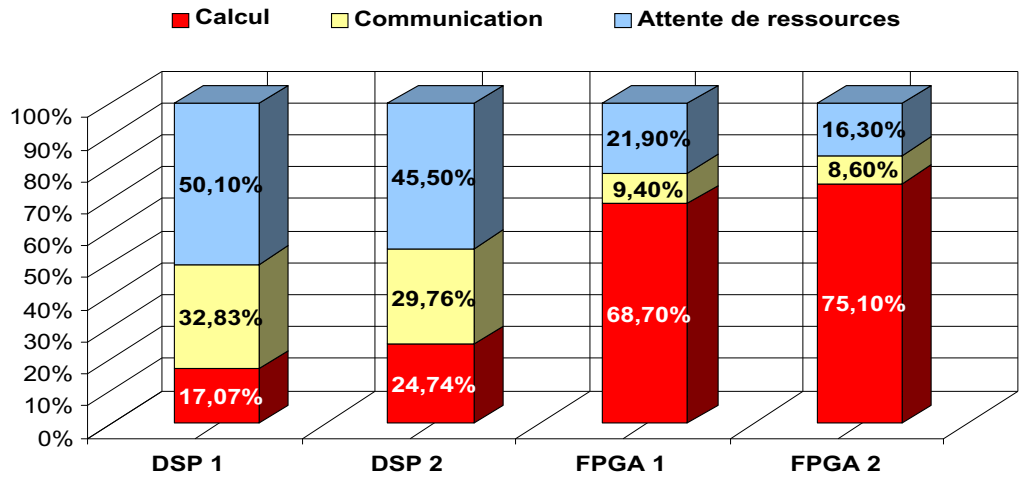


FIG. 5.18 : *Estimation de l'occupation et de l'activité des composants utilisés dans le modèle d'architecture ;* $N_p = 256$ *et* $N_u = L_c = 32$.

5.2.5 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour l'analyse de systèmes de radiocommunications

Les différentes étapes de conception et d'analyse, présentes au sein de l'outil CoFluent Studio, ont permis une étude du système MC-CDMA tant sur l'algorithme que sur son implantation. Plusieurs résultats en ressortent :

- la modélisation fonctionnelle du système a abouti sur les mesures de performances, en terme de TEB, dans l'environnement de simulation intra-muros considéré,
- l'analyse de l'impact du passage de virgule flottante en virgule fixe a été examinée. Un format de données, respectant les contraintes de performances et simple à mettre en œuvre sur des architectures de type FPGA, en émane,
- l'étude du déroulement temporel de l'application garantit un système non bloquant,

– l'étude des temps d'exécution des fonctions réalisées par l'outil, avec ou sans contraintes architecturales, permet de guider le concepteur dans le choix d'architectures adaptées à l'implantation de son système,
– les attributs inhérents à la description architecturale introduits dans la simulation, en plus des attributs fonctionnels, permettent d'obtenir des informations essentielles au placement des fonctions sur les cibles architecturales. Les résultats obtenus prennent en compte le temps d'exécution des fonctions sur l'architecture cible, la concurrence des processeurs et les médias de communications entre fonctions et entre composants.

Les résultats obtenus tout au long du flot de conception utilisé par la méthode MCSE permettent la conception cohérente d'algorithmes. Ainsi les algorithmes peuvent être testés dans les environnements choisis en virgule flottante ou fixe. De plus, l'analyse architecturale permet de déterminer les ressources architecturales nécessaires. Ces ressources sont de deux types, le type de processeurs à utiliser mais également les débits des médias de communications à respecter. C'est pourquoi, l'utilisation de la méthode MCSE et de l'outil qui lui est associé CoFluent Studio se révèle un choix judicieux pour l'analyse des systèmes de radiocommunications.

5.3 Analyse et résultats de la phase de génération de code

L'étape finale d'utilisation de l'outil CoFluent Studio, conduit à la génération de code pour les divers composants définis au sein du modèle d'architecture. Afin de réaliser la génération automatique de code, nous utilisons le modèle fonctionnel que nous avons utilisé lors de l'analyse du système. Cette méthode ne permettra pas de générer la totalité du code de l'application considérée. En effet, le grain de description de ce modèle fonctionnel n'est pas assez fin. Dès lors, la méthode et les résultats présentés ici visent à identifier les limites d'une telle démarche. Les applications ayant comme cible des composants de type FPGA, nous avons étudié la génération de code VHDL, aussi bien pour la génération des interfaces de communications que pour les opérations de traitements développées. La section suivante reprend ainsi le même modèle fonctionnel conçu précédemment et présente les modifications induites par la définition d'attributs liés à l'architecture de la cible, modifications qui seront transparentes pour le concepteur. Cette section présente également, dans le contexte de l'utilisation d'un modèle fonctionnel à gros grain, certaines contraintes et évolutions de l'outil pour des applications de type flots de données.

5.3.1 Modifications apportées par l'outil CoFluent Studio sur le modèle structurel pour une génération de code sur FPGA

Le modèle fonctionnel préalablement défini ne sera pas modifié. Cependant, nous allons reprendre ce modèle afin de mieux connaître la démarche de génération de code qui en découle. Ainsi, l'outil CoFluent Studio complétera le modèle structurel, représenté sur la figure (5.2) et complété sur la figure (5.19), pour incorporer les signaux de reset global et d'horloge du système. L'ajout de ces signaux reste transparent pour les concepteurs. Il est néanmoins possible pour les concepteurs de créer d'autres horloges dépendantes ou indépendantes de l'horloge système. Il en est de même pour le signal de reset global. De cette manière, les informations disponibles dans

le modèle fonctionnel décrit auparavant se verront complétées en vue d'inclure des contraintes liées aux contraintes de débit sur l'architecture utilisée.

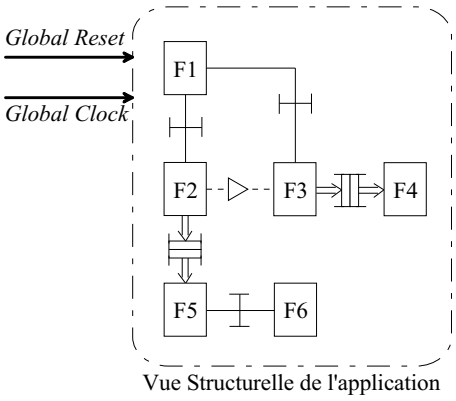


FIG. 5.19 : *Illustration du modèle structurel utilisé par l'approche* MCSE *et des signaux intégrés automatiquement par l'outil CoFluent Studio.*

Les fonctions présentes dans le modèle se retrouveront dans les entités générées automatiquement par l'outil. Lors de la description fonctionnelle, chaque fonction peut inclure d'autres fonctions réalisant ainsi des fonctions hiérarchiques et affinant la description fonctionnelle. Le code généré pour ces fonctions hiérarchiques correspondra en tout point avec la structure décrite. De ce fait, chaque entité intégrera les instances des entités sous-jacentes et les signaux les reliant. Les médias de communications définis précédemment seront les mêmes. Néanmoins, de nouveaux attributs pourront compléter le modèle. La variable pourra alors être implantée sous forme de signal, de registre synchrone ou asynchrone ou de mémoire RAM simple ou double port. Les canaux de communications seront décrits sous forme de structure. La structure est composée de trois signaux, deux de contrôle (Request, Acknowledge) et un de donnée (Data). Dès lors, plusieurs configurations sont encore possibles. Les canaux de communications peuvent avoir plusieurs types de fonctionnement. L'attribut qui détermine la capacité de ces canaux de communications définira son fonctionnement et le type de code généré. C'est pourquoi, le protocole de communication qui met en œuvre des requêtes et des acquittements travaillera sur une donnée ou des tableaux de données. Les différents attributs inhérents aux médias de communications pourront ainsi décrire des fonctionnements différents allant de l'implantation d'un bus de données non bloquant à une structure plus complexe implantant une FIFO double port afin de gérer les asynchronismes entre deux domaines d'horloge.

5.3.2 Règles de conception du modèle comportemental induite par le modèle de traduction VHDL utilisé par l'outil

Les règles de conception présentées ci-après sont relatives au type de modèle fonctionnel et à la version (V1.0.2) de l'outil CoFluent Studio utilisés, elles peuvent donc évoluer.

Les entités générées par l'outil ne peuvent être constituées de plusieurs processus

Chaque fonction est représentée par une entité. Le modèle comportemental décrit à l'in-

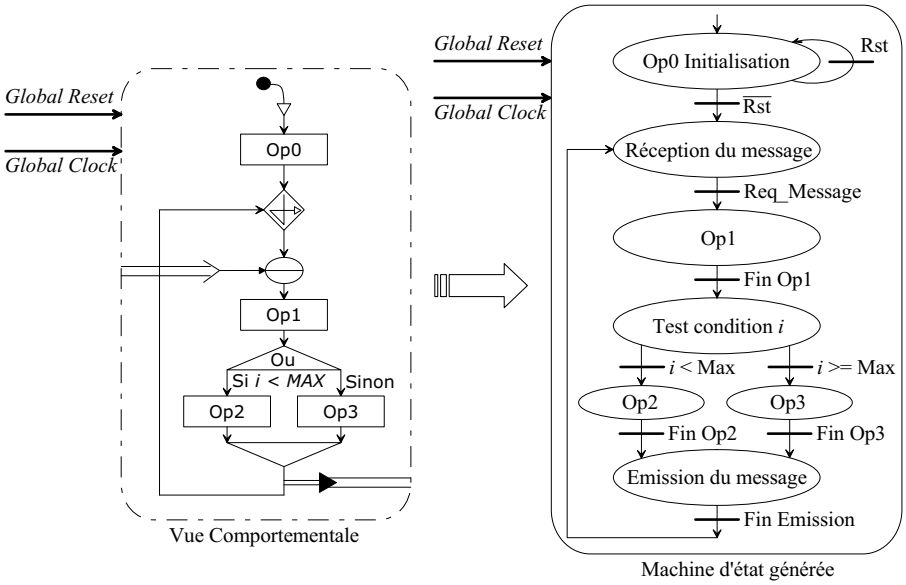


FIG. 5.20 : *Illustration du modèle comportementale utilisé par l'approche* MCSE *et de la machine d'état générée automatiquement par l'outil CoFluent Studio.*

térieur de la fonction est traduit dans un processus unique. Dès lors, aucune concurrence ne pourra apparaître à l'intérieur d'une même fonction. Les modèles comportementaux devront, par conséquent, définir uniquement des opérations séquentielles. La création de deux processus concurrents engendre donc la définition de deux fonctions. De ce fait, deux processus, dans ce cas concurrents, échangeant des informations inhérentes à la fonctionnalité désirée, seront caractérisés.

Retranscription automatique avec machine d'état : contraintes et limites

Le modèle comportemental, représenté sur la figure (5.2) et complété sur la figure (5.20), sera retranscrit sous forme de machine d'état où chaque élément du modèle comportemental représentera un état. Cette retranscription contient cependant une grande limitation pour la conception des systèmes étudiés. En effet, la structure flot de données est dans ce cas impossible à mettre en œuvre. Ce format de description sera plus adapté à une structure nécessitant un fort contrôle sur les données. A titre d'exemple, nous pouvons appliquer cette retranscription sur un exemple simple constitué d'un seul opérateur. Le modèle comportemental de cet exemple est illustré sur la figure (5.21).

Le code de la machine d'états généré à partir de ce modèle comportemental est illustré sur la figure (5.22). Dans cette figure, les trois états nécessaires au traitement d'une donnée apparaissent clairement. En effet, un état est dédié à la réception de la donnée et au chargement de celle-ci dans une variable. Le second état sera l'opération à réaliser et le troisième état correspondra à l'émission du résultat de l'opération désirée. Ainsi, trois cycles d'horloge sont nécessaires dans cet exemple au traitement d'une donnée. Le nombre de cycles d'horloge indispensable au traitement d'une donnée sera dépendant du nombre d'états de la machine d'états et donc directement lié à la complexité du modèle comportemental. Il est de ce fait très difficile, avec une telle retranscription, de respecter les contraintes de

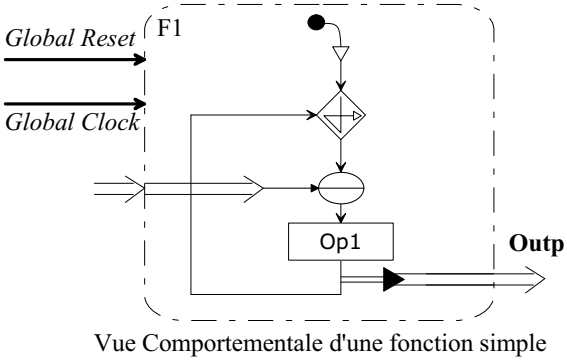


FIG. 5.21 : *Modèle comportemental d'un exemple simple mettant en exergue les limites de la retranscription de ce modèle sous forme de machine d'état.*

débit imposées par le système.

La création d'une machine d'état pour chaque entité peut être évitée via l'utilisation d'un nouvel attribut. Le paragraphe suivant traite de ce point.

Retranscription automatique sans machine d'état

Suite aux observations préalablement présentées, la société CoFluent Design a intégré un nouvel attribut permettant d'aboutir à une retranscription du modèle comportemental en VHDL mais sans machine d'état. Ainsi, l'exemple précédemment présenté peut être retraité en prenant en considération cette nouvelle modélisation. Le code VHDL généré automatiquement par l'outil, représenté sur la figure (5.23), sera donc sans machine d'état, et son fonctionnement permettra de respecter les contraintes de débits sans changements de rythme d'horloge.

La modification du modèle de transcription se situe à l'intérieur du processus VHDL. La machine d'état est supprimée, une structure composée de *IF* la remplace. Par conséquent, les délais engendrés par les changements d'états sont supprimés et les contraintes de débits respectées. La latence totale du modèle VHDL, généré automatiquement par l'outil, sera d'un cycle d'horloge en plus du traitement lié à l'opération réalisée. Cette latence est due à l'insertion d'un registre en sortie du module afin de synchroniser les données et les signaux de contrôle.

Transmission de plus d'une donnée

Lors des échanges de données, le protocole de communication généré automatiquement par l'outil est basé sur un échange requête/acquittement sur une donnée. Lors d'échanges de paquets de données comprenant plus d'une donnée à transmettre, ce protocole bloque le déclenchement de l'opération. Le protocole de communication utilisé est illustré sur le chronogramme de la figure (5.24).

En pratique, deux cas sont à distinguer. Le premier considère une entité dont le processus est activé pour un nombre de périodes défini et non par un signal de contrôle. Ce processus génère donc des paquets de données et les signaux de contrôle Req et Ack correspondants.

```
entity F1 is
  port (signal Rst     : in    std_logic;
    signal Clk         : in    std_logic;
    signal Req_Inp     : in    std_logic;
    signal Ack_Inp     : inout std_logic;
    signal Data_Inp    : out   Type_Data;
    signal Req_Inp     : inout std_logic;
    signal Ack_Inp     : in    std_logic;
    signal Data_Inp    : in    Type_Data);
end F1;

architecture BehaviorF1 of F1 is
  type DefF1BehaviorState is (ReceiveMess_Inp,Op1,SendMess_Outp);
  signal  F1BehaviorState     : DefF1BehaviorState;
begin
  F1Behavior : process (Rst,Clk)
    variable Inp, Outp : Type_Data;
  begin
    if Rst = '1' then
      F1BehaviorState          <= ReceiveMess_Inp;
      Data_Outp                <= (others=>'0');
      Req_Outp                 <= '0';
      Ack_Inp                  <= '0';
    elsif rising_edge (Clk) then
      if Req_Inp = '0' then
        Ack_Inp                <= '0';
      end if;
      case F1BehaviorState is
        when ReceiveMess_Inp =>
          if Req_Inp = '1' then
            F1BehaviorState    <= Op1;
            Inp                := Data_Inp;
            Ack_Inp            <= '1';
          end if;
        when Op1 =>
          Outp                 := not Inp;
          F1BehaviorState      <= SendMess_Outp;
        when SendMess_Outp =>
          Data_Outp            <= Outp;
          Req_Outp             <= '1';
          F1BehaviorState      <= ReceiveMess_Inp;
        when others =>
          F1BehaviorState      <= ReceiveMess_Inp;
      end case;
    end if;
  end process F1Behavior;
end BehaviorF1;
```

FIG. 5.22 : *Code généré avec une machine d'état à partir du modèle comportementale de F1.*

```
entity F1 is
  port (signal Rst     : in    std_logic;
    signal Clk         : in    std_logic;
    signal Req_Inp     : in    std_logic;
    signal Ack_Inp     : inout std_logic;
    signal Data_Inp    : out   Type_Data;
    signal Req_Inp     : inout std_logic;
    signal Ack_Inp     : in    std_logic;
    signal Data_Inp    : in    Type_Data);
end F1;

architecture BehaviorF1 of F1 is
begin
  F1Behavior : process (Rst,Clk)
    variable Inp, Outp : Type_Data;
  begin
    if Rst = '1' then
      Data_Outp              <= (others=>'0');
      Req_Outp               <= '0';
      Ack_Inp                <= '0';
    elsif rising_edge (Clk) then
      if Req_Inp = '0' then
        Ack_Inp              <= '0';
      end if;
      -- Message available
        if Req_Inp = '1' then
          Inp                := Data_Inp;
          Ack_Inp            <= '1';
        end if;
      -- begin of Op1.vhd
      Outp                   := not Inp;
      -- Send message
      Data_Outp              <= Outp;
      Req_Outp               <= '1';
    end if;
  end process F1Behavior;
end BehaviorF1;
```

FIG. 5.23 : *Code généré sans machine d'état à partir du modèle comportementale de F1.*

Dans ce cas, le processus qui reçoit les données ne pourra se déclencher qu'une seule fois par paquet. En effet, l'activation du processus courant ($Op2$) se fait lorsque le signal de requête $ReqOp1$ est actif et le signal d'acquittement $AckOp2$ est inactif. Cette configuration n'arrive qu'au début du paquet, ensuite le processus restera inactif jusqu'à la réception du paquet suivant. Dès lors, le processus ne pourra émettre que la première donnée de chaque paquet. Une solution envisageable est de considérer uniquement l'état du signal de requête de l'entité précédente $ReqOp1$ et non de l'acquittement $AckOp2$.

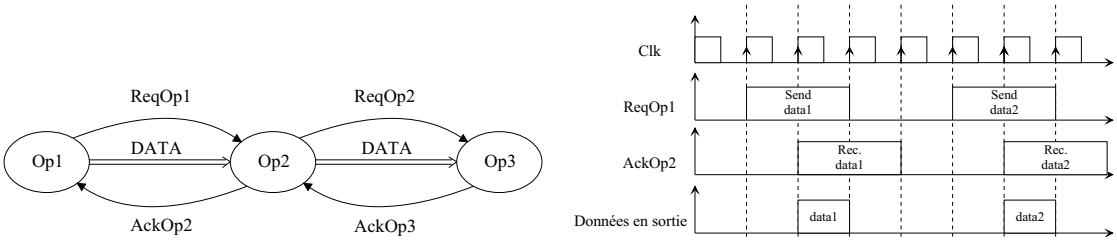


FIG. 5.24 : *Protocole de communication généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio.*

Le second cas repose sur une émission donnée par donnée. Le processus recevant la donnée ($Op2$) ne pourra avoir une latence supérieure à un coup d'horloge. En effet, le protocole de communication illustré sur le chronogramme (5.24) traduit ce phénomène. Le processus ne peut être actif que lorsque le signal de requête $ReqOp1$ est actif et que celui de l'acquittement $AckOp2$ ne l'est pas, cette configuration n'est disponible que pendant un coup d'horloge, ce qui limite la latence du processus à un seul coup d'horloge. Le problème de la latence des processus et la proposition d'une solution font l'objet de la prochaine remarque.

Opérateur ayant une grande latence

Lorsqu'un opérateur a une latence supérieure à quelques cycles d'horloges, le processus sera bloqué et ne pourra traiter toutes les données reçues. En effet, le déclenchement du processus courant ($Op2$) considère l'état de la requête d'émission $ReqOp1$, ainsi, lorsqu'aucune requête n'est effectuée, le processus est inactif. Par conséquent, une latence trop importante empêchera le traitement de la totalité des données. Pour y remédier, il est envisageable de conditionner l'activation du processus sur les requêtes entrantes et sortantes $ReqOp2$, à savoir la requête d'envoi de données à la fonction suivante. Ainsi, le processus sera activé de la réception de la première donnée à l'émission de la dernière donnée.

5.3.3 Résultats de génération et d'implantation du système MC-CDMA

Une fois la description architecturale et la distribution des fonctions sur les cibles disponibles effectuées, une génération de code automatique adaptée à la cible choisie est réalisable. Chaque fonction doit cependant être décrite dans le langage associé à la cible choisie. Nous nous sommes plus particulièrement penchés sur la génération de code VHDL pour l'application MC-CDMA. Les cas d'études présentés ci-après décrivent deux expériences significatives qui illustrent l'utilisation possible de l'outil CoFluent Studio pour la génération automatique des opérations de traitement du système MC-CDMA implanté sur FPGA.

5.3.3.1 Génération automatique et implantation de l'émetteur MC-CDMA

Une première expérience menée a porté sur la génération de l'émetteur MC-CDMA en numérique en ne faisant appel qu'à des fonctions déjà écrites. C'est pourquoi, l'émetteur MC-CDMA sera encapsulé et instancié comme une succession d'IP. De ce fait, le code nécessaire à l'instanciation du composant ainsi défini sera alors le seul code à intégrer à l'outil. Le code généré pour le FPGA consiste donc à réceptionner les données issues du DSP, à les traiter, à gérer les échanges de données au sein de l'émetteur, puis à les émettre vers le second FPGA dédié à la démodulation. Ce dernier ne sera pas généré automatiquement. Compte tenu de l'exemple considéré, la structure automatiquement générée comporte :

- les interfaces de communications CP et/ou SDB selon le type de média de communication spécifié au sein du modèle d'architecture,
- l'instance des entités correspondant aux opérations algorithmiques de l'émetteur MC-CDMA.

Le système complet est alors synthétisé puis placé sur le composant FPGA dédié à l'émission de la carte de prototypage. Il est possible d'obtenir une estimation des performances de la structure générée tant en terme de nombre de ressources utilisées qu'en terme de fréquence maximale de fonctionnement. Comme les IP implantées dans l'émetteur sont celles implantées dans l'émetteur MC-CDMA de référence, présenté dans le chapitre 6, le surcoût en terme de ressources utilisées sera directement lié au protocole d'échange de données mis en place par l'outil afin de garantir des échanges de données non bloquants. Les résultats présentés dans le tableau (5.2) représentent la comparaison entre les ressources utilisées par le code généré automatiquement avec l'outil CoFluent Studio et les ressources utilisées par notre code.

XC2V2000	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
	10752	100%	21504	100%	21504	100%	56	100%	56	100%
Code de l'émetteur MC-CDMA généré automatiquement par l'outil CoFluent										
Total	5177	48%	6681	31%	8069	37%	26	46%	9	16%
Code de l'émetteur MC-CDMA servant de référence										
Total	5171	48%	6709	31%	7565	32%	26	46%	9	16%

TAB. 5.2 : *Comparaison des ressources utilisées entre le code généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio à partir d'IP et le code de référence.*

Ces résultats montrent que le code ajouté par l'outil CoFluent Studio lors de la génération automatique ne conduit pas à un surcoût important, et même négligeable en terme de ressources utilisées. Les estimations en terme de fréquence de fonctionnement sont de 60 MHz pour l'émetteur généré automatiquement et de 64 MHz pour la référence. Là encore l'écart entre ces deux valeurs reste négligeable. Cet exemple montre que lorsque le concepteur dispose des IP nécessaires à l'élaboration du système désiré, l'outil permet l'interaction de ces IP sur différents composants et génère automatiquement les interfaces de communications nécessaires, cela avec très peu de ressources ajoutées. Cependant, l'élaboration de systèmes nécessite la création de nouvelles fonctions ainsi que leurs interactions avec le reste du système, le second exemple porte sur ce point.

5.3.3.2 Génération automatique des opérations de l'émetteur MC-CDMA

La précédente expérience illustre tout l'intérêt de l'utilisation de CoFluent Studio pour la génération automatique et la synthèse des interfaces entre DSP et FPGA. Une telle génération exige un développement préalable de l'ensemble des opérations de l'émetteur MC-CDMA. A partir du modèle structurel, il est envisageable d'automatiser la génération de l'émetteur au sein du FPGA directement à partir des fonctions élémentaires spécifiées. Cette génération conduit alors à la description de tous les opérateurs algorithmiques. Cependant, les contraintes induites par l'outil CoFluent Studio ne permettent pas actuellement de définir des entités complexes. En effet, la déclaration d'entités composées de plusieurs processus concurrents n'est pas possible aujourd'hui. Ceci étant, la réalisation de deux fonctions qui comportent chacune un processus échangeant les données nécessaires au bon fonctionnement des deux processus est une solution possible pour palier à ce manque. Toutefois, cette solution n'est pas envisageable en ce qui concerne des processus qui échangent un trop grand nombre de données. Cette contrainte implique le développement d'opérateurs avec une tierce partie pour ensuite les inclure dans l'outil via l'appel à une IP. A titre d'exemple, le tableau (5.3) compare les ressources utilisées par l'opération d'étalement de spectre totalement décrite sous l'outil CoFluent Studio avec notre code écrit à la main.

XC2V2000	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUTs	
	10752	100%	21504	100%	21504	100%
Code de la THR généré automatiquement par l'outil CoFluent						
Total	1355	13%	1623	7%	1525	7%
Code de la THR servant de référence						
Total	1283	11%	1618	7%	1470	6%

TAB. 5.3 : *Comparaison des ressources utilisées entre le code généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio et le code de référence pour l'opération d'étalement de spectre.*

Cet exemple met en relief le faible regain de ressources utiles pour réaliser l'opération d'étalement de spectre. En terme de fréquence de fonctionnement estimée, les deux résultats sont équivalents et avoisinent les 115 MHz. Cette expérience a permis de montrer que le développement d'opération algorithmique directement sous l'outil CoFluent Studio est possible avec certaines restrictions concernant la complexité de ces fonctions. L'atout majeur de la génération de code automatique repose sur les échanges de données entre fonctions qui sont entièrement gérées par l'outil, au regard des attributs définis par le concepteur. De manière plus générale, la rapide obtention des systèmes et de leurs interfaces de communications présente un intérêt notable. Dès lors, la validation de ces algorithmes sur une plate-forme de prototypage s'en trouve simplifiée.

5.3.4 Bilan de l'utilisation de la méthode MCSE pour la génération automatique de code VHDL

Notre utilisation de l'outil CoFluent Studio repose sur la réutilisation du modèle fonctionnel décrit, en faisant abstraction de l'architecture cible, lors de la conception fonctionnelle. Cette

réutilisation met en avant les limites de la génération de code. Il est vrai que les informations contenues dans le modèle fonctionnel ne sont pas suffisantes pour la génération automatique de code, c'est pour cela que les exemples considérés rencontrent des limitations. Cependant, avec un modèle fonctionnel comportant des informations sur l'architecture cible et surtout une description des opérations plus fines, la génération automatique de code aurait pu être plus exploitée qu'elle ne l'a été. En effet, la description des opérations doit s'affiner jusqu'à l'obtention d'actions/calculs séquentiels. Par ce biais, toutes les limitations préalablement identifiées, concernant la génération automatique de code, seront évitées et le code des systèmes pourra ainsi être automatiquement généré. En ce point, la méthode de conception MCSE et son outil associé permet la génération rapide, fiable et automatisée de systèmes de radiocommunications.

5.4 Conclusion

Ce chapitre a donné lieu à l'introduction des notions essentielles liées à l'utilisation de méthodologies de codesign. Dans le contexte de la Radio Logicielle, ou plus particulièrement dans le développement de nos applications, l'adoption d'une telle méthodologie doit mener à un flot de conception optimisé, fiable et rapide. Ce chapitre nous a également permis de présenter l'expérience didactique menée sur l'utilisation de la méthodologie MCSE et de l'outil associé CoFluent Studio au cas des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA, même si l'étude du système OSTBC/MC-CDMA n'a été que fonctionnelle. Néanmoins, l'expérience menée sur l'utilisation de la méthodologie MCSE au cas du système MC-CDMA a été jusqu'à la génération de code et à son implantation au sein de l'architecture Sundance de prototypage. Ce travail correspond au souci de définir de nouvelles méthodes de conception afin d'assister les concepteurs de systèmes de radiocommunications et de faciliter la communication nécessaire entre différentes équipes. La démarche ainsi que les résultats obtenus démontrent tout l'intérêt de l'approche MCSE dans le contexte de Radio Logicielle.

Tout d'abord l'utilisation de l'outil CoFluent Studio a rendu possible la simulation complète des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés. Les performances en terme de TEB des systèmes ont pu être vérifiées selon les diverses configurations envisagées et selon le canal utilisé. L'étape de simulation fonctionnelle en virgule flottante validée, l'étude du passage de ce format à un format de données fixe peut débuter. Cette étape a été réalisée grâce à l'emploi du langage SystemC avec l'outil CoFluent Studio. De ce fait, la description des systèmes en virgule fixe a pu être étudiée. Les points d'observations et les résultats disponibles lors de la simulation en format de données non contraint sont toujours disponibles durant dans cette étape. Dès lors, les performances des systèmes en virgule fixe ont pu être testées. Cette étude a abouti à la détermination d'un format de données fixe qui respecte les contraintes de performances tout en réduisant la complexité d'intégration et la consommation des systèmes. De plus, cette étude a également abouti à une optimisation de la technique de détection ORC.

Une fois cette étape effectuée, l'outil permet d'étudier le comportement de l'exécution du système distribué. Pour ce faire, l'analyse repose sur l'introduction du modèle d'architecture et des attributs associés. Dans notre cas de figure nous avons pu identifier les opérations les plus complexes à mettre en œuvre. Par conséquent, en considérant les opérations et les interfaces de communications, l'outil a permis une aide au placement de ces opérations sur les architectures

décrites. De plus, une estimation de l'activité des différents composants présents dans le modèle d'architecture a été réalisée.

L'intérêt de cet outil réside également dans la génération de code adapté aux architectures programmables et configurables. Cependant, nous ne sommes pas parvenus à la génération automatique de la totalité de l'application. En effet, la même description fonctionnelle est utilisée tout au long du flot de conception. Par essence, ce modèle est indépendant de toutes solutions architecturales. Dès lors, les informations contenues dans ce modèle sont insuffisantes pour générer le code adapté à une architecture. Néanmoins, pour une génération de code cohérente, le modèle fonctionnel doit prendre en compte les contraintes architecturales liées à la plate-forme de prototypage. De surcroît, la granularité des opérations doit être plus fine. Toutefois, les résultats de génération automatique de code obtenus permettent dès aujourd'hui l'obtention de code implantable sur FPGA. L'intérêt démontré de cette approche pourrait être complété par une étude approfondie des codes automatiquement générés par l'outil pour des architectures de type DSP afin de l'adapter aux possibilités des composants considérés. Il serait également bon de poursuivre les efforts de raffinement du modèle fonctionnel en vue de l'étude des possibilités de génération de code automatique pour FPGA, dans le but d'établir une interface claire et fiable. Ainsi, cette approche proposera un flot de conception complet et cohérent indispensable à la conception des nouveaux systèmes de radiocommunications et aux contraintes induites par la Radio Logicielle.

CHAPITRE 6

Résultats d'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA

Sommaire

6.1 Description générale de la plate-forme de prototypage 180
6.1.1 Caractéristiques de la carte mère 181
6.1.2 Environnement logiciel 182
6.1.3 Caractéristiques des différents médias de communications 183
6.1.4 Caractéristiques des cartes filles 185
6.2 Communications, contrôle et gestion des paramètres des systèmes 193
6.2.1 Gestion du flux de données entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage 195
6.2.2 Gestion du flux de données entre le module DSP et le module FPGA intégrant l'émetteur MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA 196
6.2.3 Description des paramètres des systèmes 196
6.2.4 Machine d'état exerçant le contrôle des systèmes 198
6.3 Description et résultats de l'implantation du système MC-CDMA 200
6.3.1 Description de l'émetteur MC-CDMA implanté 201
6.3.2 Description du récepteur MC-CDMA implanté 203
6.3.3 Configuration implantée 203
6.3.4 Complexité du système MC-CDMA 206
6.3.5 Débits mesurés du système MC-CDMA 208
6.4 Description et résultats de l'implantation du système OSTBC/MC-CDMA . 210
6.4.1 Description de l'émetteur OSTBC/MC-CDMA implanté 210
6.4.2 Description du récepteur OSTBC/MC-CDMA implanté 210
6.4.3 Complexité du système OSTBC/MC-CDMA 212
6.4.4 Débits mesurés du système OSTBC/MC-CDMA 215
6.5 Conclusion 215

L'analyse faite au chapitre 1 a dégagé la nécessité de disposer d'architectures matérielles de traitements numériques du signal performantes et flexibles. Dans ce chapitre, nous présenterons les caractéristiques de la plate-forme de prototypage que nous avons utilisée, caractéristiques qui répondent aux contraintes imposées par l'émergence de la Radio Logicielle. Nous introduirons alors les différentes interfaces nécessaires aux échanges de données et à l'environnement de test des applications. Cette présentation réalisée, nous détaillerons les résultats d'implantation obtenus pour le prototypage des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA étudiés selon

les configurations du chapitre 3. Grâce à ce développement, nous pouvons envisager une comparaison avec les résultats issus de l'application de la méthodologie MCSE étudiée et présentée au chapitre 5.

6.1 Description générale de la plate-forme de prototypage

Lors du chapitre 1, les contraintes induites par la Radio Logicielle sur les architectures de traitement ont été identifiées. Puis une classification des plate-formes de prototypage, présentée lors de la section 1.2.2.3, a mis en relief le fait que les cartes de prototypage orientées plate-forme offraient, dans notre cas de figure, les meilleurs compromis. Ces cartes sont basées sur l'utilisation de cartes mères compatibles au format PCI, fournies par l'entreprise Sundance [56]. Ces cartes mères peuvent donc être directement connectées au sein d'une unité centrale. Elles offrent, en outre, la possibilité d'y faire reposer au maximum quatre modules distincts et autonomes, au format TIM (*Texas Instrument Module*). Ces deux cartes de prototypage, l'une dédiée à l'émission et l'autre à la réception, ont été retenues de par les nombreuses possibilités de développement et de configurations offertes. Chacun des modules peut en effet comporter un ou plusieurs composants de type DSP ou FPGA, ainsi que des convertisseurs numérique-analogique et analogique-numérique. Le tableau 6.1 résume les caractéristiques principales des différents modules utilisés au cours de notre étude.

Modules	Processeurs de traitements	Ports de communications	Mémoires externes
1*SMT375	TMS320C6701	6 CP et 2 SDB	512 Ko SBSRAM et 16 Mo SDRAM
1*SMT335	TMS320C6201	6 CP et 2 SDB	512 Ko SBSRAM et 16 Mo SDRAM
2*SMT398	Virtex 2 XC2V2000	6 CP et 4 SHB ou 8 SDB	2 Mo ZBT-RAM
1*SMT388	CNA AD9772	4 SDB	Néant
1*SMT380	CAN AD9432	4 SDB	Néant

TAB. 6.1 : *Principales caractéristiques des modules Sundance utilisés au cours de notre étude.*

Les différents ports de communications entre les modules se distinguent selon leur format : les ports CP sont issus du format d'échange déjà utilisé par le DSP TMS320C40, le format SDB, pour *Sundance Digital Bus*, est développé par le fournisseur Sundance. Celui-ci propose également un format de port de communications appelé SHB, pour *Sundance High speed Bus*, qui regroupe deux ports de communications SDB.

Ces différentes ressources matérielles ont permis l'étude et le développement de l'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA décrits au chapitre 3. Cette architecture de test a aussi servi à la mise en œuvre et à l'optimisation de la méthode de conception étudiée au chapitre 5. Nous présenterons par la suite les principales caractéristiques des différents modules de la plate-forme de prototypage.

6.1.1 Caractéristiques de la carte mère

Les modems MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA sont distribués sur deux cartes mères, l'une dédiée à l'émission et l'autre à la réception. Les deux cartes mères présentes dans la plate-forme de prototypage sont deux cartes mères SMT310Q commercialisées par la société Sundance. Leur architecture est présentée sur la figure (6.1).

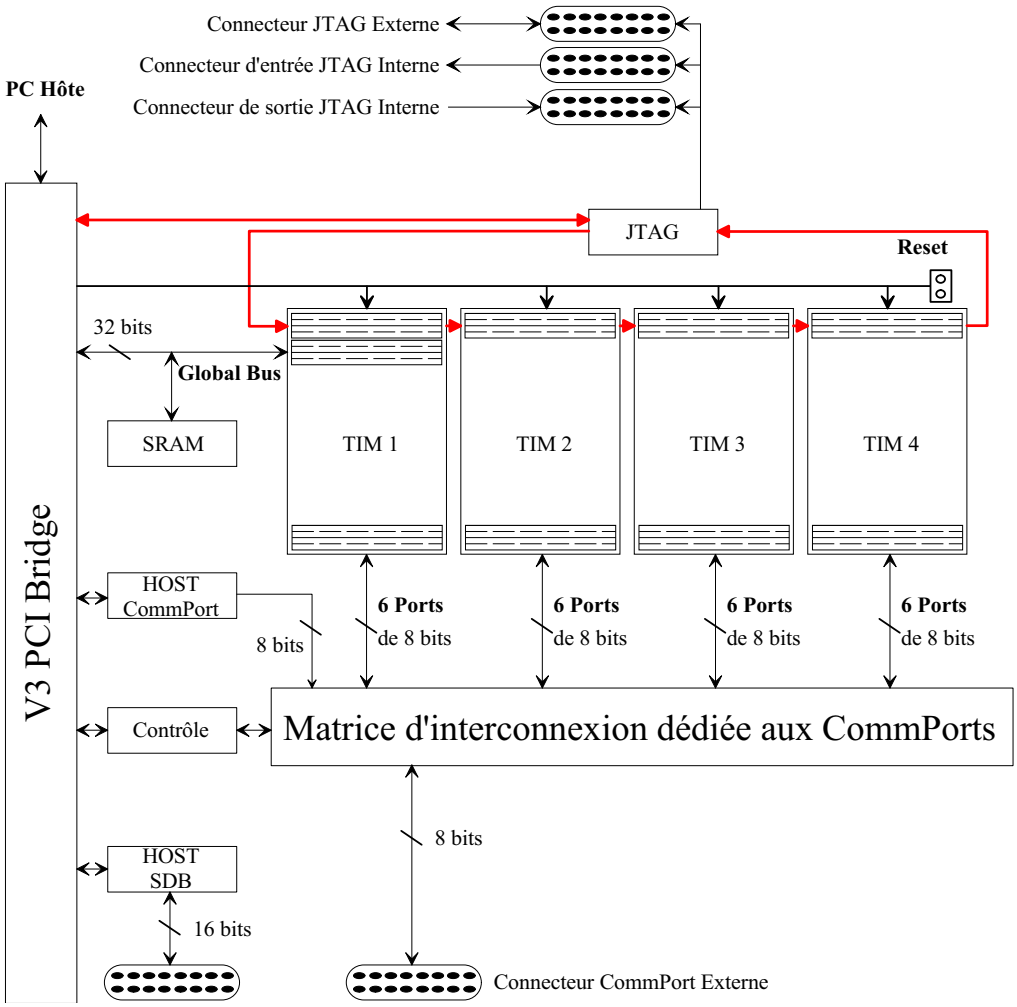


FIG. 6.1 : *Architecture de la carte mère.*

La principale caractéristique de cette carte mère est de pouvoir recevoir jusqu'à quatre cartes filles qui peuvent intégrer des DSP, des FPGA ainsi que des convertisseurs CNA/ CAN. Chaque module dispose de 6 médias de communications CP, dont 3 sont dédiés aux entrées et 3 aux sorties. Les connexions CP peuvent s'effectuer de deux manières. La première, la plus simple de mise en œuvre, est réalisée logiciellement. La matrice d'interconnexion située sur la carte mère rend possible la connexion de 1 à 3 CP entre modules voisins suivant le schéma illustré sur la figure (6.2). La seconde méthode est la connexion manuelle de ces CP, ceci permet la

liaison entre modules non voisins ainsi que de nouvelles configurations inexistantes sur la matrice d'interconnexion. En ce qui concerne les liens SDB, les connexions se font manuellement par l'intermédiaire de connecteurs situés sur les cartes filles.

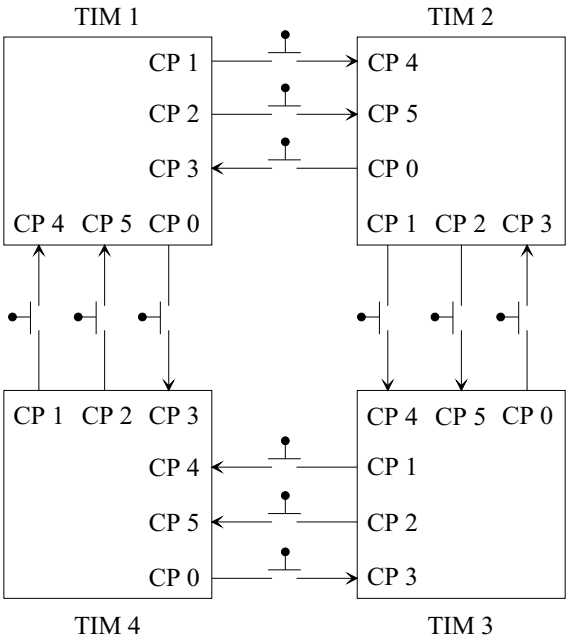


FIG. 6.2 : *Communications entre CP via la matrice d'interconnexion.*

6.1.2 Environnement logiciel

Les plate-formes matérielles de prototypage contiennent pléthore de solutions architecturales ainsi que des médias de communications indispensables aux échanges de données. Cependant, la validation des algorithmes implantés dans de telles architectures requiert un environnement de test efficace. Cet environnement de test est souvent situé sur une unité centrale. Il se pose donc le problème de la communication entre la plate-forme de prototypage et l'unité centrale. Les fournisseurs de plate-forme de prototypage doivent donc fournir une plate-forme de prototypage mais également un environnement logiciel permettant de prendre en main la plate-forme et surtout de pouvoir communiquer avec elle. Par ailleurs, les composants hétérogènes de notre plate-forme ayant des programmations et configurations différentes, ils doivent avoir un média de communication adapté entre eux et leurs flots de développement. La société Sundance propose donc un panel de logiciels permettant de faire un lien entre la carte mère et les composants situés sur les cartes filles et leurs flots de développement associés.

Concernant les DSP, des drivers autorisent le lien entre ce type de composant et le flot de développement qui lui est associé, à savoir Code Composer Studio. Il est alors possible de programmer le composant et de récupérer des données via le lien PCI et le protocole JTAG par lequel ils sont reliés.

Le cas des FPGA est, quant à lui, plus complexe. Le téléchargement du Bitstream contenant la configuration du FPGA peut être effectué de plusieurs manières :

1. un connecteur JTAG est disponible sur chaque carte fille contenant un FPGA, il est ainsi possible de connecter directement un programmateur sur ce connecteur et configurer le FPGA. Cette méthode est très utile pour vérifier le bon fonctionnement de l'environnement et permet l'utilisation de ChipScope [162]. Cet outil Xilinx permet d'observer différents signaux directement à l'intérieur du FPGA considéré et de rapatrier sur le PC hôte leurs valeurs via le JTAG,
2. le FPGA se situant sur le premier site, un logiciel proposé par Sundance autorise le téléchargement de la configuration du FPGA via le bus PCI et le protocole JTAG,
3. si le FPGA n'est pas sur le premier site, et donc s'il n'est pas le module maître, sa configuration peut être réalisée par un DSP qui lui est situé sur le premier site. Le fichier de Bitstream peut être contenu dans la mémoire du DSP, dans la RAM du module TIM DSP ou sur le PC hôte. Le téléchargement étant effectué du CP 0 du DSP au CP 3 du FPGA. Cette méthode de configuration reste la plus efficace, elle permet une flexibilité de l'utilisation du FPGA non présente sur les deux autres méthodes. Ainsi, un environnement de test pourra être mis en œuvre afin de tester plusieurs configurations du FPGA de manière logicielle et donc sans aucune intervention du concepteur.

6.1.3 Caractéristiques des différents médias de communications

6.1.3.1 L'interface PCI

La carte mère utilise un lien PCI avec l'unité centrale. Le pont PCI est réalisé par le composant V363EPC. Ce pont PCI est composé d'une FIFO d'entrée et de sortie capable de transférer 256 mots de 32 bits à la fréquence de 33 MHz, ce qui autorise un transfert maximum de 132 Mo/s entre la carte mère et le PC hôte. Ce bus PCI est accessible via le Global Bus qui, lui, n'est accessible que par le module maître. Ce dernier est le module placé sur le premier TIM de la plate-forme. Le bus PCI est également accessible via les liaisons "Host SDB" et "Host CommPort" faisant l'interface entre le bus PCI et un port de communication SDB et CP respectivement. Le transfert de données par cette interface est géré par une EPLD, pour *Electrically Programmable Logic Device*, présente sur la carte mère.

6.1.3.2 Les interfaces de communications CP et SDB

Contrairement à l'organisation interne rencontrée pour la famille TMS320C4x, la famille TMS320C6x n'incorpore pas d'unité dédiée à la communication avec d'autres processeurs. Pour ce faire, il est nécessaire de mettre en œuvre les interfaces requises, extérieurement au DSP, notamment à l'aide d'une CPLD, et au sein du FPGA. Sur les différents modules utilisés, deux formats de communications et donc d'interfaces de communications correspondantes ont été employés : le format CP et le format SDB. Il est important de souligner que le format SHB pour *Sundance High speed Bus*, n'est pas un nouveau format de communication, il est défini comme

l'association de deux SDB, c'est pour cela que nous ne le détaillerons pas comme les autres formats de communications. Le lien CP respecte le standard établi par Texas Instrument pour le protocole de communication C4X. Il s'agit d'une interface de communication synchrone et bidirectionnelle qui permet le transfert de données de 8 bits à un débit théorique maximal de 20 Mo/s entre deux modules. Le lien SDB est une interface de communications développée par Sundance, synchrone et bidirectionnelle. Cette interface rend possible le transfert des données de taille 16 bits à un débit maximal théorique de 200 Mo/s entre deux modules. L'organisation des interfaces de communications CP et SDB repose sur l'utilisation de deux FIFO mono-directionnelles de capacitées différentes selon le format. L'organisation des interfaces CP et SDB est illustrée sur la figure (6.3).

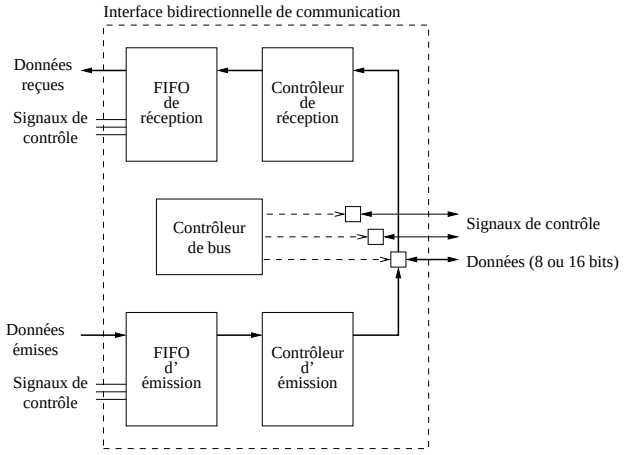


FIG. 6.3 : *Organisation interne des interfaces, CP et SDB, de communications entre modules.*

Chaque DSP peut ainsi communiquer par l'adressage du port de communications souhaité, CP ou SDB. Cet adressage peut se faire directement par l'intervention directe du CPU ou, plus généralement, par programmation du contrôleur de DMA. La gestion de ces échanges peut ensuite être faite avec ou sans interruption. Les figures (6.4) et (6.5), extraites de [78], illustrent les performances obtenues pour des communications utilisant, respectivement, le format CP et SDB.

Le format SDB se révèle le plus efficace, car il approche des débits de 167 Mo/s, tandis que le format CP n'atteint que 16.7 Mo/s. Ces figures illustrent l'intérêt de l'utilisation du DMA par rapport au CPU, qui, le plus souvent, pourra être déchargé des déplacements nécessaires de données. Par ailleurs, l'évolution observée du débit d'échange pour le DMA s'explique par la phase d'initialisation requise en début de chaque communication. Ces performances ont été obtenues pour des données situées en mémoire interne du DSP. Dans le cas de données en mémoire externe, par exemple en SDRAM, les débits atteints sont moindres.

Les tests réalisés sur FPGA permettent d'atteindre les limites théorique des interfaces de communications. Cependant, afin d'obtenir les débits maximums pour l'interface SDB, il est nécessaire de fournir une horloge de 100 MHz à l'IP SDB proposée par Sundance, sachant que l'oscillateur de la carte fille est un oscillateur à 50 MHz.

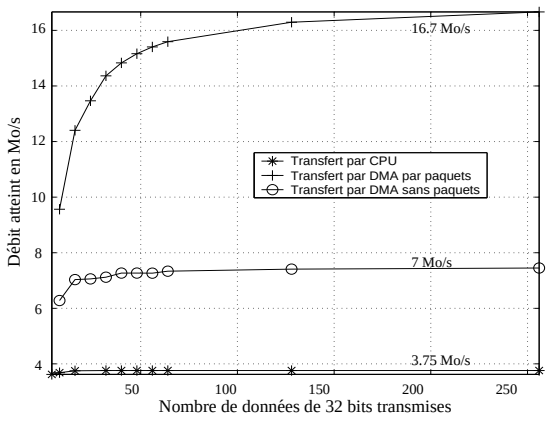


FIG. 6.4 : *Débit relevé pour le format CP*C4X*, selon l'utilisation faite du CPU ou du DMA.*

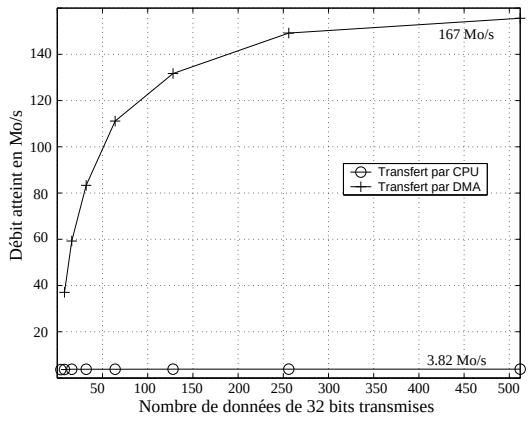


FIG. 6.5 : *Débit relevé pour le format SDB, selon l'utilisation faite du CPU ou du DMA.*

La taille et les débits des interfaces CP et SDB déterminent leur utilisation. De ce fait, l'interface SDB sera employée pour le transfert de données entre les différents modules et l'interface CP pour la configuration et le contrôle des FPGA.

6.1.4 Caractéristiques des cartes filles

Les cartes filles venant se greffer sur la carte mère peuvent contenir des composants de plusieurs horizons. Ainsi, le concepteur peut choisir le type d'architecture dont il a besoin et qu'il veut tester. Les cartes filles que nous avons utilisées sont des cartes filles comprenant respectivement des DSP, des FPGA et des convertisseurs CNA/ CAN.

6.1.4.1 Cartes filles comprenant un DSP

La plate-forme de prototypage que nous utilisons contient deux cartes filles qui comprennent des DSP. Le module SMT335 avec un DSP TMS320C6201 et le module SMT375 avec un DSP TMS320C6701. Ces DSP appartiennent à la famille TMS320C6x. Cette famille possède une architecture VLIW, pour *Very Long Instruction Word*. Cette appellation découle du fait que ces DSP traitent des macro-instructions longues de 256 bits par cycle, équivalentes à huit instructions de 32 bits. En effet, l'unité de traitements se compose de huit unités indépendantes, chacune capable d'effectuer un certain type d'opérations. Comme indiqué sur la figure (6.6), autour de cette unité de traitements, les DSP de la famille TMS320C6x incluent une gestion des mémoires externes, l'EMIF, pour *External Memory InterFace*, un contrôleur de DMA ainsi que deux emplacements distincts de mémoire interne.

Plus précisément, l'unité de traitements comprend deux bancs de registres globaux, A et B, chacun constitué de 16 registres de 32 bits[1]. A chacun de ces bancs sont associés quatre unités indépendantes, notées L, S, M et D. Le tableau (6.2) résume les principales opérations réalisables

[1]La dernière déclinaison de cette famille de DSP, le TMS320C64x, dispose de 32 registres pour chaque banc.

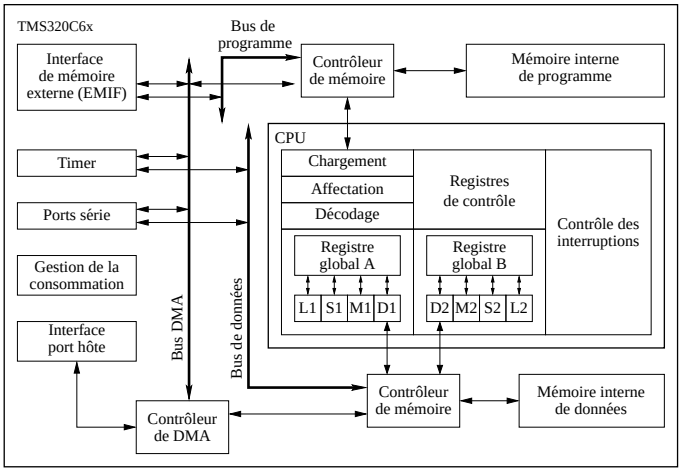


FIG. 6.6 : *Organisation interne générale des* DSP *de la famille TMS320C6x.*

par chaque unité ainsi que les latences correspondantes en nombre de cycles d'horloge. Ces instructions correspondent à la manipulation de données sur 32 bits, à l'exception de l'instruction MPY qui manipule des données sur 16 bits pour donner un résultat sur 32 bits. De plus, les instructions ADD2 et SUB2 autorisent l'exécution simultanée de deux opérations sur des données de 16 bits.

Instruction	Opération réalisée	Latence	Unités			
			L	S	M	D
ADD / SUB	Addition / Soustraction	0	X	X		X
SHL / SHR	Décalage gauche / droite	0		X		
B	Branchement	5		X		
ADD2 / SUB2	Addition / Soustraction SIMD	0		X		
ABS	Valeur absolue	0	X			
MPY	Multiplication	1			X	
MV	Transfert de registres	0	X	X		X
LOAD / STORE	Accès mémoire	4 /0				X

TAB. 6.2 : *Principales instructions supportéees par les différentes unités de traitements de la famille TMS320C6x.*

Détail du DSP TMS320C6201 : Le TMS320C6201 correspond à la déclinaison en virgule fixe de cette famille. Il est possible de réaliser jusqu'à 1600 MIPS avec une fréquence d'horloge de 200 MHz. Ce processeur permet de manipuler des données de 32 bits et peut gérer des débordements allant jusqu'à 8 bits. Le TMS320C6201 comprend deux espaces distincts de mémoire interne de programme et de données, chacun de 64 Ko. Le contrôleur de DMA comporte quatre canaux indépendants. Il sera utilisé pour les transferts de données, typiquement des mémoires externes vers la mémoire interne, et pour les transferts via les périphériques.

Détail du DSP TMS320C6701 : Le TMS320C6701 correspond à la déclinaison en virgule flottante de cette famille. Il fonctionne à 167 MHz et accepte par ailleurs de manipuler des données au format flottant sur 32 bits en précision simple ou 64 bits en précision double. Le TMS320C6701 comprend deux espaces distincts de mémoire interne de programme et de données, chacun de 64 Ko. Le contrôleur de DMA comporte également quatre canaux indépendants.

La puissance maximale de traitements de ces DSP est atteinte dès lors que les huit unités indépendantes sont utilisées à chaque cycle. A partir d'une description algorithmique, cette limite est difficilement accessible du fait des dépendances de données, des latences différentes des instructions requises et des conflits possibles entre ressources. Cependant, la puissance crête peut être approchée par une description adaptée, en langage C ou assembleur, de l'algorithme et une utilisation appropriée du compilateur.

6.1.4.2 Cartes filles comprenant un FPGA

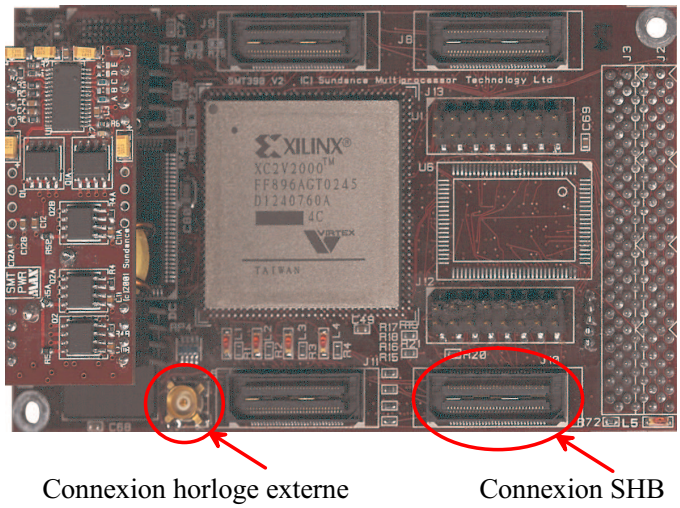


FIG. 6.7 : *Module SMT 398 contenant un* FPGA *XC2V2000.*

En ce qui concerne les cartes filles contenant des FPGA, nous avons choisi d'utiliser des modules SMT 398 possédant un FPGA de 2 millions de portes fournis par la société Xilinx. Cette carte fille dispose d'un quartz de 50 MHz et de quatre connecteurs SHB qui permettent d'avoir au maximum huit connecteurs SDB. Une photographie du module SMT 398 est disponible sur la figure (6.7). Ce dernier dispose d'une sortie, issue du FPGA, dédiée à l'horloge, il est ainsi possible de diffuser une horloge de ce module sur un autre module acceptant une horloge externe. L'architecture du Virtex 2, présent sur ce module, est illustrée sur la figure (6.8).

L'architecture des composants programmables de la famille Virtex 2 est composée principalement de matrices d'éléments logiques configurables, ou CLB pour *Configurable Logic Block* intercalées avec d'autres éléments configurables. Ces éléments configurables peuvent être de natures diverses. Tout d'abord les entrées/sorties peuvent être configurées en entrées, en sorties, ou en entrées/sorties et ce dans un mode différentiel ou non. Ces entrées/sorties acceptent

pléthore de standards en mode différentiel ou non. Le nombre d'entrées/sorties devenant de plus en plus considérable, il devient fastidieux de placer des résistances sur chaque entrée/sortie. Un contrôle d'impédance numérique ou DCI, pour *Digitally Controlled Impedance*, est disponible afin d'intégrer des résistances indépendamment sur chaque entrée/sortie. Ainsi, il n'est plus nécessaire de placer des batteries de résistances sur le PCB, pour *Printed Circuit Board*, facilitant ainsi le routage de celui-ci. Huit entrées/sorties dédiées aux horloges externes sont disponibles. De plus, 16 DCM pour *Digital Clock Management* sont intégrés. Ces DCM permettent de générer de nouvelles horloges synchrones. Les horloges générées seront définies à partir de coefficients multiplicatifs ou des diviseurs. Ainsi, de nombreuses horloges à des fréquences différentes peuvent être générées à partir d'une seule horloge externe.

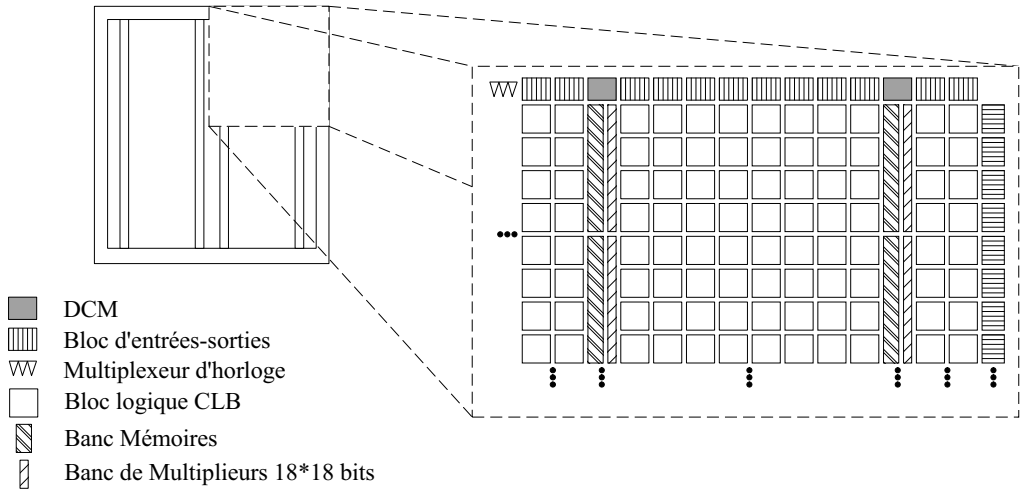


FIG. 6.8 : *Organisation interne du* FPGA *XC2V2000.*

A l'intérieur du composant des bancs mémoires et des bancs de multiplieurs précablés 18*18 bits sont implantés entre les matrices de CLB. Les RAM des bancs mémoires présents dans le virtex 2 peuvent être configurées en simple port ou double port, les différentes tailles de mémoires autorisées sont récapitulées dans le tableau (6.3).

16K * 1 bit	2K * 9 bits
8K * 2 bits	1K * 18 bits
4K * 4 bits	512K * 36 bits

TAB. 6.3 : *Taille des* RAM *simple ou double port.*

Les multiplieurs câblés 18*18 bits sont des multiplieurs signés en complément à deux. Ils peuvent être connectés à un bloc RAM de 18 Kbits ou ne pas utiliser de RAM. De par leur emplacement, leur connexion avec la RAM est très rapide. Cependant, l'usage de ces ressources est limité. L'architecture du composant implique que les blocs RAM et les multiplieurs, implantés les uns à côté des autres, se partage une matrice d'interconnexions. De ce fait, l'utilisation indépendante de ces ressources n'est pas possible. Par conséquent, si l'algorithme implanté nécessite un nombre

important de blocs RAM et de multiplieurs, des problèmes de routage peuvent apparaître. Il sera alors profitable d'avoir recours à de la mémoire distribuée disponible dans les CLB.

L'architecture des CLB, représentée sur la figure (6.9), est composée de quatre slices connectées à deux matrices d'interconnexions, une globale et une locale, la dernière étant la plus rapide. Chaque slice peut être configurée de différentes manières. Ainsi, la majorité des algorithmes peuvent être implanter. Les différentes configurations disponibles pour chaque slice sont les suivantes :

- la configuration en table de vérité ou LUT, pour *Look Up Table*, permettra de réaliser toutes opérations booléennes ayant au plus quatre entrées. La sortie pourra alors être multiplexée avec d'autres signaux par le biais des multiplexeurs présents dans la slice, ou/et être synchronisée en passant dans le registre de la slice,
- chaque slice contient deux registres, il est alors possible de les utiliser afin de synchroniser des données. La synchronisation peut s'effectuer par l'horloge ou par un signal et ce sur front montant ou descendant,
- toutes les LUT des slices peuvent être configurées afin d'instancier une mémoire RAM synchrone de taille 16*1 bit chacune. Chaque RAM peut être configurée comme une RAM simple ou double port avec toutefois une restriction sur la RAM double port, puisque le CLB est connecté uniquement à une horloge, la RAM double port ne pourra donc pas être asynchrone. Dans chaque slice, deux LUT sont présentes, il est ainsi possible de configurer le CLB afin de parvenir à des tailles de RAM récapitulées dans le tableau (6.4).

RAM simple port	RAM double port
16 * 8 bits	16 * 4 bits
32 * 4 bits	32 * 2 bits
64 * 2 bits	64 * 1 bit
128 * 1 bit	

TAB. 6.4 : *Taille des* RAM *simple ou double port pouvant être contenues dans un* CLB.

  Il est à noter que les LUT peuvent être également configurées en ROM, pour *Read Only Memory* et ce de manière équivalente,
- chaque LUT peut également être configurée comme un registre à décalage de 16 bits. Les écritures sont synchrones et les lectures peuvent être synchrones ou asynchrones. Si la longueur du registre à décalage n'est pas suffisante, la connexion "shift" permet de connecter plusieurs slices entre elles. Il est ainsi possible d'augmenter la longueur du registre à décalage considéré, et ce, sans utiliser de logique supplémentaire.
- des fonctions de multiplexages peuvent être mises à profit dans chaque slice, chaque slice dispose d'un multiplexage de quatre vers un, ainsi deux slices peuvent faire un multiplexage de huit vers un et ainsi de suite,
- les slices autorisent également des additions quatre bits. De plus, une gestion de la retenue permet de cascader plusieurs slices sans regain de complexité afin d'effectuer des additions plus complexes.

Pour finir, le tableau (6.5) résume les ressources logiques disponibles dans un CLB.

Comme pour les modules TIM utilisant des DSP, il est fondamental de mettre en œuvre les interfaces nécessaires à la communication entre un module et l'extérieur. Dans ce but, et contrai-

Slices	LUTs	Registres	Additionneurs	Registres à décalage	RAM distribuée
4	8	8	2	128 bits	128 bits

TAB. 6.5 : *Ressources logiques disponibles dans un* CLB.

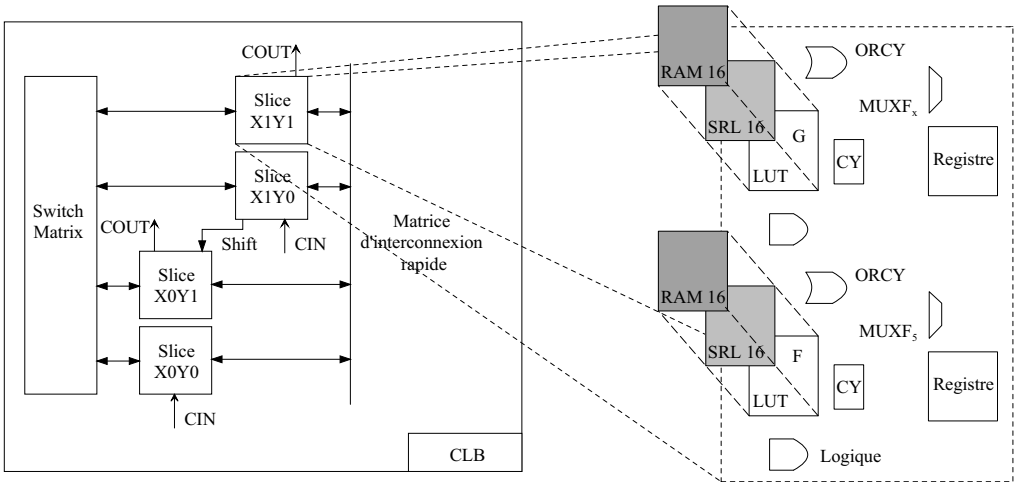


FIG. 6.9 : *Organisation interne d'un* CLB *du* FPGA *XC2V2000.*

rement aux modules nécessitant une logique de contrôle externe aux DSP, il est possible d'instancier les interfaces requises au sein du FPGA. Ces interfaces, au format CP et SDB, sont proposées sous forme d'IP décrites en VHDL par le fournisseur Sundance.

6.1.4.3 Cartes filles comprenant un CNA ou un CAN

Les cartes filles qui assurent la conversion des signaux sont les modules SMT 380 et SMT 388 pour respectivement la conversion analogique/numérique et numérique/analogique. L'organisation globale de ces modules, illustrée sur la figure (6.11), est identique.

Ces modules comportent deux voies indépendantes qui autorisent la conversion de deux signaux indépendants. Chaque voie possède deux connecteurs SDB, un FPGA qui sert au contrôle du convertisseur, des interrupteurs qui permettent de configurer les différents paramètres disponibles, un convertisseur et des connecteurs analogiques.

6.1.4.4 Caractéristiques du module CNA

Le module SMT 388 réalise la fonction de CNA. Ce module permet la conversion de deux canaux acceptant une fréquence de conversion de 130 MSPS avec des bus de données de 14

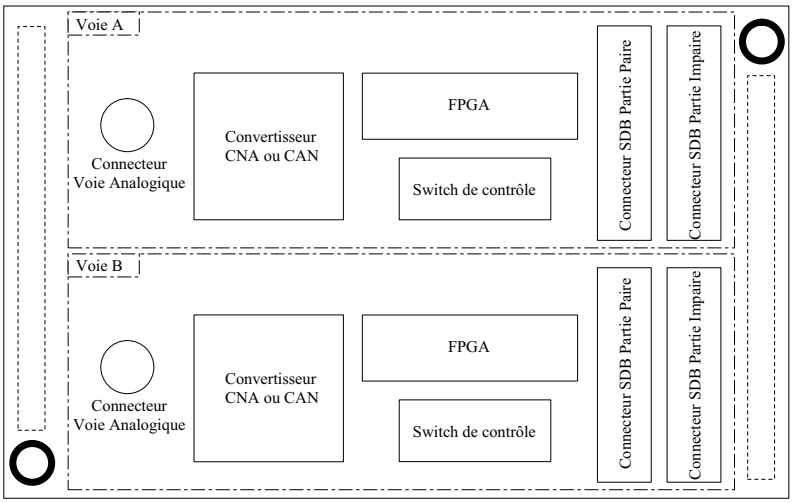


FIG. 6.10 : *Organisation globale des modules de conversion* CNA/CAN.

bits et ceci pour des données non signées. Le convertisseur utilisé est le convertisseur AD9772[2]. Les SDB acheminent les données et l'horloge de chaque signaux sur le module, il est important de noter ici que le protocole SDB n'est pas respecté ici, ce sont uniquement les connecteurs physiques qui sont utilisés. Chaque convertisseur est connecté à deux connecteurs SDB. Plusieurs configurations sont alors disponibles. Soit un seul des connecteurs est utilisé donc les 14 bits du signal numérique entrant seront convertis à la fréquence de l'horloge entrante. Soit le signal utilise les deux connecteurs, dans ce cas, le signal numérique entrant doit être séparé en échantillon pair et impair afin d'utiliser chacun un connecteur SDB. Se faisant, les échantillons pairs sont reçus sur un SDB, et réciproquement. L'intérêt de cette méthode réside dans le fait que les échantillons pairs et impairs sont alors transmis à une fréquence deux fois plus petite. Le signal sera alors reconstitué à l'intérieur du FPGA du module de conversion et transmis à la fréquence désirée au CNA.

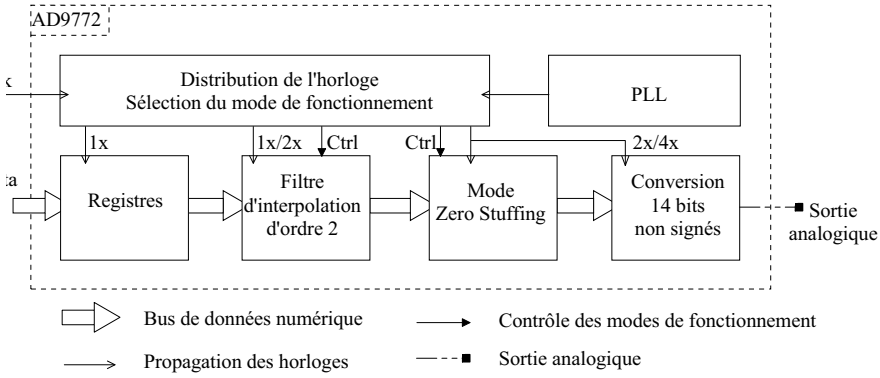


FIG. 6.11 : *Détail de l'architecture du convertisseur numérique/analogique AD9772.*

[2]Le convertisseur considéré accepte une fréquence d'échantillonnage allant jusqu'à 150 MSPS. Cependant, le fournisseur Sundance ne garantit, en aucun cas, l'utilisation du module SMT 388 au-dessus d'un débit de 130 MSPS.

Différents schémas de conversions sont disponibles, ils mettent en œuvre un filtre d'interpolation associé à différents filtres disponibles dans le convertisseur. Le filtre d'interpolation présent dans le convertisseur peut être suivi d'un filtre passe-bas, comme illustré sur la figure (6.12). Par ce biais, le signal en sortie de la conversion analogique se situera en bande de base. Cependant, dans un contexte de Radio Logicielle et en vue de diminuer la complexité du passage en RF, il est avantageux de disposer du signal directement en fréquence intermédiaire après l'étage de conversion analogique. Grâce à l'application d'un filtre passe-haut, comme l'illustre la figure (6.13), cette transposition de fréquence sera envisageable, et nous disposerons donc d'un signal analogique en fréquence intermédiaire.

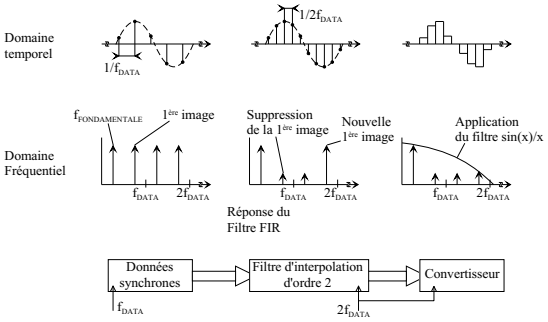


FIG. 6.12 : *Exemple de réponse temporelle et fréquentielle d'une interpolation d'ordre 2 avec un filtrage passe-bas.*

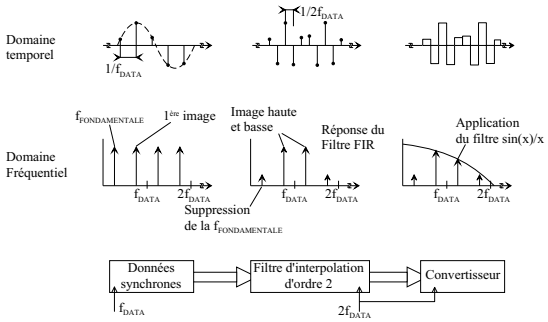


FIG. 6.13 : *Exemple de réponse temporelle et fréquentielle d'une interpolation d'ordre 2 avec un filtrage passe-haut.*

Le maintien du convertisseur numérique/analogique se caractérise en sortie par un filtre en $sin(x)/x$ qui coupe le signal à $2 * f_{DATA}$, f_{DATA} représente la fréquence d'échantillonnage du signal. En bande de base, l'effet de ce maintien est profitable puisqu'il permet d'atténuer les images centrées sur $2 * f_{DATA}$. Toutefois, en fréquence intermédiaire, son effet est préjudiciable, puisqu'il atténue différemment les premières images du spectre centrées sur la fréquence intermédiaire f_{DATA}. Afin de limiter cet effet, le CNA dispose d'un mode appelé « Zero-Stuffing », illustré sur la figure (6.14). Ce mode réalise un suréchantillonnage d'ordre deux sur le signal afin de diminuer le maintien du convertisseur. L'effet de ce mode, en fréquentiel, se traduit par l'augmentation de la bande passante du filtre en $sin(x)/x$. Par conséquent, ce filtre ne coupera plus à $2 * f_{DATA}$, mais à $4 * f_{DATA}$. De ce fait, les images centrées en fréquence intermédiaire seront atténuées de manières identiques, les images centrées à $6 * f_{DATA}$ seront fortement atténuées car elles seront dans le second lobe du filtre en $sin(x)/x$. Toutefois, le suréchantillonnage d'ordre 2 divisera la puissance du signal par 2.

6.1.4.5 Caractéristiques du module CAN

Le module SMT 380 réalise la fonction de CAN, ce module permet la conversion de deux canaux indépendants. Ce dernier accepte une fréquence d'échantillonnage de 105 MSPS. Il fournit un signal numérique de 12 bits signés en sortie. Ce module n'intègre aucun filtre sur le signal. Le convertisseur utilisé est le convertisseur AD9432. Ce CAN accepte la conversion de signaux en bande de base mais également en fréquence intermédiaire, il opère alors par repliement de spectre. L'horloge et le(s) signal(aux) externe(s) sont connectés sur le module par le biais de

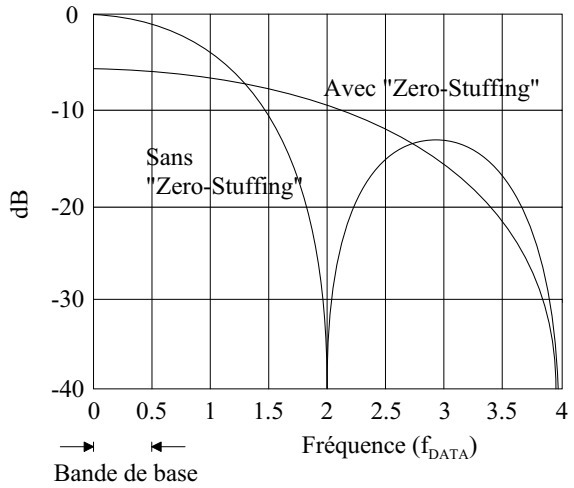


FIG. 6.14 : *Effet du mode "zero-stuffing" sur la réponse du filtre en sin(x)/x du* CNA.

connecteurs MMBX. Les signaux numériques seront disponibles sur les connecteurs SDB en sortie du convertisseur. Il est important de noter que le protocole SDB n'est pas respecté. Ce sont uniquement les connecteurs physiques qui sont utilisés. Chaque convertisseur est connecté à deux connecteurs SDB. Il est ainsi envisageable, comme pour le CNA, de disposer du signal numérique sur un SDB dans un format de 16 bits, avec une extension du bit de signe. Cette configuration génère un signal en sortie à une fréquence maximale de 65 MHz. Le fait de doubler les connecteurs SDB, en assignant les données paires sur l'un et les données impaires sur l'autre, autorisera le doublement de la fréquence maximale. Nous disposerons ainsi d'un signal de 16 bits signés, avec 12 bits utiles, à une fréquence maximale de 130 MHz. Comme pour le module SMT 388, un FPGA se chargera du contrôle. L'acquisition et la conversion des signaux peuvent se faire par le biais d'un trigger ou effectuer la conversion indéfiniment. L'utilisation du trigger permettra de numériser N échantillons. Un connecteur de 7 interrupteurs, présent sur le module, paramètre N de 0 à 16256 échantillons par pas de 128 échantillons. Il est également possible de choisir l'horloge du système, soit l'horloge de 105 MHz présente sur le module, soit une horloge externe.

6.2 Communications, contrôle et gestion des paramètres des systèmes

L'organisation de la plate-forme de prototypage que ce soit pour l'implantation du système MC-CDMA ou pour l'implantation du système OSTBC/MC-CDMA reste la même. En effet, les émetteurs MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA seront implantés dans un des deux FPGA et il en sera de même pour les récepteurs. Ainsi l'organisation de la plate-forme de prototypage se fera comme indiquée sur la figure (6.15).

L'émetteur est composé des modules SMT 335, SMT 398 et SMT 388. Le module SMT 335 contenant un DSP TMS320C6201 a pour fonction le téléchargement du fichier de configuration sur le FPGA, l'envoi des paramètres de l'émetteur et le dialogue entre la plate-forme et l'unité

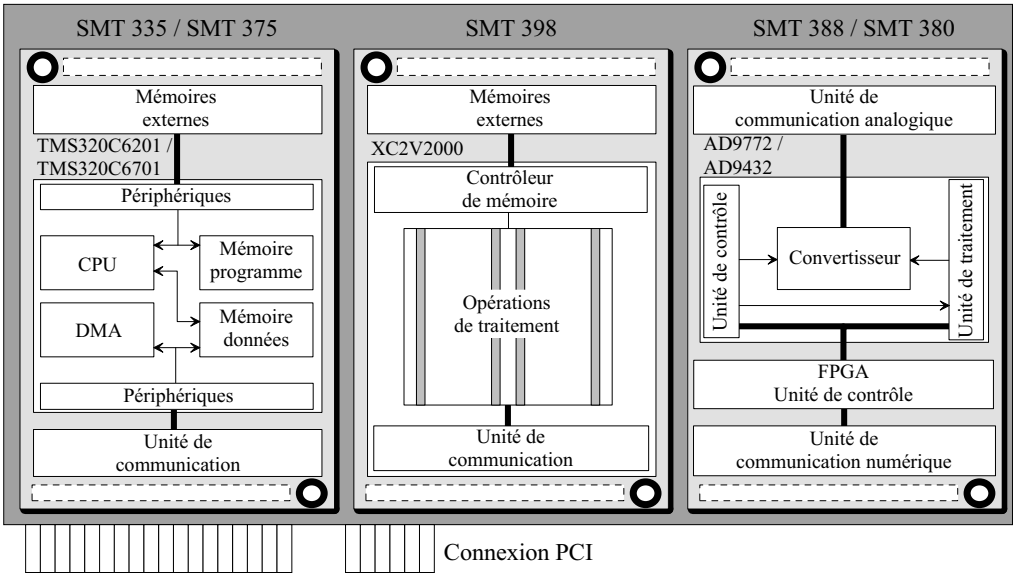


FIG. 6.15 : *Organisation de la plate-forme de prototypage utilisée, représentée pour trois modules.*

centrale, via le bus PCI. Le module SMT 398 avec le Virtex 2 est le module où est implanté l'émetteur. Le module SMT 388, module de CNA, réalise la conversion des signaux en analogique.

Le récepteur comporte la même organisation. Ainsi, le module SMT 375 contenant un DSP TMS320C6701 a pour fonction de télécharger le fichier binaire de configuration du FPGA, le paramètrage du récepteur et le transit des données de la plate-forme de prototypage à l'unité centrale toujours via le bus PCI. Le deuxième module SMT 398 intègre le récepteur et le module SMT 380 sert à numériser le signal.

L'organisation de la plate-forme souligne qu'aucun canal de propagation n'a été implanté. En effet, aucun canal de propagation n'a été mis en œuvre sur la plate-forme de prototypage et ce pour de multiples raisons. Tout d'abord, dans le cas du système en numérique SISO, les débits du système étant important, l'implantation du canal de propagation doit se faire sur un FPGA. Hors nous n'avons pas pu le mettre en œuvre et ce faute de temps. Dans le cas du système en numérique MIMO, la problématique était la même, la conclusion l'est aussi. En ce qui concerne la validation sur canal de propagation en analogique que ce soit en bande de base ou en fréquence intermédiaire, le problème est complexe. De nombreux paramètres sont à considérer, tels que la fréquence porteuse, la bande occupée par le signal, l'étalement des retards, le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, l'angle de départ et d'arrivée des signaux (dans un contexte MIMO), etc... Le projet RNRT, pour *Réseau National de Recherche en Télécommunications*, SIMPAA 2, pour *SImulateur Matériel de Propagation pour les Antennes Adaptatives*, se destine à fournir un tel émulateur de canal de propagation SISO et MIMO. Ainsi, les performances, en terme de TEB, des systèmes implantés sur la plate-forme pourront être étudiées. Cependant, ces systèmes sont voués à être intégrés au démonstrateur du projet PALMYRE. Ce démonstrateur intègre d'ores et déjà une partie RF, développée par l'ENST Bretagne. Les systèmes étant basés sur les mêmes spécifications, il sera alors possible d'assembler les deux parties dans le but d'obtenir un système complet en vue de tester ses performances sur un canal de propagation réel.

6.2.1 Gestion du flux de données entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage

Afin de tester la validité des systèmes ainsi que leurs performances en terme de débit une interface entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage a été mise en œuvre. L'interface réalise un lien entre le PC hôte et les deux DSP situés sur le premier emplacement des deux cartes mère la plate-forme. Suivant le schéma de la figure (6.16). De ce fait, des fichiers binaires servent de stimuli à l'émetteur et sont récupérés en sortie du récepteur après traitement. Comme cela, les deux fichiers binaires peuvent être comparés. La taille des FIFO des interfaces SDB est de $255*32$ bits, ainsi, la taille des mots contenus dans les fichiers binaires est de 32 bits. Cette méthode permet d'étudier les caractéristiques dynamiques des éventuelles erreurs (erreurs aléatoires, répétitives, isolées, en paquet, perte de données...) et facilite ainsi le debug de l'application.

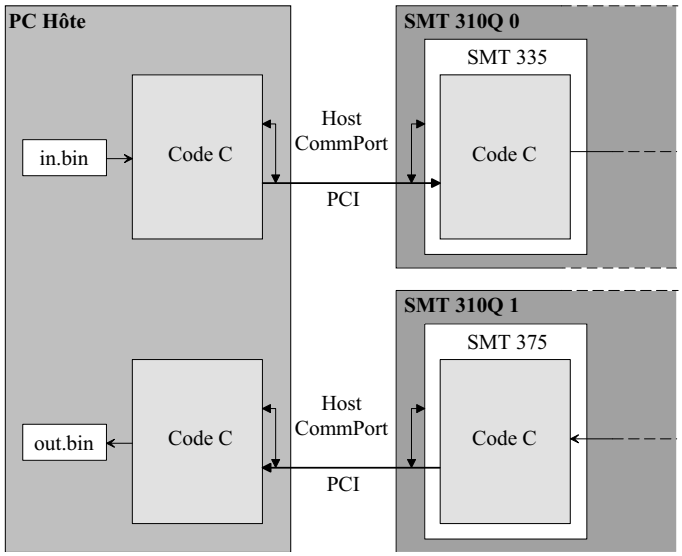


FIG. 6.16 : *Représentation du lien PCI entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage.*

Chaque carte mère dispose d'une interface entre un code C s'exécutant sur le PC hôte et un code C s'exécutant sur un DSP. Celle-ci se compose de deux buffers alloués par le code du PC hôte dans son espace mémoire, et de deux sémaphores basés sur le host CommPort. Durant la phase d'initialisation, le code du PC hôte transmet au DSP les informations qui correspond aux 2 buffers (adresses, tailles). Les DSP utilisent ces derniers pour programmer des transferts via le global bus et accéder ainsi aux buffers (en lecture ou en écriture) via le bus PCI. Un sémaphore est utilisé par le DSP pour prévenir le code du PC hôte lorsque le buffer courant est entièrement lu ou écrit. L'autre est employé par le code du PC hôte pour prévenir le DSP que le buffer suivant est prêt à être utilisé. Les échanges réalisés avec cette interface peuvent être effectués selon deux modes de fonctionnement. En mode bidirectionnel, le débit maximal obtenu est de l'ordre de 100 Mbit/s (testé en rebouclant directement deux DSP). En mode unidirectionnel, le débit maximal obtenu est de l'ordre de 180 Mbit/s (testé dans le sens PC hôte vers le DSP). Les résultats obtenus ne sont pas constants car ils sont liés à l'activité du PC hôte et du système d'exploitation dont il dépend. De grandes irrégularités, engendrées par le système d'exploitation, ont été constatées lors des différents tests, allant jusqu'à saturer les FIFO des interfaces de communications et donc

à la perte de données. Toutefois, les débits auxquels nous sommes parvenus suffisent, en règle générale, à tester nos systèmes.

6.2.2 Gestion du flux de données entre le module DSP et le module FPGA intégrant l'émetteur MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA

Afin de combattre les irrégularités de débit de l'interface PCI, précédemment présentée, une gestion du débit a été mise en place sur le FPGA émetteur. Ce protocole consiste à s'assurer que les données contenues dans le DSP sont en nombre suffisant en vue de construire une trame entière. Cette vérification s'effectuera entre chaque trame, générant une attente ou non. La gestion du débit réalisée prend donc en considération le nombre de mots de 32 bits contenu dans la FIFO de l'interface SDB du DSP, au maximum 255, ainsi que le nombre de bits nécessaires à la construction d'une trame. Le nombre de bits consommés par trame $N_{bits/trame}$ dépend de l'expression suivante :

$$N_{bits/trame} = \frac{m * N_u * N_p * N_{d_{\text{MC-CDMA}}/trame}}{L_c} , \tag{6.1}$$

où $N_{d_{\text{MC-CDMA}}/trame}$ représente le nombre de symboles MC-CDMA dédiés aux données par trame. Sachant que le nombre maximum de mots de 32 bits disponibles dans la FIFO de l'interface SDB du DSP est de 255, il est alors possible de calculer le nombre de bits maximal consommés par l'émetteur pendant une trame. Par exemple, dans le cas où 32 utilisateurs sont actifs, où le codage binaire à symbole est une MAQ-16, donc $m = 4$, où les sous-porteuses actives sont aux nombre de 192 et que la trame contient 10 symboles de données, le nombre de bits consommés pour la construction de cette trame est de 7680, soit 240 mots de 32 bits. Chaque symbole MC-CDMA consomme dans ce cas 24 mots de 32 bits. La configuration précédemment citée sera la configuration maximale, puisque nous n'avons aucune garantie sur le remplissage de la FIFO de l'interface SDB du DSP durant le traitement d'une trame. Ce mode de fonctionnement est limitatif en terme de taille de trame, en revanche il garantit l'absence de famine.

La mise en œuvre de cette gestion de débit a été intégrée dans une machine d'états scrutant l'état de la FIFO de l'interface SDB entre chaque trame. La construction d'une nouvelle trame est autorisée lorsque la FIFO considérée est pleine. Cette machine d'états, sert également au dimensionnement du système. Ainsi les paramètres tels que le nombre de symboles MC-CDMA par trame, le nombre d'échantillons présents dans l'intervalle de garde, etc..., sont intégrés dans le flot de données.

6.2.3 Description des paramètres des systèmes

De manière à rendre le plus flexible possible l'utilisation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA implantés sur la plate-forme de prototypage, plusieurs paramètres ont été intégrés. Ces paramètres ont pour but de dimensionner le modem et le format de trame utilisé. Dans le but de réaliser les changements de paramètres le plus dynamiquement possible, une interface

entre le DSP et le FPGA a été réalisée. Celle-ci repose sur une interface de communication CP. Ce qui autorise le dimensionnement du système, implanté dans le FPGA, de façon très simple et dynamique. Chaque paramètre du modem a un registre dédié et chaque registre a une adresse qui lui est propre. Ainsi, le DSP peut venir écrire la valeur du paramètre choisi à l'intérieur du registre qui lui est consacré. Les paramètres dynamiques sont séparés en deux groupes, le groupe « MCCDMA-CFG » qui regroupe les paramètres liés à la modulation et le groupe « FRAME-CFG » qui regroupe les paramètres liés au format de la trame. Les paramètres des systèmes sont les suivants :

le registre MCCDMA-CFG-MAQ ce registre donne le codage binaire à symbole utilisé par le modem. Il est ainsi possible de choisir entre une modulation MDP-4 et MAQ-16,

le registre MCCDMA-CFG-K ce paramètre permet de déterminer le nombre de codes d'étalement utilisés par l'utilisateur actif, ou le nombre d'utilisateurs actifs N_u. Ce dernier est nécessairement borné par le paramètre du système L_c représenté, ci-après, par le registre MCCDMA-CFG-SF,

le registre MCCDMA-CFG-N le paramètre MCCDMA-CFG-N représente le nombre de codes d'étalement utilisés par d'autres utilisateurs, également appelés brouilleurs. Ainsi il sera possible de faire cohabiter plusieurs utilisateurs afin de profiter de la technique d'accès multiple par répartition de codes (AMRC) et de tester les performances des détecteurs mono-utilisateurs,

le registre MCCDMA-CFG-SF ce paramètre détermine la profondeur de l'étalement L_c, donc la longueur des codes d'étalement. Il déterminera le nombre maximal d'utilisateurs qui peuvent cohabiter. Ces trois derniers paramètres sont liés et doivent respecter l'inégalité suivante :

$$\text{MCCDMA-CFG-K} + \text{MCCDMA-CFG-N} \leq \text{MCCDMA-CFG-SF} \,. \tag{6.2}$$

La configuration où tous les codes d'étalement ne sont pas utilisés est possible, le système insérera automatiquement des zéros pour compléter les symboles MC-CDMA,

le registre MCCDMA-CFG-NFFT ce registre est lié à l'IP utilisée pour réaliser l'opération OFDM. Ce paramètre permet de changer la taille de TFR inverse ou non et ce de manière dynamique. Dès lors, la taille des symboles MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA pourra évoluer dynamiquement,

le registre MCCDMA-CFG-SCALE ce paramètre contrôle les arrondis réalisés lors de l'opération de TFR,

le registre MCCDMA-CFG-NGUARD la dimension de l'intervalle de garde est modifiable par l'intermédiaire de ce registre. Ce paramètre sera le nombre d'échantillons N_g contenus dans cet intervalle,

le registre MCCDMA-CFG-NB-SYMB-UTIL ce paramètre détermine le nombre de sous-porteuses utiles N_{p_u} contenues dans un symbole MC-CDMA. Il est fonction de deux autres paramètres, MCCDMA-CFG-SF et MCCDMA-CFG-NFFT. Le nombre de sous-porteuses utiles N_{p_u} doit être un multiple de la longueur des codes d'étalement L_c et inférieur à la taille de la TFR inverse qui réalise l'opération OFDM,

le registre FRAME-CFG-MCCDMA-BY-FRAME le paramètre contenu dans ce registre contrôle la machine d'état gérant le flux des systèmes. Ce paramètre détermine le nombre de symboles MC-CDMA dédiés aux données contenues dans une trame,

le registre FRAME-CFG-MCCDMA-WAIT ce paramètre définit une attente entre deux symboles MC-CDMA consécutifs. Cette astuce de gestion de rythme permet la suppression de changement de rythme à l'intérieur du FPGA. Dès lors, le délai induit par le zero-padding et l'insertion de l'intervalle de garde sera compensé par cette attente. L'attente minimum sera déterminée par le chronogramme illustré sur la figure (6.17),

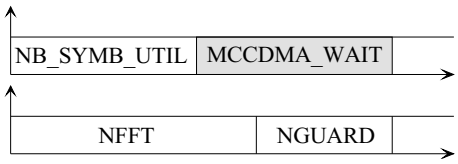


FIG. 6.17 : *Chronogramme déterminant l'attente minimale entre le traitement de deux symboles* MC-CDMA *ou* OSTBC/MC-CDMA *consécutifs.*

le registre FRAME-CFG-FRAME-WAIT ce paramètre permet d'imposer une attente minimum entre deux trames consécutives.

Le tableau (6.6)récapitule les paramètres des systèmes ainsi que leurs liens.

6.2.4 Machine d'état exerçant le contrôle des systèmes

Afin de gérer le flux de données issu de l'interface SDB avec le DSP et afin de contrôler les émetteurs MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA, une interface PC-Modem a été mise en place. Cette machine d'état se situe en amont de l'émetteur sur le FPGA. Une fois la configuration du FPGA effectuée, tous les paramètres du système sont stockés et connus. La machine d'état peut ainsi avoir accès aux paramètres nécessaires au dimensionnement du système. Elle peut se décomposer en trois fonctions majeures. La première est la régulation de flux entre les données de 32 bits arrivant du DSP et les m données nécessaires au codage binaire à symbole. Il est ainsi possible de réguler la consommation de données entre le FPGA et le DSP. Un registre à décalage à rétroaction linéaire, ou LFSR, pour *Linear Feedback Shift Register*, est également intégré afin de générer les données d'autres utilisateurs qui servent de brouilleurs. La seconde fonction permet de gérer les attentes entre chaque symbole MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA et entre chaque trame, comme décrit dans la section précédente. Cette gestion de rythme permet d'insérer des périodes d'inactivités à l'entrée du modem qui seront complétées par les échantillons ajoutés lors des opérations de zero-padding et d'insertion de l'intervalle de garde. Par conséquent, une unique horloge de fonctionnement est nécessaire pour l'ensemble des systèmes. En effet, sans ce prétraitement, la mise en œuvre de ces systèmes aurait nécessité trois domaines d'horloge différents. La dernière fonctionnalité permet d'insérer des symboles dans la trame qui ne contiennent pas de données. Cela nous a permis de former des trames avec un symbole pilote utilisé pour l'estimation du canal.

Nom	paramètre algorithmique correspondant	Borne minimum	Borne maximum	Pas	Contraintes sur la valeur	Fonction
MCCDMA-CFG-MAQ	Aucun	0 (MDP-4)	1 (MAQ-16)	+1	Aucune	Choix du codage binaire à symbole
MCCDMA-CFG-K	N_u	0	L_c	+1	$\leq L_c+$ MCCDMA-CFG-N	Nombre de codes d'étalement attribués à l'utilisateur actif
MCCDMA-CFG-N	Aucun	0	L_c	+1	$\leq L_c+$ MCCDMA-CFG-K	Nombre de codes d'étalement attribués aux brouilleurs
MCCDMA-CFG-SF	L_c	0	N_{p_u}	2^n	$\geq$ MCCDMA-CFG-K $+$ MCCDMA-CFG-N	Nombre de codes d'étalement
MCCDMA-CFG-NGUARD	N_g	0	N_p	+1	Aucune	Nombre d'échantillons de l'intervalle de garde
MCCDMA-CFG-NB-SYMB-UTIL	N_{p_u}	L_c	N_p	$+L_c$	$= \alpha L_c$	Nombre de porteuses utiles
MCCDMA-CFG-NFFT	N_p	L_c	16384	2^n	$\geq N_{p_u}$	Taille de la TFR directe et inverse
FRAME-CFG-MCCDMA-BY-FRAME	Aucun	0	10	+1	Aucune	Nombre de symboles MC-CDMA dédiés aux données dans une trame
FRAME-CFG-MCCDMA-WAIT	Aucun	0	$+\infty$	+1	Aucune	Délai d'attente entre deux symboles MC-CDMA consécutifs

TAB. 6.6 : *Récapitulatif des paramètres du système* MC-CDMA *et* OSTBC/MC-CDMA.

Il est prévu très prochainement d'insérer un symbole pilote de synchronisation temporelle. Ce symbole, sera composé d'un code pseudo aléatoire offrant de bonnes caractéristiques d'autocorrélation. Cela permettra de détecter un pic de corrélation, donc détecter ce symbole dans le bruit ambiant ce qui reviendra à détecter le début de trame.

Une machine d'état également intégrée aux deux récepteurs est utilisée pour paramètrer les systèmes. Elle permet également d'assembler les m bits reçus du récepteur en mot de 32 bits afin de reformer le fichier binaire initial. Dès lors, la comparaison des fichiers pourra être réalisée.

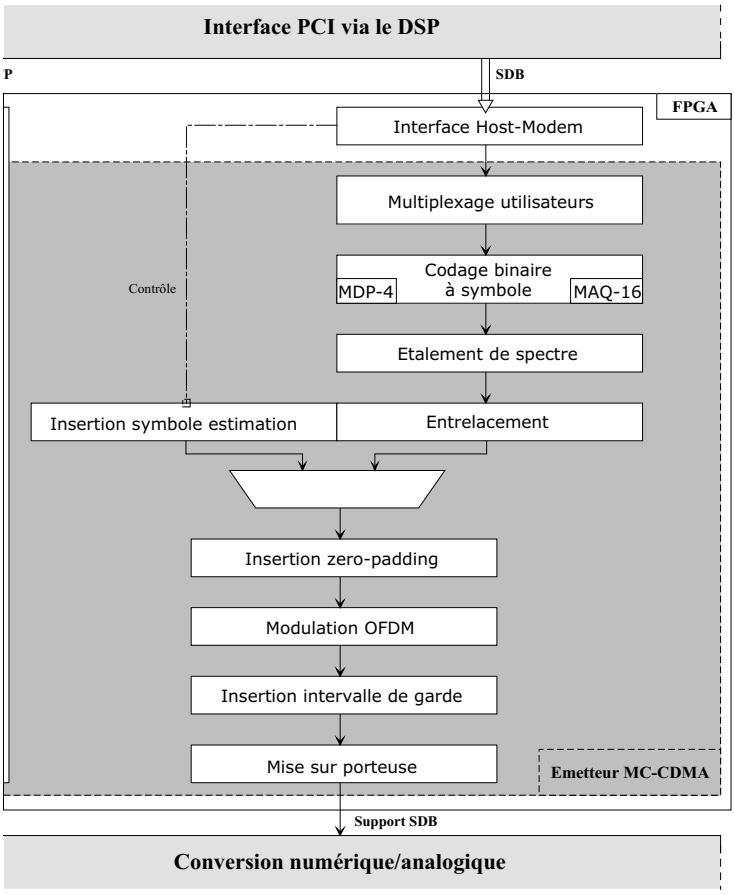


FIG. 6.18 : *Structure de l'émetteur* MC-CDMA.

6.3 Description et résultats de l'implantation du système MC-CDMA

Le système MC-CDMA est le système implanté le plus finalisé. En effet, ce système intègre la conversion du signal en analogique, que ce soit en bande de base ou en fréquence intermédiaire. La section 4.2 du chapitre 4 propose une description détaillée de chaque entité présente dans ce système.

6.3.1 Description de l'émetteur MC-CDMA implanté

La structure de l'émetteur MC-CDMA implanté sur le FPGA est illustrée sur la figure (6.18).

L'émetteur MC-CDMA reçoit du DSP le fichier binaire contenant sa configuration, la valeur des différents paramètres utiles à son dimensionnement et les données de l'utilisateur actif à émettre. Les données des brouilleurs ainsi que les bits de bourrage, émis si la totalité des L_c codes d'étalement ne sont pas utilisés, sont générés par l'interface Host-Modem décrite précédemment.

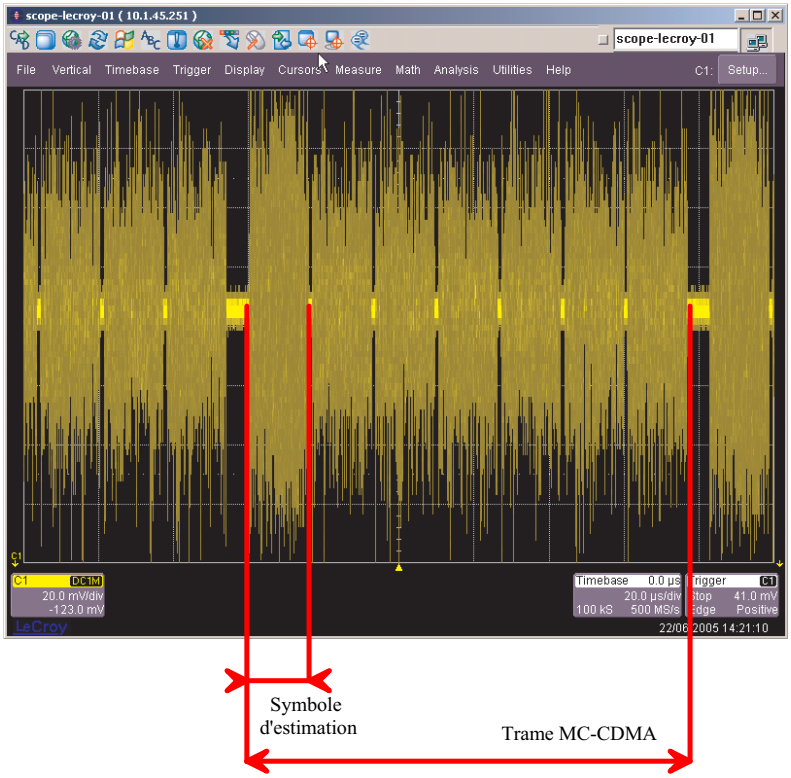


FIG. 6.19 : *Capture temporelle d'une trame* MC-CDMA*, l'échelle temporelle étant de* $20\mu s/div$.

Les interfaces de communications nécessaires à l'émetteur sont : un lien CP pour la configuration et le chargement des paramètres entre le DSP et le FPGA, et un lien SDB dans le but d'assurer le transport des données issues du fichier de stimuli. Le lien entre le FPGA, donc la sortie de l'émetteur MC-CDMA, et le CNA sont deux liens SDB. Toutefois, nous utilisons uniquement le lien physique SDB, le module de conversion ne supportant pas le protocole de communications. Dès lors, la gestion d'un signal de contrôle qui détermine la présence de données valides est indispensable.

Les différents paramètres nécessaires au dimensionnement du système sont disponibles dans le banc de registres de contrôle. Chaque entité a un lien avec le ou les registres nécessaires à son dimensionnement. Dans un souci de clarté, ceux-ci ne sont pas représentés sur la figure (6.18).

La figure (6.19) représente le signal MC-CDMA émis en analogique pour une trame constituée de six symboles de données et un symbole d'estimation.

Les figures (6.20), (6.21), (6.22) et (6.23) représentent le spectre du signal MC-CDMA émis pour différentes configurations du convertisseur numérique/analogique.

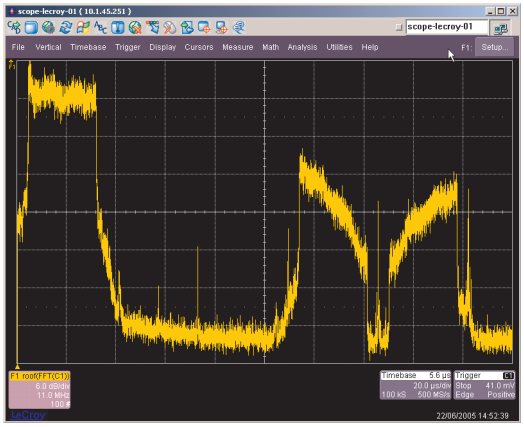


FIG. 6.20 : *Capture Fréquentielle du signal* MC-CDMA *en première fréquence intermédiaire, l'échelle fréquentielle étant de* $10MHz/div$.

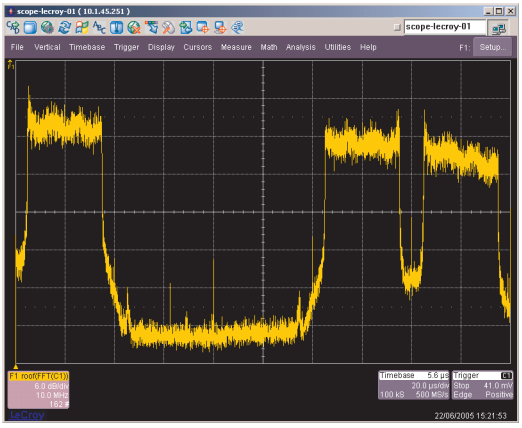


FIG. 6.21 : *Capture Fréquentielle du signal* MC-CDMA *en première fréquence intermédiaire avec l'option de zero-stuffing, l'échelle fréquentielle étant de* $10MHz/div$

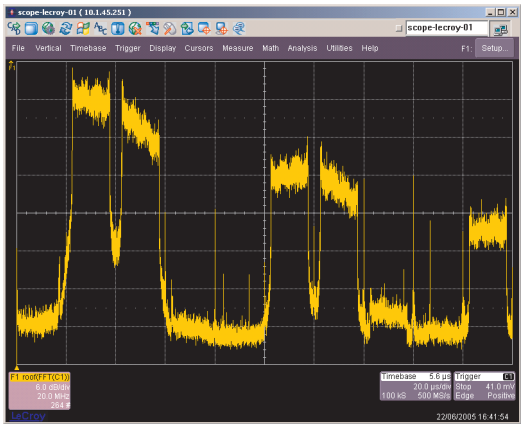


FIG. 6.22 : *Capture Fréquentielle du signal* MC-CDMA *en seconde fréquence intermédiaire, l'échelle fréquentielle étant de* $20MHz/div$

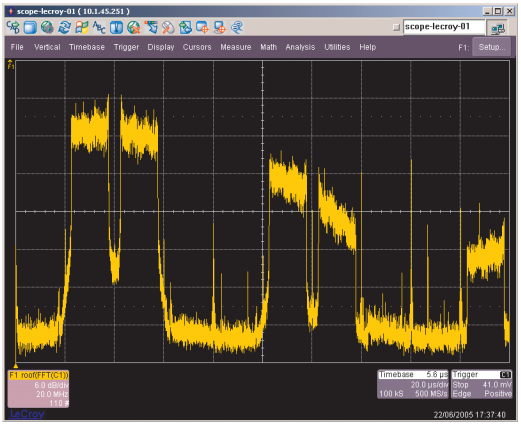


FIG. 6.23 : *Capture Fréquentielle du signal* MC-CDMA *en seconde fréquence intermédiaire avec l'option de zero-stuffing, l'échelle fréquentielle étant de* $20MHz/div$

La figure (6.20) illustre le spectre du signal MC-CDMA en première fréquence intermédiaire. La première bande de fréquence représente la bande du signal utile. Les deux bandes supérieures sont atténuées par la réponse fréquentielle du CNA en $sin(x)/x$. La figure (6.21) représente également le spectre du signal MC-CDMA en première fréquence intermédiaire, mais avec l'option du CNA de zero-stuffing, option augmentant la réponse fréquentielle du CNA. Il apparaît ici que l'utilisation de cette option n'est pas adaptée, en effet, les bandes hautes du signal doivent être atténuées le plus possible, la région d'intérêt se trouvant sur la première bande de fréquence.

Dès lors, afin d'obtenir un signal MC-CDMA en première fréquence intermédiaire, l'option de zero-stuffing lié au CNA ne doit pas être sélectionnée.

En seconde fréquence intermédiaire, les spectres du signal sans zero-stuffing, illustrés sur la figure (6.22), et avec zero-stuffing, illustrés sur la figure (6.23), montrent tout l'intérêt de ce mode. En effet, la région d'intérêt est ici située, non plus en première fréquence intermédiaire, mais à 30 MHz dans notre cas. Sans le mode zero-stuffing, les bandes de fréquences situées dans la zone d'intérêt sont atténuées différemment, engendrant une distorsion du signal. L'utilisation du mode zero-stuffing permet de diminuer la distorsion entre ces deux lobes et atténue également les bandes de fréquences non désirées, celles-ci étant situées dans le lobe secondaire du filtre en $sin(x)/x$. Cependant, une diminution de la puissance d'émission est constatée. Il sera alors possible de considérer la première bande de fréquence centrée sur 30 MHz ou son image centrée sur 50 MHz.

6.3.2 Description du récepteur MC-CDMA implanté

La structure du récepteur MC-CDMA, illustrée sur la figure (6.24), est quasiment identique à la structure de l'émetteur. Néanmoins, l'introduction du symbole d'estimation est remplacée par les étages de détection du symbole d'estimation, d'estimation du canal de propagation et d'égalisation.

La numérisation des données est toujours active, le déclenchement du récepteur se fait par un signal de contrôle issu de l'émetteur. A ce jour, ce système de synchronisation est utilisé car aucune méthode de synchronisation temporelle n'a été mise en place. Il en est de même pour l'horloge du système qui provient du module SMT 398 de l'émetteur, celle-ci est connectée sur le module SMT 380 de conversion analogique/numérique.

Des perturbations sur le signal sont engendrées par des distorsions introduites dans le modem. Celles-ci sont dues aux filtres FIR présents à l'émission et à la réception, dans les entités de synthèse numérique. Elles sont également causées par la conversion analogique puis numérique du signal. Nous avons constaté que ces perturbations varient notamment en fonction de la dérive en température des convertisseurs. Ainsi, un bruit blanc additif gaussien s'ajoute au signal MC-CDMA lors de la conversion analogique. Néanmoins, les variations de la constellation, illustrées sur la figure (6.25), ne sont pas assez significatives pour engendrer un TEB non nul.

6.3.3 Configuration implantée

La configuration implantée est paramètrable. Les paramètres peuvent prendre le jeu de valeurs récapitulé dans le tableau (6.7). Dès lors, plusieurs configurations peuvent être testées avec une seule implantation matérielle. Ainsi, les paramètres tels que le débit, le TEB, le nombre d'utilisateurs, la durée du symbole MC-CDMA, etc... pourront évoluer selon les contraintes imposées par le canal de propagation, les utilisateurs et/ou l'application à satisfaire.

Certains paramètres sont limités par le système lui-même, en effet, il est impossible d'avoir plus de sous-porteuses utiles que de sous-porteuses disponibles lors du calcul de la TFR. D'autres

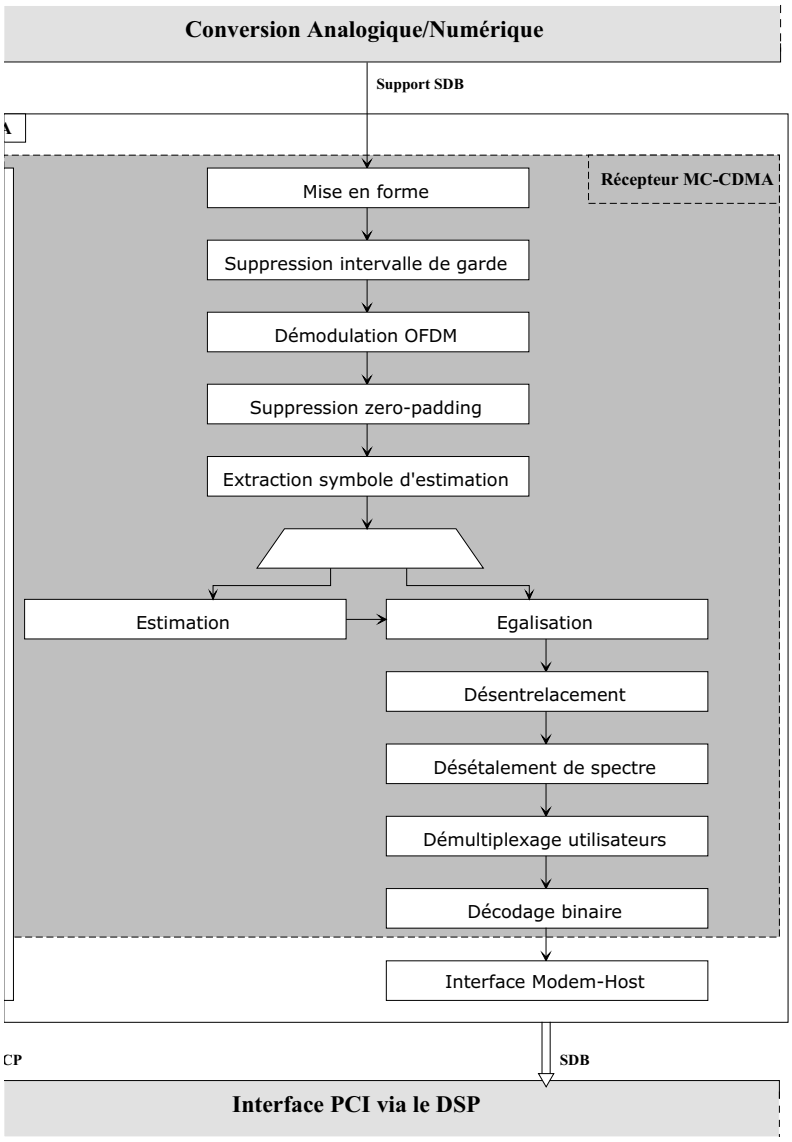


FIG. 6.24 : *Structure du récepteur* MC-CDMA.

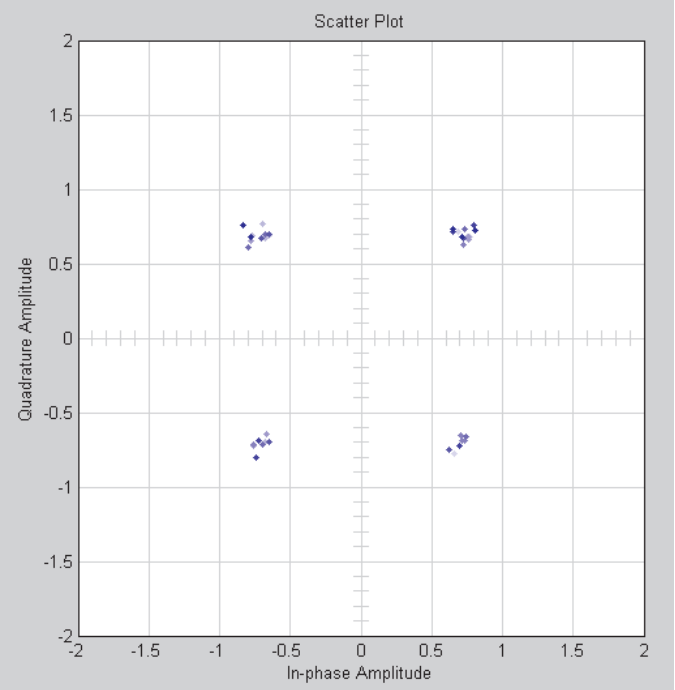


FIG. 6.25 : *Constellation observée lors de la réception du signal* MC-CDMA *après les étapes de* CNA *et* CAN.

Paramètres caractéristiques	Configuration implantée
Fréquence d'échantillonnage f_s	20 MHz
Nombres de sous-porteuses N_p	de $L_{fht_{min}}$ à $L_{fft_{max}}$
Nombres de sous-porteuses utiles N_{p_u}	de $L_{fht_{min}}$ à $L_{fft_{max}}$
Bande utilisée W	$(f_s/N_p * N_{p_u})$ MHz
Durées symbole T_s	$\frac{L_{fft_{max}}}{f_s}$ μs
Durées de l'intervalle de garde T_g	de 0 à $\frac{L_{fft_{max}}}{f_s}$ μs
Longueurs des codes d'étalement L_c	de 2 à N_{p_u}
Débits binaires par utilisateur D_u en Mbit/s	$2 \leqslant L_c \leqslant N_{p_u}$
	de 1 à $N_{p_u}/2$

TAB. 6.7 : *Paramètres de la la configuration paramètrable du système* MC-CDMA.

paramètres sont limités par des contraintes matérielles, telle que l'IP de TFR qui ne peut pas implanter des fonctions FFT de plus de 16384 points. Dès lors $L_{fft_{max}}$ ne pourra pas dépasser cette limite. Le paramètre $L_{fht_{min}}$, qui détermine la taille minimale de la matrice de Hadamard implantable, a une limite basse imposée par la théorie de 2.

Bien que de multiples configurations soient possibles, seulement quelques unes d'entre elles ont un sens réel. En effet, nous pouvons nous interroger sur l'utilité de dimensionner un système avec des codes d'étalement de longueur 2 ou bien un nombre de sous-porteuses actives de 2. Ainsi le dimensionnement d'un système vis à vis de son environnement reste primordial.

6.3.4 Complexité du système MC-CDMA

Le tableau (6.8) est un récapitulatif de l'occupation du Virtex2, en terme de blocs logiques, blocs mémoires et multiplieurs, par l'émetteur et le récepteur MC-CDMA ainsi que de leurs fonctions respectives. Il est divisé en plusieurs sous-parties. Ses deux parties principales sont dédiées à l'émetteur d'une part et au récepteur d'autre part. Ces parties sont elles aussi scindées en deux, la première dédiée aux fonctions nécessaires à l'interfaçage du modem avec l'ordinateur hôte et la seconde consacrée à la description de la complexité des fonctions présentes dans l'émetteur et le récepteur.

Les interfaces de communications implantées sont un CP, utilisé en mode bidirectionnel, et deux SDB (un récepteur et un émetteur). L'interface CP est utilisée lors du téléchargement du fichier de configuration du FPGA, puis, lors des échanges, via l'entité « Config Dynamic », entre DSP et FPGA de manière à paramètrer ce dernier. En ce qui concerne l'émetteur, les données de l'utilisateur actif proviennent du DSP et aucun autre échange de données n'est effectué par le biais du SDB. Le SDB sert uniquement en réception, ce qui simplifie son intégration en supprimant notamment une FIFO de 255*32 bits. Il en est de même pour le récepteur, le SDB utilisé sert uniquement à transmettre les données démodulées de l'utilisateur actif au DSP, c'est pourquoi, un SDB simplifié qui n'intègre que les fonctions d'émission est utilisé.

Les fonctions les plus complexes du système MC-CDMA sont l'étalement de spectre et la modulation OFDM. Les résultats de l'étude de complexité des fonctions réalisée avec l'outil CoFluent Studio sont confirmés. Ces deux fonctions utilisent les $3/4$ des ressources logiques de l'émetteur et du récepteur. Une solution séduisante serait de regrouper ces deux fonctions en une puisque celles-ci sont basées sur un élément de base proche, appelé papillon. L'opération d'entrelacement devant être déplacée. Une telle solution a été présentée dans [163].

Les IP de TFR utilisées ont été implantées en mode radix-4 et acceptent un flux de données continue, ceci afin de réduire au maximum la latence engendrée par cette opération et de répondre aux contraintes de débits. Pour ce faire, ce mode utilise un surcroît de blocs RAM et de logique.

XC2V2000	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
	10752	100%	21504	100%	21504	100%	56	100%	56	100%
Émetteur MC-CDMA										
Total	**6387**	**59%**	**8585**	**39%**	**9333**	**43%**	**26**	**46%**	**24**	**42%**

Fonctions	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
CP BiDir	64	0%	105	0%	80	0%	0	0%	0	0%
SDB Rx	229	2%	197	0%	177	0%	2	3%	0	0%
Interface Host-Modem	327	3%	222	1%	620	2%	0	0%	0	0%
Config Dynamic	409	3%	659	3%	151	0%	0	0%	0	0%
Émetteur	*5180*	*48%*	*7016*	*32%*	*7984*	*37%*	*24*	*42%*	*24*	*42%*
Multiplexage utilisateurs	116	1%	24	0%	215	0%	0	0%	0	0%
Codage binaire à symbole	21	0%	32	0%	33	0%	0	0%	0	0%
Étalement de spectre	1283	11%	1618	7%	1470	6%	0	0%	0	0%
Entrelacement	322	2%	421	1%	478	2%	2	3%	0	0%
Insertion zero-padding	389	3%	418	1%	568	2%	2	3%	0	0%
Insertion symbole d'estimation	49	0%	34	0%	89	0%	0	0%	0	0%
IFFT	2661	24%	3910	18%	4339	20%	19	33%	9	16%
Insertion intervalle de garde	150	1%	91	0%	283	1%	1	1%	0	0%
Mise sur porteuse	693	6%	1078	5%	687	3%	0	0%	15	26%
Récepteur MC-CDMA										
Total	**7237**	**67%**	**10606**	**49%**	**9386**	**43%**	**28**	**50%**	**32**	**57%**
CP BiDir	64	0%	105	0%	80	0%	0	0%	0	0%
SDB Tx	126	1%	190	0%	182	0%	3	5%	0	0%
Interface Modem-Host	61	0%	107	0%	59	0%	0	0%	0	0%
Config Dynamic	381	3%	611	2%	148	0%	0	0%	0	0%
Récepteur	*6296*	*58%*	*9158*	*42%*	*8712*	*40%*	*25*	*44%*	*32*	*57%*
Mise en forme	692	6%	1094	5%	687	3%	0	0%	15	26%
Suppression intervalle de garde	79	0%	43	0%	149	0%	0	0%	0	0%
FFT	2674	24%	3918	18%	4498	20%	19	33%	9	16%
Suppression zero-padding	196	1%	241	1%	337	1%	2	3%	0	0%

Fonctions	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
Extraction symbole d'estimation	43	0%	26	0%	78	0%	0	0%	0	0%
Estimation	1320	12%	2233	10%	942	4%	1	1%	4	7%
Égalisation	52	0%	25	0%	97	0%	1	1%	4	7%
Désentre-lacement	322	2%	421	1%	478	2%	2	3%	0	0%
Désétalement de spectre	1370	12%	1612	7%	1669	7%	0	0%	0	0%
Démultiplexage utilisateurs	58	0%	38	0%	108	0%	0	0%	0	0%
Décodage binaire	58	0%	38	0%	108	0%	0	0%	0	0%

TAB. 6.8 : *Récapitulatif des ressources utilisées par l'émetteur et le récepteur* MC-CDMA *sur un* FPGA *Virtex2 (XC2V2000), ayant 2 millions de portes.*

Nous pouvons noter que le point bloquant est l'occupation des blocs RAM et des multiplieurs. En effet, ce détail de l'architecture du Virtex2, qui a été soulevé lors de la section 6.1.4.2, implique que l'utilisation disjointe de toutes ces ressources est impossible. Le cas échéant, deux solutions sont à envisager. L'utilisation de RAM externe, dans ce cas, les accès au RAM doivent supporter les contraintes de débit. Une autre solution consisterait à utiliser de la mémoire distribuée disponible dans les CLB. Cette solution reste coûteuse en nombre de CLB et pourrait complexifier le routage de l'application. Nous pourrions également augmenter le nombre de portes du composant en changeant de carte fille. La famille de composant pourra également changer, au profit d'un composant FPGA intégrant d'ores et déjà un micro-processeur pouvant établir directement un lien avec l'ordinateur hôte et permettant de réaliser certaines fonctions pour l'instant implantées dans le FPGA. Ainsi l'utilisation restrictive des DSP que l'on fait actuellement serait supprimée. L'utilisation de plate-formes de prototypage composée de cartes filles se justifie encore, en facilitant le passage d'un composant à un autre, ou d'une famille de composant à une autre.

6.3.5 Débits mesurés du système MC-CDMA

Les débits ont été observés à différents stades d'intégration de l'application MC-CDMA. Tout d'abord, le système numérique a été testé. De ce fait, des mesures de débit et de TEB ont pu être effectuées afin de valider l'implantation du système numérique. Cette étape validée, les modules de conversion ont été ajoutés. Les mêmes mesures de débit et de TEB ont été réalisées en vue de valider le mode analogique du système. Ainsi, les débits présentés dans le tableau (6.9) considère l'implantation du système MC-CDMA en mode numérique, à savoir comprenant l'insertion/suppression de l'intervalle de garde, et sans ajout de symbole d'estimation.

Paramètres caractéristiques configuration								Débits mesurés pour l'utilisateur actif
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0,9 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	**32**	1	**2**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	1,8 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	**16**	1	**2**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0,76 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	**160**	32	1	2	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0,61 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	**128**	32	1	2	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	3.64 Mbit/s
20 MHz	$\mathbf{12,8}\mu$**s**	$0,4\mu s$	**256**	**192**	8	1	2	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	3,33 Mbit/s
20 MHz	$\mathbf{3,2}\mu$**s**	$0,4\mu s$	**64**	**48**	8	1	2	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	29 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	32	**2**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	58 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	32	**4**	

TAB. 6.9 : *Configurations du modem* MC-CDMA *en numérique associées aux débits mesurés.*

Les mesures de débits présentées dans le tableau (6.9) montrent tout d'abord la modularité du système MC-CDMA implanté. Ces mesures mettent en évidence l'impact des différents paramètres sur le débit de l'utilisateur actif. Comme on pouvait s'y attendre, on peut remarquer que plus les longueurs des codes d'étalement sont longs, plus le nombre d'utilisateurs, qui cohabitent sur les mêmes sous-porteuses, peut augmenter, mais moins le débit par utilisateur est élevé.

Un autre résultat intéressant apparaît lors de la suppression de sous-porteuses utiles. Dans l'exemple présenté, le débit mesuré traduit bien une baisse du débit de l'utilisateur actif de $1/6^{\text{ème}}$. En effet, le symbole MC-CDMA comporte tout d'abord 192 sous-porteuses utiles où $6*32$ paquets de données étalées. Ensuite, il ne dispose que de 160 sous-porteuses utiles, soit $5*32$ paquets de données étalées. Ainsi $1/6^{\text{ème}}$ du débit se voit supprimé.

Le débit obtenu en faisant varier la taille des TFR reste stable. Cela s'explique par le choix des paramètres, un rapport de quatre lie chaque paramètre entre eux. La différence est due à la durée de l'intervalle de garde qui comporte le même nombre d'échantillons dans les deux cas. Ainsi, le test qui considère la TFR la plus grande aura moins de pertes puisque l'intervalle de garde sera inséré quatre fois moins souvent.

Le dernier test présenté souligne la modularité du débit associé à l'utilisateur actif. En effet, un utilisateur peut occuper tout ou partie des codes disponibles. Le débit de cet utilisateur pourra ainsi varier du débit nominale de $0,9$ Mbit/s obtenu dans le premier test à 58 Mbit/s obtenu dans le dernier test. Cette variation est fonction du nombre de codes d'étalement utilisés par l'utilisateur actif et du codage binaire à symbole.

Pour une liaison analogique, en bande de base ou en fréquence intermédiaire, les différentes configurations du modem MC-CDMA sont toujours possibles. Néanmoins, les résultats présentés ne considèrent qu'une configuration, pour une meilleure lisibilité. Cette dernière est également utilisée précédemment dans le tableau (6.9). Dès lors, les débits peuvent être comparés. La configuration et le débit mesuré sont répertoriés dans le tableau (6.10).

Paramètres caractéristiques								Débits mesurés pour l'utilisateur actif
configuration								
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0.77 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	1	2	

TAB. 6.10 : *Configuration du modem* MC-CDMA *en analogique et résultat de mesure du débit associé.*

Cette perte de débit s'explique notamment par l'ajout d'un symbole MC-CDMA entier dédié à l'estimation de canal. La trame MC-CDMA considérée est constituée de sept symboles au total, dont six sont consacrés aux données. Par conséquent, le débit maximal en mode analogique sera égal aux $6/7^{\text{ème}}$ du débit obtenu en numérique.

6.4 Description et résultats de l'implantation du système OSTBC/MC-CDMA

6.4.1 Description de l'émetteur OSTBC/MC-CDMA implanté

La structure de l'émetteur OSTBC/MC-CDMA implanté sur le FPGA est illustrée sur la figure (6.26).

L'émetteur OSTBC/MC-CDMA se découpe en trois parties. La première, comprenant le début de la chaîne de traitement jusqu'à la fonction de zero-padding, et la dernière, avec la modulation OFDM et l'insertion de l'intervalle de garde, sont directement issues de l'émetteur MC-CDMA précédemment présenté. La deuxième partie de l'émetteur est constituée du codeur OSTBC ajouté en vue de scinder le flux des données entrantes en deux flux distincts transmis sur chacune des deux antennes. Dès lors, la duplication des fonctions de modulation OFDM et d'insertion d'intervalle de garde est nécessaire.

Les paramètres nécessaires au dimensionnement du système ainsi que les échanges de données avec l'ordinateur hôte sont équivalents à ceux du système SISO. Dès lors les interfaces de communications entrantes, de configurations et de contrôles peuvent être réutilisées.

6.4.2 Description du récepteur OSTBC/MC-CDMA implanté

Le récepteur OSTBC/MC-CDMA se découpe, également, en trois parties. La première, allant de la suppression du zero-padding à la décision binaire et la dernière, avec la suppression de

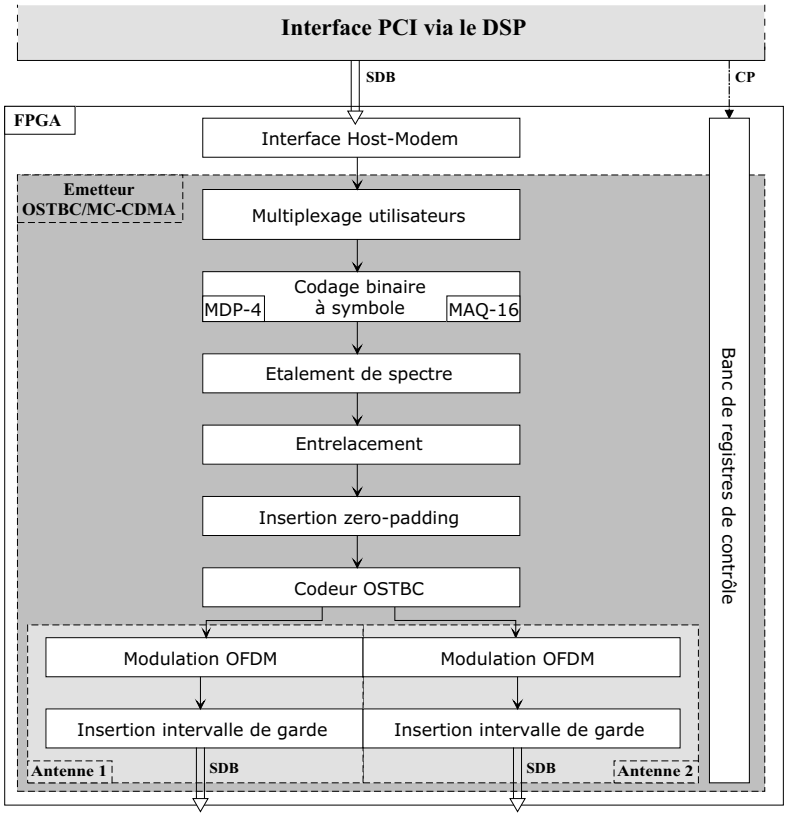


FIG. 6.26 : *Structure de l'émetteur* OSTBC/MC-CDMA.

l'intervalle de garde et la démodulation OFDM, sont directement issues du récepteur MC-CDMA précédemment présentée. La deuxième partie du récepteur est constituée de la combinaison des signaux des deux antennes de réception ainsi que de leur égalisation. Cette dernière contient la valeur ajoutée de ce récepteur. Cette entité reçoit deux flux de données synchrones. Ensuite, elle effectue la combinaison des signaux et l'opération d'égalisation. Les échantillons qui en ressortent doivent alors être traités comme dans le cas SISO.

Comme pour l'émetteur OSTBC/MC-CDMA, les interfaces de communications sortantes, de configurations et de contrôles du récepteur MC-CDMA peuvent être réutilisées.

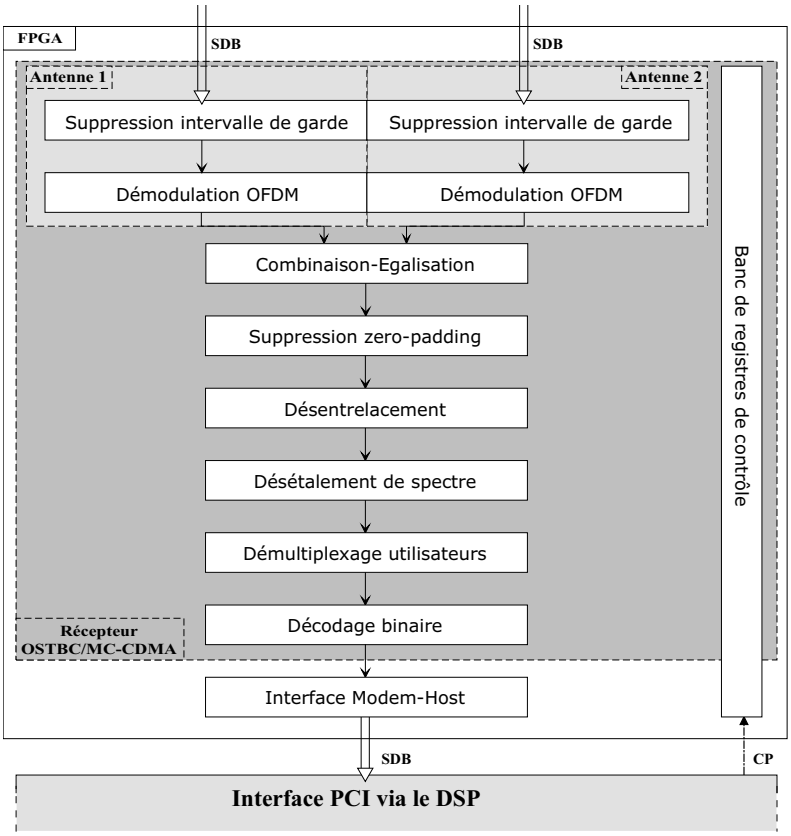


FIG. 6.27 : *Structure du récepteur* OSTBC/MC-CDMA.

6.4.3 Complexité du système OSTBC/MC-CDMA

Le tableau (6.11) est un récapitulatif de la complexité relative de l'émetteur et du récepteur OSTBC/MC-CDMA ainsi que de leurs fonctions respectives. Le tableau est divisé en plusieurs sous-parties, suivant le schéma du tableau (6.8). Ainsi, les deux parties principales sont dédiées à l'émetteur d'une part et au récepteur d'autre part. Puis ces parties sont de nouveau scindées en deux. La première est dédiée aux fonctions nécessaires à l'interfaçage du modem avec l'ordinateur hôte et la seconde, quant à elle, est dédiée à la description de la complexité des fonctions de l'émetteur et du récepteur.

Les interfaces de communications implantées sont un CP, utilisé en mode bidirectionnel, et six SDB. Pour l'émetteur, un SDB est en réception et deux en émission et inversement pour le récepteur. L'interface CP est utilisée lors du téléchargement du fichier de configuration du FPGA et lors des échanges entre DSP et FPGA. A l'émission, les échanges de données, effectués par le biais du SDB, entre le DSP et le FPGA ne concernent que les données de l'utilisateur actif. Dès lors, le SDB est utilisé uniquement en réception. Il est alors possible de simplifier son intégration en supprimant notamment une FIFO de 255*32 bits. Les données transmises sortent sur deux SDB configurés en émission. Il en est de même pour le récepteur. Les deux SDB qui reçoivent les données de l'émetteur sont configurés en récepteur simple. Le SDB en sortie qui sert uniquement à transmettre les données démodulées de l'utilisateur actif au DSP est simplifié en n'intégrant que les fonctions d'émission.

Contrairement au cas du modem SISO, les configurations des IP de TFR ne sont pas réutilisées. En effet, les étapes de placement/routage ne peuvent être réalisées avec les configurations de TFR précédentes. Le nombre de RAM et de multiplieurs dépasse la capacité de la cible Virtex2 considérée. Dès lors, les IP de TFR ont été implantées en mode radix-2. En outre, les données ont été transmises non plus en mode continu comme précédemment pour le système MC-CDMA, mais en mode paquet. Cette configuration nécessite d'utiliser moins de blocs RAM et de logique. Bien que ce mode de fonctionnement ne satisfasse pas les contraintes de débits, ces concessions sont obligatoires, afin de répondre aux contraintes de placement/routage du composant choisi. L'implantation d'un système OSTBC/MC-CDMA qui répond aux contraintes de débit est cependant envisageable sur une cible FPGA qui comporte plus de logique et surtout plus de blocs RAM.

XC2V2000	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
	10752	100%	21504	100%	21504	100%	56	100%	56	100%
Émetteur OSTBC/MC-CDMA										
Total	**7168**	**66%**	**9924**	**46%**	**10602**	**49%**	**26**	**46%**	**18**	**32%**
CP BiDir	64	0%	103	0%	80	0%	0	0%	0	0%
SDB Rx	229	2%	197	0%	177	0%	2	3%	0	0%
Interface Host-Modem	295	2%	215	0%	564	2%	0	0%	0	0%
Config Dynamic	409	3%	659	3%	151	0%	0	0%	0	0%
Émetteur	*5734*	*53%*	*7972*	*37%*	*8932*	*41%*	*20*	*35%*	*18*	*32%*
Multiplexage utilisateurs	116	1%	24	0%	215	0%	0	0%	0	0%
Codage binaire à symbole	21	0%	32	0%	33	0%	0	0%	0	0%
Étalement de spectre	1283	11%	1618	7%	1470	6%	0	0%	0	0%
Entrelacement	322	2%	421	1%	478	1%	2	3%	0	0%
Insertion zero-padding	389	3%	418	1%	568	2%	2	3%	0	0%
Codage temps-espace	257	2%	331	1%	455	2%	0	0%	0	0%

Fonctions	Slices		Slice Flip Flops		4 input LUT		Blocs RAM		MULT18X18	
IFFT	1836	17%	2816	13%	2703	12%	7	12%	9	16%
Insertion intervalle de garde	150	1%	91	0%	283	1%	1	1%	0	0%
Interface de sortie	95	0%	161	0%	122	0%	2	3%	0	0%
Récepteur OSTBC/MC-CDMA										
Total	**7533**	**70%**	**10416**	**48%**	**9704**	**45%**	**25**	**44%**	**34**	**60%**
CP BiDir	64	0%	103	0%	80	0%	0	0%	0	0%
SDB Tx	126	1%	190	0%	182	0%	3	5%	0	0%
Interface Modem-Host	61	0%	107	0%	59	0%	0	0%	0	0%
Config Dynamic	326	3%	515	2%	142	0%	0	0%	0	0%
Récepteur	*6187*	*57%*	*8715*	*40%*	*8665*	*40%*	*18*	*32%*	*34*	*60%*
Interface d'entrée	229	2%	197	0%	179	0%	2	3%	0	0%
Suppression intervalle de garde	79	0%	43	0%	149	0%	0	0%	0	0%
FFT	1847	17%	2824	13%	2861	13%	7	56%	9	16%
Combinaison Égalisation temps-espace	797	7%	1093	5%	389	1%	0	0%	16	28%
Suppression zero-padding	196	1%	241	1%	336	1%	2	3%	0	0%
Désentre-lacement	322	2%	421	1%	478	2%	2	3%	0	0%
Désétalement de spectre	1370	12%	1612	7%	1669	7%	0	0%	0	0%
Démultiplexage utilisateurs	58	0%	38	0%	108	0%	0	0%	0	0%
Décodage binaire	44	0%	48	0%	42	0%	0	0%	0	0%

TAB. 6.11 : *Récapitulatif des ressources utilisées par l'émetteur et le récepteur* OSTBC/MC-CDMA *en numérique sur un* FPGA *Virtex2 (XC2V2000), ayant 2 millions de portes.*

6.4.4 Débits mesurés du système OSTBC/MC-CDMA

Les débits mesurés pour le modem OSTBC/MC-CDMA sont répertoriés dans le tableau (6.12). Les débits observés lors des tests sur plate-forme sont moins élevés que les débits mesurés pour le modem SISO. Cette chute de débit peut être expliquée de la manière suivante. Premièrement, la technique de codage temps-espace utilisée ne permet pas d'augmenter le débit de transmission, mais la diversité et donc la robustesse du système. Deuxièmement, la complexité du modem MIMO implique des concessions sur le débit du système. L'IP de TFR utilisée fonctionne, dans le mode SISO, en flux continu. Hors ce mode requiert un nombre de blocs RAM trop important pour être implanté dans le composant FPGA XC2V2000 que nous disposons. L'IP ne pouvant plus traiter les données en mode continu, une attente entre chaque symbole MC-CDMA doit être insérée afin de respecter le délai de traitement induit par ce nouveau mode de fonctionnement et donc faire chuter le débit.

La robustesse du système implanté face à un canal de propagation réaliste doit être étudiée. Ce test pourra être effectué une fois l'interface analogique validée et le raccord avec la partie RF du projet PALMYRE réalisé. Ce modem MIMO pourra aussi servir d'application en vue de tester le simulateur de canal développé par le projet SIMPAA2.

Paramètres caractéristiques configuration								Débits mesurés pour l'utilisateur actif
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0,36 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	**1**	**2**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	0,73 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	**1**	**4**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	11,56 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	**32**	**2**	
f_s	T_s	T_g	N_p	N_{p_u}	L_c	N_u	m	23,13 Mbit/s
20 MHz	$12,8\mu s$	$0,4\mu s$	256	192	32	**32**	**4**	

TAB. 6.12 : *Configurations du modem* OSTBC/MC-CDMA *en numérique associées aux débits mesurés.*

6.5 Conclusion

Ce dernier chapitre a permis de présenter l'implantation des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Tout d'abord, l'architecture de la plate-forme de prototypage a été détaillée. Ensuite, après une brève description de l'environnement logiciel, les cartes filles, les composants et les médias de communications ont été décrits. L'architecture de la plate-forme alors connue, l'environnement de test mis en place pour permettre les échanges de données entre le PC hôte et la plate-forme a été introduit. En outre, l'interface DSP-FPGA a été plus particulièrement détaillée. Elle permet le dimensionnement dynamique des systèmes et du format de trame au regard des contraintes induites par l'activité du système d'exploitation.

Après la description de la carte de prototypage et de l'environnement de test, les résultats d'implantation du système MC-CDMA en terme de blocs logiques, RAM et multiplieurs du Virtex2 sont décrits. Les mesures de débits binaire par utilisateur y sont également présentées pour différentes configurations. Comme le système MC-CDMA inclut les étages de transposition en fréquence intermédiaire, les débits binaires et les performances en terme de TEB du système numérique en bande de base et en analogique en fréquence intermédiaire peuvent alors être mesurés et comparés.

Enfin, l'implantation du système OSTBC/MC-CDMA est détaillée. Les ressources matérielles du Virtex2 utilisé sont évaluées et les mesures du débit binaire par utilisateur sont présentées. Les débits mesurés sont inférieurs à ceux du système MC-CDMA. Ceci est dû aux contraintes d'implantation du système OSTBC/MC-CDMA et notamment des deux TFR. En effet, la complexité d'implantation du système OSTBC/MC-CDMA est telle que la synthèse sur le Virtex2 utilisé est impossible. L'opération de modulation OFDM étant le point bloquant, des compromis sur les paramètres de la TFR ont dus être consentis. Ces simplifications entraînent une perte de débit. Toutefois, l'utilisation d'une nouvelle cible comportant plus de blocs RAM et de multiplieurs permettrait une implantation non limitée de ce système et rendrait ainsi possible l'obtention des débits escomptés.

Les résultats d'implantation montrent que les fonctions d'étalement de spectre et surtout de modulation OFDM sont les plus complexes à mettre en œuvre. En effet, les opérations de modulation OFDM et d'étalement de spectre occupent respectivement 54% et 21% de l'émetteur MC-CDMA, 46% et 19% du récepteur MC-CDMA. En ce qui concerne le système OSTBC/MC-CDMA, ces remarques sont équivalentes même si l'implantation des TFR a été simplifiée. De ce fait, les opérations de modulation OFDM pour chaque antenne et d'étalement de spectre occupent respectivement 32% et 19% de l'émetteur et du récepteur OSTBC/MC-CDMA. Ainsi, les résultats de l'étude de complexité réalisée au chapitre 5 sont pleinement confirmés.

Les travaux actuellement menés au sein du laboratoire visent à intégrer les dernières fonctions nécessaires au bon fonctionnement du modem MC-CDMA, en vue de l'intégrer à la plate-forme PALMYRE.

Les différents résultats présentés dans ce chapitre ont notamment apportés une contribution significative au projet européen IST MATRICE dans la réalisation d'un démonstrateur matériel complet reposant sur l'utilisation de la technique MC-CDMA [164].

Conclusion générale et perspectives

L'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité d'une convergence entre les différents réseaux sans fil, qu'ils soient locaux ou radiomobiles. L'interopérabilité alors requise doit ainsi permettre de répondre aux contraintes d'accès permanents à des applications multimédias et ce en tout lieu. Ces observations forment les objectifs du développement de la future quatrième génération d'équipements radiomobiles. Ce cadre de réalisation technologique constitue également les bases du concept émergeant de la Radio Logicielle. Dès lors, la mise au point de la couche physique de transmission de tels dispositifs passe par le développement de nouvelles techniques de modulations à haute efficacité spectrale et robustes vis-à-vis des contraintes des canaux radiomobiles de propagation. Par ailleurs, la maîtrise de la complexité et des coûts de développement incite à proposer des démarches de conception efficaces et adaptées aux spécificités technologiques d'un tel contexte. En effet, la mise en œuvre pratique de ces systèmes repose le plus souvent sur l'utilisation d'architectures matérielles de natures hétérogènes. Dans un tel cadre, ce travail de thèse a porté sur le prototypage de systèmes multi-porteuses à haut-débit et plus particulièrement de systèmes qui intègrent une modulation à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes comportant une ou plusieurs antennes en émission et/ou en réception. Ces systèmes sont d'ailleurs fortement pressentis pour la réalisation de la couche physique des futurs réseaux sans fil de quatrième génération.

En analysant l'évolution des systèmes de radiocommunications et en présentant ainsi le contexte dans lequel se situe le développement de la future quatrième génération d'équipements radiomobiles, le chapitre 1 a permis de définir le cadre et les contraintes qui constituent les bases de notre étude. Afin de proposer une solution pertinente vis-à-vis de ces contraintes, il convient notamment d'étudier les perturbations introduites par le canal radiomobile de propagation. En effet, la connaissance du comportement et des caractéristiques du canal est indispensable à la bonne adaptation du signal émis et au dimensionnement approprié du système associé.

Pour cette raison, le chapitre 2 décrit la caractérisation du canal de propagation afin d'en obtenir une modélisation générale. Les principaux paramètres représentatifs du comportement du canal ont alors été définis ainsi que leur impact possible sur la transmission d'informations entre systèmes radiomobiles.

Compte tenu des contraintes ainsi présentées, le chapitre 3 détaille les propriétés conduisant à considérer les techniques MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA comme solutions pertinentes pour la réalisation de la couche physique de transmissions des futurs réseaux de radiocommunications. En effet, ces techniques tirent parti des propriétés des modulations à porteuses multiples et de l'étalement de spectre pour la technique MC-CDMA. La technique OSTBC/MC-CDMA s'appuie sur les avantages de la technique MC-CDMA et sur la diversité spatiale apportée par les réseaux d'antennes présents en émission et/ou en réception. Ces deux techniques se révèlent particulièrement adaptées au cas des liaisons descendantes entre stations de base et mobiles. Différentes techniques

de détection mises en œuvre au sein des récepteurs MC-CDMA ainsi que leur adaptation au cas du système OSTBC/MC-CDMA ont été présentées et leurs performances évaluées sur le modèle théorique du canal de Rayleigh.

Le chapitre 4 de ce document expose la mise en œuvre des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. La conception de ces systèmes est précédée par l'analyse de la complexité et l'estimation de la mémoire utile aux différentes opérations nécessaires à la réalisation de ces systèmes. De cette manière, cette étude permet une estimation du nombre d'opérations et de la mémoire requises compte tenu des spécifications établies. De plus, une étude sur le format de données pour chaque opération a été réalisée afin de déterminer le format de données fixe le plus adapté aux contraintes de performances en terme de TEB mais également en terme de complexité. Ces étapes indispensables conduisent à la réalisation de deux systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA sur l'architecture de prototypage considérée. En vue d'aboutir à une solution matérielle qui respecte les contraintes temps réel imposées, différentes améliorations possibles sont identifiées. Par ailleurs nous pouvons souligner que les différents résultats présentés au cours de ce chapitre ont notamment permis de contribuer au projet européen IST MATRICE ainsi qu'au projet régional PALMYRE pour la réalisation d'un système complet reposant sur la technique MC-CDMA.

La suite de ce document analyse les contraintes architecturales qui s'appliquent dans le contexte général de la quatrième génération de systèmes radiomobiles et qui s'imposent de par l'évolution observée vers une Radio Logicielle. La complexité et la multiplicité des paramètres de conception amènent à envisager une démarche méthodique de développement vers de telles architectures. Ainsi, le chapitre 5 s'attache à décrire les différentes étapes et méthodes nécessaires à l'obtention d'une méthodologie complète pour guider le concepteur dans la recherche d'une implantation adéquate d'une application sur une architecture donnée. Parmi les méthodologies envisageables, nous présentons l'application possible de l'approche MCSE au cas de systèmes basés sur la technique MC-CDMA ainsi que leur extension au cas des systèmes OSTBC/MC-CDMA, en vue de fiabiliser la démarche de conception aux différentes étapes nécessaires. En effet, l'application de cette méthodologie permet d'optimiser différentes étapes du flot de conception, notamment dans notre étude, l'étude sur le format de données. Elle représente donc une réponse possible au besoin de méthodes originales pour le développement de systèmes pour la future Radio Logicielle. Aussi, ce chapitre présente l'application faite de la démarche MCSE et les apports obtenus par l'utilisation de l'outil associé. La démarche originale ainsi mise en œuvre offre un cadre de développement fiable qui permet conjointement de simuler et de valider fonctionnellement le système étudié ainsi que d'analyser précisément l'impact des contraintes architecturales sur l'exécution temps réel de l'application. L'étape de simulation a également donné lieu à la définition d'un format de données fixe très intéressant tant en terme de performances que de complexité. Cette étude a également rendu possible une optimisation de la technique de détection ORC très intéressante. Les résultats obtenus conduisent à faciliter le dimensionnement précis d'une architecture prototype qui correspond aux contraintes spécifiées. Finalement, à partir du même modèle fonctionnel indépendant de toute considération architecturale, nous analysons la génération automatique de la solution MC-CDMA retenue et sa mise en œuvre au sein de FPGA. Les résultats issus de ce contexte, n'autorisent pas la génération de la totalité de la solution. Cependant, la génération automatique, via ce modèle de description, d'une partie du système apporte un gain significatif tant sur la fiabilité que sur la réduction du flot de développement.

Pour finir, le chapitre 6 décrit l'architecture de la plate-forme de prototypage utilisée et son environnement de test. L'architecture des composants qui forment cette plate-forme est présentée succinctement, puis les solutions d'interfaçages entre cette plate-forme et l'unité centrale, qui permettent le test des applications développées, sont exposées. Dès lors, les résultats d'implantation et de débit des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA sont développés. Le système MC-CDMA implanté est un système fournissant un signal analogique en bande de base ou en fréquence intermédiaire. La réception de ce signal se fait de manière quasiment autonome, la synchronisation temporelle n'étant pas encore intégrée. Ensuite, les débits mesurés lors d'une connexion en bande de base numérique ainsi qu'en première fréquence intermédiaire sont présentés. Le système OSTBC/MC-CDMA implanté est, quant à lui, un système entièrement numérique. Les débits obtenus par ce système sont également donnés. L'apport majeur de ce travail de thèse réside dans la réalisation matérielle d'un des premiers modems MC-CDMA qui intègrent la conversion analogique du signal d'une part et dans la réalisation de l'un des premiers modems OSTBC/MC-CDMA d'autre part.

Perspectives

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les différents axes d'étude abordés offrent des perspectives nombreuses et variées.

Dans l'intention de tester les performances du système MC-CDMA sur canal réel, il est nécessaire d'intégrer de nouveaux traitements numériques notamment pour la synchronisation temporelle du signal. Cette étape effectuée, un travail conjoint sur le raccord de ce modem avec la partie RF de l'ENST Bretagne, conçue selon le même cahier des charges, sera à réaliser. Ainsi, l'intégration du système MC-CDMA complet servira de démonstrateur au projet régional PALMYRE.

En ce qui concerne le modem OSTBC/MC-CDMA, le raccord avec la partie RF de l'ENST Bretagne est également prévu. Pour ce faire, de nouveaux traitements numériques de synthèse numérique et de synchronisation temporelle seront à intégrer au modem OSTBC/MC-CDMA déjà disponible. Ces traitements pourront largement s'inspirer des traitements réalisés pour le modem MC-CDMA. De ce fait, des tests sur canal réel pourront être effectués. De plus, le projet régional PALMYRE disposera d'un démonstrateur MIMO.

A propos de l'implantation des modems, il serait avantageux d'utiliser des FPGA qui intègrent des micro-processeurs, en vue de tirer profit des traitements disponibles dans ces processeurs. Cette mise en œuvre permettrait de supprimer les DSP utilisés uniquement pour les communications entre la plate-forme et l'ordinateur hôte. De cette manière, l'architecture finale se rapprochera de la solution préconisée par la SDR, à savoir un système conçu sur un SOC, qui réalise les traitements et qui est directement connecté aux convertisseurs.

Les travaux menés pour l'application de la méthodologie MCSE au développement de systèmes de radiocommunications ont permis d'initier de nombreuses activités de recherche. Ainsi, il serait intéressant d'étudier la génération de code VHDL à partir d'un modèle fonctionnel détaillé à grain fin, en vue d'étudier le gain en temps et en fiabilité apporté par cette méthode. Il serait

également intéressant de continuer l'analyse conjointe de la génération de code avec un modèle fonctionnel décrit à gros grain cette fois-ci. Il serait alors possible de détecter les points bloquants en vue de de faire évoluer cette étape. De plus, l'intégration de systèmes complexes ne se limite pas à la cible FPGA. La génération conjointe de code C et VHDL sur une architecture hétérogène permettrait alors d'étudier les limites de cette phase de génération. En outre, la possibilité de modéliser et de prendre en compte un comportement reconfigurable d'une application au sein de l'outil utilisé constituerait une étape supplémentaire dans la définition de méthodologies adéquates pour les futurs systèmes de quatrième génération.

Par ailleurs, l'intérêt de fiabiliser et de diminuer sans cesse les temps de développement d'opérations spécifiques au traitement numérique du signal conduit à considérer l'application possible de méthodes et d'outils de synthèse de haut niveau. De cette manière, des outils tels que Gaut ou SynDExIC pourraient être intégrés à la démarche de conception proposée par MCSE. Il serait également très pertinent de considérer la possibilité d'échanges entre l'outil CoFluent Studio et Matlab et même Simulink afin de tirer partie des avantages de chacun.

Aujourd'hui, une application audio permet de montrer les performances des modems MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. Cependant une perspective supplémentaire de nos travaux consiste à envisager le développement d'un dispositif complet pouvant supporter une application de traitement d'images adaptée aux communications multimédias, telle que MPEG-4, et qui repose sur une transmission via la technique MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA. Un tel développement pourrait être mené conjointement avec le groupe Image de l'IETR afin de valider et corroborer pleinement tout l'intérêt d'une méthode commune de conception. Enfin, de façon à démontrer les performances en terme de débit et d'accès multiples des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA, cette même application de traitement d'images pourrait être couplée avec l'application audio. De ce fait, la modulation et la démodulation de plusieurs flux de données attribués à différents utilisateurs pourrait être mise en œuvre.

A Annexes

A Exemples de calcul de combinaison et égalisation pour un système MIMO 2×2 reposant sur un schéma d'Alamouti

A.I Exemple 1 : Combinaison et égalisation MRC

Dans cette exemple, nous allons développer le calcul de l'égalisation MRC sur les symboles OSTBC/MC-CDMA reçus.

Rappel : MRC $=> g_{r,t} = h^*_{r,t}$.

L'expression du signal combiné à égaliser est :

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1,1}.R_0 + g^*_{1,2}.R^*_2 + g_{2,1}.R_1 + g^*_{2,2}.R^*_3 \\ g_{1,2}.R_0 - g^*_{1,1}.R^*_2 + g_{2,2}.R_1 - g^*_{2,1}.R^*_3 \end{pmatrix} . \tag{A.1}$$

En appliquant la technique MRC, le signal $\hat{S}$ devient :

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h^*_{1,1}.R_0 + h_{1,2}.R^*_2 + h^*_{2,1}.R_1 + h_{2,2}.R^*_3 \\ h^*_{1,2}.R_0 - h_{1,1}.R^*_2 + h^*_{2,2}.R_1 - h_{2,1}.R^*_3 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h^*_{1,1}.(h_{1,1}.S_0 + h_{1,2}.S_1) + h_{1,2}.(-h_{1,1}.S^*_1 + h_{1,2}.S^*_0)^* + \\ h^*_{2,1}.(h_{2,1}.S_0 + h_{2,2}.S_1) + h_{2,2}.(-h_{2,1}.S^*_1 + h_{2,2}.S^*_0)^* \\ \\ h^*_{1,2}.(h_{1,1}.S_0 + h_{1,2}.S_1) - h_{1,1}.(-h_{1,1}.S^*_1 + h_{1,2}.S^*_0)^* + \\ h^*_{2,2}.(h_{2,1}.S_0 + h_{2,2}.S_1) - h_{2,1}.(-h_{2,1}.S^*_1 + h_{2,2}.S^*_0)^* \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h^*_{1,1}.(h_{1,1}.S_0 + h_{1,2}.S_1) + h_{1,2}.(-h^*_{1,1}.S_1 + h^*_{1,2}.S_0) + \\ h^*_{2,1}.(h_{2,1}.S_0 + h_{2,2}.S_1) + h_{2,2}.(-h^*_{2,1}.S_1 + h^*_{2,2}.S_0) \\ \\ h^*_{1,2}.(h_{1,1}.S_0 + h_{1,2}.S_1) - h_{1,1}.(-h^*_{1,1}.S_1 + h^*_{1,2}.S_0) + \\ h^*_{2,2}.(h_{2,1}.S_0 + h_{2,2}.S_1) - h_{2,1}.(-h^*_{2,1}.S_1 + h^*_{2,2}.S_0) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} |h_{1,1}|^2.S_0 + h^*_{1,1}.h_{1,2}.S_1 - h^*_{1,1}.h_{1,2}.S_1 + |h_{1,2}|^2.S_0 + \\ |h_{2,1}|^2.S_0 + h^*_{2,1}.h_{2,2}.S_1 - h^*_{2,1}.h_{2,2}.S_1 + |h_{2,2}|^2.S_0 \\ \\ h_{1,1}.h^*_{1,2}.S_0 + |h_{1,2}|^2.S_1 + |h_{1,1}|^2.S_1 - h_{1,1}.h^*_{1,2}.S_0 + \\ h^*_{2,2}.h_{2,1}.S_0 + |h_{2,2}|^2.S_1 - |h_{2,1}|^2.S_1 - h_{2,1}.h^*_{2,2}.S_0 \end{pmatrix}$$

$$\boxed{\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + |h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)S_0 \\ (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + |h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)S_1 \end{pmatrix}} \tag{A.2}$$

Cet exemple met en exergue l'apport de la diversité spatiale. En effet, à un instant donné, si l'un des trajets est affecté par un évanouissement rapide et qu'il engendre une forte atténuation, la présence de plusieurs répliques indépendantes garantit une liaison plus robuste.

Nous avons vu, dans la section 3.3.3.2, que l'utilisation de la technique de détection MRC ne restaurait pas l'orthogonalité entre les différents utilisateurs. Par conséquent, l'utilisation d'une autre technique de détection est incontournable. Nous avons choisi de détailler le calcul lié à l'utilisation de la technique ORC.

A.II Exemple 2 : Combinaison et égalisation ORC

Dans cette exemple, nous allons développer le calcul de la combinaison OSTBC et de l'égalisation ORC sur les symboles reçus.

Rappel : ORC $=> g_{r,t} = \frac{h^*_{r,t}}{|h_{r,t}|^2} = \frac{1}{h_{r,t}}$.

Le signal $\hat{S}$ devient :

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{h^*_{1,1}.R_0}{|h_{1,1}|^2} + \frac{h_{2,1}.R^*_1}{|h_{2,1}|^2} + \frac{h^*_{1,2}.R_2}{|h_{1,2}|^2} + \frac{h_{2,2}.R^*_3}{|h_{2,2}|^2} \\ \frac{h^*_{2,1}.R_0}{|h_{2,1}|^2} - \frac{h_{1,1}.R^*_1}{|h_{1,1}|^2} + \frac{h^*_{2,2}.R_2}{|h_{2,2}|^2} - \frac{h_{1,2}.R^*_3}{|h_{1,2}|^2} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{h^*_{1,1}.(h_{1,1}.S_0+h_{2,1}.S_1)}{|h_{1,1}|^2} + \frac{h_{2,1}.(-h^*_{1,1}.S_1+h^*_{2,1}.S_0)}{|h_{2,1}|^2} + \\ \frac{h^*_{1,2}.(h_{1,2}.S_0+h_{2,2}.S_1)}{|h_{1,2}|^2} + \frac{h_{2,2}.(-h^*_{1,2}.S_1+h^*_{2,2}.S_0)}{|h_{2,2}|^2} \\ \\ \frac{h^*_{2,1}.(h_{1,1}.S_0+h_{2,1}.S_1)}{|h_{2,1}|^2} - \frac{h_{1,1}.(-h^*_{1,1}.S_1+h^*_{2,1}.S_0)}{|h_{1,1}|^2} + \\ \frac{h^*_{2,2}.(h_{1,2}.S_0+h_{2,2}.S_1)}{|h_{2,2}|^2} - \frac{h_{1,2}.(-h^*_{1,2}.S_1+h^*_{2,2}.S_0)}{|h_{1,2}|^2} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{|h_{1,1}|^2.S_0+h^*_{1,1}.h_{2,1}.S_1}{|h_{1,1}|^2} + \frac{-h_{2,1}.h^*_{1,1}.S_1+|h_{2,1}|^2.S_0}{|h_{2,1}|^2} + \\ \frac{|h_{1,2}|^2.S_0+h^*_{1,2}.h_{2,2}.S_1}{|h_{1,2}|^2} + \frac{-h_{2,2}.h^*_{1,2}.S_1+|h_{2,2}|^2.S_0}{|h_{2,2}|^2} \\ \\ \frac{h^*_{2,1}.h_{1,1}.S_0+|h_{2,1}|^2.S_1}{|h_{2,1}|^2} - \frac{-|h_{1,1}|^2.S_1+h_{1,1}.h^*_{2,1}.S_0}{|h_{1,1}|^2} + \\ \frac{h^*_{2,2}.h_{1,2}.S_0+|h_{2,2}|^2.S_1}{|h_{2,2}|^2} - \frac{-|h_{1,2}|^2.S_1+h_{1,2}.h^*_{2,2}.S_0}{|h_{1,2}|^2} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4.S_0 + \frac{h^*_{1,1}.h_{2,1}.S_1}{|h_{1,1}|^2} - \frac{h_{2,1}.h^*_{1,1}.S_1}{|h_{2,1}|^2} + \\ \frac{h^*_{1,2}.h_{2,2}.S_1}{|h_{1,2}|^2} - \frac{h_{2,2}.h^*_{1,2}.S_1}{|h_{2,2}|^2} \\ \\ 4.S_1 + \frac{h^*_{2,1}.h_{1,1}.S_0}{|h_{2,1}|^2} - \frac{h_{1,1}.h^*_{2,1}.S_0}{|h_{1,1}|^2} + \\ \frac{h^*_{2,2}.h_{1,2}.S_0}{|h_{2,2}|^2} + \frac{h_{1,2}.h^*_{2,2}.S_0}{|h_{1,2}|^2} \end{pmatrix}$$

$$\boxed{\begin{pmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4.S_0 + (\frac{h_{2,1}}{h_{1,1}} - \frac{h^*_{1,1}}{h^*_{2,1}} + \frac{h_{2,2}}{h_{1,2}} - \frac{h^*_{1,2}}{h^*_{2,2}})S_1 \\ 4.S_1 + (\frac{h_{1,1}}{h_{2,1}} - \frac{h^*_{2,1}}{h^*_{1,1}} + \frac{h_{1,2}}{h_{2,2}} + \frac{h^*_{2,2}}{h^*_{1,2}})S_0 \end{pmatrix}} \tag{A.3}$$

Ce résultat conforte les conclusions de l'exemple A.I et met en relief un point très intéressant. En effet, nous avons vu précédemment, lors les sections 3.2.2.2 et 4.2.1.12, que l'amplification du BBAG lorsque les coefficients du canal $h_{r,t} \rightarrow 0$ constituait le point faible de cette technique de détection. Hors, dans le cas MIMO exposé, la probabilité de rencontrer ce cas est faible. En effet, il faut que toutes les répliques du signal soient fortement atténuées, i.e $\lim \sum_{t=1}^{N_{t_x}} \sum_{r=1}^{N_{r_x}} h_{r,t} \rightarrow 0$, une réalisation de ce phénomène à une probabilité très faible.

B Annexes

B La librairie sc_fixed du langage SystemC

La librairie sc_fixed du langage SystemC permet de définir des types de données en virgule fixe suivant le format suivant :

$$sc_fixed < b, n_{MSB}, q_mode, o_mode, n_bits > x \ , \tag{B.1}$$

où b représente le nombre de bit total utilisé, donc la taille des données du type défini. n_{MSB} représente le nombre de bits attribués à la partie entière. Par conséquent, le nombre de bits attribués à la partie fractionnaire n_{LSB} sera déterminé par $n_{LSB} = b - n_{MSB}$. q_mode définira le mode de quantification utilisé. L'énumération des différentes méthodes de quantification est traitée dans le paragraphe suivant. o_mode précisera le mode de débordement utilisé, ce paramètre sera également décrit dans le paragraphe suivant. n_bits indiquera le nombre de bits à saturer, lors d'un débordement, lorsque le mode de débordement actif est la saturation. Enfin, x représente le nom de l'objet au format virgule fixe.

Modes de saturation associés à la librairie sc_fixed

Comme nous avons pu le voir précédemment, la déclaration de type sc_fixed comprend deux paramètres liés aux valeurs extrêmes non représentables par le format de données choisi. Dès lors, une approximation doit être faite. Les paramètres de débordement et de quantification sont là pour tenter de diminuer l'écart entre ces valeurs. Les différents modes qui gèrent le débordement du format de données fixe sont énumérés dans le tableau B.1 et détaillés ci-après :

le mode SC_SAT illustré sur la figure (B.1), permet la saturation des données au seuil maximal représentable par le format de données choisi,

le mode SC_SAT_SYM est une optimisation du mode SC_SAT pour les données codées en complément à deux. Dans ce codage, le nombre de valeurs positives et négatives ne sont pas égales. En effet le domaine de définition $\mathbf{D_R}$, défini lors du paragraphe §4.1.1.2, est le suivant :

$$\mathbf{D_R} = \left[-2^{n_{MSB}}; 2^{n_{MSB}} - 2^{-n_{LSB}}\right] \ , \tag{B.2}$$

Mode de débordement	Nom
Saturation	SC_SAT
Saturation symétrique	SC_SAT_SYM
Saturation à zéro	SC_SAT_ZERO
Wrap	SC_WRAP
Wrap autour d'une valeur	SC_WRAP_SM

TAB. B.1 : *Modes gérant les débordements des données en virgule fixe.*

il est donc composé de $2^{b-1} - 1$ valeurs positives et de 2^{b-1} valeurs négatives. Lorsque le mode SC_SAT est utilisé, une dissymétrie apparaît, le signal qui en résulte est compris entre MAX et MIN, hors $|MIN| > |MAX|$. Dans certaines situations, il est préférable de respecter la symétrie. Ainsi la saturation des données se fera entre MAX et $-MAX$,

le mode SC_SAT_ZERO illustré sur la figure (B.2), permet une saturation des données à zéro lorsque la valeur des données à représenter excède le domaine de définition,

le mode de saturation SC_WRAP dispose de deux configurations de saturation liées au paramètre n_bits. Dans un premier, si $n_bits = 0$, les données supérieures à l'amplitude maximale MAX, soit $x = MAX + \delta$ avec $\delta < MAX$, sont assignées à la valeur $x = MIN + \delta$ comme illustré sur la figure (B.3). La seconde configuration, $n_bits > 0$, affecte les données qui excédent l'amplitude maximale, soit $x = MAX + \delta$, à la différence d'amplitude entre MAX et x, soit $x = \delta$,

le mode de saturation est SC_WRAP_SM possède également deux configurations suivant les valeurs du paramètre n_bits. La première, lorsque $n_bits = 0$, fait correspondre à toutes amplitudes supérieures au MAX, une amplitude qui répond au schéma suivant. Les bits de poids fort sont supprimés pour revenir au nombre de bits compris dans le format de données, soit iwl. Puis, le signe est calculé, il provient de la recopie du bit de moindre importance parmi les bits supprimés, soit le LSB des MSB. Dès lors, deux cas sont à distinguer, soit le bits de signe est négatif, alors le reste des bits sont inversés, sinon, il sont uniquement recopiés. Ce mode est illustré sur la figure (B.4). La deuxième configuration est obtenue lorsque $n_bits > 0$, ce mode est similaire au mode SC_WRAP, cependant, le signe de la valeur à saturer est gardé, ainsi toute saturation négative restera inférieure à zéro, et réciproquement.

Modes de quantification associés à la librairie sc_fixed

Une fois le traitement du débordement traité, nous allons étudier les différents modes qui gèrent la quantification du format de données fixe. Ceux-ci sont énumérés dans le tableau B.2 et détaillés ci-après :

le mode SC_RND illustré sur la figure (B.5), réalise un arrondi des valeurs au plus près des valeurs représentables par le pas de quantification.

le mode SC_RND_ZERO illustré sur la figure (B.6), est une optimisation du mode précédent. Un arrondi à zéro est utilisé si la valeur à quantifier est à égale distance des deux états du pas de quantification. Sinon, le mode SC_RND est utilisé,

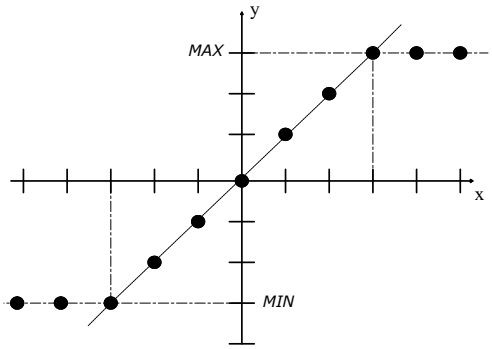


FIG. B.1 : *Mode SC_SAT, saturation des données.*

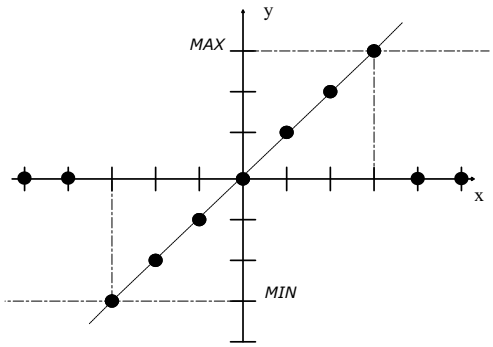


FIG. B.2 : *Mode SC_SAT_ZERO, saturation à zéro des données.*

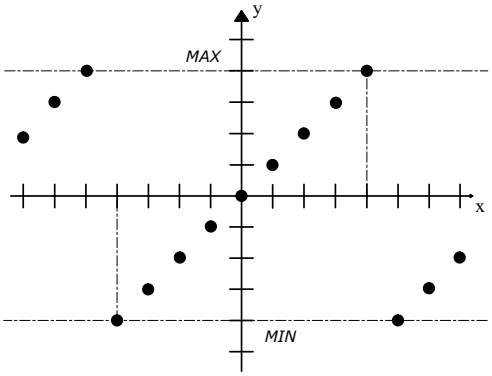


FIG. B.3 : *Mode SC_WRAP, saturation des données.*

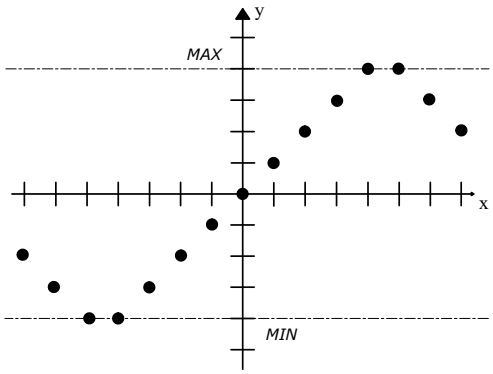


FIG. B.4 : *Mode SC_WRAP_SM, saturation à zéro des données.*

Mode de débordement	Nom
Arrondi	SC_RND
Arrondi à zéro	SC_RND_ZERO
Arrondi vers moins l'infini	SC_RND_MIN_INF
Arrondi vers l'infini	SC_RND_INF
Arrondi convergent	SC_RND_CONV
Troncature	SC_TRN
Troncature à zéro	SC_TRN_ZERO

TAB. B.2 : *Modes gérant la saturation des données en virgule fixe.*

le mode SC_RND_INF illustré sur la figure (B.8), considère les deux valeurs représentables les plus proches. Si la valeur à quantifier est à la même distance de ces deux valeurs, elle sera arrondie vers plus l'infini si le nombre est positif, vers moins l'infini sinon. Lorsque la valeur à quantifier n'est pas à égale distance de ces deux bornes, le mode SC_RND est utilisé,

le mode de quantification SC_RND_CONV illustré sur la figure (B.9), est basé sur le même principe que les deux dernières méthodes. Les deux valeurs repésentables les plus proches sont considérées. Si la valeur à quantifier est à la même distance de ces deux valeurs, le LSB de la partie restante est évalué. Si ce bit est à 0, l'arrondi est fait vers moins l'infini, vers plus l'infini sinon. Dans le cas où la valeur à quantifier est plus proche de l'une des deux valeurs, le mode SC_RND est encore une fois utilisé,

le mode SC_TRN réalise un arrondi vers moins l'infini en tronquant les bits de poids faible,

le mode SC_TRN_ZERO découle du mode précédent. Pour les valeurs positives à quantifier, le mode SC_TRN est utilisé. En revanche, pour les valeurs négatives, les valeurs sont arrondies vers zéro. Le résultat est la première valeur représentable inférieure en valeur absolue. Ce mode est illustré sur la figure (B.10).

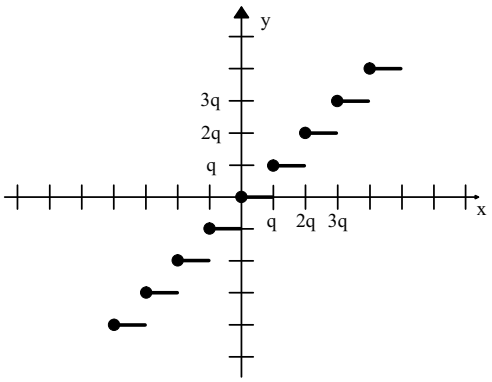


FIG. B.5 : *Mode SC_RND, arrondi des données.*

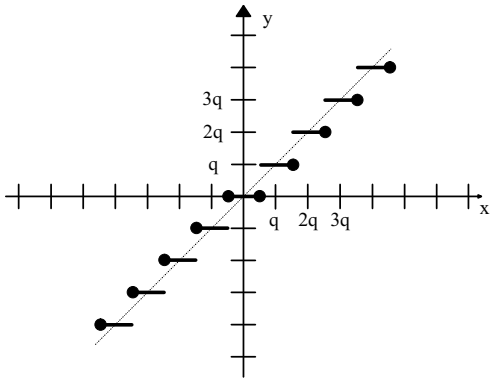


FIG. B.6 : *Mode SC_RND_ZERO, arrondi à zéro des données.*

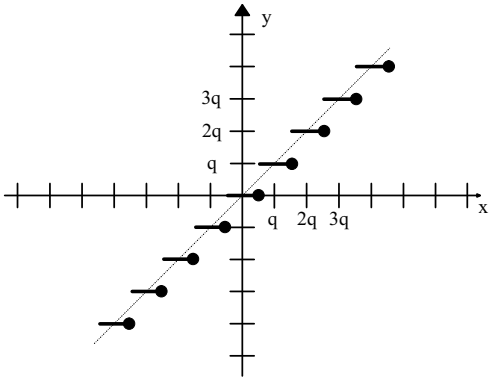


FIG. B.7 : *Mode SC_RND_MIN_INF, arrondi vers moins l'infini des données.*

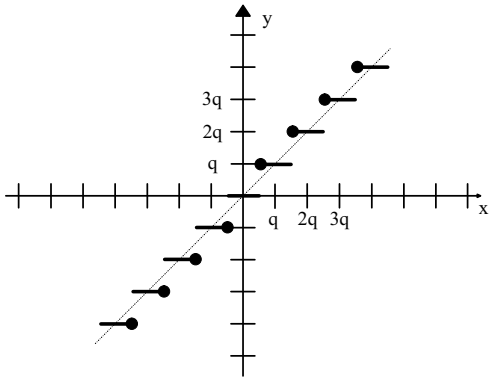


FIG. B.8 : *Mode SC_RND_INF, arrondi vers l'infini des données.*

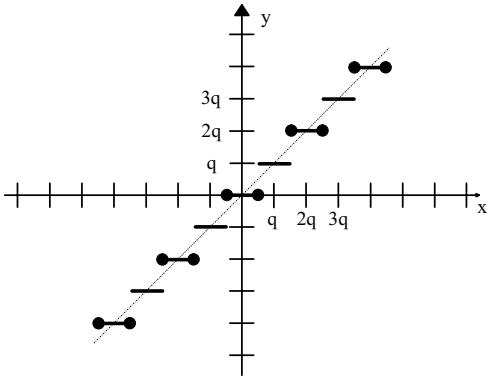


FIG. B.9 : *Mode SC_RND_CONV, arrondi convergent des données.*

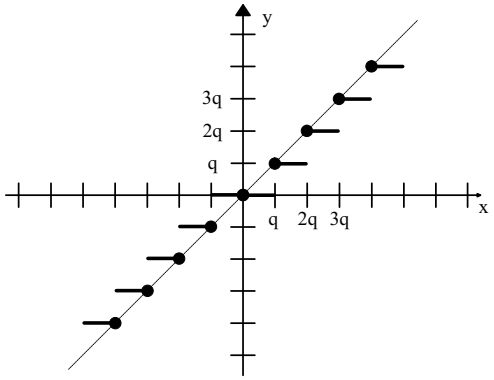


FIG. B.10 : *Mode SC_TRN_ZERO, troncature à zéro des données.*

Acronymes & Abréviations

La signification d'une abréviation ou d'un sigle 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 ; nous employons ensuite l'abréviation la plus usuelle, qui est le plus souvent l'abréviation en anglais.

ADSL	*Asymmetric Digital Subscriber Line*
AMRC	*Accès Multiple par Répartition de Codes*
AMRF	*Accès Multiple par Répartition en Fréquence*
AMRT	*Accès Multiple par Répartition en Temps*
ASIC	*Application Specific Integrated Circuit*
BLAST	*Bell Labs Layered Space Time*
BRAN	*Broadband Radio Access Networks*
CAN	*Convertisseur Analogique Numérique*
CAO	*Conception Assistée par Ordinateur*
CCETT	*Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et de Télécommunications*
CDMA	*Code Division Multiple Access*
CLB	*Configurable Logic Block*
CNA	*Convertisseur Numérique Analogique*
COFDM	*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*
CORBA	*Common Object Request Broker Architecture*
COTS	*Commercial Off The Shelf*
CPU	*Central Processing Unit*
DAB	*Digital Audio Broadcasting*
DCI	*Digitally Controlled Impedance*
DCM	*Digital Clock Management*
DMA	*Direct Memory Access*
DMT	*Discrete MultiTone*
DS-SS	*Direct Sequence Spread Spectrum*
DSP	*Digital Signal Processor*
DVB-T	*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*
EGC	*Equal Gain Combining*
EPAD	*Electrical Programmable Analogue Device*
EPLD	*Electrically Programmable Logic Device*
EQM	*Erreur Quadratique Moyenne*
ETSI	*European Telecommunication Standards Institute*
EVD	*EigenValue Decomposition*
FDD	*Frequency Division Duplex*

FDM	*Frequency Division Multiplex*
FDMA	*Frequency Division Multiple Access*
FFT	*Fast Fourier Transform*
FH-SS	*Frequency Hopping Spread Spectrum*
FHT	*Fast Hadamard Transform*
FIFO	*First In First Out*
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
FPAA	*Field Programmable Analog Array*
GMMSE	*Global Minimum Mean Square Error*
GSM	*Global System for Mobile communication*
HIPERLAN	*HIgh PErformance Radio Local Area Network*
ICE	*In Circuit Emulation*
ICI	*Inter-Carrier Interference*
IES	*Interférences Entre Symboles*
IMT2000	*International Mobile Telephony 2000*
IP	*Intellectual Property*
ISI	*Inter Symbol Interference*
ITRS	*International Technology Roadmap for Semiconductors*
LFSR	*Linear Feedback Shift Register*
LOS	*Line Of Sight*
LUT	*Look Up Table*
MAI	*Multiple Access Interference*
MAC	*Multiplieur Accumulateur Comparateur*
MATRICE	*Muticarrier* 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*
MCSE	*Méthodologie pour la Conception des Systèmes Electroniques*
MEMS	*Micro-Electro-Mechanical Systems*
MIMO	*Multiple Input Multiple Output*
MIPS	*Million d'Instructions Par Seconde*
MISO	*Multiple Input Single Output*
MMACS	*Million de Multiplication-Accumulation par Seconde*
MMSE	*Minimum Mean Square Error*
MOPS	*Million d'Opérations Par Seconde*
MRC	*Maximum Ratio Combining*
MT-CDMA	*Multi-Tone Code Division Multiple Access*
MYA	*Model Year Architecture*
NLOS	*Non Line Of Sight*
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplex*
ORC	*Orthogonal Restoring Combining*
OSI	*Open Systems Interconnections*
OSTBC	*Orthogonal Space-Time Block Coding*
PALMYRE	*PlAte-forme de déveLoppeMent et d'évaluation de sYstèmes RadioÉlectriques*
PCB	*Printed Circuit Board*

PIC	*Parallel Interference Cancellation*
PICARD	*Platform for Integrated Communication Applications, Research and Demonstration*
PN	*Pseudo Noise*
PTS	*Processeurs de Traitements du Signal*
RAM	*Random Access Memory*
RASSP	*Rapid prototyping of Application-Specific Signal Processor*
RF	*Radio-Fréquence*
RNRT	*Réseau National de Recherche en Télécommunications*
ROM	*Read Only Memory*
RTL	*Register Transfer Level*
RTOS	*Real Time Operating System*
SDB	*Sundance Digital Bus*
SDR	*Software Defined Radio*
SHB	*Sundance High speed Bus*
SIC	*Serial Interference Cancellation*
SIMD	*Single Instruction on Multiple Data*
SIMO	*Single Input Multiple Output*
SIMPAA	*SImulateur Matériel de Propagation pour les Antennes Adaptatives*
SISO	*Single Input Single Output*
SLD	*System Level Design*
SOC	*System on a Chip*
SOPC	*System on a Programmable Chip*
SS-MC-MA	*Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access*
STBC	*Space-Time Block Coding*
SVD	*Singular Value Decomposition*
TD-CDMA	*Time Division Code Division Multiple Access*
TDD	*Time Division Duplex*
TDMA	*Time Division Multiple Access*
TEB	*Taux d'Erreur Binaire*
TH-SS	*Time Hopping Spread Spectrum*
TTM	*Time To Market*
UMTS	*Universal Mobile Telecommunications System*
VDSL	*Very-High-Data-Rate Digital Subscriber Line*
VHDL	*Very high speed integrated circuit Hardware Decription Language*
VLIW	*Very Long Instruction Word*
W-CDMA	*Wideband Code Division Multiple Access*
WSSUS	*Wide Sense Stationnary Uncorrelated Scattering*

Notations mathématiques

ANALYSE

$\mathbb{N}$	ensemble des naturels
$\mathbb{N}^{+*}$	ensemble des entiers naturels strictement positifs (0 exclu)
$\mathbb{Z}$	anneau des entiers relatifs
$\mathbb{Q}$	corps des nombres rationnels
$\mathbb{R}$	corps des nombres réels
$\mathbb{C}$	corps des nombres complexes

SYMBOLES ALGÉBRIQUES

$.^*$	Complexe conjugé
$.^T$	Matrice ou vecteur transposé
$. * .$	Produit de convolution
$\lvert . \rvert$	Module
$(.)^{-1}$	Inverse
$. \otimes .$	Produit de Kronecker

FONCTIONS INTRODUITES

β_p	Amplitude du $p^{\text{ième}}$ trajet de la réponse impulsionnelle du canal
C	Capacité maximale du canal de propagation
$c_{k,j}$	$k^{\text{ième}}$ chip du code d'étalement de l'utilisateur j
δ	Distribution de Dirac
D	Fonction de diffusion retard-Doppler du canal
d_j	Donnée du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
$\hat{d}_j$	Donnée estimée du $j^{\text{ième}}$ utilisateur
$\mathbf{D_R}$	Domaine de définition
e_k	Symbole étalé et transmis sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse
F	Fonction bi-fréquentielle fréquence-Doppler du canal
$\gamma_n(f)$	Densité spectrale de puissance bilatérale uniforme
g_k	Coefficient d'égalisation appliqué sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse
H	Fonction de transfert temps-fréquence du canal
h	Réponse impulsionnelle du canal
h_k	Coefficient complexe du canal sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse
$h_r t$	Coefficient complexe du canal sur la $t^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $r^{\text{ième}}$ antenne de réception
$\Im$	Partie imaginaire
n	Composante de bruit blanc additif et gaussien

n_{MSB}	Nombre de bits affectés à la partie entière dans un format de données fixe
n_{LSB}	Nombre de bits affectés à la partie fractionnaire dans un format de données fixe
$\mathbf{N_D}$	Niveau de dynamique du format des données
ν_p	Fréquence Doppler associée au $p^{\text{ième}}$ trajet
p_{β_p}	Densité de probabilité de la variable β_p
Π	Fonction porte définie dans le domaine temporel
r	Signal reçu
$\Re$	Partie réelle
s	Signal émis
τ_p	Retard associé au $p^{\text{ième}}$ trajet
θ_p	Déphasage associé au $p^{\text{ième}}$ trajet
w_k	Racine $k^{\text{ième}}$ de l'unité
X	Enveloppe complexe du signal x
x_k	Symboles complexes transmis sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse
y_k	Symboles égalisés sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse

NOTATIONS MATRICIELLES INTRODUITES

$\mathbf{C}$	Matrice des codes d'étalement de taille $L_c \times L_c$
$\mathbf{c}_j$	Vecteur de longueur L_c des chip du code d'étalement de l'utilisateur j
$\mathbf{d}$	Vecteur de longueur N_u des données des utilisateurs
$\mathbf{F}$	Matrice de taille $N_p \times N_p$ de transformée de Fourier
$\mathbf{G}$	Matrice d'égalisation de taille $N_p \times N_p$
$\mathbf{I}$	Matrice identité
$\mathbf{H}$	Matrice des coefficients du canal de taille $N_p \times N_p$
$\mathbf{n}$	Vecteur de longueur N_p des composantes de bruit
$\mathbf{R}$	Matrice du signal OSTBC/MC-CDMA reçu
$\mathbf{s}$	Vecteur de longueur N_p des données émises

GRANDEURS UTILISÉES

B_c	Bande de cohérence
B_s	Bande du signal émis
c	Célérité de la lumière
d	Distance séparent deux antennes
D_f	Diversité fréquentielle
D_t	Diversité temporelle
D_s	Diversité spatiale
D_u	Débit binaire utile par utilisateur
D_x	Débit symbol
Δf	Espacement entre sous-porteuses
E_b	Énergie par bit d'information utile
F_{co}	Facteur de rafraîchissement des coefficients du canal
f	Fréquence

f_c	Fréquence porteuse du signal émis
f_{co}	Fréquence de rafraîchissement des coefficients du canal
f_d	Fréquence Doppler
f_{d_c}	Fréquence de coupure du filtre Doppler
F_{d_f}	Facteur (ordre) de diversité fréquentielle
$f_{d_{max}}$	Fréquence Doppler maximale
F_{d_f}	Facteur de diversité spatiale
f_{max}	Fréquence maximale de fonctionnement
f_r	Fréquence porteuse du signal reçu
f_s	Fréquence d'échantillonnage
G_e	Gain d'étalement du système
G_R	Gain de l'antenne en réception
G_S	Gain de l'antenne en émission
$\mathcal{L}$	pertes moyennes de puissance en espace libre
$\mathcal{L}_g$	pertes de puissance induite par l'insertion d'un intervalle de garde
L	Facteur d'interpolation
L_c	Longueur des codes d'étalement
L_T	Longueur de la trame émise
λ	Longueur d'onde du signal hertzien
λ_m^e	Valeur propre du canal de propagation
m	Nombre de bits transmis par symbole complexe
N	Nombre de points nécessaires à la description du canal sur un parcours d'une longueur d'onde
N_0	Densité spectrale de puissance monolatérale
N_b	Nombre de bits transmis par utilisateur et par symbole MC-CDMA
N_c	Nombre de valeurs représentables pour un format de données
N_{card}	Nombre de valeurs représentables par un format de données
$N_{d_{\text{MC-CDMA}}/trame}$	Nombre de symboles MC-CDMA dédiés aux données par trame
N_f	Nombre de sous-porteuses entre deux porteuses pilotes consécutives
N_g	Nombre d'échantillons au sein de l'intervalle de garde
N_m	Nombre de modes propres de la matrice du canal de propagation
N_p	Nombre de sous-porteuses par symbole MC-CDMA
N_{p_a}	Nombre de sous-porteuses annulées par symbole MC-CDMA
N_{p_u}	Nombre de sous-porteuses utiles par symbole MC-CDMA
N_{r_x}	Nombre d'antennes à la réception
N_{sym}	Nombre de symboles MC-CDMA entre symboles pilotes successifs
N_t	Nombre de symboles MC-CDMA entre deux porteuses pilotes consécutives
N_{tap}	Nombre de coefficients des filtres FIR
N_{t_x}	Nombre d'antennes à l'émission
N_u	Nombre d'utilisateurs actifs
$N_{u_{max}}$	Nombre maximal d'utilisateurs
N_x	Nombre de symboles d'information à l'entrée du codeur temps-espaces
η	Efficacité spectrale
η_g	Perte en efficacité spectrale induite par l'insertion d'un intervalle de garde

O_{etal}	Nombre d'opérations par seconde de la fonction d'étalement
O_{egal}	Nombre d'opérations par seconde de la fonction d'égalisation
O_{ofdm}	Nombre d'opérations par seconde de la fonction de modulation à porteuses multiples
P	Nombre de trajets séparables
P_B	Puissance du bruit
P_{pilote}	Puissance des sous-porteuses pilotes
P_R	Puissance du signal reçu
P_S	Puissance du signal émis
R	Rendement du codeur de canal
R_c	Rendement du codeur temps-espaces
σ_{β_p}	Variance de la variable aléatoire β_p
σ_τ	Dispersion de retards
τ_{max}	Étalement de la réponse impulsionnelle
t_c	Temps de cohérence
T_c	Durée d'un chip du code d'étalement
T_d	Durée du symbole d
T_g	Durée de l'intervalle de garde
T_h	Période de l'horloge du composant FPGA
T_s	Durée du symbole s
T_{trame}	Durée d'une trame constituée d'un ensemble de symboles
v	Vitesse de déplacement du mobile

Liste des tableaux

1.1 Caractéristiques de différents standards de systèmes cellulaires de radiocommunications. 7
1.2 Caractéristiques de différents standards de réseaux locaux de radiocommunications. 8
1.3 Principales caractéristiques relevées pour différentes familles de DSP. 18
1.4 Principales caractéristiques relevées pour différentes familles de FPGA. 19

2.1 Valeur de la variable α en fonction du type d'environnement 33
2.2 Principales caractéristiques des cinq canaux BRAN 40
2.3 Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A 40
2.4 Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E 40
2.5 Méthodes de calcul des modes propres 46

3.1 Dimensionnement d'un système à étalement de spectre pour la couche physique du mode W-CDMA de l'UMTS. 55
3.2 Dimensionnement d'un système COFDM pour les couches physiques des normes HIPERLAN/2 et 802.11g. 64
3.3 Principales techniques d'égalisation du signal MC-CDMA en détection mono-utilisateur. 74
3.4 Paramètres de dimensionnement du système MC-CDMA étudié sur canal BRAN A. 77
3.5 Paramètres de dimensionnement des trois configurations proposées de systèmes MC-CDMA. 83
3.6 Paramètres caractéristiques du système basé sur la technique MC-CDMA et étudié dans le cadre du projet PALMYRE. 85
3.7 Paramètres caractéristiques du système basé sur la technique MC-CDMA et étudié dans le cadre du projet MATRICE. 86
3.8 Paramètres caractéristiques du système proposé en liaison descendante par l'opérateur NTTDoCoMo. 87
3.9 Principaux paramètres liés au système développé par la laboratoire DLR pour des communications en aéroport. 88
3.10 Techniques d'égalisation du signal OSTBC/MC-CDMA en détection mono-utilisateur : Application aux codes d'Alamouti $2 * 2$. 96

4.1 Erreur de quantification en sortie de l'opération d'étalement ($L_c = 32$) en fonction du pas de quantification et de la modulation choisie. 115
4.2 Paramètres disponibles sur l'IP Xilinx de TFR utilisée, **X** désigne les paramètres non accessibles. 122
4.3 Configuration de l'IP Xilinx de TFR réalisant la modulation OFDM au sein des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. 123

4.4 Comparaisons des performances de mise en œuvre d'algorithmes de TFR sur DSP et FPGA en fonction de la taille N_p de la transformée. Les performances sont exprimées en cycle puis en temps absolu pour des fréquences de fonctionnement de 167 MHz pour le DSP et de 50 MHz pour le FPGA. 124
4.5 Estimation du format des données par opération de l'émetteur et du récepteur du système MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA développés, (x) correspond aux opérations n'ayant aucune incidence. 143
4.6 Estimation de la complexité en nombre de données stockées dans la mémoire de l'émetteur et du récepteur du système MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA développés. 144
4.7 Estimation de la complexité en terme de nombre d'opérations réelles par seconde de l'émetteur et du récepteur du système MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA développés. 144

5.1 Spécifications associées à la conception des systèmes MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. 154
5.2 Comparaison des ressources utilisées entre le code généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio à partir d'IP et le code de référence. 174
5.3 Comparaison des ressources utilisées entre le code généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio et le code de référence pour l'opération d'étalement de spectre. 175

6.1 Principales caractéristiques des modules Sundance utilisés au cours de notre étude. 180
6.2 Principales instructions supportéees par les différentes unités de traitements de la famille TMS320C6x. 186
6.3 Taille des RAM simple ou double port. 188
6.4 Taille des RAM simple ou double port pouvant être contenues dans un CLB. . . . 189
6.5 Ressources logiques disponibles dans un CLB. 190
6.6 Récapitulatif des paramètres du système MC-CDMA et OSTBC/MC-CDMA. 199
6.7 Paramètres de la la configuration paramètrable du système MC-CDMA. 205
6.8 Récapitulatif des ressources utilisées par l'émetteur et le récepteur MC-CDMA sur un FPGA Virtex2 (XC2V2000), ayant 2 millions de portes. 208
6.9 Configurations du modem MC-CDMA en numérique associées aux débits mesurés. 209
6.10 Configuration du modem MC-CDMA en analogique et résultat de mesure du débit associé. 210
6.11 Récapitulatif des ressources utilisées par l'émetteur et le récepteur OSTBC/MC-CDMA en numérique sur un FPGA Virtex2 (XC2V2000), ayant 2 millions de portes. 214
6.12 Configurations du modem OSTBC/MC-CDMA en numérique associées aux débits mesurés. 215

B.1 Modes gérant les débordements des données en virgule fixe. 226
B.2 Modes gérant la saturation des données en virgule fixe. 227

Table des figures

1.1 Illustration de l'évolution des besoins en terme de transferts d'informations. . . . 6
1.2 Système 3G, regroupement sous l'appellation IMT2000, pistes étudiées pour la définition de la 4G 7
1.3 Représentation fonctionnelle d'une chaîne de radiocommunications numériques. . 9
1.4 Le concept MIMO 12
1.5 Représentation d'une chaîne de réception d'un système de radiocommunications numériques selon une structure superhétérodyne. 13
1.6 Architecture possible d'un système de Radio Logicielle Restreinte. 14
1.7 Classification possible des architectures reconfigurables. 16
1.8 Flot de développement conjoint couvert par les méthodologies de codesign 24

2.1 Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal. 28
2.2 Propagation en espace libre. 29
2.3 Types d'interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu 30
2.4 Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation 31
2.5 Observation de l'évolution temporelle du canal en fonction du temps. 32
2.6 Diagramme de Bello : relations entre les fonctions caractéristiques du canal. . . . 35
2.7 Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN A. 41
2.8 Exemples des fonctions caractéristiques du canal de propagation BRAN E. 42
2.9 Modèle du canal MIMO. 43
2.10 Observation de l'évolution temporelle des 2 signaux émis (CH1, CH2) en fonction du temps et représentation du gain en réception obtenu après recombinaison MRC *Maximum Ratio Combining*. 45

3.1 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe. 51
3.2 Effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs. 53
3.3 Les trois principales techniques d'accès multiple. 54
3.4 Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM 58
3.5 Exemples de spectre de sous-porteuses OFDM 58
3.6 Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 8 sous-porteuses. 58
3.7 Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 256 sous-porteuses. 58
3.8 Principe d'ajout d'un intervalle de garde. 60
3.9 Apparition d'ICI due à l'insertion d'un intervalle de garde nul. 61
3.10 Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles OFDM. 63

3.11 Modulateur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur avec $L_c = N_p$ 67
3.12 Représentation d'une chaîne de radiocommunications utilisant la technique MC-CDMA. 69
3.13 Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge, $N_p = L_c = 16$. 76
3.14 Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge, $N_p = L_c = 64$. 76
3.15 Performances des techniques de détection mono-utilisateurs sur le canal BRAN A, à pleine charge. 77
3.16 Schéma utilisé d'entrelacement des données illustré pour N_b=3 et L_c=4. 79
3.17 Organisation générale de l'émetteur du système MC-CDMA étudié. 80
3.18 Organisation générale du récepteur du $j^{\text{ième}}$ utilisateur du système MC-CDMA étudié. 80
3.19 Organisation de la trame utilisée de symboles MC-CDMA 82
3.20 Synoptique général d'un émetteur OSTBC/MC-CDMA 88
3.21 synoptique d'un émetteur et récepteur OSTBC/MC-CDMA dans le cas du code d'Alamouti dans une configuration $N_{t_x} = 2$ et $N_{r_x} = 2$ 94
3.22 Performances sur un canal à évanouissements de Rayleigh des 4 techniques de détection mono-utilisateurs à pleine charge ($N_u = N_p = L_c$ =64) pour un système 2×2, la courbe du filtre adapté (FA) représente les performances d'une MDP-4 non-codée pour un ordre de diversité $F_{d_f} = 64$ 97

4.1 Représentation des données en virgule flottante. 100
4.2 Représentation des données en virgule fixe. 102
4.3 Caractéristiques des lois de dépassement 105
4.4 Caractéristiques de la loi de quantification par arrondi 106
4.5 Caractéristiques de la loi de quantification par troncature pour une représentation en CA2 106
4.6 Caractéristiques des lois de dépassement 106
4.7 Modélisation du bruit de quantification. 107
4.8 Mise en œuvre de l'opération de modulation MDP-4 utilisant les éléments LUT du FPGA et représentation de sa constellation. 109
4.9 Mise en œuvre de l'opération de modulation MAQ-16 utilisant les éléments LUT du FPGA et représentation de sa constellation. 109
4.10 valeurs du pas de quantification q et de l'erreur de quantification e engendrée, en fonction du nombre de bits associés à la partie fractionnaire n_{LSB}^{Mod}. 111
4.11 Réalisation de l'opération d'étalement par transformée d'Hadamard rapide pour L_c=8. 113
4.12 Structure matérielle de réalisation de l'opération d'étalement par THR. 114
4.13 Densité de probabilité d'amplitude en sortie de THR pour une amplitude en entrée unitaire. 116
4.14 Probabilité d'amplitude maximale en sortie de THR pour différentes modulations (MDP-4, MAQ-16 et MAQ-64). 117
4.15 Agrandissement de la densité de probabilté d'amplitude en sortie de la THR. . . . 117
4.16 Structure de réalisation de l'opération d'entrelacement à partir de mémoires. . . . 118
4.17 Mise en évidence du zero-padding dans un symbol OFDM 119
4.18 Mise en œuvre du codeur OSTBC. 120

4.19 Organisation de la structure matérielle de l'algorithme de TFR décrit en radix 2 et à décimation en fréquence. 122
4.20 Organisation de la fonction IP de TFR fournie par Xilinx dans un mode continu pour un algorithme radix-4. 123
4.21 Structure de l'intervalle de garde. 125
4.22 Synthèse sur 2 voies analogiques. 127
4.23 Synthèse numérique utilisant une double TFR inverse. 128
4.24 Synthèse numérique utilisant une simple TFR inverse. 130
4.25 Synthèse numérique utilisant des filtres d'interpolations. 131
4.26 Exemple de représentation des données entrant dans un filtre d'interpolation ayant 8 coefficients. 132
4.27 Exemple de réalisation d'un filtre d'interpolation à l'aide de filtre polyphase ayant 8 coefficients. 132
4.28 Synthèse numérique utilisant des filtres d'interpolations. 132
4.29 Saturation des données excédant le format des données. 133
4.30 Structure générale de l'égaliseur linéaire. 134
4.31 Distribution des symboles sur les antennes 136
4.32 Courbes de performances des différentes technique de détection mono-utilisateur pour une configuration $N_p = 192, N_u = L_c = 32$. 139
4.33 Performances du détecteur mono-utilisateur MMSE pour différents format de données, avec $N_p = L_c = N_u = 64$. 140
4.34 Performances du détecteur mono-utilisateur ORC pour différents format de données, avec $N_p = L_c = N_u = 64$. 142

5.1 Etapes de conception couvertes par la méthodologie MCSE. 148
5.2 Illustration du modèle fonctionnel utilisé par l'approche MCSE. 149
5.3 Illustration du modèle architectural utilisé par l'approche MCSE. 150
5.4 Flot de conception et utilisation de l'outil CoFluent Studio. 151
5.5 Flot de conception lié à la mise en œuvre de la méthodologie MCSE pour le développement des systèmes étudiés. 153
5.6 Vue structurelle de la décomposition fonctionnelle de l'application considérée et principaux attributs et paramètres génériques associés au modèle. 155
5.7 Description comportementale associée aux différentes foncions modélisées. . . . 156
5.8 Observation du diagramme d'exécution temporelle du modèle structurel simulé. . 157
5.9 Saisie de l'algorithme. 158
5.10 Observations des évolutions temporelles des résultats de simulations du système MC-CDMA en langage C. 158
5.11 Evaluation de la complexité des opérations simulées pour la configuration à 64 sous-porteuses, $N_u = L_c = 8$. 159
5.12 Evaluation de la complexité des opérations simulées pour la configuration à 256 sous-porteuses, $N_u = L_c = 32$. 159
5.13 Estimation des activités relatives dans l'exécution du système pour N_p=64 et N_u=8. 160
5.14 Estimation des activités relatives dans l'exécution du système pour N_p=256 et N_u=32. 160
5.15 Modélisation de la plate-forme de prototypage utilisée. 162
5.16 Illustration des trois niveaux de raffinement de la modélisation des communications entre composants. 163

5.17 Influence des attributs sur l'exécution du modèle lors de la phase de conception architecturale. 165
5.18 Estimation de l'occupation et de l'activité des composants utilisés dans le modèle d'architecture ; $N_p = 256$ et $N_u = L_c = 32$. 166
5.19 Illustration du modèle structurel utilisé par l'approche MCSE et des signaux intégrés automatiquement par l'outil CoFluent Studio. 168
5.20 Illustration du modèle comportementale utilisé par l'approche MCSE et de la machine d'état générée automatiquement par l'outil CoFluent Studio. 169
5.21 Modèle comportemental d'un exemple simple mettant en exergue les limites de la retranscription de ce modèle sous forme de machine d'état. 170
5.22 Code généré avec une machine d'état à partir du modèle comportementale de F1. 171
5.23 Code généré sans machine d'état à partir du modèle comportementale de F1. . . . 172
5.24 Protocole de communication généré automatiquement par l'outil CoFluent Studio. 173

6.1 Architecture de la carte mère. 181
6.2 Communications entre CP via la matrice d'interconnexion. 182
6.3 Organisation interne des interfaces, CP et SDB, de communications entre modules. 184
6.4 Débit relevé pour le format CPC4X, selon l'utilisation faite du CPU ou du DMA. 185
6.5 Débit relevé pour le format SDB, selon l'utilisation faite du CPU ou du DMA. . . 185
6.6 Organisation interne générale des DSP de la famille TMS320C6x. 186
6.7 Module SMT 398 contenant un FPGA XC2V2000. 187
6.8 Organisation interne du FPGA XC2V2000. 188
6.9 Organisation interne d'un CLB du FPGA XC2V2000. 190
6.10 Organisation globale des modules de conversion CNA/CAN. 191
6.11 Détail de l'architecture du convertisseur numérique/analogique AD9772. 191
6.12 Exemple de réponse temporelle et fréquentielle d'une interpolation d'ordre 2 avec un filtrage passe-bas. 192
6.13 Exemple de réponse temporelle et fréquentielle d'une interpolation d'ordre 2 avec un filtrage passe-haut. 192
6.14 Effet du mode "zero-stuffing" sur la réponse du filtre en sin(x)/x du CNA. 193
6.15 Organisation de la plate-forme de prototypage utilisée, représentée pour trois modules. 194
6.16 Représentation du lien PCI entre le PC hôte et la plate-forme de prototypage. . . 195
6.17 Chronogramme déterminant l'attente minimale entre le traitement de deux symboles MC-CDMA ou OSTBC/MC-CDMA consécutifs. 198
6.18 Structure de l'émetteur MC-CDMA. 200
6.19 Capture temporelle d'une trame MC-CDMA, l'échelle temporelle étant de $20\mu s/div$. 201
6.20 Capture Fréquentielle du signal MC-CDMA en première fréquence intermédiaire, l'échelle fréquentielle étant de $10MHz/div$. 202
6.21 Capture Fréquentielle du signal MC-CDMA en première fréquence intermédiaire avec l'option de zero-stuffing, l'échelle fréquentielle étant de $10MHz/div$ . . . 202
6.22 Capture Fréquentielle du signal MC-CDMA en seconde fréquence intermédiaire, l'échelle fréquentielle étant de $20MHz/div$ 202
6.23 Capture Fréquentielle du signal MC-CDMA en seconde fréquence intermédiaire avec l'option de zero-stuffing, l'échelle fréquentielle étant de $20MHz/div$ . . . 202
6.24 Structure du récepteur MC-CDMA. 204

6.25 Constellation observée lors de la réception du signal MC-CDMA après les étapes de CNA et CAN. 205
6.26 Structure de l'émetteur OSTBC/MC-CDMA. 211
6.27 Structure du récepteur OSTBC/MC-CDMA. 212

B.1 Mode SC_SAT, saturation des données. 227
B.2 Mode SC_SAT_ZERO, saturation à zéro des données. 227
B.3 Mode SC_WRAP, saturation des données. 227
B.4 Mode SC_WRAP_SM, saturation à zéro des données. 227
B.5 Mode SC_RND, arrondi des données. 229
B.6 Mode SC_RND_ZERO, arrondi à zéro des données. 229
B.7 Mode SC_RND_MIN_INF, arrondi vers moins l'infini des données. 229
B.8 Mode SC_RND_INF, arrondi vers l'infini des données. 229
B.9 Mode SC_RND_CONV, arrondi convergent des données. 229
B.10 Mode SC_TRN_ZERO, troncature à zéro des données. 229

Bibliographie

[1] P. Guguen, *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. PhD thesis, INSA Rennes, Janvier 2003.

[2] J. M. Auffray, *Systèmes* MIMO *à porteuses multiples : Etude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques* MC-CDMA. PhD thesis, INSA Rennes, Juin 2004.

[3] C. Roland, *Etude d'un récepteur universel auto-adaptatif pour les transmissions sans fil*. PhD thesis, Conservatoire National des Arts et Métiers, 2001.

[4] P. H. Lehne, R. Eckhoff, J. Løvsletten, A. M. Nordvik et S. Svaet, « Towards fourth generation mobile communications ». *Telektronikk*, Juin 2001.

[5] C. Lamy, *Communications à grande efficacité spectrale sur le canal à évanouissements*. PhD thesis, ENST Paris, 2000.

[6] S. Collonge, *Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments*. PhD thesis, INSA de Rennes, Décembre 2003.

[7] J.H. Winters, « On the capacity od radio communication systems with diversity in Rayleigh fading environment ». pages 871–878, June.

[8] G. J. Foschini, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ». *Bell Labs Technical Journal*, pages 41–59, Autumn 1996.

[9] S. Mirabbasi et K. Martin, « Classical and modern receiver architectures ». *IEEE Communications Magazine*, Novembre 2000.

[10] F. Harris, « Digital signal processing in radio receivers and transmitters ». *International journal of wireless information networks*, numero 2, 1998.

[11] C. Moy, A. A. Kountouris, L. Rambaud et P. Le Corre, « Full digital IF UMTS transceiver for future software radio systems ». *International conference on engineering of reconfigurable systems and algorithms*, Juin 2001.

[12] J. Mitola, « The software radio architecture ». *IEEE Communications Magazine*, Mai 1995.

[13] E. Buracchini, « The software radio concept ». *IEEE Communications Magazine*, Septembre 2000.

[14] P. Loumeau, J.F. Naviner, H. Petit, L. Naviner et P. Desgrys, « Analog to digital conversion : technical aspects ». *Annales des télécommunications*, numero 5-6, 2002.

[15] M. Arndt, S. Martin, B.Miscopein, V. Bella, L. Bollea et E. Buracchini, « Software radio : the challenges for reconfigurable terminals ». *Annales des télécommunications*, numero 7-8, 2002.

[16] T. Hentschel et G. Fettweis, « Software radio receivers ». *CDMA techniques for third generation mobile systems*, 1999.

[17] D. Efstathiou, J. Fridman et Z. Zvonar, « Recent developments in enabling technologies for Software Defined Radio ». *IEEE Communications Magazine*, Août 1999.

[18] A. A. Kountouris, C. Moy, L. Rambaud et P. Le Corre, « A reconfigurable radio case study : a software based multi-standard transceiver for UMTS, GSM, EDGE and Bluetooth ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2001.

[19] W. H. W. Tuttlebee, « Software radio technology : a European perspective ». *IEEE Communications Magazine*, Février 1999.

[20] N. Nakajima, R. Kohno et S. Kubota, « Research and developments of software-defined radio technologies in Japan ». *IEEE Communications Magazine*, Août 2001.

[21] C. T. C. Nguyen, « Microelectromechanical components for miniaturized low-power comminications ». *IEEE International microwave symposium RF MEMS workshop*, Juin 1999.

[22] L. Buchaillot D. Collard C. Combi D. Galayko, A. Kaiser, « Micro-electro-mechanical variable bandwidth IF frequency filters with tunable electrostatic coupling spring ». *MEMS 2003*, pages 153–156, Janvier 2003.

[23] L. Barrandon, S. Cran et D. Houzet, « Behavioral Modeling and Simulation of Mixed Signal Front-End for Software Defined Radio Terminals ». *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Mai 2004.

[24] A. A. Kountouris, C. Moy et L. Rambaud, « Reconfigurability : a key property in software radio systems ». *First Karlsruhe workshop on software radios*, Mars 2000.

[25] R. David, S. Pillement, O. Sentieys et D. Chillet, « Architectures enfouies reconfigurables dynamiquement ». *Symposium sur les architectures nouvelles de machines*, Avril 2001.

[26] S. Guccione et M. Gonzales, « Classification and performance of reconfigurable architecture ». *IEEE Workshop on field programmable logic*, Juin 1999.

[27] D. Demigny, N. Boudouani, N. Abel et L. Kessal, « La rémanence des architectures reconfigurables : un critère significatif de classification des architectures ». *Journées francophones sur l'adéquation algorithme architecture*, Décembre 2002.

[28] M. Wan, H. Zhang, M. Benes et J. Rabaey, « A low-power reconfigurable data-flow driven DSP system ». *IEEE Workshop on signal processing systems*, 1999.

[29] R. David, D. Chillet, S. Pillement et O. Sentieys, « DART : a dynamically reconfigurable architecture dealing with next generation telecommunications constraints ». *IEEE Workshop on reconfigurable architecture*, Avril 2002.

[30] P. Benoit, G. Sassatelli, L. Torres, M. Robert et G. Cambon, « Gestion matérielle du parallélisme pour les architectures reconfigurables à grain épais ». Janvier 2005.

[31] G. Sassatelli, L. Torres, G. Cambon et J. Galy, « Architectures reconfigurables dynamiquement pour les systèmes embarqués ». *Journées francophones sur l'adéquation algorithme architecture*, Décembre 2002.

[32] BDTI, « Evaluating the DSP Processor Options ». *Berkeley Design Technology, Inc.*, Mars 2005.

[33] *Buyer's guide to DSP processors - An independent evaluation of the most popular processors used in DSP*. Berkeley Design Technology Inc., 2001.

[34] C. Bonnet, G. Caire, A. Enout, P. A. Humblet, G. Montalbano, A. Nordio et D. Nussbaum, « A Software Radio platform for new generation of wireless communications systems ». *International workshop on digital communication : software radio technologies and services*, Septembre 2000.

[35] M. Cummings et S. Haruyama, « FPGA in the Software Radio ». *IEEE Communications Magazine*, Février 1999.

[36] H. Thomas, J.-P. Diguet et J.-L. Philippe, « Estimations et métriques au niveau système pour la conception conjointe logiciel/matériel ». *Colloque Gretsi*, Septembre 1999.

[37] R. David, *Architecture reconfigurable dynamiquement pour applications mobiles*. PhD thesis, ENSSAT Lannion - Université de Rennes I, 2003.

[38] B. Salefski et L. Caglar, « Re-configurable computing in wireless ». *Design automation conference*, 2001.

[39] G. Smith et G. De Micheli, « Platform Based Design : Does it Answer the Entire SoC Challenge ? ». *DATE*, Février 2004.

[40] Lockeed Martin, *RASSP Model Year Architecture Specification*. 1996.

[41] Medea+, « EDA Design Automation Roadmap ». *http ://www.medea.org*, Février 2003.

[42] C. Valderrama, C. Changuel et A. Jerraya, « Virtual Prototyping for modular and Flexible Hardware/Software Systems ». *Journal of design Automation for Embedded Systems*, vol. 2, numero 3-4, Mai 1997.

[43] Coware *http ://www.coware.com*, 2004.

[44] Synopsys, « Efficient and Concurrent Logical and Physical Optimization of SoC Timing, Area and Power ». *http ://www.Synopsys.com*, 2004.

[45] J. P. Calvez, *Spécification et conception des systèmes, une méthodologie*. Masson, 1991.

[46] Mentor Graphics, « Precision Physical Synthesis ». *http ://www.mentor.com*, 2004.

[47] Cadence Design Systems, « Physically Knowledgeable Synthesis (PKS) ». *http ://www.cadence.com*, 2004.

[48] D. Demigny et S. Weber M. Paindavoine, « A Dynamical Reconfiguration Architecture for Images Real Time Processing ». *Technique et Science de l'Information, numéro spécial "Reconfigurables architectures"*, Décembre 1999.

[49] R. Zebulum, A. Stoica et D. Keymeulen, « Experiments on the evolution of digital to analog converters ». *IEEE Proceedings Aerospace Conference*, vol. 5, numero 10-17, Mars 2001.

[50] C.C. Santini, R. Zebulumi, M.A.C. Pacheco, M.R. Vellasco et M.H Szwarcman, « Evolution of analog circuits on a programmable analog multiplexer array ». *IEEE Proceedings Aerospace Conference*, vol. 5, numero 10-17, Mars 2001.

[51] N. Paulino, J. Goes et A. Steiger-Garcao, « Design methodology for optimization of analog building blocks using genetic algorithms ». *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS*, vol. 5, Mai 2001.

[52] Site de la société Anadigm *http ://www.anadigm.com/*, 2005.

[53] Site de la société Lattice Semiconductor Corporation *http ://www.latticesemi.com/*, 2005.

[54] Site de la société Advanced Linear Devices *http ://www.aldinc.com/*, 2005.

[55] Site de la société Nallatech *http ://www.nallatech.com/*, 2005.

[56] Site de la société Sundance *http ://www.sundance.com/*, 2005.

[57] Site de la société Transtech *http ://www.transtech.com/*, 2005.

[58] Site de la société Pentek *http ://www.pentek.com/*, 2005.

[59] Maryse Wouters, Tom Huybrechts, Roeland Huys, Stefaan De Rore, Steven Sanders et Erik Umans, « PICARD : Platform Concepts for Prototyping and Demonstration of High Speed Communication Systems ». *IEEE International Workshop on Rapid System Prototyping*, Juillet 2002.

[60] L. Torres, G. Sasstelli, G. Cambon, M. Robert, P. Benoit et J. Galy, « The systolic ring : A dynamically reconfigurable architecture for SoC and embedded systems ». *Workshop SoC 2001, Enabling Technologies for System on Chip Development*, Novembre 2001.

[61] K. Kuusilinna, C. Chang, M.J. Ammer, B.C. Richards et R.W. Brodersen, « Design BEE : A Hardware Emulation Engine for Signal Processing in Low-Power Wireless Applications ». *Eurasip*, vol. 3, 2003.

[62] T. S. Rappaport, *Wireless communications*. Prentice Hall, 1996.

[63] L. Boithias, *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, 1984.

[64] M. Schwartz, *Principles of electrodynamics*. McGraw-Hill, 1972.

[65] L. Boithias, *Radio wave propagation*. McGraw-Hill, 1987.

[66] A. Glavieux et M. Joindot, *Communications numériques — Introduction*. Masson, 1996.

[67] J. G. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill, 1995.

[68] P. A. Bello, « Characterisation of randomly time-variant linear channels ». *IEEE Transactions on communication systems*, Décembre 1963.

[69] W. C. Y. Lee, *Mobile communications engineering*. McGraw-Hill, 1982.

[70] G. J. Foschini et M. J. Gans, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». *Wireless personal communications*, 1998.

[71] P. Guguen, *Les Techniques Multi-Antennes pour les Réseaux sans Fil*. ISBN 2-7462-0883-0, Hermes, Décembre 2004.

[72] S. Glisic et B. Vucetic, *Spread spectrum CDMA systems for wireless communications*. Artech House, 1997.

[73] ETSI, *Broadband Radio Acces Network (BRAN) ; High PErformance Radio Local Area Network (HYPERLAN] Type 2 ; Requirements and archtiectures for wireless broadband access*. Janvier 1999.

[74] ETSI, *Broadband Radio Acces Network (BRAN) ; High PErformance Radio Local Area Network (HYPERLAN] Type 2 ;Physical layer*. Décembre 2001.

[75] J.B. Andersen, « "Array gain and capacity for known random channels with multiple elements at both ends" ». pages 2172–2178, Nov. 2000.

[76] I.E. Telatar, « "Capacity of multi-antenna Gaussian channels" ». *ATT Bell Labs tech. memo.*, June 1995.

[77] G.L. Foschini et M.J. Gans, « On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ». *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pages 311–335, Mars 1998.

[78] S. Le Nours, *Etude, optimisation et implantation de systèmes MC-CDMA sur architectures hétérogènes*. PhD thesis, INSA Rennes, Décembre 2003.

[79] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*. seconde édition, 1986.

[80] 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.

[81] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling et L. B. Milstein, « Theory of spread spectrum communications - a tutorial ». *IEEE Communications Magazine*, vol. COM-30, numero 5, pages 855–884, Mai 1982.

[82] E. H. Dinan et B. Jabbari, « Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks ». *IEEE Communications Magazine*, Septembre 1998.

[83] S. Verdú, *Multiuser detection*. Cambridge university press, 1998.

[84] S. Moshavi, « Multi-user detection for DS-CDMA communications ». *IEEE Communications Magazine*, Octobre 1996.

[85] R. M. Buehrer, N. S. Correal-Mendoza et B. D. Woerner, « A simulation comparison of multiuser receivers for cellular CDMA ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, numero 4, Juillet 2000.

[86] X. Revés, A. Gelonch et F. Casadevall, « Software Radio implementation of a DS-CDMA indoor subsystem based on FPGA devices ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Octobre 2001.

[87] D.-H. Lee, A. Choi, J.-M. Koo, J.-I Lee et B. M. Kim, « A wideband DS-CDMA modem for a mobile station ». *IEEE Transactions on consumer electronics*, vol. 45, numero 4, Novembre 1999.

[88] 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.

[89] R. W. Chang, « Orthogonal frequency division multiplexing ». *US patent*, vol. 3, pages 445–488, Janvier 1970.

[90] *Radio broadcast systems ; digital audio bradcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*. ETSI ETS 300 401, 1994.

[91] *Digital video broadcasting (DV framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)*. ETSI ETS 300 744, Mars 1997.

[92] H. Sari, G. Karam et I. Jeanclaude, « Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting ». *IEEE Communications Magazine*, Février 1995.

[93] A. Doufexi, S. Armour ans P. Karlsson, A. Nix et D. Bull, « A comparison of HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a ». *Project IST-2000-30093*, 2000.

[94] R. v. Nee et R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech house, 2000.

[95] M. Alard et R. Halbert, « Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers ». *EBU Review*, numero 224, Août 1987.

[96] P. Hoeher, S. Kaiser et P. Robertson, « Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency ». *IEEE International conference on acoustics, speech and signal processing*, Avril 1997.

[97] S. Kaiser, *Multi-carrier CDMA mobile radio systems - Analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation.* PhD thesis, VDI Verlag GmbH, 1998.

[98] P. Hoeher, S. Kaiser et P. Robertson, « Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering ». *IEEE Global telecommunications conference*, Novembre 1997.

[99] N. Weste et D. J. Skellern, « VLSI for OFDM ». *IEEE Communications Magazine*, Octobre 1998.

[100] M.K. Lee, H.A. Latchman, R.E. Newman, S. Katar et L. Yonge, « Field performance comparison of IEEE 802.11b and HomePlug 1.0 ». *Local Computer Networks, 2002. Proceedings. LCN 2002. 27th Annual IEEE Conference*, pages 598–599, Novembre 2002.

[101] K.H. Afkhamie, S. Katar, L. Yonge et R. Newman, « An overview of the upcoming HomePlug AV standard ». *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium*, pages 400 – 404, Avril 2005.

[102] Fabienne Nouvel, Wilfried Gouret et Ghais EL Zein, « High data rate network in automotive over battery power lines ». *The 5th International Conference on ITS Telecommunications, ITST 2005*, Juin 2005.

[103] S. M. Alamouti, « A simple transmitter diversity scheme for wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, numero 8, pages 1451–1458, Octobre 1998.

[104] V. Tarokh, H. Jafarkhani et A. R. Calderbank, « Space-time block codes from orthogonal design ». *IEEE Transaction on Information Theory*, pages 1456–1467, Juillet 1999.

[105] S. Hara et R. Prasad, « Overview of multicarrier CDMA ». *IEEE Communications Magazine*, Décembre 1997.

[106] S. Nobilet, J. F. Hélard et D. Mottier, « Spreading sequences for uplink and downlink MC-CDMA systems : PAPR and MAI minimization ». *European Transactions on Communications*, vol. 13, numero 5, Septembre 2002.

[107] J. Y. Baudais, *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation.* PhD thesis, INSA Rennes, 2001.

[108] J. F. Hélard, J. Y. Baudais et J. Citerne, « Linear MMSE detection technique for MC-CDMA ». *Electronics Letters*, vol. 36, numero 7, Février 2000.

[109] J. Y. Baudais, J. F. Hélard et J. Citerne, « An improved linear MMSE detection techynique for multi-carrier CDMA system : comparison and combination with interference cancellation schemes ». *European Transactions on Communications*, vol. 11, numero 7, Novembre 2000.

[110] D. Mottier, J.-F. Hélard, D. Castelain et J.-Y. Baudais, « Optimum and sub-optimum linear MMSE multi-user detection for MC-CDMA transmission systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.

[111] N. Yee et J. P. Linnartz, « Multi-carrier CDMA in an indoor wireless radio channel ». *MICRO Project*, 1993.

[112] N. Yee et J. P. Linnartz, « Controlled Equalization of Multi-Carrier CDMA in an Indoor Rician Fading Channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Juin 1994.

[113] N. Yee et J. P. Linnartz, « Wiener filtering of multi-carrier CDMA in a Rayleigh fading channel ». *Personal indoor mobile radio communication*, vol. 4, 1994.

[114] S. B. Slimane, « Partial Equalization of Multi-Carrier CDMA in Frequency Selective Fading Channels ». *IEEE International Conference on Communications*, Juin 2000.

[115] E. Haas, H. Lang et M. Shnell, « Development and implementation of an advanced airport data link based on multi-carrier communications ». *European Transactions on Communications*, Septembre 2002.

[116] R. Le Gouable, M. Hélard, M. Des Noes, D. Ktenas et R. Hoshyar, « Performance comparison between OFDM/TDMA vs MC-CDMA and DS-CDMA vs MC-CDMA techniques in HIPERLAN/2 ». *IST Mobile communications summit*, Juin 2003.

[117] S. Nobilet, *Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes*. PhD thesis, INSA Rennes, Octobre 2003.

[118] H. Atarashi, N. Maeda, S. Abeta et M. Sawahashi, « Broadband packet wireless access based on VSF-OFCDM and MC/DS-CDMA ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Septembre 2002.

[119] Yanxing Zeng, Qinye Yin, Yiwen Zhang, Ming Luo et Ke Deng, « Direct decoder for space-time block coded MC-CDMA systems without uplink space-time channel estimation ». *WCNC 2004 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 5, numero 1, pages 2111–2116, Mars 2004.

[120] Xiaoyu Hu et Yong Huat Chew, « Performance of space-time block coded MC-CDMA system over frequency selective fading channel using semi-blind channel estimation technique ». *WCNC 2003 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 4, numero 1, pages 414–419, Mars 2003.

[121] Padam L. Kafle et Abu B. Sesay, « Iterative semi-blind multiuser detection for turbo-coded MC-CDMA system with space-time transmit diversity ». *MILCOM 2002 - IEEE Military Communications Conference*, vol. 21, numero 1, pages 1038–1042, Octobre 2002.

[122] Zigang Yang, Ben Lu et Xiaodong Wang, « Bayesian Monte Carlo multiuser receiver for space-Time coded multicarrier CDMA systems ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, numero 8, pages 1625–1637, Août 2001.

[123] V. Tarokh, H. Jafarkhani et A. R. Calderbank, « Space-time block coding for wireless communications : performance results ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, numero 3, pages 451–460, Mars 1999.

[124] J.M. Auffray, V Le Nir, J.F. Hélard, M. Hélard et R. Le Gouable, « Combination of Space-Time Block Coding with MC-CDMA Technique for MIMO systems with two, three and four transmit antennas ». *IST Summit Conference,Portugal*, Juin 2003.

[125] M. Hélard, R. Le Gouable, J.-F. Hélard et J.-Y. Baudais, « "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks" ». *Annals of Telecommunications, UMTS technology advances*, vol. 56, numero 5-6, pages 260–274, May-June 2001.

[126] U. Zölzer, *Digital Audio Processing*. John Wiley and Sons, Août 1997.

[127] Daniel Ménard, *Méthodologie de compilation d'algorithmes de traitement du signal pour les processeurs en virgule fixe sous contrainte de précision.* PhD thesis, LASTI Lannion, Décembre 2002.

[128] B. Widrow, « A Study of Rough Amplitude Quantization by Means of Nyquist Sampling Theory ». *IRE Trans Circuit Theory*, vol. CT-3, pages 266–276, Décembre 1956.

[129] B. Widrow, « Statistical Analysis of Amplitude Quantized Sampled-Data Systems ». *IEEE Trans. Amer. Inst. Elect. Eng., Part II : Applications Industry*, vol. 79, pages 555–568, Janvier 1960.

[130] B. Widrow, I. Kollár et M.C. Liu, « Statistical Theory of Quantization ». *IEEE Trans. on Instrulentation and Measurement*, vol. 45, numero 2, pages 353–361, Avril 1996.

[131] A. Okuda, M. Saito, T. Hara, M. Okada et H. Yamamoto, « PAPR Comparison between MC-CDMA Systems With and Without Long Code ». *Communication Systems and Networks, CSN 2004*, Septembre 2002.

[132] 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, numero 11, Novembre 1998.

[133] M. Kunt, *Traitement numérique du signal*. Presses Polytechniques Romandes, 1984.

[134] G. Bi et B. G. Evans, « Hardware structure for Walsh-Hadamard transforms ». *Electronics Letters*, vol. 34, numero 21, Octobre 1998.

[135] S. Nahm et W. Sung, « Quantization Effects on the Acquisition Performance of Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA ». *IEEE International Conference Proceedings of ICUPC*, vol. 2, pages 722–726, Octobre 1996.

[136] A. Massiani et F. Nouvel, « MC-CDMA System Using Fixed-Point Interference Cancellation and Single User Detection ». *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Juillet 2004.

[137] P. Duhamel et M. Vetterli, « Fast Fourier transforms : a tutorial review and a state of the art ». *Signal Processing*, vol. 19, 1990.

[138] M. Bellanger, *Traitement numérique du signal*. Dunod, 1998.

[139] A. M. Despain, « Fourier transform using cordic iterations ». *IEEE transactions on computers*, vol. 23, numero 10, Octobre 1974.

[140] E. H. Wold et A. M. Despain, « Pipeline and parallel-pipeline FFT processors for VLSI implementations ». *IEEE transactions on computers*, vol. 33, numero 5, Mai 1984.

[141] S. He et M. Torkelson, « Design and implementation of a 1024-point pipeline FFT processor ». *IEEE custom integrated circuits conference*, 1998.

[142] S. Le Nours, F. Nouvel et J. F. Hélard, « Efficient implementation of a MC-CDMA transmission system for the downlink ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.

[143] H. Bogucka, « Effective implementation of the OFDM/CDMA base station transmitter using joint FHT and IFFT ». *IEEE Signal processing wokshop on signal processing advances in wireless communications*, Mai 1999.

[144] H. Bogucka, « Application of the new joint complex Hadamard-Inverse Fourier transform in a OFDM/CDMA wireless communications system ». 1999.

[145] M. Abdalla, S.M. Feeney et S. Salous, « Antenna array and quadrature calibration for angle of arrival estimation ». *7th World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics,SCI2003*, Juillet 2003.

[146] J.P.Y. Lee, « Wideband *I/Q* demodulators : measurement technique and matching characteristics ». *IEE Proc.- Radar, Sonar Navig.*, vol. 143, numero 5, pages 300–306, Octobre 1996.

[147] R. A. Green, R. Anderson-Sprecher et J. W. Pierre, « Quadrature reciever mismatch calibration ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, numero 11, pages 3130–3133, Novembre 1999.

[148] F. Moulin, *Etude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission d'une liaison ADSL*. PhD thesis, INSA Rennes, Janvier 2001.

[149] S. Mallier, *Classification des bruits impulsifs du réseau d'accès ADSL et étude comparative des modulations DMT et MC-CDMA*. PhD thesis, INSA Rennes, Avril 2001.

[150] J. Cambonie, P. Mejean, D. Barthela et J. Lienard, « Procédé et dispositif de calcul d'une transformée rapide de Fourier pour une modulation OFDM ». Décembre 2000.

[151] J. F. Hélard et D. Castelain, « Digital I and Q generation for OFDM ». *Electronics Letters*, vol. 35, numero 24, pages 2081–2082, Novembre 1999.

[152] T. Pionteck, N. Toender, L. D. Kabulepa, M. Glesner et T. Kella, « On the rapid prototyping of equalizers for OFDM systems ». *IEEE workshop on rapid system prototyping*, Juillet 2002.

[153] A. C. McCormick, P. M. Grant, J. S. Thompson, T. Arslan et A. T. Erdogan, « A low power MMSE receiver for multi-carrier CDMA ». *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, Août 2002.

[154] J.M. Auffray, V Le Nir, J.F. Hélard, M. Hélard et R. Le Gouable, « Codage temps-espace en blocs combiné avec un système multiporteuse à étalement de spectre de type MC-CDMA ». *Colloque Gretsi*, Septembre 2003.

[155] J. P. Calvez, D. Heller et O. Pasquier, « Uninterpreted co-simulation for performance evaluation fo Hw/Sw systems ». *International workshop on Hardware/Software Co-Design*, Mars 1996.

[156] J. P. Calvez, O. Pasquier et D. Heller, « Hardware/Software system design based on the MCSE methodology ». *Current issues in electronic modeling-Kluwer Academic Publishers*, vol. 9, 1997.

[157] J. P. Calvez, « A codesign case study with the MCSE methodology ». *Design automation of embedded systems*, vol. 1, 1996.

[158] J. P. Calvez, *Spécification et conception des ASICs*. Masson, 1993.

[159] R. Le Moigne, O. Pasquier et J-P. Calvez, « A Generic RTOS Model for Real-time Systems Simulation with SystemC ». *Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition Designers, DATE'04*, page 30082, 2004.

[160] Site de la société CoFluent, « www.cofluentdesign.com/ ».

[161] Martin Coors, Holger Keding, Olaf Lüthje et Heinrich Meyr, « Design and DSP Implementation of Fixed-Point Systems ». *EURASIP journal on applied signal prcessing*, vol. 9, pages 908–925, Septembre 2002.

[162] Xilinx, « ChipScope Pro Software and Cores User Guide ». Octobre 2004.

[163] J. F. Hélard, F. Nouvel et S. Le Nours, « A MC-CDMA system analysis in a software radio context ». *Annales des télécommunications*, numero 7-8, pages 699–720, Juillet 2002.

[164] X. Popon, L. Zaghdoudi, M. des Noes, A. Bouttier, A. Fernández-Herrero, A. Massiani et F. Bauer, « Performance of a MC-CDMA Baseband Demonstrator for Beyond 3G systems ». *14th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Juin 2005.

Communications

Communications en tant qu'auteur principal

[1] Arnaud Massiani, Fabienne Nouvel, « MC-CDMA System Using Fixed-Point Interference Cancellation and Single User Detection », *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, juillet 2004.

[2] Arnaud Massiani, Sébastien Le Nours, Fabienne Nouvel, Olivier Pasquier, « Méthodologie de Conception appliquée aux Systèmes de Radio Logicielle », *Journées Francophones sur l'Adéquation Algorithme Architecture (JFAAA)*, Janvier 2005.

[3] Arnaud Massiani, Fabienne Nouvel, « Méthodologie de Conception appliquée aux Systèmes de radiocommunications de quatrième génération », *Manifestation des Jeunes Chercheurs francophones dans les domaines des STIC (MAJESTIC)* Novembre 2005.

Communications en tant que co-auteur

[4] X. Popon, L. Zaghdoudi, M. des Noes, A. Bouttier, A. Fernández-Herrero, A. Massiani, F. Bauer, « Performance of a MC-CDMA Baseband Demonstrator for Beyond 3G systems », *14th IST Mobile and Wireless Communications Summit* , juin 2005.

[5] Fabienne Nouvel, Arnaud Massiani, Pierre de Stéphano et Jean-François Hélard, « Plateforme de Prototypage et Conception pour les systèmes de Radio-Logicielle », *Colloque GRETSI*, Septembre 2005.

[6] Fabienne Nouvel et Arnaud Massiani, « Conception de modems mono-porteuse et MC-CDMA à 5,4GHz sur une plate-forme unique de prototypage numérique et analogique », *6ème Colloque sur le Traitement Analogique de l'Information, du Signal et Ses Applications (TAISA)* , octobre 2005.

Résumé

Afin de répondre aux besoins permanents de mobilité et de débit, l'émergence de la future quatrième génération de systèmes de radiocommunications repose autant sur le développement de nouvelles techniques de transmissions que sur la mise au point d'architectures matérielles performantes. Dans la recherche de modulations adaptées pour la couche physique de ces futurs réseaux, une approche pertinente repose sur la technique MC-CDMA, associant les techniques de modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. L'extension de cette technique mono-antenne aux systèmes alliant un réseau d'antennes à l'émission et à la réception ou MIMO, est également très séduisante. Les techniques MIMO réalisées par des modulations codées en treillis ou en blocs offrent un regain de débit ou de robustesse. Ainsi, la combinaison de la technique MC-CDMA avec des techniques MIMO offre un panel de solutions répondant aux contraintes de mobilité et de débit. Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont pour buts l'étude et la mise en œuvre pratique de systèmes de communications utilisant ces techniques innovantes. Notre travail a par ailleurs porté sur la définition et l'optimisation des méthodes de conception de tels systèmes vers des cibles architecturales hétérogènes. Ce travail fait partie intégrante du projet européen IST MATRICE et du projet région Bretagne PALMYRE.

Après une présentation générale du contexte applicatif et des principes afférents aux systèmes MC-CDMA et aux techniques MIMO, une étude de la complexité et de l'intégration au sein d'une plate-forme de prototypage associant des composants DSP et FPGA est réalisée. Afin de proposer une démarche de conception efficace, nous envisageons l'application de la méthodologie MCSE pour le développement des systèmes étudiés. Ainsi, son flot complet de conception sera détaillé. L'intérêt de cette méthode pour l'optimisation de systèmes de transmissions reposant sur les techniques MC-CDMA et MIMO/MC-CDMA est ainsi démontré.

Mots clés : MC-CDMA, MIMO, Radio Logicielle, méthodologies de codesign, architectures hétérogènes.

Abstract

Modern communication networks are now confronted with increasing needs in terms of data rates and mobility. The fourth generation developments relies on both new transmission techniques and on improved hardware architectures. The so-called MC-CDMA modulation scheme has recently emerged as one of the most promising technique for future networks physical layer. This modulation scheme combines multi-carrier modulations and spread spectrum technique. The emergence of MIMO techniques provides more data rate or more robustness. The combination of both techniques assumed to be a good compromise in order to meet wide mobility and high data rates constraints. This thesis deals with the study and the implementation of MC-CDMA communication systems and of MC-CDMA combined with MIMO systems. It also considers the definition and the optimization of appropriate design methods on heterogeneous architectures. This work has been done for European MATRICE project and for the Brittany area PALMYRE project.

Following a general description of the context and of MC-CDMA, MIMO related principles, a well-proportioned system is presented. Implementation complexity on a mixed DSP-FPGA prototyping board is then analyzed for both systems. MCSE codesign methodology is then considered for MC-CDMA system and MIMO/MC-CDMA system design. The complete design flow is then detailed for both systems. The great interest of these methodologies for such systems optimization is then demonstrated.

Keywords : MC-CDMA, MIMO, Software Radio, codesign methdologies, heterogeneous architectures.