

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DJILLALI LIABES
DE SIDI BEL ABBES



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS

THESE DE DOCTORAT 3^{IEME} CYCLE
EN TELECOMMUNICATIONS

Présentée par
Mr. BESSEGHIER Mokhtar

Spécialité: Télécommunications

Intitulée:

**Estimation du CFO et des canaux
pour les systèmes à porteuses multiples**

Soutenu devant le jury :

Président :	NAOUM Rafah	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
Directeur de thèse :	DJEBBAR Ahmed Bouzidi	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
	DJEBBARI Ali	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
	BENAISSA Mohammed	MCA	Centre universitaire d'Ain Témouchent

Année Universitaire: 2016-2017

*Je dédie ce travail
à mes parents*

Remerciements

Au terme de ce travail, je voudrais adresser une pensée à tous ceux qui, de quelque manière que ce soit, par un conseil, une idée, un coup de main ou, tout simplement leur amitié, m'ont aidé à le réaliser.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de thèse monsieur **Pr DJEBBAR Ahmed Bouzidi**, professeur au département de Télécommunications de la faculté de Génie Electrique de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès (UDL-SBA) qui m'a donné l'opportunité d'effectuer ce travail, pour ses conseils scientifiques tout au long de la thèse, sa grande disponibilité, ses encouragements et la confiance qu'il m'a accordée.

Je tiens à remercier, Monsieur **Pr NAOUM Rafah** professeur au département de Télécommunications, d'avoir accepté de présider le jury.

Je remercie vivement **Pr DJEBBARI Ali** Professeur et directeur du Laboratoire de Télécommunications et Traitement Numérique du Signal, et **Dr BENAÏSSA Mohammed** maître de conférences au centre universitaire de Ain Témouchent, qui m'ont fait l'honneur d'avoir examiné ma thèse.

Mes remerciements vont également aux doctorants et aux membres du laboratoire LTTNS pour leurs aides, leurs soutiens et surtout leurs amitiés.

A vous tous, merci !

Résumé

Le domaine de communications numérique sans fils très haut débit dans un contexte de forte mobilité est toujours un domaine de recherche très actif visant à développer des solutions de connectivité sans coupure et offrant une très bonne qualité de service pour les utilisateurs. Aujourd'hui, tous les standards de télécommunications actuels reposent sur deux technologies clefs : l'OFDM et le MIMO. Par exemple elles sont implémentées dans les standards des normes 3G, 4G, et sont envisagées pour la 5G avec de profondes améliorations.

Un système MIMO utilisant les codes en blocs spatio-temporels (STBC) permet d'augmenter la capacité du canal donc le débit de transmission et ainsi améliorer les performances du système de transmission. Alors que l'OFDM possède l'avantage de transformer un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux à bandes étroites non-sélectifs en fréquence, permettant ainsi de contourner l'un des problèmes majeur du système MIMO. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet donc d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage.

L'objectif de cette thèse de doctorat consiste aux développements de nouveaux algorithmes à faible complexité pour l'estimation conjointe du CFO et des canaux utilisant des approches aveugle, non-aveugle et semi-aveugle basées seulement sur l'exploitation des propriétés intrinsèques des systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM à savoir : les symboles pilotes avec une nouvelle conception et les sous-porteuses virtuelles.

MOTS CLES : Estimation, aveugle, symboles pilotes, semi-aveugle, CFO, OFDM, MIMO, sous porteuses nulles, sous-porteuses virtuelles, complexité.

Table des matières

REMERCIEMENTS	III
RESUME	IV
TABLE DES MATIERES	V
TABLE DES FIGURES	VIII
LISTE DES TABLEAUX	X
NOTATIONS	XI
SYMBOLES	XII
ABREVIATIONS.....	XVI
<u>INTRODUCTION</u>	<u>1</u>
<u>CHAPITRE 1 : LES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES A PORTEUSES MULTIPLES.....</u>	<u>5</u>
1.1. INTRODUCTION.....	6
1.2. LES PARAMETRES DE SYNCHRONISATION.....	7
1.2.1. L’EFFET DOPPLER.....	7
1.2.2. LE DECALAGE FREQUENTIEL.....	8
1.3. QUELQUES TYPES DE DIVERSITES.....	9
1.4. LA TRANSMISSION OFDM.....	10
1.4.1. LA TECHNIQUE OFDM.....	10
1.4.2. CHAINE DE TRANSMISSION D’UN SYSTEME OFDM.....	11
1.4.3. GENERATION DU SIGNAL OFDM.....	13
1.5. PRESENTATION DES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES.....	17
1.5.1. INTRODUCTION AUX SYSTEMES MIMO.....	17
1.5.2. PRINCIPE DU SYSTEME MIMO.....	18
1.5.3. MODELE DE CANAL MIMO A EVANOUISSEMENTS.....	19
1.5.4. CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS (STBC : SPACE TIME BLOCK CODE)	21
1.6. MODELE DU SYSTEME DE TRANSMISSION MIMO AVEC UN CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS.....	22
1.7. LES SYSTEMES MIMO A PORTEUSES MULTIPLES.....	25

1.7.1. LE PRINCIPE D'ASSOCIATION MIMO AVEC OFDM.....	26
1.8. CONCLUSION.....	28
<u>CHAPITRE 2 : ESTIMATION CONJOINTE DU CFO ET DU CANAL DANS UN SYSTEME SISO-OFDM.....</u>	<u>29</u>
2.1. INTRODUCTION.....	30
2.2. ESTIMATION DE CANAL.....	30
2.3. LES SOURCES D'ERREURS DE SYNCHRONISATION.....	31
2.4. EFFETS DU DECALAGE EN FREQUENCE.....	33
2.5. LES TECHNIQUES D'ESTIMATION CONJOINT DU CFO ET DE CANAL.....	35
2.5.1. LES TECHNIQUES AVEUGLES.....	36
2.5.2. LES TECHNIQUES NON-AVEUGLE (TRAINING)	37
2.5.3. LES TECHNIQUES SEMI-AVEUGLE.....	37
2.5.4. L'INSERTION DES SYMBOLES PILOTES.....	37
2.6. SYSTEME OFDM EN PRESENCE DE DECALAGE FREQUENTIEL.....	39
2.7. ESTIMATION CONJOINTE DU CFO ET DE CANAL POUR L'OFDM.....	40
2.7.1. MODELE DU SYSTEME.....	40
2.7.2. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR ML.....	43
2.7.3. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR MUSIC.....	45
2.7.4. ESTIMATEUR SEMI-AVEUGLE DU CFO A FAIBLE COMPLEXITE.....	48
2.7.5. LA BORNE DE CRAMER-RAO.....	49
2.7.6. LES RESULTATS DE SIMULATIONS.....	50
2.8. CONCLUSION.....	56
<u>CHAPITRE 3 : ESTIMATION CONJOINTE DANS LES SYSTEMES MIMO-OFDM.....</u>	<u>57</u>
3.1. INTRODUCTION.....	58
3.2. MODELE DU SYSTEME MIMO-OFDM EN PRESENCE DU CFO.....	58
3.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE CONJOINTE DU CFO ET DES CANAUX MIMO.....	61
3.3.1. ESTIMATION DES CANAUX.....	62
3.3.2. ESTIMATION DU CFO.....	63
3.4. ESTIMATEURS SEMI-AVEUGLE DE CFO A FAIBLE COMPLEXITE.....	65
3.4.1. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE ETUDIEE DANS [16]	65
3.4.2. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE PROPOSEE DANS [17]	66

3.4.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE ITERATIF.....	67
3.5. RESULTATS DES SIMULATIONS.....	70
3.6. CONCLUSION.....	75
<u>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</u>	<u>76</u>
ANNEXES.....	78
BIBLIOGRAPHIE	84
LISTE DES PUBLICATIONS.....	91

Table des figures

- Figure 1.1** *Rotation de la constellation dû au CFO*
- Figure 1.2** *Schéma bloc présenté les différentes étapes de technique OFDM*
- Figure 1.3** *Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP [30].*
- Figure 1.4** *Schéma bloc d'un système de transmission OFDM en bande de base*
- Figure 1.5** *les systèmes SISO, SIMO, MISO, MIMO*
- Figure 1.6** *Canal MIMO*
- Figure 1.7** *BERs en fonction du SNR pour un codage STBC de type Alamouti [45].*
- Figure 1.8** *Structure d'un système MIMO-OFDM [46].*
- Figure 2.1** *Procédure d'estimation de canal.*
- Figure 2.2** *Sources d'erreurs de synchronisation.*
- Figure 2.3** *Exemples de spectre des sous-porteuses OFDM en absence du décalage fréquentiel*
- Figure 2.4** *Exemples de spectre des sous-porteuses OFDM en présence du décalage fréquentiel*
- Figure 2.5** *La dégradation du SNR en fonction du décalage fréquentiel pour différentes valeurs de SNR*
- Figure 2.6** *Les deux types d'insertion des pilotes pour l'estimation des paramètres du canal dans un système OFDM*
- Figure 2.7** *Un émetteur OFDM avec l'insertion des symboles pilotes.*
- Figure 2.8** *Emplacement des sous-porteuses pilotes en bloc OFDM*
- Figure 2.9** *La fonction de coût donnée par l'équation (2.41) avec CFO fixé à $\hat{\omega}_0 = 0.01\pi$.*
- Figure 2.10** *La fonction de coût donnée par l'équation (2.24) avec CFO fixé à $\hat{\omega}_0 = 0.01\pi$*

- Figure 2.11** *MSE des estimateurs du CFO en fonction du SNR(dB) utilisant les algorithmes ML et MUSIC.*
- Figure 2.12** *MSE d'estimation du CFO en fonction du SNR(dB). $N_{\bar{p}} = 6$.*
- Figure 2.13** *MSE de canal en fonction du SNR (dB). $N_{\bar{p}} = 3$.*
- Figure 2.14** *MSE de canal en fonction du nombre des symboles pilote $N_{\bar{p}}$.*
- Figure 2.15** *MSE de CFO en fonction de nombre de blocs OFDM*
- Figure 2.16** *BER en fonction de SNR (dB).*
- Figure 3.1** *Modèle de système MIMO basé sur le STBC-OFDM.*
- Figure 3.2** *Ordre de complexité normalisé pour les estimateurs de CFO et des canaux .*
- Figure 3.3** *CFO estimé en fonction du nombre des itérations, SNR = 12.*
- Figure 3.4** *MSE des estimateurs de CFO en fonction du SNR pour un système STBC-OFDM.*
- Figure 3.5** *MSE des estimateurs des canaux MIMO et MISO en fonction du SNR pour un système STBC-OFDM.*
- Figure 3.6** *MSE des estimateurs de CFO en fonction du nombre de symboles pilotes proposé (S-STBC pour les symboles pilotes) et le STBC d'Alamouti (A-STBC pour les symboles pilotes). $L = 6$, SNR =12dB.*
- Figure 3.7** *MSE des estimateurs de canaux MIMO proposés en fonction du nombre de symboles pilotes pour différentes valeurs de l'ordre du canal L . SNR =12dB.*
- Figure 3.8** *BER en fonction du SNR pour les estimateurs semi-aveugle conjoint du CFO et des canaux MISO et MIMO pour un système STBC-OFDM.*

Liste des tableaux

- Tableau 1.1** *Schéma du codage STBC d'Alamouti.*
- Tableau 2.1** *Paramètres de simulation de la figure 2.5.*
- Tableau 2.2** *Ordre de complexité des algorithmes d'estimation du CFO.*
- Tableau 3.1** *Ordre de complexité pour les CFO estimateurs.*
- Tableau 3.2** *Ordre de complexité pour les estimateurs de canaux utilisant le STBC spécifique et Alamouti pour les symboles pilotes.*

Notations

x	Scalaire
\mathbf{x}	Vecteur
\mathbf{X}	Matrice
j	$j^2 = -1$
$(.)^T$	Transposé
$(.)^\dagger$	Pseudo-inverse
$(.)^*$	Complexe conjugué
$(.)^H$	Hermitien
$\Re(.)$	La partie réelle
$\Im(.)$	La partie imaginaire
$E(.)$	L'espérance mathématique
$tr(.)$	Le trace
$diag(\mathbf{x})$	La matrice diagonale avec le vecteur \mathbf{x} sur sa diagonale principale
$diag(\mathbf{x}, n)$	La matrice diagonale avec le $n - i\grave{e}me$ diagonale de \mathbf{x}
$\ .\ $	La norme euclidienne
\mathbf{I}_N	La matrice identité de taille $N \times N$.
$\mathbf{0}_{N \times N}$	La matrice des 0 de taille $N \times N$
$\mathbf{1}_{N \times N}$	La matrice des 1 de taille $N \times N$

Symboles

h	La réponse impulsionnelle d'un canal
α_l	Gain du l – ième trajet.
ϑ_l	L'angle relatif entre la direction du mouvement et l'onde incidente
$\delta(t)$	Impulsion de Dirac
γ	Le rapport signal sur bruit
L	Nombre de trajets possibles effectués par le symbole
Υ	La fonction densité de probabilité
t	Variable qui montre la non-stationnarité du canal
τ_l	Retard pour le l – ième trajet.
T_s	Durée symboles
T_m	L'étalement temporel
T_c	Temps de cohérence du canal
T_q	Durée symbole OFDM + Durée CP
T_g	Durée CP
f_0	La plus petite sous-porteuse

f_d	Fréquence Doppler
f_c	La fréquence porteuse d'émission
B_c	La bande de cohérence du canal
B_s	Largeur de bande du signal transmis
B_d/B_m	La bande de l'étalement Doppler
$\Delta\omega$	Le décalage fréquentiel
$\Delta\tau$	Le décalage temporel
$\Delta\theta$	Le décalage de phase
Δf	L'espacement de la sous-porteuse
ω_0	CFO normalisé
\tilde{h}	La réponse fréquentielle du canal
$g(n)$	Le coefficient d'égalisation
$\eta_i(k)$	Bruit blanc additif gaussien de variance
σ_η^2	Le variance de bruit
c_0	La vitesse de la lumière (3×10^8 m/s)
v	La vitesse du mobile en mouvement
R_s	Le débit d'un système mono-porteuse

D_s	Le débit des symboles
D_{dB}	La dégradation en termes de SNR
$l^{(m,v)}$	Trajet entre la $m - ième$ antenne de transmission et la $v - ième$ antenne de réception
N	Nombre de sous-porteuses
N_g	La taille de CP
N_q	La taille symbole OFDM + CP
N_t	Nombre d'antennes à l'émission
N_r	Nombre d'antennes à la réception
$N_{\bar{p}}$	Le nombre des symboles pilotes réservés pour l'estimation du CFO
$N_{\bar{p}}$	Le nombre des symboles pilotes réservés pour l'estimation du canal
N_z	Le nombre des VSCs
N_d	Le nombre des symboles data
N_b	Le nombre blocs STBC
N_0	La densité spectrale de puissance mono-latérale du bruit blanc
M	Le nombre d'états de la modulation
M_S	Le nombre de valeurs dans la grille de recherche d'une estimée du CFO utilisant de petites pas d'incrémentations
M_L	Le nombre de valeurs dans la grille de recherche d'une estimée du CFO utilisant de grands pas d'incrémentations

M_{it}	Le nombre d'itérations utilisées
M_c	Le nombre de simulations Monte Carlo
$x_i(n)$	Le symbole émis
$y_i(n)$	Le symbole reçu
$s_{i,n}$	Le symbole data émis
$c_{i,n}$	Le symbole pilot émis
\mathbf{x}_i	Le i – ième symbole OFDM émis
$\mathbf{y}(i)$	Le i – ième symbole OFDM reçu
\mathbf{R}_y	La matrice de covariance du signal reçu
\mathbf{A}_{cp}	La matrice d'insertion de CP
\mathbf{B}_{cp}	La matrice de l'enlèvement de CP
\mathbf{F}/\mathbf{F}^H	La matrice de transformée de Fourier rapide FFT / IFFT
$\mathcal{J}_{ML}(\omega)$	La fonction de coût du ML
$\mathcal{J}_{MUSIC}(\omega)$	La fonction de coût du MUSIC
\mathbf{s}_i	Le bloc STBC de données
\mathbb{P}_i	Le bloc STBC de symboles pilotes

Abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
3G	3rd Generation
4G	4th Generation
5G	5th Generation
AWGN	Additif White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CFO	Carrier Frequency Offset
CL	Classic Algorithme
CP	Cyclic Prefix
CRB	Cramer-Rao Bound
DFT	Discrete Fourier Transform
FBMC	Filter Bank Multi-carriers
FEQ	Frequency Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FIM	Fisher Information Matrix
HSPA+	Evolved High-Speed Packet Access
ICI	Inter carrier interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-symbol interference
LTE	Long Term Evolution

MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MRC	Maximal Ratio Combining
MSE	Mean Square Error
MUSIC	Multiple signal classification
NR	Newton Raphson Algorithm
NSC	Null subcarriers
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
O-STBC	Orthogonal Space-Time Block Codes
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
Q-STBC	Quasi Orthogonal Space-Time Block Codes
SBNZP	Semi-Blind No Zero Pilots
SBZP	Semi-Blind Zero Pilots
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to noise rate
STBC	Space-Time Block Codes
VSC	Virtual Sub-carrier
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing

Introduction Générale

Dans le domaine de systèmes de transmission numérique, le nombre des systèmes de communications numériques a littéralement explosé pour satisfaire le marché des télécommunications dans des domaines aussi variés que la radiodiffusion ou la télédiffusion numérique, les services multimédias ou les radiocommunications avec les mobiles. Ces systèmes de communications numériques nécessitent généralement la transmission de quantités importantes d'informations dans des bandes de fréquence les plus étroites possibles. L'optimisation du rapport débit/largeur de bande nécessite l'utilisation de la technologie multi-antennes ou bien le (MIMO : Multiple-Input Multiple-Output) [1-2] permet aussi d'augmenter les débits de transmission.

Les modulations sont assez sensibles aux interférences entre symboles (ISI : Inter Symbol Interference) introduites dû à la sélectivité fréquentielle du canal de transmission multi-trajets. Cette contrainte impose aux concepteurs des systèmes de communication de mettre en œuvre des techniques, on peut citer : les techniques de transmission multi porteuses, les techniques d'étalement de spectre, l'égalisation, etc. L'utilisation des techniques de transmission multi-porteuses (par exemple OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3-4] en tant qu'élément de la norme d'IEEE 802.11a dans les réseaux locaux sans fil apporte une réponse à la contrainte de l'ISI. L'OFDM est une technique de modulation qui permet de transmettre des données numériques efficacement et sûrement dans un canal à trajets multiples et sélectif en fréquence, même dans les environnements par trajets multiples. L'OFDM transmet des données en utilisant un grand nombre de porteuses à largeur de bande étroites. Ces porteuses sont régulièrement espacées dans la fréquence, formant un banc de spectre. L'espacement de fréquence et la synchronisation des porteuses sont choisis de telle manière que les porteuses soient orthogonales, signifiant qu'elles ne causent pas l'interférence entre elles [5]. De plus l'introduction du préfixe cyclique (CP : Cyclic Prefix) pour réduire le problème d'interférence entre les blocs OFDM. La démodulation et l'égalisation sont réduites à l'application de la FFT (FFT : Fast Fourier Transform) et à une simple multiplication par un scalaire pour chaque sous-porteuse.

La technologie MIMO consiste à l'utilisation non plus d'une seule antenne pour émettre et/ou recevoir le signal mais plusieurs antennes à l'émission qu'à la réception. L'avantage d'une telle transmission est la diversité spatiale qui permet d'augmenter la capacité. Le principe de cette technique consiste à scinder un flux de données à débit élevé en plusieurs flux à débit plus faibles qui sont ensuite transmis en parallèle sur

plusieurs canaux spatiaux (antennes). Il existe différentes approches à savoir : formation de voies, multiplexage spatiale, codage espace-temps, privilégiant soit la robustesse, soit l'efficacité spectrale et nécessitant ou non la connaissance du canal à l'émission et/ou à la réception [6]. Dans cette thèse, l'approche considérée est celle basée sur le codage en bloc spatio-temporel.

Le fait que la modulation OFDM est de plus en plus adoptée a motivé son utilisation dans les systèmes MIMO. Elle possède l'avantage de transformer un canal à bandes larges sélectif en fréquence en un groupe de canaux à bandes étroites non-sélectifs en fréquence, permettant ainsi de contourner l'un des problèmes majeur du système MIMO. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage.

Cependant, les systèmes MIMO-OFDM font face à deux problèmes majeurs qui sont :

- Avec l'augmentation du nombre d'antennes au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur, l'estimation des canaux devient de plus en plus difficile comme le nombre d'inconnus augmente.
- Similairement aux systèmes mono-antenne SISO-OFDM, les systèmes MIMO-OFDM montrent une sensibilité prononcée au décalage fréquentiel (CFO) des sous-porteuses [7].

La présence de décalage fréquentiel (CFO : Carrier Frequency Offset) est dû principalement au décalage entre les fréquences générées par les oscillateurs locaux au niveau de l'émission qu'à la réception, et d'autre part au décalage Doppler produit par la mobilité du récepteur. Comme conséquence au CFO, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est détruite, produisant ainsi de l'interférence entre les sous-porteuses (ICI, Inter Carrier Interference), ce qui dégrade sévèrement les performances. C'est pourquoi l'estimation du décalage fréquentiel et sa compensation avant l'estimation du canal s'avèrent nécessaire dans l'amélioration de la qualité de réception.

Ce travail de recherche étant consacré à l'estimation du CFO conjointement avec l'estimation des canaux pour les systèmes MIMO à porteuses multiples. L'estimation et la compensation du CFO sont plus critiques pour les systèmes MIMO-OFDM et ont reçu une attention considérable ces dernières années. L'estimation du CFO dans un contexte MIMO-OFDM représente une extension des algorithmes exploités pour faire l'estimation du canal et du CFO dans une configuration SISO-OFDM [8-13]. Certains s'appuient sur

des blocs d'apprentissages [14-16], tandis que d'autres prennent juste avantage du format de transmission standardisé : par exemple [8] et [10] exploitent la présence de sous-porteuses virtuelles (VSCs : Virtual Subcarriers) [7].

On a jugé utile de partager la thèse en trois chapitres.

Dans le premier chapitre on a estimé nécessaire de donner des définitions concernant les techniques OFDM et MIMO ainsi que MIMO-OFDM. Les différentes notions nécessaires à une bonne compréhension des ces techniques sont rappelées et détaillées à savoir : effet Doppler, décalage fréquentiel, diversités temporelle, spatiale et fréquentielle. Dans la première partie de ce chapitre nous avons étudié la technique OFDM où nous avons mis en évidence sa robustesse dans un canal sélectif en fréquence grâce à l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Alors que la deuxième partie est consacrée au système MIMO utilisant un codage en bloc spatio-temporel de type Alamouti où une augmentation de la capacité est garantie.

L'objectif du deuxième chapitre est l'estimation du CFO conjointement avec l'estimation du canal multi-trajets dans un système SISO-OFDM.

Les modulations à porteuses multiples de type OFDM sont très sensibles au CFO produisant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses entraînant à leur tour l'apparition d'ICI, la diminution de la puissance du signal utile, et par conséquent la dégradation des performances.

Nous avons rappelé les principales méthodes d'estimation du CFO et de canal après avoir donné les différentes sources d'erreurs de synchronisation. Ensuite, nous avons proposé deux nouveaux algorithmes d'estimation du CFO conjointement avec l'estimation du canal utilisant à la fois les symboles pilotes et les sous-porteuses virtuelles. La première proposition repose sur l'algorithme du maximum de vraisemblance (ML : maximum likelihood) et la deuxième sur l'algorithme (MUSIC : multiple signal classification) pour les système multi-porteuses OFDM. La conception et le positionnement des symboles pilotes dans un bloc OFDM est d'une importance primordiale, puisqu'il influe directement sur les performances. Nous avons remarqué que l'utilisation d'un nombre élevé de blocs OFDM pour l'estimation du CFO et du canal augmente la précision des résultats en termes de (MSEs : mean square error), mais en contrepartie dégrade le (BER : Bit Error Rate). Ce qui nous a obligés d'ajouter une étape à la suite de l'estimation du CFO, et qui consiste à l'estimation du CFO résiduel en utilisant seulement les symboles pilotes.

Le troisième chapitre est consacré à l'estimation conjointe du CFO et des canaux pour un système MIMO-OFDM utilisant un STBC de type Alamouti. Une formulation mathématique modélisant le système MIMO-OFDM en présence du CFO et des erreurs sur le canal MIMO est présentée. Ensuite nous avons développé de nouveaux algorithmes permettant l'estimation conjointe du CFO et des canaux, et ceci en utilisant des symboles pilotes (non-nuls) d'une part et des sous-porteuses virtuelles d'autre part dans une approche semi-aveugle.

Généralement, les algorithmes aveugles basés sur MUSIC se caractérisent par leur ordre élevé de complexité. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposés plusieurs algorithmes. Nous avons adapté en premier lieu les algorithmes donnés dans [16-17] à notre problème d'estimation. Ensuite, nous avons proposé de réduire encore la complexité du calcul de ces algorithmes en limitant le développement en série de Taylor, du terme exponentiel dans l'équation (3.15), au second ordre. Ceci a permis d'obtenir de meilleures performances mais avec une faible complexité de calcul.

Les résultats des simulations montrent la robustesse, l'efficacité et la faible complexité des algorithmes proposés.

Chapitre 1 : Les systèmes multi-antennaires à porteuses multiples

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 1 : LES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES A PORTEUSES MULTIPLES	5
1.1. INTRODUCTION	6
1.2. LES PARAMETRES DE SYNCHRONISATION	7
1.2.1. L’EFFET DOPPLER.....	7
1.2.2. LE DECALAGE FREQUENTIEL.....	8
1.3. QUELQUES TYPES DE DIVERSITES.....	9
1.4. LA TRANSMISSION OFDM.....	10
1.4.1. LA TECHNIQUE OFDM.....	10
1.4.2. CHAINE DE TRANSMISSION D’UN SYSTEME OFDM.....	11
1.4.3. GENERATION DU SIGNAL OFDM.....	13
1.5. PRESENTATION DES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES	17
1.5.1. INTRODUCTION AUX SYSTEMES MIMO	17
1.5.2. PRINCIPE DU SYSTEME MIMO	18
1.5.3. MODELE DE CANAL MIMO A EVANOUISSEMENTS	19
1.5.4. CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS (STBC : SPACE TIME BLOCK CODE)	21
1.6. MODELE DU SYSTEME DE TRANSMISSION MIMO AVEC UN CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS	22
1.7. LES SYSTEMES MIMO A PORTEUSES MULTIPLES.....	25
1.7.1. LE PRINCIPE D’ASSOCIATION MIMO AVEC OFDM	26
1.8. CONCLUSION	28

1.1. INTRODUCTION

Le canal radio mobile est généralement un canal à trajets multiples caractérisé par de profond évanouissement et par l'introduction de l'interférence entre symboles (ISI) des signaux transmis. Par conséquent, le signal reçu sera entaché de l'interférence entre symboles. Pour éviter ces interférences, la période symbole doit donc être supérieure à l'étalement maximal du retard du canal, ceci va réduire la bande du spectre utilisé. Il existe plusieurs techniques permettant l'élargissement de la bande spectrale du signal, parmi lesquelles l'étalement de spectre et les techniques multi-porteuses. Dans notre thèse, nous allons nous intéresser aux techniques multi-porteuses et plus particulièrement à la technique OFDM. Le principe de base de l'OFDM repose sur la répartition de l'information sur un grand nombre de sous-porteuses ayant un faible débit. Ces sous-porteuses sont moins sensibles aux distorsions du canal, créant ainsi des sous-canaux très étroits de largeur inférieure à la bande de cohérence du canal, donc des sous-canaux non sélectif en fréquence. S'il y a un profond évanouissement, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être "récupérées" grâce à une égalisation dans le domaine fréquentiel (FEQ : Frequency Equalizer).

Les systèmes de transmission actuels équipés d'une antenne à l'émission et à la réception (SISO) ne tirent profit que de la diversité temporelle et/ou fréquentielle. Par contre, les systèmes MIMO permettront de profiter d'un ordre supplémentaire de diversité apporté par la dimension spatiale. En plus, les systèmes MIMO présentent des avantages par rapport aux systèmes SISO : 1) grâce à la diversité spatiale ils permettent d'améliorer la qualité du lien en réduisant les évanouissements des canaux, 2) ils permettent d'augmenter le débit d'information sans augmenter la bande passante utilisée ou la puissance transmise. Le principe de base des systèmes MIMO consiste à combiner les signaux judicieusement à l'émission qu'à la réception, ce qui augmente la fiabilité de la transmission. Les systèmes MIMO peuvent employer un codage en bloc espace-temps (STBC) exploitant à la fois les dimensions spatiale et temporelle. Alors que la combinaison de la technique OFDM avec le système MIMO va permettre d'exploiter à la fois les diversités temporelles, fréquentielles et spatiales [18].

En effet, les codes espace-temps tirent profit de la diversité spatiale, mais ne sont pas conçus pour exploiter celle des canaux sélectifs en fréquence. Pourtant, les futurs systèmes de communications poussés par les besoins en débit, utilisent des bandes de fréquence de plus en plus importantes, où le canal est alors sélectif en fréquence. Une façon d'exploiter la diversité fréquentielle dans le contexte MIMO est de recourir à l'OFDM et de le

combiner au codage espace-temps. Suivant la nature du codage, plusieurs associations sont réalisables et le lecteur pourra se référer à [18] pour une présentation assez complète des combinaisons. Notons que le MIMO-OFDM est utilisé dans la norme IEEE 802.11n [19].

Pour une meilleure compréhension du contexte de la thèse et avant d'aborder les techniques OFDM et MIMO, on a jugé utile de donner des définitions concernant les différents types de diversité ainsi que sur les erreurs de synchronisation dont souffre le système MIMO-OFDM.

1.2. LES PARAMETRES DE SYNCHRONISATION

Dans les systèmes de communication numériques la synchronisation a un impact significatif sur les performances des systèmes de communication [20-21]. La synchronisation se mesure à travers trois paramètres différents : le décalage fréquentiel $\Delta\omega$, le décalage temporel $\Delta\tau$, et le décalage de phase $\Delta\theta$. D'où la nécessité de faire l'estimation de ces paramètres pour pouvoir les compenser au niveau de la réception permettant ainsi d'améliorer les performances du système. Étant donné qu'on s'intéresse dans notre thèse aux erreurs de synchronisation dues au décalage fréquentiel, on va seulement caractériser le décalage fréquentiel

Dans la pratique, la réponse impulsionnelle du canal peut varier au cours du temps. Pour caractériser cette évolution temporelle du canal fait appel à deux notions : l'étalement Doppler B_d et le temps de cohérence T_c .

1.2.1. L'EFFET DOPPLER

L'effet Doppler est provoqué par le déplacement rapide d'un récepteur ou d'un émetteur dans le cas d'une transmission mobile. Suite à ce déplacement relatif de l'émetteur et du récepteur le signal reçu va subir des distorsions d'amplitude et de phase. Ces distorsions sont connues sous le nom de l'effet Doppler [22]. L'excursion (déviation), appelée fréquence Doppler est égale à $2f_{dmax}$ ou à $2f_{dmin}$. Elle est fonction à la fois de la vitesse du mobile en mouvement v et de la longueur d'onde émise λ . L'effet Doppler déplace la fréquence initiale d'une quantité égale à :

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} \quad (1.1)$$

L'effet Doppler se manifeste par la variation de la fréquence instantanée du signal sur chacun des trajets dans le cas d'un canal à trajet multiple. Si θ_l est l'angle d'arrivée du l -ième trajet, le décalage Doppler se calcule par la formule suivante :

$$f_d = f_{dmax} \cos \vartheta_l \quad \text{avec} \quad f_{dmax} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.2)$$

Avec f_c la fréquence porteuse, c la vitesse de la lumière (3×10^8 m/s) et ϑ_l l'angle relatif entre la direction du mouvement et l'onde incidente. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence du décalage Doppler appelée étalement Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{dmax} \quad (1.3)$$

Où f_{dmax} désigne la fréquence Doppler maximale. La fréquence Doppler peut être négative ou positive en fonction que le récepteur s'éloigne (négative) ou se rapproche (positive) de l'émetteur.

Le décalage Doppler étale la bande du signal émis. L'étalement Doppler B_m est défini comme la différence entre le plus grand et le plus petit décalage fréquentiel associés aux trajets-multiples. On définit le temps de cohérence du canal, T_c , comme le temps durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. T_c est définie comme l'inverse de l'étalement Doppler : $T_c \approx \frac{1}{B_m}$. Si on note T_s la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte $T_s \ll T_c$.

1.2.2. LE DECALAGE FREQUENTIEL

Le signal reçu en bande de base est obtenu par la multiplication du signal reçu modulé par une fréquence, de valeur égale à celle de l'émission [20]. Or la fréquence du signal reçu peut dévier de sa valeur originelle à cause de l'effet Doppler, qui introduit un déphasage en phase et en quadrature entre les symboles émis et reçu. Ceci se manifeste par une rotation dans la constellation de la modulation comme cela est représenté sur la figure 1.1 [20]. Ce décalage peut être aussi dû à l'inadéquation entre les fréquences générées par des oscillateurs à l'émission qu'à la réception.

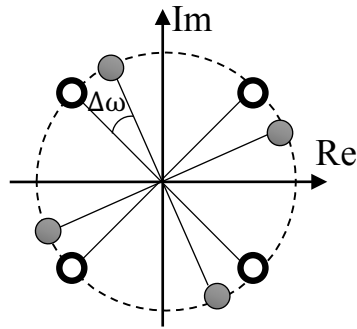


Figure 1.1 : Rotation de la constellation dû au CFO

1.3. QUELQUES TYPES DE DIVERSITES

Le signal reçu dans le cas d'une transmission sur un canal SISO, où il va subir de sévères distorsions d'amplitude et de phase dues effets néfastes de l'évanouissement.

Si on crée plusieurs copies du signal transmis suivant les dimensions temporelle (diversité temporelle : envoi du même signal en plusieurs intervalles temporelles) ou fréquentielle (diversité fréquentielle : envoi du même signal sur plusieurs fréquences différentes, cas OFDM) ou spatiale (diversité spatiale : envoi du même signal sur plusieurs antennes séparées d'au moins dix fois la longueur d'onde), la qualité du signal reçu, ainsi que les performances se trouvent très améliorées.

La combinaison de plusieurs types de diversité permet d'obtenir des ordres de diversité élevés. Elle permet de combattre plus efficacement les effets des évanouissements et d'augmenter, éventuellement, l'efficacité spectrale. L'ordre de diversité total est le produit des ordres de diversités particuliers. Dans notre thèse, nous allons exploiter les trois types de diversité : spatiale, temporelle et fréquentielle.

PARTIE 1 :

1.4. LA TRANSMISSION OFDM

1.4.1. LA TECHNIQUE OFDM

Pour la technique OFDM, la bande de fréquence disponible est divisée en plusieurs sous-bandes ou sous-porteuses orthogonale entre elles autorisant ainsi un certain chevauchement entre les sous-porteuses, permettant d'augmenter l'efficacité spectrale de cette technique. Les bandes occupées par les sous-porteuses sont très étroites, donc considérées comme quasi plats par rapport aux distorsions d'amplitude introduites par le canal, et peuvent donc être facilement égalisées [23-24].

Saltzberg et Weinstein [25-26] ont montré que l'utilisation de la transformée de Fourier discrète FFT permet de générer un symbole OFDM porté par N de sous-porteuses orthogonales. Cette orthogonalité est perdue à cause de l'apparition d'interférences entre symboles OFDM. Pour réduire ce problème, une première solution consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole OFDM T_s . La deuxième solution consiste à l'insertion d'un intervalle de garde [27] ou (CP : préfixe cyclique) d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement maximal du canal. La durée du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_q = T_s + T_g$. L'insertion de ce CP induit par contre l'ICI et réduit également le spectre du signal.

Nous résumons les différentes étapes d'une transmission OFDM par le schéma bloc de la figure 1.2, avec S-CP, et S/P et P/S dénotent la suppression du préfixe cyclique, les conversions série-parallèle et parallèle-série, respectivement.

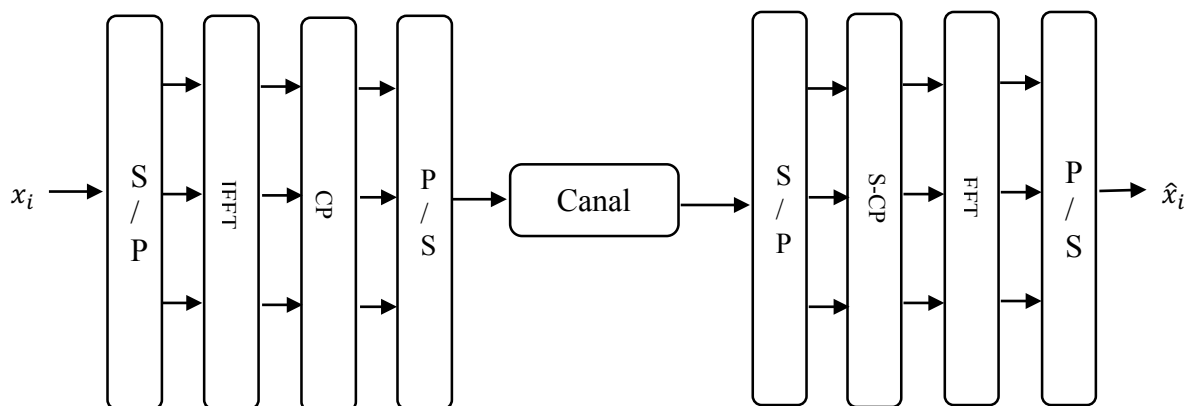


Figure 1.2 : schéma bloc présenté les différentes étapes de technique OFDM

1.4.2. CHAÎNE DE TRANSMISSION D'UN SYSTÈME OFDM

Le système OFDM se compose de l'émetteur et le récepteur assurant la modulation et la démodulation respectivement. A l'émission, les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) ou la modulation par sauts de phase (PSK : Phase-shift keying) et contrairement aux systèmes mono-porteuses qui modulent sur une porteuse unique à un débit R_s . Le principe de la modulation multi-porteuse de type OFDM consiste à moduler les données simultanément sur N sous-porteuses avec un débit de $\frac{R_s}{N}$. Donc la durée du symbole OFDM se trouve étalée d'un facteur N . Donc ces symboles $x(n)$ sont répartis sur les N sous-porteuses. Les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel sont espacées de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$.

Les opérations de modulation et de démodulation nécessitent plusieurs bancs d'oscillateurs pour générer les fréquences nécessaires à la transmission sur des sous-porteuses. Grâce aux travaux Weinstein, Ebert et d'autre [28-29], les bancs d'oscillateurs à l'émission et à la réception sont remplacés par IFFT et FFT. La FFT d'un signal $x(n)$ est définie comme suit :

$$X(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (1.4)$$

Alors que l'IFFT est définie par :

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1.5)$$

Où N représente la taille de la FFT/IFFT. La matrice de l'IFFT est composée d'exponentielles complexes. Elle est définie comme suit :

$$\mathbf{F}^{\mathcal{H}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & w^{nk} & \dots & w^{(N-1)k} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & w^{n(N-1)} & \dots & w^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad w = e^{j2\pi/N} \quad (1.6)$$

En général, toutes les N sous-porteuses sont modulées en utilisant les symboles de données, mais dans certaines situations (système non chargé) quelques sous-porteuses parmi les N sont affectées aux pilotes non-nuls ou simplement ne sont pas utilisées (VSCs, virtual subcarriers). Les symboles pilotes sont connus au niveau de l'émetteur et du récepteur et sont utilisés pour l'estimation du canal alors que les sous-porteuses virtuelles servent à l'estimation du CFO. Le nombre de pilotes multiplexé entre les données dépend du canal et de la précision requise pour l'estimation de canal. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Après la modulation par IFFT, le CP de longueur T_g est inséré pour réduire l'interférence entre symboles et permet donc de préserver l'orthogonalité entre les sous-porteuses. La taille du CP doit être plus grande que le délai maximum (τ_{max}) du canal à trajets multiples soit $T_g \geq \tau_{max}$ (voir figure 1.3). Le symbole OFDM de durée $T_q = T_s + T_g$ est alors transmis à l'étage radiofréquence comportant la conversion numérique-analogique et la translation sous fréquence porteuse [30].

Au niveau du récepteur, la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses sera restaurée suite à la suppression du CP, et le symbole OFDM restitué est remis au bloc FFT pour être démodulé comme illustré par la figure 1.4.

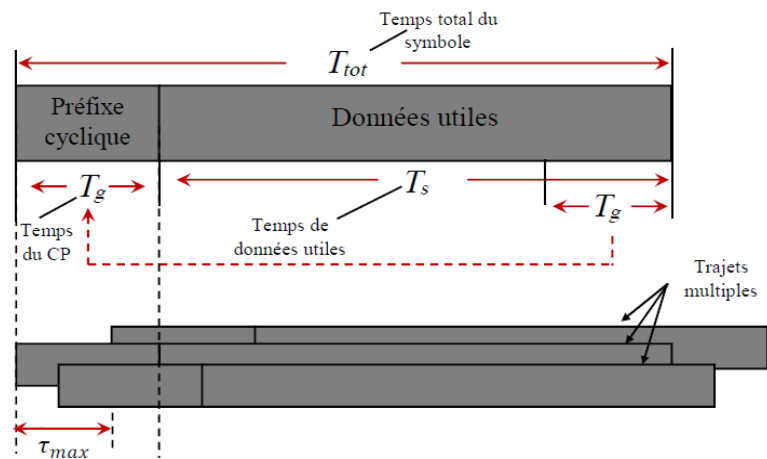


Figure 1.3 : Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP [30].

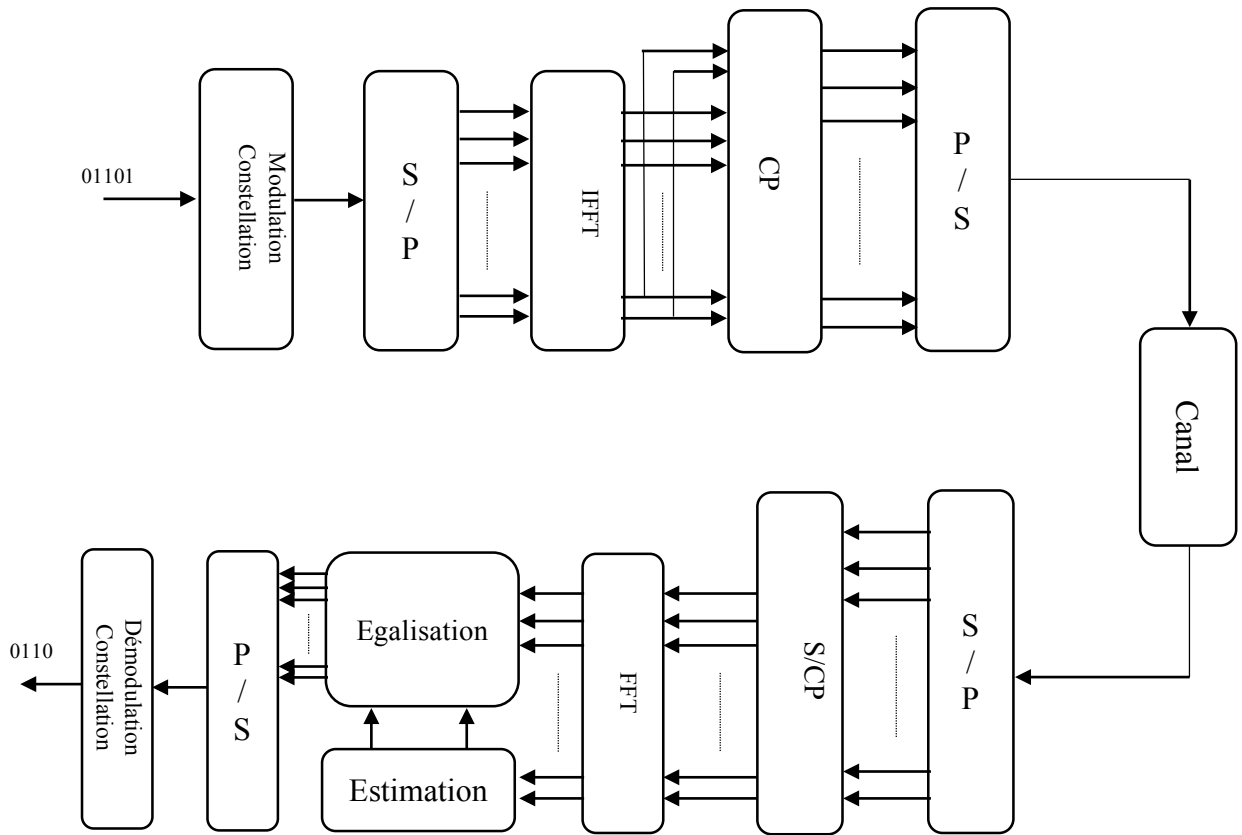


Figure 1.4 : schéma bloc d'un système de transmission OFDM en bande de base

1.4.3. GENERATION DU SIGNAL OFDM

Soient $x(n)$ les symboles de données à valeurs complexes appartenant à un alphabet fini selon la constellation de la modulation choisie. Ces symboles sont répartis sur les N sous-porteuses de fréquences $f_n = f_0 + n\Delta f$, $n \in \{0, N - 1\}$ avec f_0 la plus petite sous-porteuse. L'espacement entre les sous-porteuses de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ est choisi pour assurer l'orthogonalité dans un système OFDM. T_s représente la durée d'un symbole OFDM. Les symboles d'entrée $x(n)$ sont organisés en blocs de taille $(N \times 1)$. Le i -ième bloc de données est :

$$\mathbf{x}_i = [x_i(0), \dots, x_i(n), \dots, x_i(N - 1)]^T \quad (1.7)$$

Le i – ième bloc OFDM peut s'exprimer dans le domaine temporel après application de l'IFFT au bloc de symboles \mathbf{x}_i comme suit [10] :

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{F}^H \mathbf{x}_i = [\tilde{\mathbf{x}}_i(0), \dots, \tilde{\mathbf{x}}_i(k), \dots, \tilde{\mathbf{x}}_i(N-1)]^T \quad (1.8)$$

Où la matrice de taille $(N \times N)$ \mathbf{F}^H désigne IFFT défini par l'équation (1.6).

Avant l'émission de chaque bloc OFDM, on ajout une extension cyclique (CP). Ceci est obtenu en multipliant le vecteur $\tilde{\mathbf{x}}_i$ de taille $(N \times 1)$ par la matrice \mathbf{T}_{cp} , on obtient un nouveau vecteur $\tilde{\mathbf{x}}_i$ de taille $(N_q \times 1)$, tels que :

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{T}_{cp} \mathbf{F}^H \mathbf{x}_i = [\tilde{\mathbf{x}}_i(N - N_g) \dots, \tilde{\mathbf{x}}_i(N - 1), \tilde{\mathbf{x}}_i(0), \dots, \tilde{\mathbf{x}}_i(k) \dots, \tilde{\mathbf{x}}_i(N - 1)]^T \quad (1.9)$$

Où $\mathbf{T}_{cp} = \left[\left(\mathbf{I}_{N_g \times N} \right)^T \quad \mathbf{I}_N^T \right]^T$ est la matrice d'insertion de préfixe cyclique. N_g est la longueur du préfixe cyclique et $N_q = N + N_g$.

A la réception, et après la conversion série parallèle, le signal reçu est alors exprimé par [31] :

$$\underline{\mathbf{y}}_i = \underline{\mathbf{H}}^{(0)} \tilde{\mathbf{x}}_i + \underline{\mathbf{H}}^{(1)} \tilde{\mathbf{x}}_{i-1} + \underline{\boldsymbol{\eta}}_i \quad (1.10)$$

Où $\underline{\mathbf{H}}^{(0)}$ et $\underline{\mathbf{H}}^{(1)}$ sont des matrices Toeplitz de taille $(N_q \times N_q)$, représentant l'effet du canal, dont la réponse impulsionnelle est $\mathbf{h} = [h(0), \dots, h(L-1)]^T$. Elles sont définies par [31] :

$$\underline{\mathbf{H}}^{(0)} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & h(0) & \ddots & \ddots & 0 \\ h(L-1) & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h(L-1) & \dots & h(0) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\underline{\mathbf{H}}^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & h(L-1) & \dots & h(1) \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & h(L-1) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$\underline{\boldsymbol{\eta}}_i$ étant le vecteur de bruit AWGN. L'élimination du préfixe cyclique se fait mathématiquement par multiplication du signal reçu par la matrice $\mathbf{R}_{cp} = \left[\mathbf{0}_{N \times N_g} \quad \mathbf{I}_N \right]$:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_i &= \mathbf{R}_{cp} \mathbf{y}_i \\
 \mathbf{y}_i &= \mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(0)} \tilde{\mathbf{x}}_i + \mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(1)} \tilde{\mathbf{x}}_{i-1} + \mathbf{R}_{cp} \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i \\
 \mathbf{y}_i &= \mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{T}_{cp} \tilde{\mathbf{x}}_i + \mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(1)} \mathbf{T}_{cp} \tilde{\mathbf{x}}_{i-1} + \mathbf{R}_{cp} \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i
 \end{aligned} \tag{1.13}$$

Après simplification de \mathbf{y}_i , l'équation précédente devient :

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}}_i + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i \tag{1.14}$$

Où $\mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{T}_{cp} = \mathbf{H}$, $\mathbf{R}_{cp} \underline{\mathbf{H}}^{(1)} \mathbf{T}_{cp} = \mathbf{0}_{N \times N}$ et $\mathbf{R}_{cp} \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i = \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & h(0) & \ddots & \ddots & 0 \\ h(L-1) & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h(L-1) & \dots & h(0) \end{bmatrix} \tag{1.15}$$

Après démodulation du signal reçu (après application de la FFT), on obtient :

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{F} \mathbf{y}_i \tag{1.16}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{z}_i &= \mathbf{F} \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}}_i + \mathbf{F} \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i \\
 \mathbf{z}_i &= \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{x}_i + \mathbf{F} \tilde{\boldsymbol{\eta}}_i \\
 \mathbf{z}_i &= \mathbf{D}(\tilde{h}) \mathbf{x}_i + \boldsymbol{\eta}_i
 \end{aligned} \tag{1.17}$$

Où $\mathbf{D}(\tilde{h})$ est une matrice diagonale contenant les échantillons $\tilde{h}(n)$ de la réponse fréquentielle du canal dans sa diagonale comme suit :

$$\mathbf{D}(\tilde{h}) = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \tilde{h}(1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{h}(N-1) \end{bmatrix} \tag{1.18}$$

Et les échantillons $\tilde{h}(n)$ s'expriment par :

$$\tilde{h}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)e^{-j2\pi nl} \quad (1.19)$$

L'écriture scalaire de l'équation (1.17) est définie par :

$$z_i(n) = \tilde{h}(n)x_i(n) + \eta_i(n) \quad (1.20)$$

Cette équation montre que l'on peut égaliser facilement le signal reçu en multipliant chaque sortie de la FFT par un égaliseur $g(n)$.

Malgré les avantages, l'OFDM présente deux faiblesses qu'il faut prendre en compte à savoir :

- L'OFDM est sensible au CFO en raison de la destruction de l'orthogonalité. Pollct et al. [32] ont démontré que les systèmes multi-porteuses sont beaucoup plus sensibles aux décalages fréquentiels que les systèmes mono-porteuses. Ils ont donné une relation qui détermine la dégradation en termes de SNR [33] :

$$D_{dB} = 10 \log \frac{SNR_{nonCFO}}{SNR_{CFO}} \quad (1.21)$$

- L'OFDM est sensible aux non linéarités des amplificateurs. Le signal peut présenter un (PAPR : Peak to Average Power Ratio) très élevé, engendrant la saturation des blocs analogiques [34].

PARTIE 2 :

1.5. PRESENTATION DES SYSTEMES MULTI-ANTENNAIRES

1.5.1. INTRODUCTION AUX SYSTEMES MIMO

Les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour pallier ces deux inconvénients, une solution a été adoptée, il s'agit d'une architecture de transmission, dite MIMO, développée par les laboratoires de Bell en 1997 [1]. Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal.

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend plusieurs antennes à l'émission et une seule antenne à la réception, il est nommé (MISO : Multiple Input Single Output). De même, lorsqu'il comprend seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé (SIMO : Single Input Multiple Output). Si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (voir figure 1.5). Le système MIMO exploite mieux la diversité et est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de transmission d'une part. D'autre part, l'efficacité spectrale d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes utilisées.

L'apparition des systèmes MIMO a été motivée par le besoin sans cesse d'un débit élevé exigé par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à Internet et la transmission d'images via les systèmes de communications sans fil, et aussi à cause de la saturation des ressources en canaux de transmission, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile. Les systèmes MIMO ont été proposés dans plusieurs normes de communication sans fil modernes telles que IEEE 802.11n (Wi-Fi), la 4G, le (LTE : Long Term Evolution), la (3GPP : 3rd Generation Partnership Project), (WiMax : Worldwide Interoperability for Microwave Access) et (HSPA+ : evolved High-Speed Packet Access). En bénéficiant des traitements spatio-temporels associés, les systèmes MIMO ont montré une augmentation considérable de l'efficacité spectrale [35-36]. Partant du point de vue de la théorie de

l'information, deux chercheurs des laboratoires Bell, Foschini [37] et Teletar [38] ont indépendamment montré que la capacité du canal MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes. Le résultat de ces découvertes est les systèmes MIMO qui visent essentiellement à résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

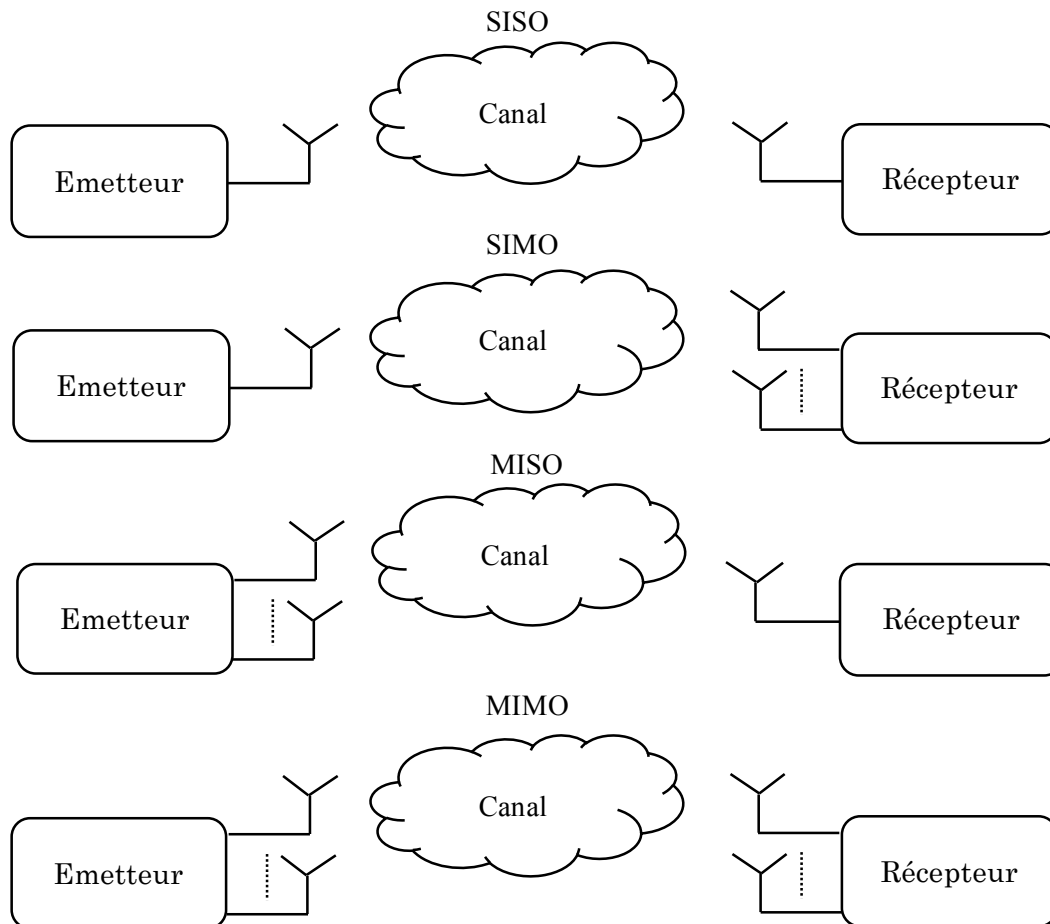


Figure 1.5 : Les systèmes SISO, SIMO, MISO, MIMO

1.5.2. PRINCIPE DU SYSTEME MIMO

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono-antenne, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

- **La diversité spatiale du MIMO** [39-40] : La diversité spatiale consiste à envoyer le même flux de données simultanément sur les différentes antennes à l'émission. A la réception, plusieurs répliques du signal sont reçues sur chacune des antennes et sont combinées de façon cohérente. Cette combinaison permet de réduire l'atténuation du signal et de compenser les évanouissements introduits par le canal de transmission. Cette diversité nécessite l'usage de codes espace-temps tels que les codes d'Alamouti [41] dont le rendement est de 1. La diversité spatiale présente une bonne efficacité spectrale quand les sous-canaux MIMO sont décorrélés les uns des autres. De plus, quand le nombre d'antennes à l'émission augmente, la puissance du signal reçu à un instant donné augmente, améliorant ainsi la détection du signal.
- **Le multiplexage spatial** [39-40]: Le multiplexage spatial consiste à séparer les données en plusieurs voies parallèles, qui sont alors émises simultanément sur les différentes antennes. La capacité du système s'en trouve améliorée sans augmenter la puissance à l'émission.

1.5.3. MODELE DE CANAL MIMO A EVANOUISSEMENTS

Les antennes de réception reçoivent les différentes répliques du signal émis. Si les antennes d'émission et de réception sont alignées et uniformément espacées d'une distance de $\Delta = \frac{1}{2} \lambda$, où λ est la longueur d'onde, alors les signaux reçus sont suffisamment non-corrélés. Il existe donc un canal entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception.

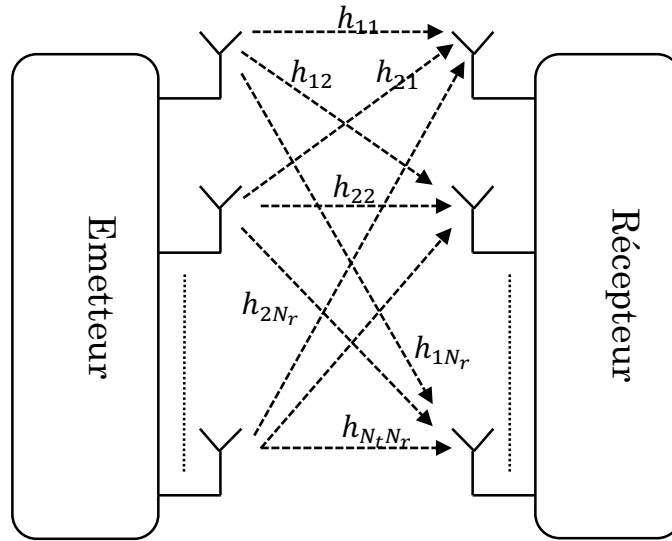


Figure 1.6 : Canal MIMO

Considérons un système MIMO composé de N_t antennes à l'émission et de N_r antennes à la réception. L'information est émise par les N_t antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun des antennes d'émission à chacun des antennes de réception. Donc, le signal reçu sur l'antenne v est la somme des contributions des N_t symboles émis multipliées par les gains complexes des canaux $h_{m,v}$ des liaisons correspondantes.

A la réception, on détecte un signal y_v qui s'écrit :

$$y_v = \sum_{m=0}^{N_t-1} h_{m,v} x_m + \eta_v \quad (1.22)$$

Où x_m représente le symbole émis par la $m - ième$ antenne, y_r représente le symbole reçu par la $v - ième$ antenne et η_v est le bruit AWGN au niveau de la $r - ième$ antenne.

Pour modéliser le système MIMO (N_t, N_r) , l'équation (1.22) devient :

$$\mathbf{y}_v = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}_v \quad (1.23)$$

Où \mathbf{H} est la matrice caractérisant le canal de transmission de dimension $(N_t \times N_r)$ donnée comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{N_t 1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1 N_r} & \dots & h_{N_t N_r} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$\mathbf{x} = [x_0 \dots \dots x_{N_t-1}]^T$ est un vecteur ($N_t \times 1$) représentant le signal émis.

Le canal entre chaque émetteur/récepteur est un canal à trajets multiples, le nombre de ces trajets multiples est supposé être le même pour tous les canaux MIMO disponibles. L'expression analytique de la réponse impulsionnelle du canal $h_{m,v}$ à trajets multiples est donnée par [40] :

$$h_{m,v} = \sum_{l^{m,v}=1}^L \alpha_{l^{m,v}} e^{-2\pi f_c \tau(t)} \quad (1.25)$$

Avec L est le nombre total de trajets multiples entre N_t et N_r , $l^{m,v}$ est le trajet (lien) entre la m - ième antenne de transmission et la v - ième antenne de réception, $\alpha_{l^{m,v}}$ est le gain du trajet $l^{m,v}$, $\tau(t)$ est le retard du trajet.

Le récepteur doit pouvoir égaliser l'effet du canal sur chaque antenne et compenser le décalage fréquentiel pour pouvoir restituer le signal transmis.

1.5.4. CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS (STBC : SPACE TIME BLOCK CODE)

Ces codes sont définis sous forme matricielle, et les symboles à transmettre sont codés par des opérations matricielles. En 1998 [41], S. Alamouti propose un schéma de codage temps-espace orthogonal qui atteint la diversité maximale pour deux antennes d'émission et une antenne de réception avec un rendement égal à 1 (équivalent au rendement d'un système SISO). En 1999 [42-43], V. Tarokh et al. ont généralisé le schéma d'Alamouti à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception et formalisent par la même occasion le concept de codage espace-temps en bloc (STBC). Le code espace-temps en bloc (STBC) [35-41] est une stratégie de transmission d'un flux de données dans un système MIMO en exploitant la diversité spatiale. Les signaux qui sont codés avec STBC sont orthogonaux les uns aux autres. Cette orthogonalité réduit dès lors l'interférence entre les différents signaux transmis et améliore la performance du récepteur qui distingue les différents signaux reçus.

1.6. MODELE DU SYSTEME DE TRANSMISSION MIMO AVEC UN CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOCS

Dans notre thèse, nous avons utilisé un codage STBC de type Alamouti pour le système MIMO. Ce code proposé par Alamouti [41] a été destiné en premier lieu pour un système MIMO (2×2). Ce codage permet d'obtenir un gain de diversité sans réduction dans le débit numérique. Les opérations de codage et du décodage d'Alamouti pour un système MIMO (2×2) est expliqué dans les deux étapes suivantes :

- **Etape de codage**

Les bits d'information sont modulés en phase à quatre états (4-PSK). Le flux des symboles obtenus est structuré en une série de paquets de deux symboles chacun. Pour chaque paquet $[x_0, x_1]$, un deuxième paquet $[-x_1^*, x_0^*]$ est générer pour former une matrice de quatre symboles \mathcal{X} . Les deux symboles du premier paquet sont envoyés simultanément sur deux antennes à l'instant t_0 (premier intervalle de temps, time slot). Le deuxième paquet étant envoyé à l'instant $t_1 = (t_0 + T_{slot})$ (deuxième time slot) sur les mêmes deux antennes comme illustré par le schéma suivant :

	Antenne 1	Antenne 2
Time t_0	x_0	x_1
Time t_1	$-x_1^*$	x_0^*

Tableau 1.1 Schéma du codage STBC d'Alamouti

Le codage STBC d'Alamouti pour un système MIMO (2×2) est représenté par une matrice génératrice \mathcal{X} qui s'écrit :

$$\mathcal{X} = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 \\ -x_1^* & x_0^* \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Les paramètres des canaux supposés invariants dans le temps durant les intervalles d'émission t_0 et t_1 , sont exprimés par :

$$h_0(t_0) = h_0(t_1) = h_0 ; \quad h_1(t_0) = h_1(t_1) = h_1 \quad (1.27)$$

Les signaux reçus, au niveau des deux antennes de réception, ne sont qu'une combinaison linéaire des signaux émis pendant les intervalles de temps t_0 et t_1 affectés par les gains des deux canaux, et sont respectivement donnés par r_0 et r_1 :

$$r_0 = r(t_0) = h_0 x_0 + h_1 x_1 + \eta_0 \quad (1.28)$$

$$r_1 = r(t_1) = -h_0 x_1^* + h_1 x_0^* + \eta_1$$

Où η_0 et η_1 représentent les bruits complexes blancs additifs Gaussiens (AWGN) à la réception.

L'écriture vectorielle du signal reçu est donnée par :

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}\mathbf{X}^T + \boldsymbol{\eta} \quad (1.29)$$

où $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1]$, $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1]$ et $\boldsymbol{\eta} = [\eta_0 \ \eta_1]$.

- **Etape de décodage :**

Le vecteur du signal reçu, \mathbf{r} , est modifié par le processus de décodage en un vecteur $\hat{\mathbf{r}} = [r_0 \ -r_1^*]^T$ menant à l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{h}}\mathbf{x} + \hat{\boldsymbol{\eta}} \quad (1.30)$$

Avec

$$\mathbf{x} = [x_0 \ x_1]^T \text{ et } \hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix}$$

Pour une bonne détection de données, une étape d'égalisation est ajoutée. En effet, le signal décodé est multiplié par une matrice d'égalisation \mathbf{g} comme suit :

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{g}\hat{\mathbf{h}}\mathbf{x} + \mathbf{g}\hat{\boldsymbol{\eta}} \quad (1.31)$$

où $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_0 \ \hat{x}_1]^T$ et l'égalisation est du type MRC (Maximal-Ratio Combining) [44] qui se traduit par $\mathbf{g} = \hat{\mathbf{h}}^H$ tels que :

$$\mathbf{g}\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0^* & -h_1 \\ h_1^* & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} = \lambda \mathbf{I}_2 \quad (1.32)$$

Où $\lambda = |h_0|^2 + |h_1|^2$ et \mathbf{I}_2 est la matrice identité (2×2). Cette matrice diagonale montre que l'orthogonalité entre les symboles est restituée grâce à l'égalisation.

Les matrices d'égalisation selon les critères ZF et MMSE sont données respectivement par :

$$\mathbf{g} = (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H \quad (1.33)$$

$$\mathbf{g} = \left(\mathbf{h}^H \mathbf{h} + \frac{1}{\gamma} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}^H \quad (1.34)$$

Où γ est le rapport signal à bruit reçu au niveau de chaque antenne de réception. Dans le cas de N_r antennes de réception, les matrices d'égalisation \mathbf{g}_i $i \in [0 \dots N_r - 1]$ selon les critères ZF et MMSE sont égales à :

$$\mathbf{g}_i = \begin{cases} (\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i)^{-1} \mathbf{h}_i^H & \text{ZF} \\ \left(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i + \frac{1}{\gamma_i} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i^H & \text{MMSE} \end{cases} \quad (1.35)$$

Le vecteur de symboles détectés $\hat{\mathbf{x}}$ après décodage et égalisation est donné par :

$$\hat{\mathbf{x}} = \sum_{i=0}^{N_r-1} (\mathbf{g}_i \mathbf{h}_i \mathbf{x} + \mathbf{g}_i \mathbf{\eta}_i) \quad (1.36)$$

Ensuite, il suffit de décoder les bits les plus vraisemblablement transmis en s'appuyant sur le critère de la distance Euclidienne pour une constellation de modulation employée. Les mêmes étapes de réception sont réitérées pour chaque antenne réceptrice du système MIMO.

La figure 1.7 donne les courbes du BER pour la modulation BPSK avec un codage STBC de type Alamouti.

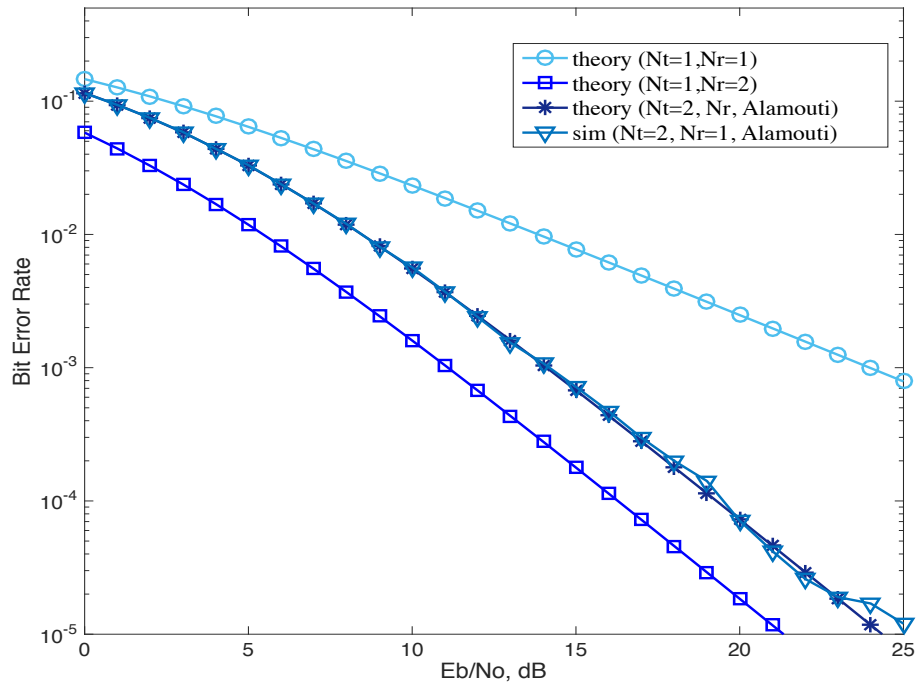


Figure 1.7: BERs en fonction du SNR pour un codage STBC de type Alamouti [45].

La figure 1.7 compare les BERs obtenues en considérant un codage en bloc STBC d'Alamouti sans et avec l'égalisation MRC. On observe que l'utilisation du codage STBC d'Alamouti réduit considérablement les erreurs sur les bits transmis. Grâce à l'égalisation MRC utilisée par le système MISO (2×1), les puissances des signaux reçus se combinent pour donner de meilleures performances que celle obtenues par le SISO et celle obtenue en considérant le codage d'Alamouti pour MISO (2×1).

1.7. LES SYSTEMES MIMO A PORTEUSES MULTIPLES

La généralisation aux canaux sélectifs en fréquence des techniques MIMO développées initialement pour les canaux à évanouissements plats n'est pas triviale et peut s'avérer même délicate dès lors que nous considérons des schémas de transmission par bloc. Une technique efficace pour s'affranchir de l'ISI est la modulation OFDM introduite précédemment. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux techniques : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage [46]. Cette combinaison est efficace puisqu'elle permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en

fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage STBC. A titre d'exemple, la technique MIMO-OFDM est utilisée dans la norme IEEE 802.11n [47] de communication sans fil pour augmenter la capacité du canal ainsi que dans la technique LTE [34] et WiMax [48].

1.7.1. LE PRINCIPE D'ASSOCIATION MIMO AVEC OFDM

Le principe du MIMO-OFDM repose sur l'application d'une modulation (IFFT) et d'une démodulation (FFT) OFDM à chaque antenne d'émission Tx et à chaque antenne de réception Rx, respectivement. La figure 1.8 présenté le schéma globale d'un système MIMO-OFDM.

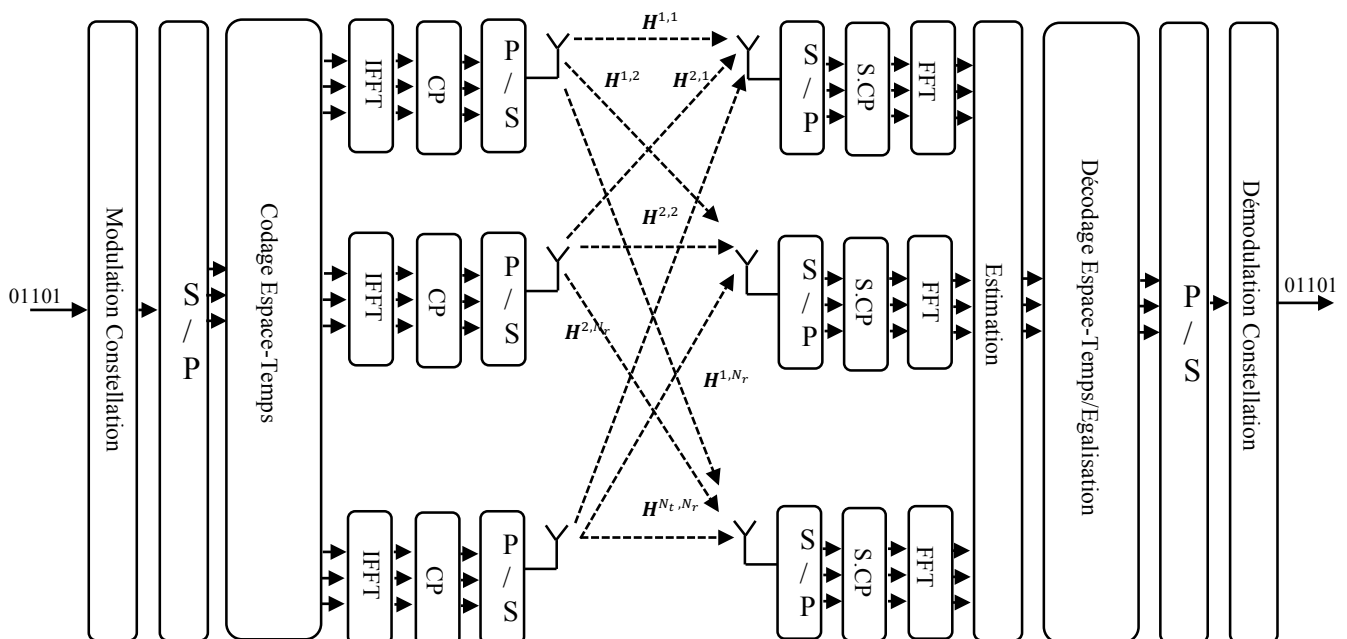


Figure 1.8 : structure d'un système MIMO-OFDM [46]

Considérons un canal de transmission MIMO composé de $(N_t \times N_r)$ sous-canaux SISO élémentaires dé-corrélés sélectifs en temps et en fréquence. Nous supposons ici que les longueurs des sous-canaux SISO sont inférieures ou égales à L et sont constantes sur la durée d'un bloc OFDM. Si $x_{i,m}$ représente le i -ième bloc de données transmis par la m -ième antenne d'émission, et $r_{i,v}$ est le i -ième bloc de données reçues à la v -ième antenne de réception. L'expression du signal reçu sur l'antenne de réception v dans le domaine temporel après avoir supprimé le CP est donnée par:

$$\mathbf{r}_{i,v} = \sum_{m=0}^{N_t-1} \mathbf{H}^{m,v} \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \mathbf{x}_{i,m} + \boldsymbol{\eta}_{i,v} \quad (1.37)$$

Où \mathbf{F} est la matrice FFT et $\boldsymbol{\eta}_{i,v}$ est le i – ième vecteur de bruit AWGN complexe au niveau de l'antenne de réception v .

Pour les N_r antennes de réception, l'expression du signal reçu est donnée par:

$$\mathcal{R}_i = \mathcal{H} \mathcal{F}^{\mathcal{H}} \mathcal{X}_i + \mathcal{N}_i \quad (1.38)$$

Où :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_i &= [\mathbf{r}_{i,0}^T, \dots, \mathbf{r}_{i,v}^T, \dots, \mathbf{r}_{i,N_r-1}^T]^T \\ \mathcal{X}_i &= [\mathbf{x}_{i,0}^T, \dots, \mathbf{x}_{i,m}^T, \dots, \mathbf{x}_{i,N_t-1}^T]^T \\ \mathcal{N}_i &= [\boldsymbol{\eta}_{i,0}^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_{i,v}^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_{i,N_r-1}^T]^T \end{aligned}$$

$$\mathcal{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix}$$

Le signal à la sortie du démodulateur FFT est donné par :

$$\mathbf{z}_{i,v} = \sum_{m=0}^{N_t-1} \mathbf{D}(\tilde{h}^{m,v}) \mathbf{x}_{i,m} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_{i,v} \quad (1.39)$$

Où $\mathbf{z}_{i,v}$ est le i – ième bloc de données reçues par la v – ième antenne de réception à la sortie de la FFT. $\mathbf{D}(\tilde{h}^{m,v})$ est une matrice diagonale contenant les échantillons $\tilde{h}_n^{m,v}$ de la réponse fréquentielle du canal reliant la m – ième antenne d'émission à la v – ième antenne de réception, donnée par :

$$\mathbf{D}(\tilde{h}^{m,v}) = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{m,r}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \tilde{h}_{m,r}(1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{h}_{m,r}(N-1) \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

Où les échantillons $\tilde{h}_{m,r}(n)$ sont définis par :

$$\tilde{h}_{m,r}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,r}(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (1.41)$$

Pour améliorer la détection une égalisation fréquentielle est appliquée au signal démodulé donné par l'équation (1.39).

1.8. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre nous nous sommes intéressés à la technique multi-porteuse du type OFDM. En utilisant cette technique, la bande totale de transmission est partagée en plusieurs sous-bandes orthogonales. L'utilisation du préfixe cyclique réduit les interférences entre symboles dues aux trajets multiples, au détriment d'une perte dans le débit utile. L'application de la IFFT au niveau de l'émetteur et de la FFT au niveau du récepteur permet de transformer la transmission dans un canal sélectif en fréquence en une transmission sur plusieurs sous-canaux plats non sélectifs en fréquence. Donc une simple égalisation fréquentielle (FEQ) appliquée au signal démodulé permet d'améliorer considérablement la détection et donne une bonne estimation des symboles émis.

Dans la partie 2 de ce chapitre, nous avons étudié les systèmes MIMO pour démontrer leurs utilités comme techniques capables de répondre aux besoins accrus de débits de transmission exigés par les nouvelles technologies. Le codage en bloc spatio-temporel (STBC) de type Alamouti a ajouté de la diversité temporelle à la diversité spatiale caractérisant les systèmes MIMO, permettant ainsi augmenter la robustesse quant aux interférences. Cependant, le codage STBC pour les systèmes MIMO montre ces incapacités dans un canal sélectif en fréquence. Pour contourner ce problème l'OFDM à été combiné au système MIMO, donnant naissance au système MIMO-OFDM. C'est pourquoi le système MIMO-OFDM a été utilisé dans la norme IEEE 802.11n [47] de communication sans fil pour augmenter la capacité du canal ainsi que dans la technique LTE [34] et WiMax [48].

Ceci nous a poussés à consacrer le chapitre 3 à l'étude de la problématique de l'estimation conjointe du décalage fréquentiel CFO et des canaux pour les systèmes MIMO-OFDM. Alors que le chapitre 2 est dédié à l'étude de l'estimation conjointe du décalage fréquentiel CFO et du canal pour les systèmes SISO-OFDM.

Chapitre 2 : Estimation conjointe du CFO et du canal dans un système SISO-OFDM

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 2 : ESTIMATION CONJOINTE DU CFO ET DU CANAL DANS UN SYSTEME SISO-OFDM.....	29
2.1. INTRODUCTION	30
2.2. ESTIMATION DE CANAL	30
2.3. LES SOURCES D'ERREURS DE SYNCHRONISATION.....	31
2.4. EFFETS DU DECALAGE EN FREQUENCE	33
2.5. LES TECHNIQUES D'ESTIMATION CONJOINT DU CFO ET DE CANAL	35
2.5.1. LES TECHNIQUES AVEUGLES	36
2.5.2. LES TECHNIQUES NON-AVEUGLE (TRAINING)	37
2.5.3. LES TECHNIQUES SEMI-AVEUGLE	37
2.5.4. L'INSERTION DES SYMBOLES PILOTES	37
2.6. SYSTEME OFDM EN PRESENCE DE DECALAGE FREQUENTIEL.....	39
2.7. ESTIMATION CONJOINTE DU CFO ET DE CANAL POUR L'OFDM	40
2.7.1. MODELE DU SYSTEME	40
2.7.2. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR ML	43
2.7.3. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR MUSIC.....	45
2.7.4. ESTIMATEUR SEMI-AVEUGLE DU CFO A FAIBLE COMPLEXITE.....	48
2.7.5. LA BORNE DE CRAMER-RAO.....	49
2.7.6. LES RESULTATS DE SIMULATIONS.....	50
2.8. CONCLUSION	56

2.1. INTRODUCTION

La réception pour les systèmes OFDM peut être décomposée en trois phases : l'estimation du canal multi-trajets, la synchronisation fréquentielle et la synchronisation temporelle. L'objectif de ce chapitre porte principalement sur l'estimation du CFO conjointement avec l'estimation du canal multi-trajets.

Les modulations à porteuses multiples de type OFDM sont très sensibles au CFO produisant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses entraînant à son tour l'apparition des interférences entre porteuses (ICI), la diminution de la puissance du signal utile, et par conséquent la dégradation des performances.

L'estimation fine du CFO est donc essentielle pour envisager des applications pratiques à base de modulation OFDM. Le CFO est causé par deux phénomènes physiques différents : l'effet Doppler dû au déplacement du mobile et l'inadéquation entre les fréquences des oscillateurs du modulateur et du démodulateur à l'émission et à la réception. En général, ces deux quantités sont regroupées en un seul terme et donc modélisées par un seul décalage de fréquence [11-12]. Pour pouvoir estimer correctement le CFO l'estimation du canal s'avère nécessaire. Donc, une bonne estimation du canal conduit à une bonne estimation du CFO, ce qui permet de compenser le CFO avant la démodulation (FFT). Pour cela, nous allons commencer par rappeler l'estimation du canal pour un système OFDM. En effet, il existe trois grandes catégories dans la théorie d'estimation : **a)** l'estimation aveugle dont le traitement se base sur les statistiques des signaux émis, **b)** l'estimation basée sur l'exploit des symboles pilotes insérés, et **c)** l'estimation semi-aveugle basée sur la combinaison des symboles pilotes avec le signal reçu observé. Dans ce chapitre, nous allons proposer plusieurs algorithmes d'estimation conjointe du CFO et du canal basée sur l'algorithme du maximum de vraisemblance (ML) et sur l'algorithme MUSIC, et ceci pour une liaison descendante d'un système OFDM.

2.2. ESTIMATION DE CANAL

Le signal au niveau de la réception est déformé habituellement par les caractéristiques du canal. Pour retrouver les symboles transmis, le canal doit être estimé et compensé au niveau du récepteur [49-54]. Chaque sous-porteuse du système OFDM peut être considérée comme un canal indépendant, aussi long qu'aucun ICI ne se produit, permettant donc de conserver l'orthogonalité entre les sous-porteuses. L'orthogonalité permet à chaque composante sur chaque sous-porteuse du signal reçu

d'être exprimé comme le produit du signal transmis avec la réponse en fréquence du canal. Donc, le signal transmis peut être détecté après égalisation fréquentielle du signal reçu. Les coefficients de l'égaliseur se déduits à partir des coefficients de la réponse impulsionnelle du canal estimée sur chaque sous-porteuses. Habituellement, le canal peut être estimé en utilisant des symboles pilotes (préambule).

La figure suivante montre la procédure d'estimation de canal.

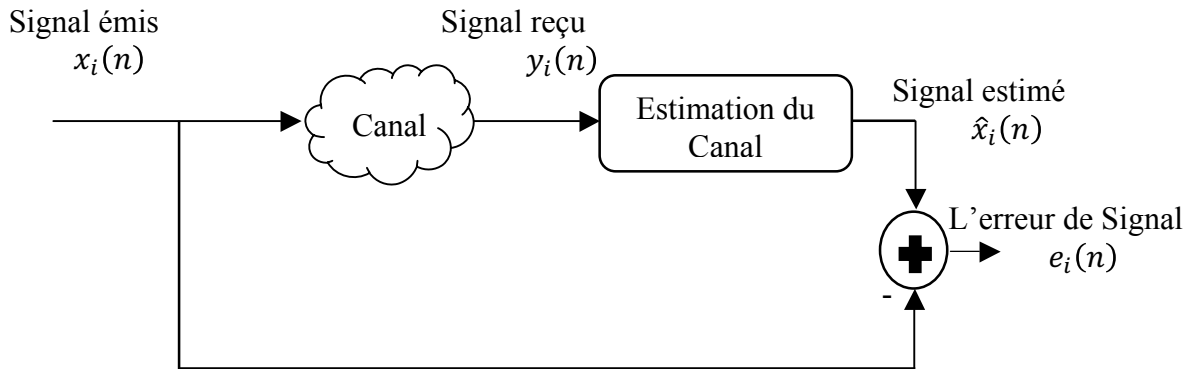


Figure 2.1 : Procédure d'estimation de canal.

Dans un récepteur OFDM, l'estimation de canal est effectuée dans le domaine fréquentiel c-à-d à la sortie du bloc FFT. Le signal reçu à la sortie du bloc FFT s'écrit comme :

$$y_i(n) = \tilde{h}_n x_i(n) + \eta_i(n) \quad (2.1)$$

Où n est l'indice du sous-canal (ou sous-porteuse), \tilde{h}_n est la réponse en fréquence du sous-canal n , et $\eta_i(n)$ est le bruit AWGN.

2.3. LES SOURCES D'ERREURS DE SYNCHRONISATION

Les systèmes OFDM sont très sensibles aux erreurs de synchronisation à savoir : les erreurs de synchronisation de l'horloge et les erreurs de synchronisation de la porteuse (voir la figure 2.2). Les sources de ces erreurs sont les décalages en temps et en fréquence entre le signal reçu et le signal généré localement par l'oscillateur, et l'horloge au niveau du récepteur. Ces erreurs dégradent considérablement les performances. D'où la nécessité de l'estimation et de la compensation de ces erreurs avant de faire la démodulation OFDM.

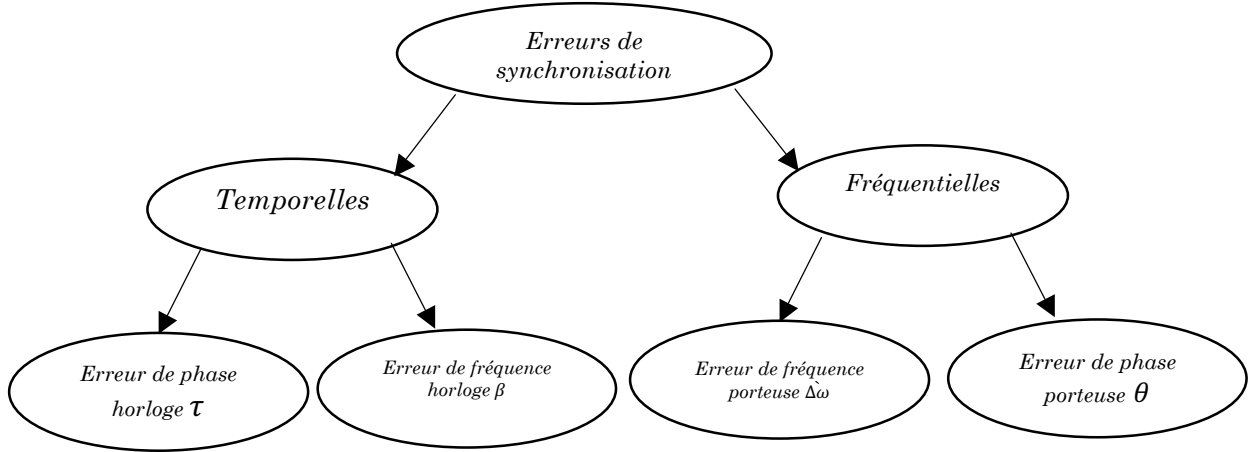


Figure 2.2 : Sources d'erreurs de synchronisation.

Dans la suite on donne des définitions des différentes erreurs de synchronisation :

- **Erreur dans la phase horloge** est le décalage entre l'instant d'échantillonnage du début des symboles OFDM, après suppression de l'intervalle de garde (CP) du signal reçu (T_0), et celui considéré par l'horloge d'échantillonnage générée localement par le récepteur T_{ohl} . Elle est définie par [55] :

$$\varepsilon = T_{ohl} - T_0 \quad (2.2)$$

- **Erreur dans la fréquence d'horloge** est dû à la différence entre les fréquences d'échantillonnage du signal OFDM reçu celle utilisée au niveau du récepteur. Elle est définie de manière normalisée par [55] :

$$\beta = \frac{T'_{ech} - T_{ech}}{T_{ech}} \quad (2.3)$$

- **Erreur dans la fréquence porteuse** est produite par la différence entre la fréquence porteuse contenue dans le signal reçu et celle générée par l'oscillateur local au niveau de la réception, ce qui détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses d'un système OFDM. Elle est donnée par [55]:

$$\Delta\omega = \frac{f'_p - f_p}{\Delta f} \quad (2.4)$$

Où f_p est la fréquence porteuse du signal reçu, f'_p est la fréquence porteuse de l'oscillateur local en réception et Δf est l'espacement entre les sous-porteuses [46].

- **L'erreur dans la phase de la porteuse** θ est due au déphasage entre la phase initiale du signal reçu et la phase initiale générée par l'oscillateur local de récepteur. En présence d'un déphasage θ , le symbole reçu à la sortie de la FFT s'exprime par [55] :

$$y_i = e^{j\theta} x_i + \eta_i \quad (2.5)$$

Dans cette thèse, on s'intéresse aux erreurs de synchronisation dus au CFO (erreur dans la fréquence porteuse).

2.4. EFFETS DU DECALAGE EN FREQUENCE

Le décalage fréquentiel provient soit de l'effet Doppler, soit l'inadéquation entre la fréquence porteuse du signal reçu et la fréquence porteuse générée par l'oscillateur local du récepteur. La première source d'erreur survient lorsqu'il y a un mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, le décalage de fréquence est donné par :

$$\Delta\omega = \frac{v}{c_0} f_c \quad (2.6)$$

Avec f_c la fréquence porteuse, v est la vitesse relative par rapport à la fréquence porteuse de transmission et c_0 la vitesse de la lumière (3×10^8 m/s).

Les figures 2.3 et 2.4 présentent le spectre d'un symbole OFDM pour quatre sous-porteuses en absence du décalage fréquentiel et en présence du décalage fréquentiel entre l'émetteur et le récepteur. Dans les systèmes OFDM, le décalage de fréquence détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses qui induit à son tour l'interférence entre les sous-porteuses (ICI).

Selon l'équation donnée au premier chapitre (1.21), la dégradation du SNR, D_{dB} , provoquée par le décalage fréquentiel, est donnée par :

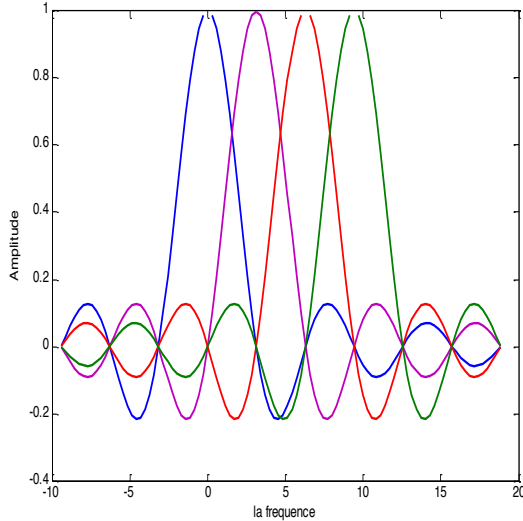


Figure 2.3 : Exemples de spectre des sous-porteuses OFDM en absence du décalage fréquentiel

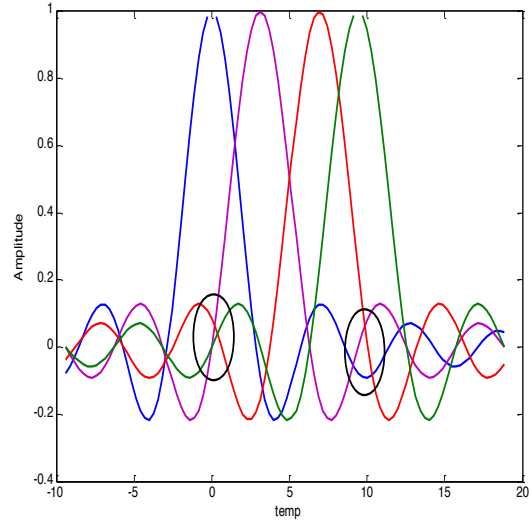


Figure 2.4 : Exemples de spectre des sous-porteuses OFDM en présence du décalage fréquentiel

$$D_{dB} \approx \frac{10\pi^2}{3 \ln 10} \left(1 - \frac{1}{N^2}\right)^2 (1 + SNR_{nonCFO})\omega^2 \quad (2.7)$$

Où ω est le décalage fréquentiel normalisé par l'écart entre les porteuses. Le décalage fréquentiel ressemble à un bruit qui dégrade le rapport signal à bruit dans le cas d'absence du CFO (SNR_{nonCFO}), où SNR_{nonCFO} est le rapport signal sur bruit en l'absence de décalage de fréquence $SNR_{nonCFO} = \frac{E_b}{N_0}$. E_b est l'énergie par bit du signal OFDM et N_0 est la densité unilatérale du spectre de puissance de bruit (PSD : Power Spectral Density).

La figure 2.5 montre la dégradation calculée du SNR dû au décalage fréquentiel. Les paramètres de simulations sont donnés par le tableau (Tableau 2.1).

Paramètres	Spécifications
Offset (ω)	[0.02 :0.5]
N	64
SNR_{nonCFO}	[5, 10, 15, 17] dB

Tableau 2.1 Paramètres de simulation de la figure 2.5.

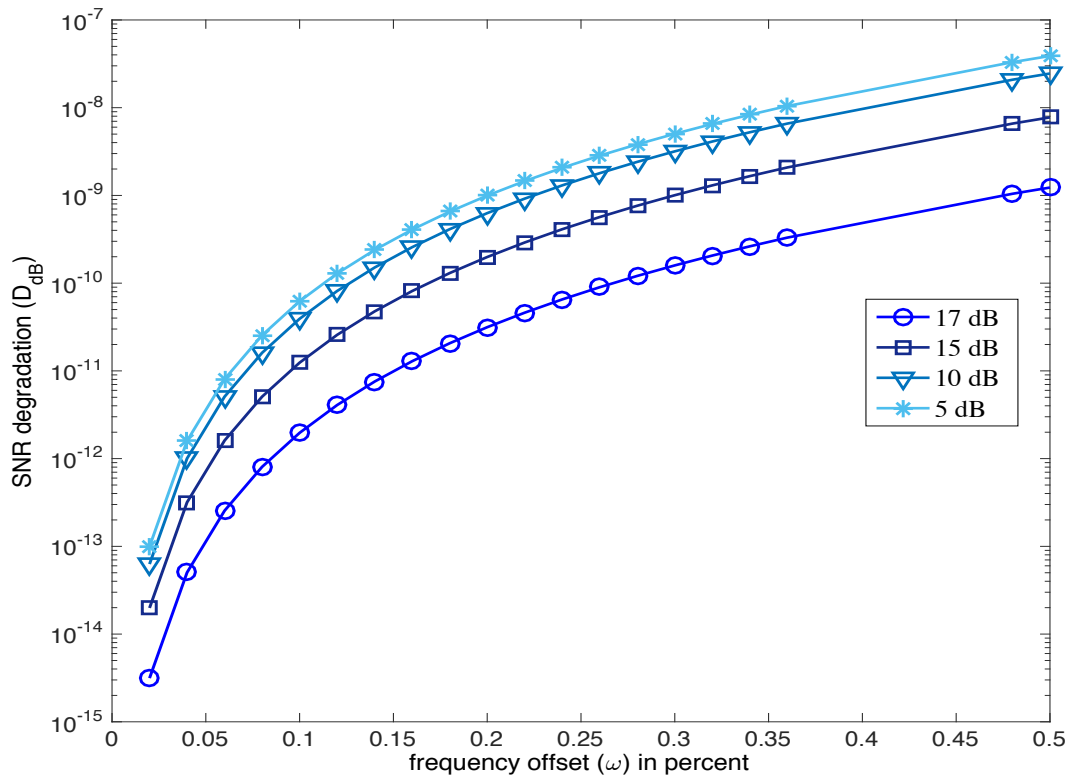


Figure 2.5 : La dégradation du SNR en fonction du décalage fréquentiel pour différentes valeurs de SNR

De la figure 2.5, on remarque que la dégradation croît avec l'augmentation du décalage fréquentiel, et est inversement proportionnelle à SNR.

2.5. LES TECHNIQUES D'ESTIMATION CONJOINT DU CFO ET DE CANAL

Comme évoqué précédemment, OFDM est très sensible aux erreurs de synchronisation (CFO) entraînant l'apparition d'ICI. Donc il s'avère nécessaire d'estimer correctement et de corriger ces erreurs conjointement avec l'estimation du canal afin de permettre une démodulation consistante du signal reçu.

La plupart des algorithmes proposés dans la littérature [56-57] estiment le canal en premier lieu conjointement avec l'estimation du CFO et ceci en exploitant ou pas les symboles (sous-porteuse de symboles) pilotes. Les techniques dites aveugles peuvent faire l'estimation sans faire appel aux symboles pilotes, permettant ainsi d'augmenter le débit utile, mais manquent de robustesse. Le but de l'estimation semi-aveugle est d'exploiter l'information aveugle (signal reçu ou observé) et l'information provenant des symboles pilotes connus (la séquence d'apprentissage). Les techniques semi-aveugles

robustifient le problème aveugle et permettent d'estimer des réponses impulsionnelles plus longues que celles permises en apprentissage. Pour une qualité d'estimation acceptable, elles permettent l'utilisation de séquences d'apprentissages plus courtes. De plus, elles offrent de meilleures performances d'estimations que les méthodes aveugle et d'apprentissage [58].

Dans le contexte de canaux sélectifs en fréquence, les techniques d'estimation du CFO conjointement avec l'estimation de canal peuvent être classées en trois catégories principales :

- Techniques aveugles qui exploitent le fait que des systèmes OFDM ne sont pas entièrement chargés (une partie des sous-porteuses n'est pas utilisée, VSCs) c-à-d que le nombre des sous-porteuses d'information est plus petit que la taille du bloc FFT [59-60].
- Techniques non-aveugles ou techniques d'apprentissage basées sur l'insertion de symboles pilotes (une partie des sous-porteuses est réservée pour transmettre des pilotes) [61-62].
- Techniques semi-aveugles qui sont basées sur la combinaison entre les deux techniques précédentes [60-64].

2.5.1. LES TECHNIQUES AVEUGLES

Ces techniques sont basées essentiellement sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal reçu (signal observé). On cite par exemple **a)** la propriété de la redondance du signal OFDM due à l'insertion du préfixe cyclique, **b)** L'alphabet fini de la constellation des symboles de données, **c)** L'utilisation des VSCs. En effet, dans [9] les VSCs, qui ne sont autres que des sous-porteuses nulles (NSCs : null subcarriers, sous-porteuses de zéros informations) ont été exploitées pour développer un estimateur aveugle du CFO. L'estimation aveugle du canal et du CFO ont été considérées dans [65]. Les principales difficultés des techniques aveugles résident dans la complexité de mise en œuvre, un temps de convergence long et une ambiguïté sur les estimées pouvant néanmoins être levée grâce à l'insertion de symboles pilotes [66].

2.5.2. LES TECHNIQUES NON-AVEUGLE (TRAINING)

Le principe de cette approche est basé sur l'insertion d'une séquence d'apprentissage dans la trame émise connue par le récepteur appelés aussi symboles pilotes ou symboles de référence [61-62]. Un symbole OFDM est dit symbole OFDM pilote quand l'ensemble des sous-porteuses modulent des symboles pilotes. Une séquence d'apprentissage (training sequence) est constituée d'un ensemble de symboles pilotes pouvant être repartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs ou répartis. Enfin, un préambule désignera un symbole OFDM pilote ou une succession de symboles OFDM pilotes.

Cette technique est fréquemment utilisée car simple à mettre en œuvre à l'émission et à la réception. L'inconvénient majeur de cette technique est la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des symboles pilotes donc de données connues dans le flux de données transmises utiles.

2.5.3. LES TECHNIQUES SEMI-AVEUGLE

Dans ce cas, l'estimation conjointe du CFO et du canal est réalisée non seulement grâce aux symboles pilotes mais aussi grâce au signal reçu d'une part, et d'autre part à l'exploit des propriétés intrinsèques du signal OFDM à savoir les VSCs. Les VSCs permettent de développer un estimateur appelé MUSIC basée sur l'algorithme ML. L'inconvénient majeur de cette approche est la sensibilité de l'estimateur aux erreurs de détection des symboles reçus (les symboles estimés). Un moyen pour y remédier consiste à l'optimisation de la construction et de la répartition des symboles pilotes dans une trame OFDM. La construction des symboles pilotes se fait selon plusieurs critères à savoir : **a)** la simplicité de la mise en œuvre, **b)** la conservation du rapport (nombre de données utiles/nombre de symboles pilotes) le plus élevé possible, et **c)** le maintien d'une faible consommation de puissance au niveau des symboles pilotes.

2.5.4. L'INSERTION DES SYMBOLES PILOTES

Dans les systèmes multi-porteuses, les symboles pilotes peuvent être insérés suivant la dimension fréquentielle correspondant aux sous-porteuses ou suivant la dimension temporelle correspondant aux symboles OFDM successifs. Cette insertion est classiquement effectuée dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire avant l'opération IFFT (voir les figures 2.6 et 2.7).

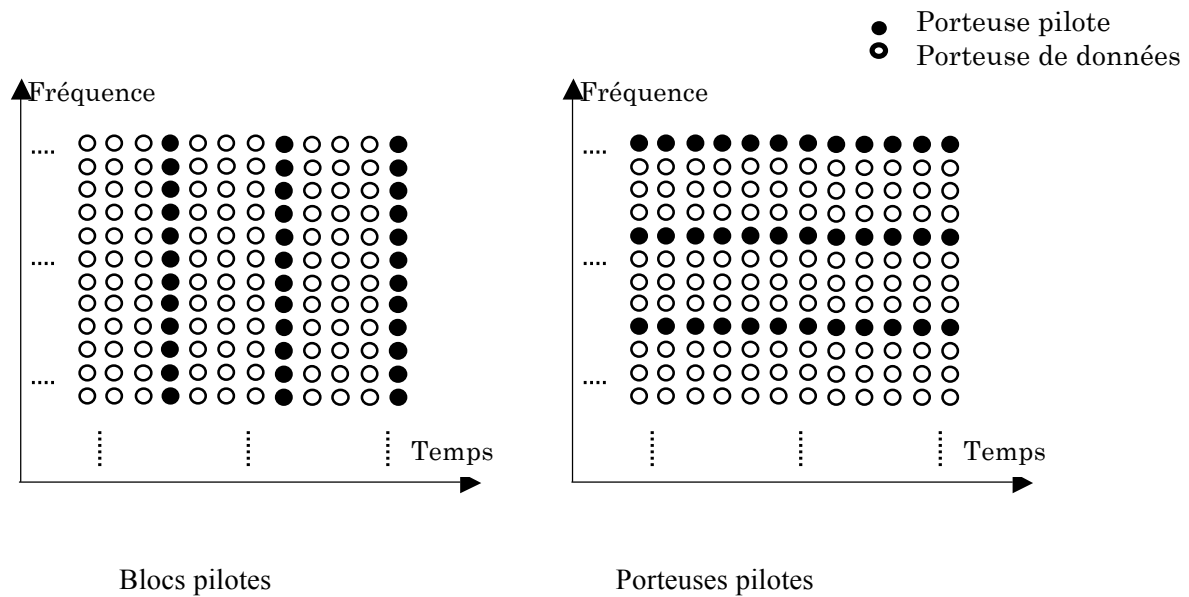


Figure 2.6 : Les deux types d'insertion des pilotes pour l'estimation des paramètres du canal dans un système OFDM

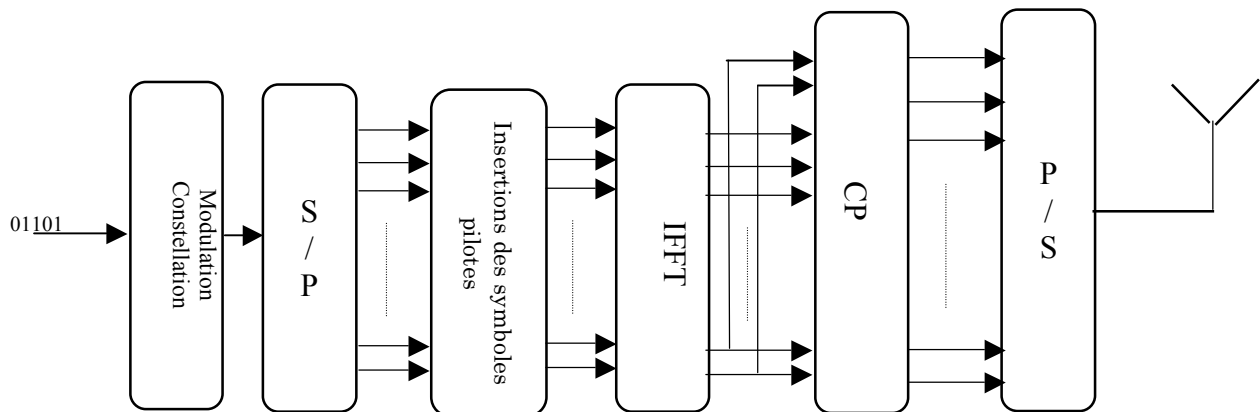


Figure 2.7 : Un émetteur OFDM avec l'insertion des symboles pilotes.

L'utilisation des symboles pilotes réduit le taux de transmission de l'information, et il est souhaitable de garder le nombre de symboles pilotes aussi petit que possible. Le problème est de décider comment prendre ces symboles pilotes (zéros ou non zéros), combien de fois, et où on doit insérer ces symboles dans un bloc OFDM. Pour caractériser les symboles pilotes on définit la perte en efficacité spectrale notée par Q_{eff} [66] :

$$Q_{\text{eff}} = \frac{\text{nombre de symboles pilotes}}{\text{nombre de symboles dans un bloc}} \quad (2.8)$$

et la perte en puissance notée par Q_{puis} [66] :

$$Q_{\text{puis}} = 10 \log_{10}(1 - Q_{\text{eff}}) \quad (2.9)$$

Si les symboles pilotes sont tous des zéro, alors les sous-porteuses pilotes sont appelées sous-porteuses nulles (NSC). Nous distinguerons entre les sous-porteuses virtuelles VSCs et les NSCs quoiqu'ils soient décrits mathématiquement de la même manière. En effet, les VSCs sont introduites pour éviter le chevauchement entre les sous-bandes OFDM, et sont placées aux limites (bords) de chaque sous-bande. Leur nombre minimum est dicté par des conditions de système. Les NSCs sont introduites pour améliorer l'estimation du CFO qui améliore à son tour l'estimation du canal, et pourrait ainsi dynamiquement changer, en nombre et/ou en emplacement, pendant la transmission [60-67].

2.6. SYSTEME OFDM EN PRESENCE DE DECALAGE FREQUENTIEL

Considérons un système à porteuses multiple de type OFDM à N sous-porteuses. les N bits de données extraient à partir d'une constellation à alphabet fini, par exemple, M-PSK ou M-QAM, $x_i(n)$, $n = 1, \dots, N$ sont transmis en parallèle (après conversion série-parallèle) sur les N sous-porteuses. L'enveloppe complexe du i -ième symbole OFDM après l'ajout du préfix cyclique s'écrit comme suit :

$$\tilde{x}_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_i(n) e^{j2\pi nk/N} \quad (2.10)$$

Où $k = -N_g, \dots, N-1$, N_g est la taille du préfixe cyclique dont la durée est plus grande que l'étalement de retard du canal de propagation, de sorte qu'on puisse éliminer l'interférence entre blocs à la réception, sans affecter l'orthogonalité entre les sous-porteuses. A la réception, et après simplification et élimination du préfixe cyclique, le signal reçu est donné par [10] :

$$y_i(k) = e^{j(iN_g + N_g + k)\omega_0} \tilde{x}_i(k) + \eta_i(k) \quad (2.11)$$

Où $N_q = N + N_g$ et $k = 0, \dots, N - 1$. $\omega_0 = \Delta\omega T_s$ est le CFO normalisé, $\Delta\omega$ est le CFO et T_s est la durée du symbole OFDM, et $\eta_i(k)$ est un bruit Gaussien additif de moyenne nulle, décorrélés, circulairement symétrique et de variance $\sigma_\eta^2 = E\{|\eta_i(k)|^2\}$.

2.7. ESTIMATION CONJOINTE DU CFO ET DE CANAL POUR L'OFDM

Basés sur les algorithmes ML et MUSIC ainsi que sur leurs versions modifiées, nous allons proposer des estimateurs conjoints du canal et du CFO pour un système SISO-OFDM. Parmi les estimateurs existants pour l'OFDM on trouve ceux qui font appel à des méthodes aveugles. Ces dernières sont basées sur la génération d'un sous-espace bruit à rang faible produit par les VSCs localisées aux bords du bloc OFDM et qui doit être orthogonal au sous espace signal produit par les sous-porteuses actives (sous-porteuses de bits d'informations) [68-69]. Par exemple, parmi les 64 sous-porteuses employées dans le standard IEEE 802.11a on alloue 12 VSCs. Bien qu'elles soient destinées à aider à la mise en forme du spectre du signal d'émission, les VSCs peuvent être exploitées pour l'estimation du CFO et des canaux, comme indiqué précédemment. Pour améliorer les performances, les auteurs dans [64] proposent un algorithme d'estimation semi-aveugle. Le gain en performance obtenu dans l'estimation du CFO par rapport aux méthodes aveugles est dû principalement à l'insertion des symboles pilotes (nuls ou non nuls) dans les blocs OFDM. Cependant, cet algorithme semi-aveugle utilisant des pilotes nuls est incapable d'estimer conjointement le canal.

Pour remédier à ce problème, nous allons proposer un nouvel algorithme semi-aveugle basé sur une nouvelle conception flexible des symboles pilotes permettant d'estimer le canal conjointement avec CFO. L'idée consiste à diviser l'ensemble des symboles pilotes N_p utilisés dans [64] en deux sous-ensembles de symboles pilotes de taille $N_{\bar{p}}$ et $N_{\bar{p}}$ respectivement, avec $N_p = N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}}$. Ces derniers sont exploités pour créer des fonctions de coûts dont les solutions constituent des estimées du CFO et qui sont utilisées à leurs tours pour donner une estimée du canal.

2.7.1. MODELE DU SYSTEME

On considère un système OFDM de N sous-porteuses orthogonales. Chaque bloc OFDM contient N_z VSCs et N_e sous-porteuses utilisées. Par rapport au travail réalisé dans [64], nous avons proposé de partager les symboles pilotes au nombre de N_p en deux sous-ensembles de $N_{\bar{p}}$ symboles pilotes réservés pour l'estimation du CFO et de $N_{\bar{p}}$

symboles pilotes réservés pour l'estimation du canal. N_d est la taille du vecteur des symboles de données. Alors on a :

$$N = N_z + N_e \quad \text{avec} \quad N_e = N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}} + N_d \quad (2.12)$$

Les indices des symboles pilotes alloués pour l'estimation du CFO et de canal sont dénotés par $\bar{\mathcal{P}} = [p_1 \dots p_{N_{\bar{p}}}]$ et $\bar{\bar{\mathcal{P}}} = [\bar{p}_1 \dots \bar{p}_{N_{\bar{p}}}]$ respectivement. Tandis que les indices des sous-porteuses qui sont réservés pour les données sont donnés par $\mathcal{D} = [d_1 \dots d_{N_d}]$. Pour le i -ième symbole OFDM, les N_d bits de données obtenus à partir d'une constellation à alphabet fini, $s_{i,n}$, $n = 1, \dots, N_d$ sont transmis en parallèle sur les N_d sous-porteuses. L'enveloppe complexe du i -ième symbole OFDM après l'ajout du préfixe cyclique s'écrit comme suit :

$$S_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \sum_{n \in \mathcal{D}} s_{i,n} e^{j2\pi nk/N}, \quad k = -N_g, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

Où N_g est la taille du préfixe cyclique dont la durée est plus grande que l'étalement de retard du canal de propagation, de sorte qu'on puisse éliminer l'interférence entre blocs à la réception, sans affecter l'orthogonalité des sous-porteuses. On considère que la synchronisation temporelle est parfaite. Les $(N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}})$ symboles pilotes transmis sont définis par l'expression suivante :

$$C_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \left(\sum_{n \in \bar{\mathcal{P}}} c_{i,n} e^{j2\pi kn/N} + \sum_{n \in \bar{\bar{\mathcal{P}}}} \bar{c}_{i,n} e^{j2\pi kn/N} \right) \quad (2.14)$$

Où $c_{i,n}$ est le symbole pilote émis par la n -ième sous-porteuse du i -ième symbole OFDM. Les $\bar{\mathcal{P}}$ symboles pilotes $c_{i,n}$ utilisés pour l'estimation du CFO peuvent prendre des valeurs nulles NSC ou des valeurs non nulles. Mais les symboles pilotes $\bar{c}_{i,n}$, qui sont utilisés pour l'estimation de canal, ne peuvent en aucun cas être nuls. A la réception, et après simplification et élimination du préfixe cyclique, le signal reçu est alors donné par:

$$y_i(k) = [\tilde{C}_i(k) + \tilde{S}_i(k)] e^{j(i N_q + k)\omega_0} + \eta_i(k) \quad (2.15)$$

On définit, $\tilde{S}_i(k)$ et $\tilde{C}_i(k)$ comme suit :

$$\tilde{S}_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \sum_{n \in \mathcal{D}} \tilde{h}_n s_{i,n} e^{j2\pi kn/N} \quad (2.16)$$

$$\tilde{C}_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \left(\sum_{n \in \bar{\mathcal{P}}} \tilde{h}_n c_{i,n} e^{j2\pi kn/N} + \sum_{n \in \bar{\bar{\mathcal{P}}}} \tilde{h}_n \bar{c}_{i,n} e^{j2\pi kn/N} \right) \quad (2.17)$$

\tilde{h}_n est la réponse en fréquence complexe du canal à la n – ième sous-porteuse.

Le placement des symboles pilotes est décrit par la figure 2.8.

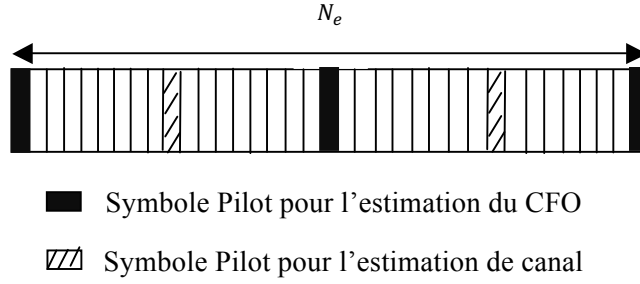


Figure 2.8 Emplacement des sous-porteuses pilotes dans un bloc OFDM

La forme matricielle du signal reçu (2.15) est donnée par [64] :

$$\mathbf{y}(i) = \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{D}_{\omega_0} \left[\left(\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}(i) \mathbf{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}}(i) \mathbf{\Gamma}_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}} \right) \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] + \boldsymbol{\eta}(i) \quad (2.18)$$

Où :

$$\mathbf{y}(i) = [y(i N_q + N_g), \dots, y(i N_q + N_g - 1)]^T$$

$$\boldsymbol{\eta}(i) = [\eta(i N_q + N_g), \dots, \eta(i N_q + N_g - 1)]^T$$

$$\mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} = [\mathbf{f}_{d_1}, \dots, \mathbf{f}_{d_n}, \dots, \mathbf{f}_{d_{N_d}}]; \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} = [\mathbf{f}_{p_1}, \dots, \mathbf{f}_{p_n}, \dots, \mathbf{f}_{p_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}], \mathbf{F}_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}}^{\mathcal{H}} = [\mathbf{f}_{\bar{p}_1}, \dots, \mathbf{f}_{\bar{p}_n}, \dots, \mathbf{f}_{\bar{p}_{N_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}}}}]$$

$$\mathbf{C}(i) = \text{diag}(c_{i,1}, \dots, c_{i, N_{\bar{\mathcal{P}}}}); \bar{\mathbf{C}}(i) = \text{diag}(\bar{c}_{i,1}, \dots, \bar{c}_{i, N_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}}})$$

$$\mathbf{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} = [\mathbf{f}_{\bar{p}_1}^L, \mathbf{f}_{\bar{p}_2}^L, \dots, \mathbf{f}_{\bar{p}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}^L]^{\mathcal{H}}; \mathbf{\Gamma}_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}} = [\mathbf{f}_{\bar{\bar{p}}_1}^L, \mathbf{f}_{\bar{\bar{p}}_2}^L, \dots, \mathbf{f}_{\bar{\bar{p}}_{N_{\bar{\bar{\mathcal{P}}}}}^L}]^{\mathcal{H}}; \mathbf{f}_n^L = [1, e^{j2\pi n/N}, \dots, e^{j2\pi n(L-1)/N}]^T$$

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T$$

$$\mathbf{D}_{\omega_0} = \text{diag}(1, e^{j\omega_0}, \dots, e^{j(N-1)\omega_0})$$

2.7.2. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR ML

Les symboles de données $\{s_{i,n}, n \in \mathcal{D}\}$ sont inconnus et sont i.i.d. Supposant qu'il y a une indépendance entre $\{\alpha_{i,n} := s_{i,n}\tilde{h}_n\}$ et $\{h_l\}$. Comme les caractéristiques statistiques du canal sont inconnus, il est raisonnable de considérer les paramètres du canal $\{h_l\}$ et du $\{\alpha_{i,n}\}$ comme des paramètres inconnus.

Si les statistiques du canal et de bruit sont connues, une approche stochastique ML pouvait être adoptée au détriment d'une certaine complexité de calcul additionnelle.

La formule de signal $\mathbf{y}(i)$ contient deux paramètres inconnus le CFO normalisée ω_0 et le canal \mathbf{h} . La fonction de densité de probabilité de $\mathbf{y}(i)$, en présence de bruit blanc additif gaussien, est donnée par [64] :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}) = & \frac{1}{(2\pi\sigma_v^2)^N} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_v^2} \left\| \mathbf{y}(i) \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega} \mathbf{D}_\omega \left[\left(\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} \right) \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] \right\|^2 \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Puisque le bruit additif est blanc, circulairement symétrique et Gaussien, les estimées basées sur le ML de ω , \mathbf{h} et $\boldsymbol{\alpha}$ sont obtenues en minimisant la norme :

$$\frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| \mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{D}_{\omega_0} \left[\left(\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} \right) \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] \right\|^2 \quad (2.20)$$

Se servant de l'orthogonalité entre les sous-porteuses les estimateurs basés sur le ML de $\boldsymbol{\alpha}$ et de \mathbf{h} pour ω donné sont obtenus en annulant, en premier lieu, la dérivée par rapport à \mathbf{h} :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\gamma}^\dagger \boldsymbol{\zeta}(i)^\dagger \mathbf{D}_\omega^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.21)$$

Où $\boldsymbol{\gamma} = \left[\mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1}^L \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}^L \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1}^L \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}^L \right]^{\mathcal{H}}$, $\boldsymbol{\zeta}(i) = \text{diag} \left(c_{i,1} \dots c_{i,N_{\bar{\mathcal{P}}}} \bar{c}_{i,1} \dots \bar{c}_{i,N_{\bar{\mathcal{P}}}} \right)$ and $\mathbf{f} =$

$$\left[\mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1} \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}} \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1} \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}} \right]^{\mathcal{H}}.$$

En remplaçant $\hat{\mathbf{h}}$ dans la fonction de coût (2.20) et en annulant la dérivée cette fois-ci par rapport à $\boldsymbol{\alpha}$ et pour ω_0 donné on obtient :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}(i) = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{D}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.22)$$

Contrairement à la méthode utilisée dans [64], nous sommes en mesure avec l'algorithme semi-aveugle proposé d'estimer le canal avec des symboles pilotes nuls. Dans ce cas, l'estimateur de \mathbf{h} devient :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\dagger} \bar{\mathbf{C}}(i)^{\dagger} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.23)$$

En substituant \mathbf{h} et $\boldsymbol{\alpha}$ par leurs estimées $\hat{\mathbf{h}}$ et $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$ dans l'équation (2.20), nous obtenons la fonction de coût suivante :

$$\mathcal{J}_{ML}(\omega) = \sum_{i=0}^{N_b-1} \mathbf{y}(i)^{\mathcal{H}} \mathbf{D}_{\omega} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.24)$$

Où : $\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\Psi}_{\mathcal{P}} \mathbf{F}_{\mathcal{P}} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \mathbf{F}_{\mathcal{D}}$

$$\boldsymbol{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} = \bar{\mathbf{C}}(i) \boldsymbol{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} \boldsymbol{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\dagger} \bar{\mathbf{C}}(i)^{\dagger} ; \boldsymbol{\Psi}_{\mathcal{P}} = \mathbf{C}(i) \boldsymbol{\Gamma}_{\mathcal{P}} \boldsymbol{\Gamma}_{\mathcal{P}}^{\dagger} \mathbf{C}(i)^{\dagger}$$

L'estimation du CFO est obtenue par la minimisation de la fonction de coût suivante :

$$\hat{\omega}_{ML} = \underset{\omega}{\operatorname{argmin}} \{ \mathcal{J}_{ML}(\omega) \} \quad (2.25)$$

Lorsque les symboles pilotes destinés à l'estimation du CFO sont tous des zéros, nous avons $\boldsymbol{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} = \mathbf{0}$.

Pour améliorer la détection des données, nous appliquons une égalisation fréquentielle de type MRC [70] à $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$ comme suit:

$$\hat{\mathbf{s}}(i) = \mathbf{G} \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}(i) \quad (2.26)$$

Où $\mathbf{G} = \operatorname{diag} (g_{d_1} \dots g_{d_n} \dots g_{d_{N_d}})$ est une matrice diagonale contenant les coefficients de l'égaliseur. Pour MRC $g_{d_n} = \hat{h}_n^*$.

2.7.3. TECHNIQUE D'ESTIMATION SEMI-AVEUGLE BASEE SUR MUSIC

Tureli et al. [9] ont proposé un algorithme MUSIC pour estimer le CFO sans employer les symboles pilotes. Dans cette section, nous proposons de combiner l'estimation de CFO aveugle basée sur MUSIC avec l'estimation de canal qui est basée sur les symboles pilotes autrement-dit combiner les symboles pilotes et les VSC pour obtenir un estimateur semi-aveugle conjoint du CFO et de canal [62].

Dans la suite, on va appliquer la version modifiée du MUSIC (MUSIC combiner avec les symboles pilotes) [62] au signal reçu donné par (2.18).

Après compensation du signal reçu par le CFO estimé, ω , et après multiplication par $\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}$, on obtient l'équation suivante :

$$e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) = \frac{N}{\sqrt{N_e}} \mathbf{C}(i) \mathbf{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}_{\bar{\mathcal{P}}}(i) \quad (2.27)$$

Où $\boldsymbol{\eta}_{\bar{\mathcal{P}}}(i) = e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\varepsilon}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\eta}(i)$. Après multiplication du signal reçu compensé par $\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}$, on obtient :

$$e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) = \frac{N}{\sqrt{N_e}} \bar{\mathbf{C}}(i) \mathbf{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}_{\bar{\mathcal{P}}}(i) \quad (2.28)$$

Où $\boldsymbol{\eta}_{\bar{\mathcal{P}}}(i) = e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\eta}(i)$.

De même pour les VSCs et après multiplication du signal reçu compensé par $\mathbf{F}_{\mathcal{Z}}$, on obtient :

$$e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{Z}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) = \boldsymbol{\eta}_{\mathcal{Z}}(i) \quad (2.29)$$

Où $\boldsymbol{\eta}_{\mathcal{Z}}(i) = e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{Z}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\eta}(i)$ et $\mathbf{F}_{\mathcal{Z}}^{\mathcal{H}} = [\mathbf{f}_{z_1}, \dots, \mathbf{f}_{z_n}, \dots, \mathbf{f}_{z_{N_z}}]$. L'équation (2.29) est obtenue en exploitant l'orthogonalité entre les VSCs et les différents symboles pilotes.

Basée sur les équations (2.27) (2.28) et (2.29), on développe de nouvelles fonctions de coût quadratiques estimant le CFO conjointement avec le canal défini par :

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) = \frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) - \frac{N}{\sqrt{N_e}} \mathbf{C}(i) \mathbf{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{h} \right\|^2 \quad (2.30)$$

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) = \frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) - \frac{N}{\sqrt{N_e}} \bar{\mathbf{C}}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{h} \right\|^2 \quad (2.31)$$

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \mathcal{Z}}(\omega) = \frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{Z}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \right\|^2 \quad (2.32)$$

L'écriture matricielle de l'équation (2.32) donne [9] :

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \mathcal{Z}}(\omega) = \text{tr}(\mathbf{F}_{\mathcal{Z}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{R}_{\mathbf{y}} \mathbf{D}_{\omega} \mathbf{F}_{\mathcal{Z}}^{\mathcal{H}}) \quad (2.33)$$

Où $\mathbf{R}_{\mathbf{y}}$ représente la matrice de covariance du signal reçu définie par :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}} = \frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \mathbf{y}(i) \mathbf{y}(i)^{\mathcal{H}}$$

Comme indiqué dans [9], l'estimation aveugle du CFO est obtenue par minimisation de l'équation (2.33) :

$$\hat{\omega}_{MUSIC} = \underset{\omega}{\text{argmin}} \{ \mathcal{J}_{MUSIC, \mathcal{Z}}(\omega) \} \quad (2.34)$$

Pour une valeur fixe du CFO ω et par exploitation de l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans (2.31), on obtient une estimée du canal qui est la même donnée par (2.23) :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}}^{\dagger} \bar{\mathbf{C}}(i)^{\dagger} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.35)$$

Alors que l'estimée du CFO obtenue en utilisant des symboles pilotes non-nuls permet d'obtenir :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}}^{\dagger} \mathbf{C}(i)^{\dagger} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (2.36)$$

En combinant les deux équations (2.36) et (2.37) on obtient la même estimée du canal que celle donnée par (2.21) :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\gamma}^\dagger \boldsymbol{\zeta}(i)^\dagger \mathbf{f} \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{y}(i) \quad (2.37)$$

Par substitution de \mathbf{h} par ces estimées $\hat{\mathbf{h}}$ (2.35) et (2.36) dans les équations (2.30) et (2.31), nous obtenons les fonctions de coût suivantes :

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) = \text{tr}(\underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{R}_y \mathbf{D}_\omega \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^H \underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}}^H) \quad (2.38)$$

$$\mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) = \text{tr}(\underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{R}_y \mathbf{D}_\omega \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^H \underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}}^H) \quad (2.39)$$

Où $\underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} = (\mathbf{I}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}} - \Psi_{\bar{\mathcal{P}}})$ et $\underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} = (\mathbf{I}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}} - \Psi_{\bar{\mathcal{P}}})$.

L'estimation semi-aveugle du CFO basée sur l'algorithme MUSIC est obtenue par la minimisation de la somme des fonctions de coûts (2.33), (2.38) et (2.39) :

$$\hat{\omega}_{MUSIC} = \underset{\omega}{\text{argmin}} \{ \mathcal{J}_{MUSIC, \mathcal{Z}}(\omega) + \mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) + \mathcal{J}_{MUSIC, \bar{\mathcal{P}}}(\omega) \} \quad (2.40)$$

La somme des fonctions de coûts (2.33), (2.38) et (2.39) donne la fonction de coût générale suivante :

$$\mathcal{J}_{MUSIC}(\omega) = \sum_{i=0}^{N_b-1} \mathbf{y}(i)^H \mathbf{D}_\omega \underline{\Psi} \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{y}(i) \quad (2.41)$$

Où : $\underline{\Psi} = \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^H \underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^H \underline{\Psi}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\mathcal{Z}}^H \mathbf{F}_{\mathcal{Z}}$. Ce qui permet d'écrire :

$$\hat{\omega}_{MUSIC} = \underset{\omega}{\text{argmin}} \{ \mathcal{J}_{MUSIC}(\omega) \} \quad (2.42)$$

La même procédure développée pour la détection de données dans le cas de l'estimation basée sur ML est adoptée pour la détection de données dans le cas d'une estimation basée sur MUSIC.

2.7.4. ESTIMATEUR SEMI-AVEUGLE DU CFO A FAIBLE COMPLEXITE

Nous allons utiliser l'algorithme proposé dans [17,71] pour réduire l'ordre de complexité des estimateurs du CFO donnés par les équations (2.24) et (2.41) basées sur les algorithmes ML et MUSIC respectivement. La complexité des calculs est dû à la recherche de l'estimée du CFO dans une grille avec de petits pas.

Pour surmonter ce problème, on applique l'algorithme de *Newton-Raphson* mais avec des pas de recherche large. Ce qui permet d'avoir une estimée optimale du CFO ayant un ordre de complexité réduit. Cet algorithme est décrit par la relation récurrente suivante [17] :

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k - \left[\frac{\partial^2 \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega^2} \right]^{-1} \frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} \Bigg|_{\omega=\hat{\omega}^k} \quad (2.43)$$

Si nous prenons les estimateurs basés sur ML comme exemple, on a :

$$\frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} = 2tr(\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{D} \mathbf{D}_\omega \Psi \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{y}\})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega^2} = 2tr(\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{D}_\omega \mathbf{D} (\Psi \mathbf{D} - \mathbf{D} \Psi) \mathbf{D}_\omega^H \mathbf{y}\})$$

Avec $\mathbf{D} = \text{diag}(1, \dots, N - 1)$ et $\hat{\omega}^k$ est le CFO estimée à la $k - i\grave{e}me$ itération.

Le **Tableau 2.2** donne l'ordre de complexité des méthodes d'estimation du CFO avec (NR) et sans (CL) utilisation de la méthode de *Newton-Raphson*.

	Algorithmes d'estimation du CFO	Ordre de complexité
Classic (CL)	Aveugle	$(N_d + 2)NM_s$
	Training	$(N + 2)NM_s + (N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}})NL$
	Semi-Aveugle (SBNZP)	$(N_d + N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}} + 2)NM_s + (N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}})NL$
	Semi-Aveugle (SBZP)	$(N_d + N_{\bar{p}} + 2)NM_s + N_{\bar{p}}NL$
Newton Raphson (NR)	Aveugle	$(N + 1)3NM_l M_{it}$
	Training	$(N + 1)3NM_l M_{it} + (N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}})NL$
	Semi-Aveugle (SBNZP)	$(N_d + N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}} + 1)3NM_l M_{it} + (N_{\bar{p}} + N_{\bar{p}})NL$
	Semi-Aveugle (SBZP)	$(N_d + N_{\bar{p}} + 1)3NM_l M_{it} + N_{\bar{p}}NL$

Tableau 2.2 Ordre de complexité des algorithmes d'estimation du CFO.

Classique (CL) signifie des estimateurs du CFO sans l'utilisation de la méthode de *Newton-Raphson* (NR). Du **Tableau 2.2**, on observe que l'ordre de complexité des estimateurs utilisant l'algorithme de Newton-Raphson est faible comparativement avec ceux qui n'utilisent pas la méthode de Newton-Raphson. M_S est le nombre de valeurs (intervalle) dans la grille de recherche d'une estimée du CFO utilisant de petits pas dans la recherche. M_l est le nombre de valeurs (intervalle) dans la grille de recherche d'une estimée du CFO utilisant de grands pas d'incrémentations dans la recherche. Pour obtenir la même valeur de l'estimée du CFO M_S devra être très grand que M_l , de sorte qu'on peut avoir $M_S \gg 3M_l M_{it}$. Où M_{it} est le nombre d'itérations utilisées dans (2.43).

2.7.5. LA BORNE DE CRAMER-RAO

La borne du Cramèr-Rao (CRB : Cramer-Rao Bound) constitue une référence auquel des estimateurs devraient être comparés. C'est aussi un outil utile pour optimiser la conception du système. Nous avons dérivé de nouvelles expressions de la MCRB (Modified Cramer-Rao Bound) des MSEs des estimateurs conjoints semi-aveugle du CFO et du canal, et ceci en supposant que les données transmises sont inconnues. Commençant par l'estimateur ML donné par l'équation (2.20). Considérant un seul symbole OFDM et définissant le vecteur des inconnus complexe $\boldsymbol{\theta} = [\omega, \mathbf{\check{h}}, \mathbf{\check{S}}]^T$ de taille $1 \times (1 + 2(L + N_d))$, où $\mathbf{\check{h}} = [\mathbf{h}^T, \mathbf{h}^H]$ et $\mathbf{\check{S}} = [\mathbf{s}^T, \mathbf{s}^H]$. La MCRB est défini comme [72-73] :

$$\text{MCRB}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{j}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \quad (2.44)$$

Où $\mathbf{j}(\boldsymbol{\theta})$ c'est la matrice d'information de Fisher (FIM : *Fisher Information Matrix*) donnée par:

$$\mathbf{j}(\boldsymbol{\theta}) = E_y \left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})] \right)^H \left(\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})] \right) \right\} \quad (2.45)$$

Puisque nous utilisons un seul bloc OFDM, les indices des blocs OFDM sont sans importance et peuvent être omis. Nous définissons : $\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{S}\boldsymbol{\Gamma}_D \mathbf{h}$, $\mathbf{S} = \text{diag}(s_1, \dots, s_{N_d})$ et

$$\boldsymbol{\Gamma}_D = \left[\mathbf{f}_{d_1}^L \ \mathbf{f}_{d_2}^L \ \dots \ \mathbf{f}_{d_{N_d}}^L \right]^H.$$

On prendra la dériver de : $\ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})]$ par rapport aux paramètres inconnus (ω, \mathbf{h}, s_n), on obtient:

$$\frac{\partial}{\partial \omega} \ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})] = -\frac{2}{\sigma_\eta^2 \sqrt{N_e}} \Im(\boldsymbol{\eta}^H \mathbf{D}_N \mathbf{D}_\omega \mathbf{B} \mathbf{h}) \quad (2.46)$$

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})] = \frac{1}{\sigma_\eta^2 \sqrt{N_e}} \boldsymbol{\eta}^{\mathcal{H}} \mathbf{D}_\omega \mathbf{B} \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial}{\partial s_n} \ln[\mathbf{Y}(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{s})] = \frac{1}{\sigma_\eta^2 \sqrt{N_e}} \boldsymbol{\eta}^{\mathcal{H}} \mathbf{D}_\omega \bar{\mathbf{B}}_n \mathbf{h} \quad (2.48)$$

Où $\mathbf{D}_N = \text{diag}(N_g, \dots, N_q - 1)$, $\mathbf{B} = \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \mathbf{S} \Gamma_{\mathcal{D}}$ et $\bar{\mathbf{B}}_n = \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}} \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \mathbf{P}_n \Gamma_{\mathcal{D}}$. \mathbf{P}_n est une matrice de permutation avec la même taille que \mathbf{S} contenant des zéros et un seul un à la n -ième position, ou $n \in [0, N_d - 1]$. Ensuite, nous calculons la matrice de FIM et en déduit la MCRB comme suit (voir l'annexe B):

$$\mathbf{i}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \mathbf{J}_{\omega, \omega} & \mathbf{J}_{h, \omega}^{\mathcal{H}} & \mathbf{J}_{s, \omega}^{\mathcal{H}} \\ \mathbf{J}_{h, \omega} & \mathbf{J}_{h, h} & \mathbf{J}_{s, h}^{\mathcal{H}} \\ \mathbf{J}_{s, \omega} & \mathbf{J}_{s, h} & \mathbf{J}_{s, s} \end{pmatrix}$$

$$\text{MCRB}(\omega) = (\mathbf{J}_{\omega, \omega} - \mathbf{B} \mathcal{A}^{-1} \mathbf{B}^{\mathcal{H}} + \mathbf{C})^{-1} \quad (2.49)$$

Avec :

$$\mathcal{A} = \mathbf{J}_{h, h} - (\mathbf{J}_{s, h}^{\mathcal{H}} \mathbf{J}_{s, s}^{-1} \mathbf{J}_{s, h}); \quad \mathbf{B} = \mathbf{J}_{h, \omega}^{\mathcal{H}} - \mathbf{J}_{s, \omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{J}_{s, s}^{-1} \mathbf{J}_{s, h}; \quad \mathbf{C} = \mathbf{J}_{s, \omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{J}_{s, s}^{-1} \mathbf{J}_{s, \omega}$$

Où le lemme d'inversion matricielle a été appliqué pour calculer la MCRB [74-75].

2.7.6. LES RESULTATS DE SIMULATIONS

Dans cette section, nous simulons un système OFDM avec un seul bloc c-à-d $N_b = 1$. Les coefficients du canal sont de type Rayleigh à dispersion décorrélée avec un profil de puissance de retard exponentiel, c-à-d $E\{h_i^* h_j\} = \exp(-\beta i) \delta(i - j)$ avec $\beta = 1/5$. Le rapport signal à bruit est défini comme suit:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} E\{|h_l|^2\} N_e}{\sigma_v^2 N}$$

Les MSEs (*mean-square-error*) du CFO et du canal estimés sont définis par :

$$\text{MSE}_{\text{channel}} = \frac{1}{MC} \sum_{t=1}^{MC} \|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2 \quad \text{and} \quad \text{MSE}_{\text{CFO}} = \frac{1}{MC} \sum_{t=1}^{MC} \|\hat{\omega}_0 - \omega_0\|^2$$

Le nombre des simulations Monte Carlo effectuées, MC, est fixé à $MC = 1000$. Nous considérons un total de $N = 64$ sous-porteuses où seulement $N_e = 49$ sous-porteuses sont employées, et le nombre de symboles pilotes est égal à 9, divisé en deux parties $N_{\bar{p}} = 6$ pour l'estimation du CFO et la $N_{\bar{p}} = 3$ pour l'estimation de canal. Les bits de données sont modulés en QPSK. Le canal est généré de manière aléatoire à chaque exécution de la simulation. Le nombre de trajet-multiple L est choisi pour être égale à $N_{\bar{p}}$ et le CFO à estimer est fixé à $\omega_0 = 0.01\pi$.

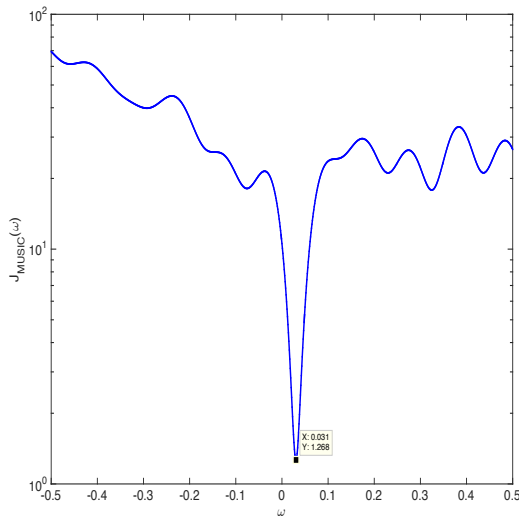


Figure 2.9 : La fonction de coût donnée par l'équation (2.41) avec CFO fixé à $\hat{\omega}_0 = 0.01\pi$.

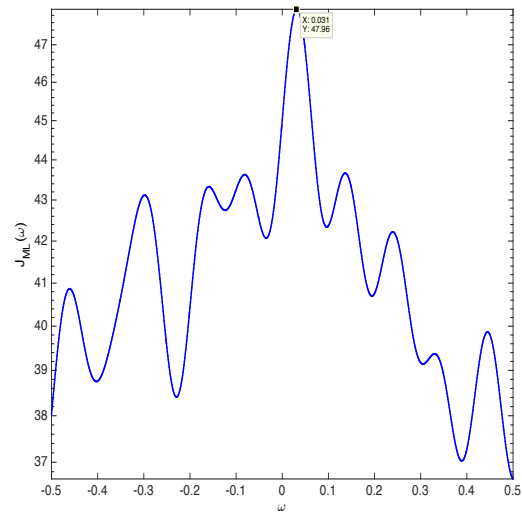


Figure 2.10 : La fonction de coût donnée par l'équation (2.24) avec CFO fixé à $\hat{\omega}_0 = 0.01\pi$.

Dans les figures 2.9 et 2.10, nous traçons les fonctions de coût utilisées pour estimer semi-aveuglement le CFO donnée par les équations (2.24) et (2.41), respectivement. On peut voir que l'on obtient un maximum unique (maximum globale) pour l'estimateur ML et un minimum unique pour l'estimateur MUSIC qui coïncident avec la valeur exacte du CFO et $\hat{\omega}_0 = \omega_0$.

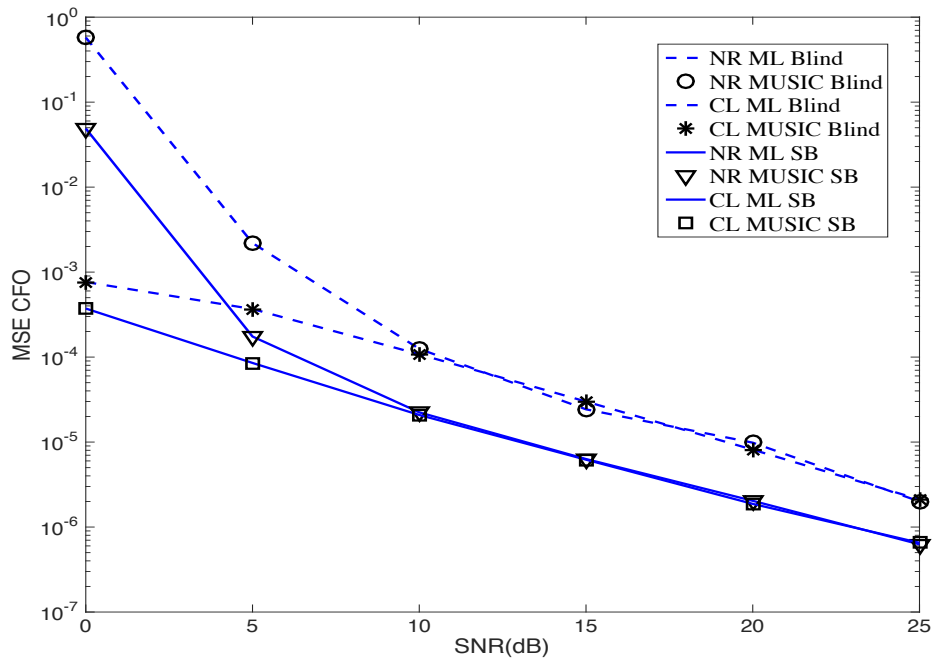


Figure 2.11 : MSE des estimateurs du CFO en fonction du SNR(dB) utilisant les algorithmes ML et MUSIC.

La figure 2.11 montre l'erreur quadratique moyenne (MSE) des estimateurs du CFO en fonction du SNR utilisant les algorithmes ML et MUSIC. Cette figure montre que les résultats sont les mêmes pour ML et MUSIC. Les méthodes semi-aveugles l'emportent sur les méthodes aveugles.

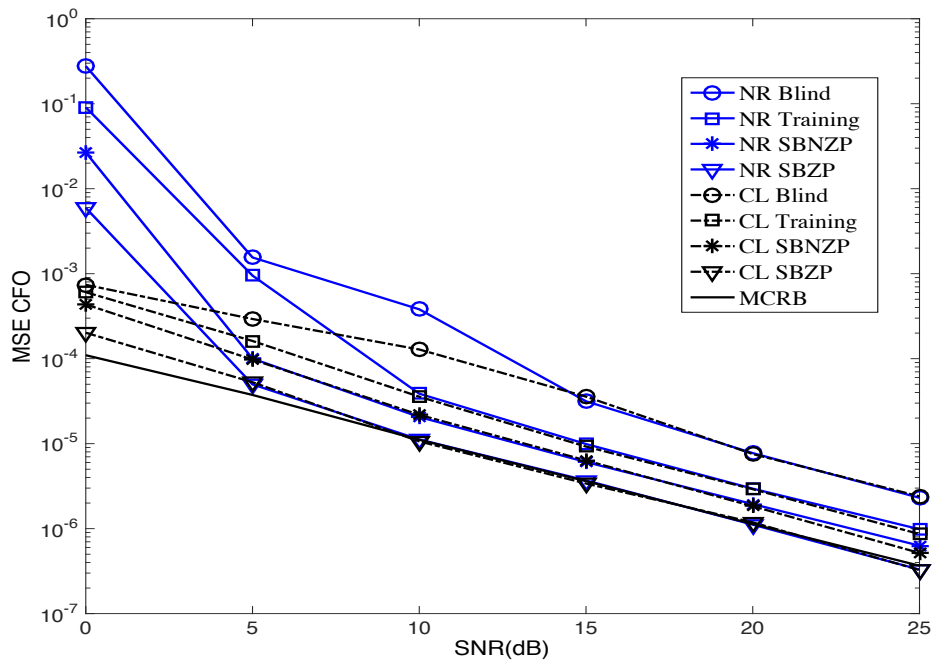


Figure 2.12 : MSE des estimateurs ML du CFO en fonction du SNR(dB). $N_p = 6$.

La figure 2.12 représente le MSE des estimateurs du CFO en fonction du SNR utilisant des méthodes d'estimation aveugle, non-aveugle et semi-aveugle avec des pilotes nuls et non-nuls. Comme nous avons tracé la MCRB. Les résultats montrent que le MSE diminue avec l'augmentation du SNR. Ce qui veut dire que le CFO est bien estimé et bien compensé. Les résultats des estimateurs semi-aveugle sont meilleurs que ceux des estimateurs aveugles d'une part. D'autre part l'estimateur semi-aveugle (SBZP) dépasse en performances l'estimateur (SBNZP), et que les MSE des deux estimateurs se confondent avec la MCRB. Ceci montre l'efficacité des algorithmes proposés.

On peut remarquer aussi que les MSE des estimateurs semi-aveugle avec et sans application de l'algorithme *Newton-Raphson* (NR) démarrent avec une disparité significative pour les faibles SNR, mais se rejoignent pour les valeurs du SNR supérieur à 10 où à 15 dB où ils s'approchent de la MCRB. Donc, nous obtenons des performances acceptables tout en réduisant l'ordre de complexité.

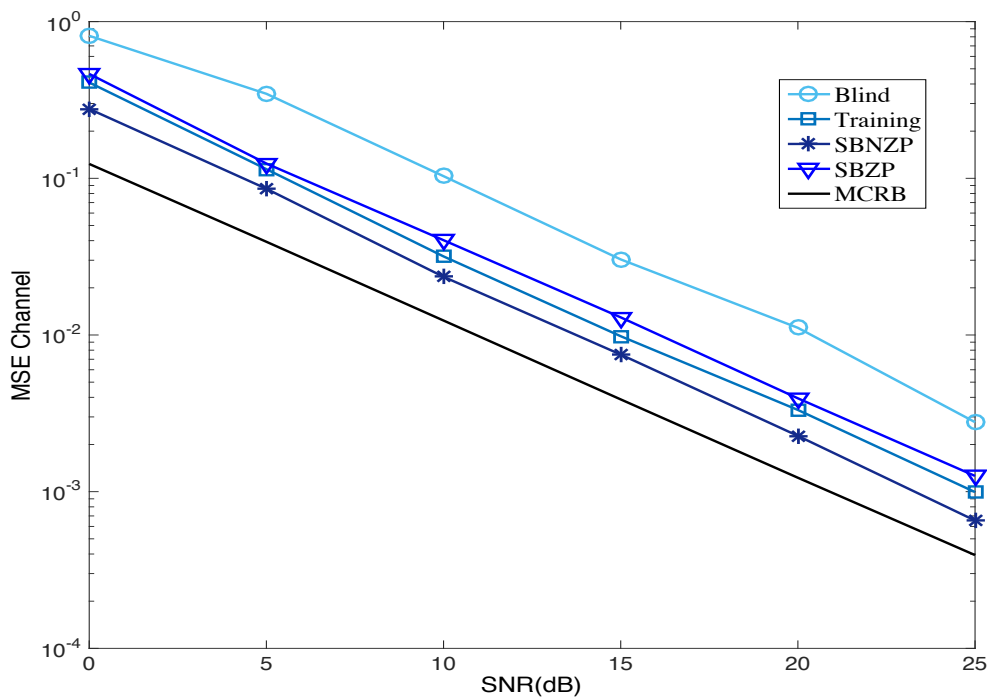


Figure 2.13 : MSE de canal en fonction du SNR (dB). $N_{\bar{p}} = 3$.

La figure 2.13 donne le MSE de canal en fonction du SNR. Nous remarquons que l'estimateur semi-aveugle SBNZP donne de meilleurs résultats que les autres estimateurs et ceci grâce à l'exploitation des symboles pilotes utilisés pour l'estimation du CFO dans l'estimation du canal.

Contrairement aux estimateurs du CFO qui sont dérivés de la maximisation d'une fonction convexe donnée par l'équation (2.25), les estimateurs du canal ne se déduisent pas d'une fonction convexe. Cela veut dire qu'on ne peut pas appliquer l'algorithme de *Newton-Raphson* dans l'estimation de canal.

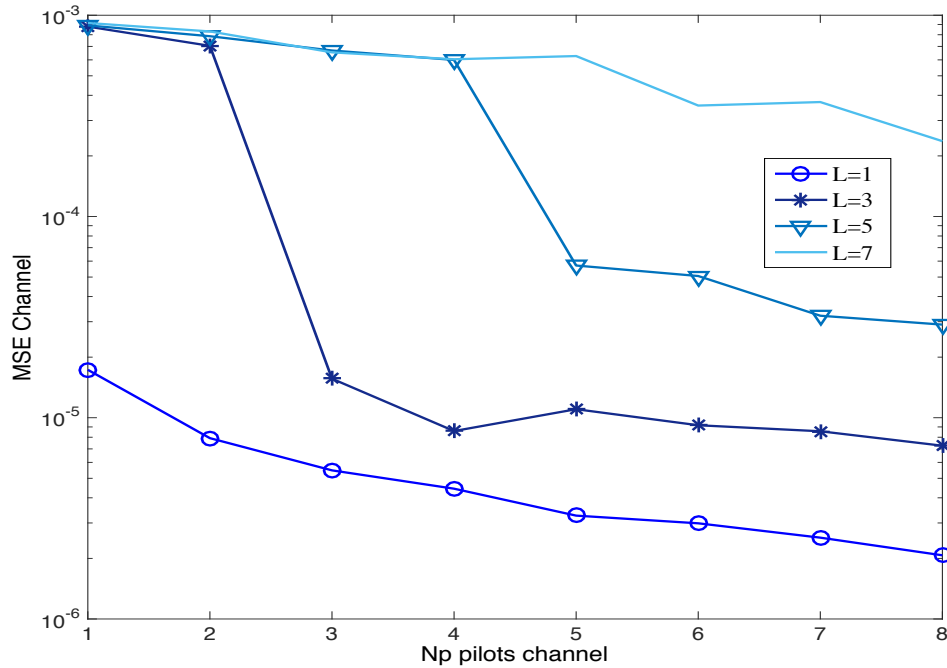


Figure 2.14 : MSE de canal en fonction du nombre des symboles pilote $N_{\bar{p}}$.

Dans la figure 2.14, nous traçons le MSE du canal en fonction du nombre des symboles pilotes utilisés pour l'estimation de canal $N_{\bar{p}}$ pour différents nombre de trajets multiple du canal. On constate que les performances s'améliorent lorsque le nombre de trajet multiple de canal L diminue. D'autre part, on remarque que le nombre de symboles pilotes nécessaire à l'estimation du canal doit être au moins égale au nombre de trajets multiple du canal.

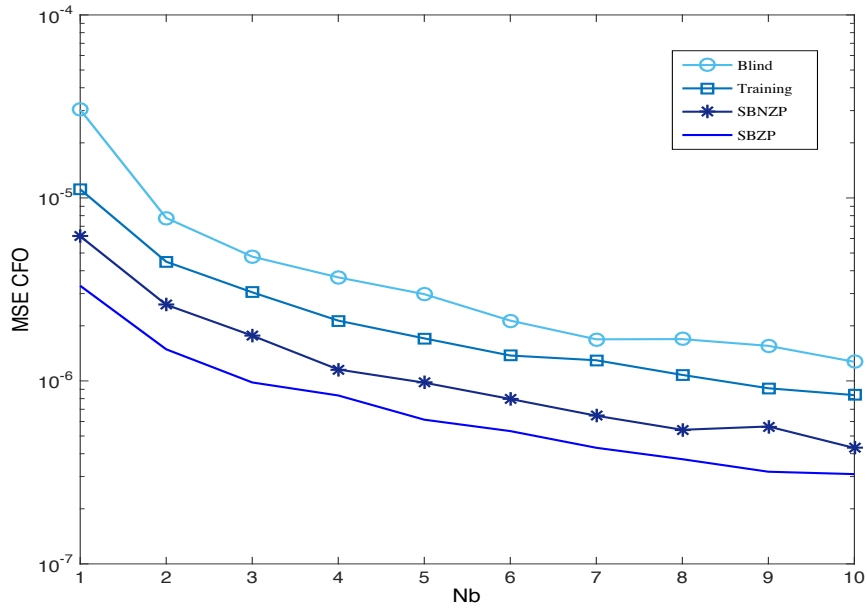


Figure 2.15 : MSE de CFO en fonction de nombre de blocs OFDM

La figure 2.15 représente la variation du MSE de l'estimateur semi-aveugle de CFO en fonction du nombre de blocs OFDM.

Pour tous les résultats obtenus, on a utilisé un seul bloc OFDM $N_b = 1$, sauf pour les résultats de la figure 2.15. Donc, les MSEs des différents estimateurs s'améliorent lorsque le nombre de blocs OFDM augmente, mais au détriment d'une augmentation dans la complexité.

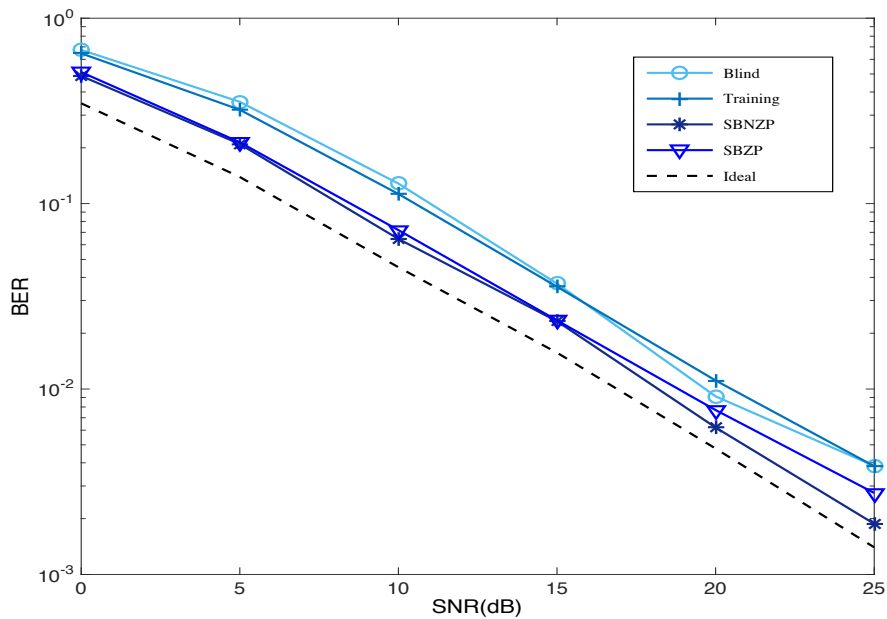


Figure 2.16 : BER en fonction de SNR (dB).

La figure 2.16 trace les taux d'erreurs binaires (BER) en fonction du SNR pour les estimateurs aveugles et semi-aveugles du CFO conjointement avec le canal. Les résultats démontrent la supériorité des estimateurs semi-aveugles par rapport aux estimateurs aveugles.

2.8. CONCLUSION

Nous avons commencé par présenter des notions sur l'estimation du canal puis on a défini les différentes sources d'erreurs de synchronisation rencontrée dans un système OFDM parmi lesquelles on souligne le décalage fréquentiel (CFO) qu'on s'est intéressé par la suite. A l'aide des simulations, on a montré l'effet désastreux du CFO dans un système OFDM tout en soulignant la nécessité de l'estimer conjointement avec l'estimation du canal.

Puis, nous avons détaillé les différentes techniques d'estimation conjointe du CFO et de canal existants pour l'OFDM. Ces techniques se basent sur des méthodes aveugles, non-aveugles et semi-aveugles.

Nous nous sommes intéressés en particulier à la proposition d'une nouvelle conception-disposition de symboles pilotes dans le contexte d'une estimation semi-aveugle. Basée sur cette conception deux versions modifiées des algorithmes d'estimations ML et MUSIC ont été proposés. Les deux algorithmes sont équivalents en termes de performances mais au détriment d'une complexité accrue. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposé des estimateurs à faible complexité utilisant l'algorithme *Newton-Raphson*. Les résultats de simulations obtenus montrent l'efficacité des méthodes proposées.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont fait l'objet d'une publication dans un journal indexé base Thomson dans laquelle nous avons proposé plusieurs algorithmes d'estimation aveugle, non-aveugle et semi-aveugle du CFO conjointement avec le canal basés sur des versions modifiées des algorithmes ML et MUSIC et utilisant une nouvelle conception de symboles pilotes [62-63].

Chapitre 3 : Estimation conjointe dans les systèmes MIMO-OFDM

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 3 : ESTIMATION CONJOINTE DANS LES SYSTEMES MIMO-OFDM	57
<hr/>	
3.1. INTRODUCTION	58
3.2. MODELE DU SYSTEME MIMO-OFDM EN PRESENCE DU CFO	58
3.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE CONJOINTE DU CFO ET DES CANAUX MIMO	61
3.3.1. ESTIMATION DES CANAUX	62
3.3.2. ESTIMATION DU CFO	63
3.4. ESTIMATEURS SEMI-AVEUGLE DE CFO A FAIBLE COMPLEXITE	65
3.4.1. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE ETUDIEE DANS [16]	65
3.4.2. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE PROPOSEE DANS [17]	66
3.4.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE ITERATIF	67
3.5. RESULTATS DES SIMULATIONS	70
3.6. CONCLUSION	75

3.1. INTRODUCTION

Dans les systèmes de communications sans fils, les préoccupations principales des chercheurs sont l'efficacité spectrale, la capacité et la fiabilité. En raison de la diversité spatiale, le principal avantage de la technologie MIMO qui fournit un récepteur avec plusieurs répliques du signal émis codées et de manière multiplexée. Donc cette technologie est un moyen puissant pour atteindre les résultats souhaités. L'utilisation du codage STBC dans les transmissions à antennes multiples a montré une grande robustesse vis-à-vis des conditions de fonctionnements non idéals tels que la présence de l'effet Doppler et des erreurs sur l'estimation des canaux. Pour renforcer cette immunité, les systèmes MIMO utilisant un codage STBC sont associés à la technique OFDM. Ceci va permettre aux systèmes MIMO-OFDM de fonctionner dans des canaux sélectifs en fréquence.

La technique OFDM contourne le problème de la sélectivité du canal en le transformant en plusieurs sous-canaux non sélectifs en fréquence (sous-canaux plats). Ceci est dû à la réduction de débit du signal de sortie par rapport au débit du signal d'entrée. Cette réduction dans le débit est obtenue grâce à la conversion série-parallèle effectuée au niveau de l'émetteur OFDM, qui va élargir la durée du symbole OFDM de sortie par rapport à l'étalement du retard du canal.

L'implémentation MIMO-OFDM fait face à deux défis majeurs :

- Avec le nombre croissant des antennes, l'estimation des canaux devient de plus en plus difficile, comme le nombre des inconnues augmente ;
- Comme pour l'OFDM à antenne unique, les systèmes MIMO-OFDM sont très sensibles au CFO.

Dans ce chapitre nous allons proposer des estimateurs semi-aveugles conjoints du CFO et des canaux pour le système MIMO-OFDM. Le codage STBC de type Alamouti sera utilisé pour coder les données d'information, tandis qu'un codage spécifique sera utilisé pour coder les symboles pilotes. L'estimation est basée sur l'algorithme M-MUSIC et s'appuie également sur un modèle de conception des symboles pilotes.

3.2. MODELE DU SYSTEME MIMO-OFDM EN PRESENCE DU CFO

Considérons un système MIMO basé sur STBC-OFDM avec M_t antennes d'émission et M_r antennes de réception comme illustré par la figure 3.1. Seulement N_e sous-porteuses parmi N sont utilisées, les $N_z = N - N_e$ sous-porteuses restantes représentent les sous-porteuses virtuelles (VSCs), [9]. Les N_e sous-porteuses actives sont divisées en

deux sous-ensembles de N_p sous-porteuses utilisés par les symboles pilotes et de N_d sous-porteuses utilisées pour transporter les symboles d'information. Nous utilisons la méthode adoptée dans [57-75] pour la répartition des symboles pilotes dans un système STBC-OFDM. Pour cela, nous définissons $\mathcal{P} = [p_1, \dots, p_{N_p}]$ comme un ensemble d'indices des sous-porteuses pilotes et $\mathcal{D} = [d_1 \dots d_{N_d}]$ comme un ensemble d'indices des sous-porteuses transportant les symboles d'information. Le codeur espace-temps de données avec $M_t = 2$ génère le bloc de données \mathbf{s}_i (**STBC-D**), tandis que le codeur espace-temps spécifique (S-STBC) génère le bloc de symboles pilotes \mathbb{P}_i (**STBC-P**) comme suit:

$$\mathbb{S}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{2i} & \mathbf{S}_{2i+1} \\ -\mathbf{S}_{2i+1}^* & \mathbf{S}_{2i}^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbb{C}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{2i} & \mathbf{C}_{2i+1} \\ -\mathbf{C}_{2i+1}^{-1} & \mathbf{C}_{2i}^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Où $\mathbf{S}_{2i+1} = \text{diag}(\mathbf{s}_{2i+t})$ et $\mathbf{C}_{2i+1} = \text{diag}(\mathbf{c}_{2i+t})$. $\mathbf{S}_{2i+t} = [\mathbf{s}_{2i+t}(0) \dots \mathbf{s}_{2i+t}(N_d - 1)]^T$ et $\mathbf{c}_{2i+t} = [\mathbf{c}_{2i+t}(0) \dots \mathbf{c}_{2i+t}(N_p - 1)]^T$ sont respectivement les $(2i + t)$ -ième symboles de données et symboles pilotes. $t \in \{0,1\}$ est l'ensemble des indices des deux vecteurs successifs de données et de pilotes pour le i -ième STBC. La forme diagonale de \mathbf{P}_{2i+t} rend l'opération d'inversion matricielle facile. L'insertion du sous-bloc pilote \mathbf{P}_{2i+t} dans le sous-bloc portant l'information \mathbf{S}_{2i+t} pour chaque antenne d'émission est réalisé comme suit: $\mathbf{z}_{2i+t} = [\mathbf{T}_{\mathcal{P}}\mathbf{C}_{2i+t}\mathbf{1}_{\mathcal{P}} + \mathbf{T}_{\mathcal{D}}\mathbf{S}_{2i+t}\mathbf{1}_{\mathcal{D}}]$ où $\mathbf{T}_{\mathcal{P}} = [\mathbf{i}_{p_1}, \dots, \mathbf{i}_{p_{N_p}}]$ et $\mathbf{T}_{\mathcal{D}} = [\mathbf{i}_{d_1}, \dots, \mathbf{i}_{d_{N_d}}]$ sont des matrices de permutation et \mathbf{i}_n est la n -ième colonne de la matrice d'identité. Le sous-bloc multiplexé \mathbf{z}_{2i+t} est multiplié à gauche par la matrice FFT inverse (**IFFT**) $\mathbf{F}_T^H = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{N_e}]$, où $\mathbf{f}_n = [1, e^{j2\pi n/N}, \dots, e^{j2\pi n(N-1)/N}]^T$.

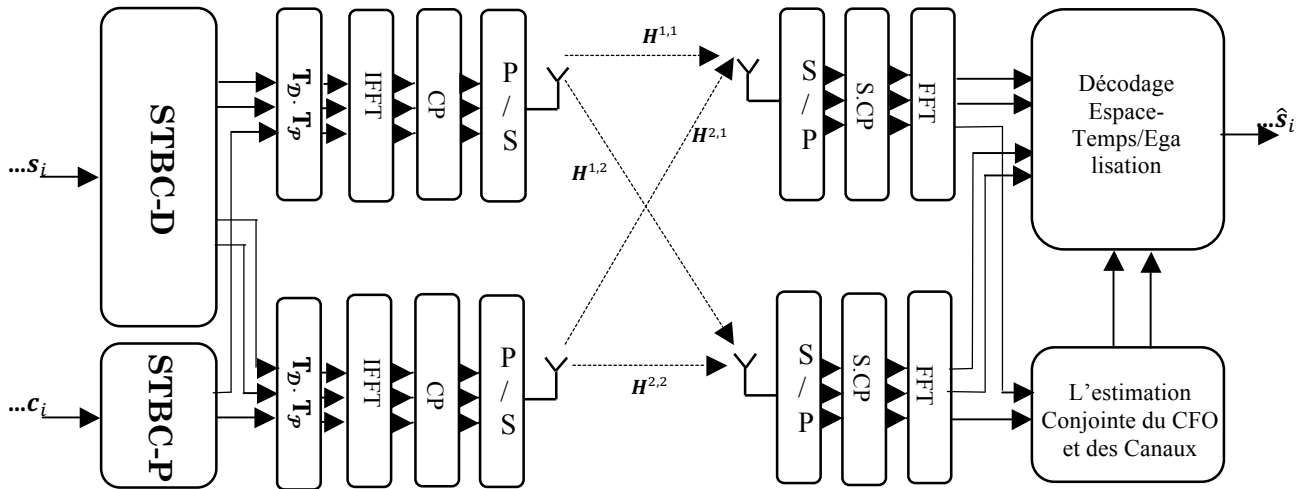


Figure 3.1 : Modèle de système MIMO basé sur le STBC-OFDM.

Le i – ième bloc STBC transmis dans le domaine temporel est donné par:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{2i} & \mathbf{x}_{2i+1} \\ -\check{\mathbf{x}}_{2i+1} & \check{\mathbf{x}}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{2i} & \mathbf{C}_{2i+1} \\ -\mathbf{C}_{2i+1}^{-1} & \mathbf{C}_{2i}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{N_p} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1}_{N_p} \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{2i} & \mathbf{S}_{2i+1} \\ -\mathbf{S}_{2i+1}^* & \mathbf{S}_{2i}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{N_d} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1}_{N_d} \end{bmatrix}$$

Qui peut être écrit sous la forme matricielle comme :

$$\mathbb{X}_i = \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}_i \mathbb{I}_{\mathcal{P}} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \mathbf{S}_i \mathbb{I}_{\mathcal{D}} \quad (3.3)$$

Où $\check{\mathbf{x}}_{2i+t}$ est le $(2i+t)$ – ième vecteur contenant la IFFT du complexe conjugué de données multiplexées avec la IFFT de l'inverse des symboles pilotes. $\mathbf{1}_N = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ est le vecteur de taille $(N \times 1)$ utilisé pour écrire l'information et ceux des symboles pilotes sous forme vectorielle. $\mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} = \mathbf{F}_{\mathcal{T}}^{\mathcal{H}} \mathbf{T}_{\mathcal{P}}$, $\mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} = \mathbf{F}_{\mathcal{T}}^{\mathcal{H}} \mathbf{T}_{\mathcal{D}}$ et $\mathcal{T} = \mathcal{P} \cup \mathcal{D}$.

Avant l'émission, le préfixe cyclique (CP) de longueur N_g est inséré. Le bloc STBC-OFDM transmis devient

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{2i} & \mathbf{u}_{2i+1} \\ -\check{\mathbf{u}}_{2i+1} & \check{\mathbf{u}}_{2i} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cp} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{cp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{2i} & \mathbf{x}_{2i+1} \\ -\check{\mathbf{x}}_{2i+1} & \check{\mathbf{x}}_{2i} \end{bmatrix}$$

Qui peut être écrit sous cette forme matricielle :

$$\mathbb{U}_i = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \mathbf{A}_{cp} \mathbb{X}_i \quad (3.4)$$

Où $\mathbf{A}_{cp} = \left[\left(\mathbf{I}_{N_g \times N} \right)^T \quad \mathbf{I}_N^T \right]^T$ est la matrice d'insertion de CP et $\mathbf{A}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cp} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{cp} \end{bmatrix}$

A la réception, on enlève le préfixe cyclique en multipliant chaque bloc STBC reçu par la matrice $\mathbb{B}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{cp} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{cp} \end{bmatrix}$ où $\mathbf{B}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times N_g} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$.

Nous avons supposé que le décalage fréquentiel est identique pour toutes les antennes de réception. C'est vrai, par exemple, dans le cas où le décalage fréquentiel est principalement dû à la différence des fréquences générées par les oscillateurs locaux d'émission et de réception [7]. Le signal reçu par la r – ième antenne est donnée par :

$$\mathbf{y}_{r,i} = \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(2iN_q + N_g)\omega} \mathbb{D}_\omega (\mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \mathbf{S}_i \mathbb{J}_{\mathcal{D}}) \mathbb{h}_r + \mathbf{m}_{r,i} \quad (3.5)$$

Où $\mathbb{D}_\omega = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{0,\omega} & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \mathbf{D}_{1,\omega} \end{bmatrix}$, $\mathbb{h}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,r} \\ \mathbf{h}_{2,r} \end{bmatrix}$ et $\mathbf{D}_{k,\omega} = \text{diag}(e^{jkN_q\omega}, \dots, e^{j(kN_q + N - 1)\omega})$. $\omega = \Delta\omega T$ est le CFO normalisée, $\Delta\omega$ est le CFO, T est la période d'échantillonnage et $N_q = N + N_g$. $\mathbf{h}_{m,r} = [h^{m,r}(0), \dots, h^{m,r}(L-1)]^T$ représente les coefficients de canal entre la m -ième antenne d'émission et la r -ième antenne de réception et :

$$\mathbb{J}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{P}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{P}} \end{bmatrix}, \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{p_1}^L & \dots & \mathbf{f}_{p_{N_p}}^L \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}$$

$$\mathbb{J}_{\mathcal{D}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{D}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{D}} \end{bmatrix}, \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{D}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{d_1}^L & \dots & \mathbf{f}_{d_{N_d}}^L \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}$$

$$\mathbf{f}_n^L = [1, e^{j2\pi n/N}, \dots, e^{j2\pi n(L-1)/N}]^T$$

Le signal STBC-OFDM reçu peut simplement être écrit sous forme matricielle comme :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{r,2i} \\ \mathbf{y}_{r,2i+1} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(2iN_q + N_g)\omega} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{0,\omega} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{1,\omega} \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{2i} & \mathbf{C}_{2i+1} \\ -\mathbf{C}_{2i+1}^{-1} & \mathbf{C}_{2i}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{P}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{P}} \end{bmatrix} + \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{2i} & \mathbf{S}_{2i+1} \\ -\mathbf{S}_{2i+1}^* & \mathbf{S}_{2i}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{D}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Gamma}_{\mathcal{D}} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,r} \\ \mathbf{h}_{2,r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_{r,2i} \\ \boldsymbol{\eta}_{r,2i+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Où $\mathbf{y}_{r,i}$ et $\boldsymbol{\eta}_{r,i}$ sont le signal reçu et le bruit à la r -ième antenne de réception. $\boldsymbol{\eta}_{r,i} = [\eta_{r,i}(0), \dots, \eta_{r,i}(N-1)]^T$ est le vecteur du bruit blanc gaussien additif (AWGN) de moyenne nulle et de variance $\sigma_\eta^2 \mathbf{I}_N$.

3.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE CONJOINTE DU CFO ET DES CANAUX MIMO

Plusieurs approches pour l'estimation conjointe du CFO et des canaux ont été discutées dans la littérature [7], [17] et [57-78]. Dans [7], les auteurs donnent les modèles de conception (méthode de répartition) des pilotes (pilotes nuls ou non nuls) pour découpler l'estimation du CFO et des canaux de l'estimation des données et ceci pour le système MIMO-OFDM. Ces pilotes changent d'un bloc à un autre, et ceci dans le

but d'établir l'identifiabilité de l'estimateur de CFO, et d'atteindre l'erreur quadrature moyenne minimale de l'estimateur de canal MIMO.

L'estimation semi-aveugle conjointe pour une liaison montante multi-utilisateurs MIMO-OFDM a été étudiée dans [76]. Dans [77], les auteurs présentent des estimateurs ML (maximum de vraisemblance) conjoints de CFO et du canal basés sur une méthode itérative pour une communication coopérative asynchrone (dans une entreprise). Les communications coopératives sont proposées pour permettre aux mobiles équipés d'antennes simples de partager leurs antennes dans un but de construire un système MIMO virtuel et ainsi obtenir tous les avantages du système MIMO. L'algorithme SAGE-MAP a été utilisé dans [78] pour calculer un nouvel estimateur conjoint de CFO et de canal utilisant des symboles pilotes pour les systèmes à liaison montante OFDMA dans un environnement d'évanouissement doublement sélectif. Afin de réduire la complexité de cet algorithme, les auteurs de [17] proposent d'utiliser un algorithme itératif basé sur la méthode de Newton-Raphson.

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse, nous utilisons qu'un seul bloc OFDM, comme envisagé dans [59], pour estimer le CFO et les canaux, ce qui réduit considérablement la complexité. En plus de l'utilisation de l'algorithme aveugle [59], nous avons proposé un algorithme semi-aveugle pour l'estimation. Au lieu de travailler avec un système SIMO comme dans [59], nous avons utilisé un système MIMO basé sur le STBC-OFDM.

Les estimateurs ont été développés sous la proposition que le S-STBC est utilisé pour coder les symboles pilotes, tandis que les symboles d'information sont codés par STBC d'Alamouti (A-STBC).

3.3.1. ESTIMATION DES CANAUX

Pour l'estimation des canaux, nous commençons par supposer que l'estimation du CFO est parfaite, c-à-d $\hat{\omega} = \omega$. Après compensation du signal reçu avec le CFO estimé et après la multiplication par la FFT des symboles pilotes $\mathbb{F}_{\mathcal{P}}$, nous obtenons :

$$e^{-j(2iN_q+N_g)\omega} \mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} y_{r,i} = \frac{N}{\sqrt{N_e}} \mathbb{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}} \mathbb{h}_r + \mathbb{m}_{r,i}^{\mathcal{P}} \quad (3.7)$$

Où $\mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} = \mathbf{I}_{2N_p}$, $\mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} = \mathbf{0}_{2N_p \times 2N_d}$ et $\mathbb{m}_{r,i}^{\mathcal{P}} = e^{-j(2iN_q+N_g)\omega} \mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{m}_{r,i}$.

Pour chaque antenne réceptrice, l'estimateur du canal devra être la solution (la racine) qui annule la dérivée par rapport \mathbb{h}_r de la fonction de coût quadratique suivante :

$$\sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| e^{-j(2iN_q+N_g)\omega} \mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{y}_{r,i} - \frac{N}{\sqrt{N_e}} \mathbb{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}} \mathbb{h}_r \right\|^2 \quad (3.8)$$

Exploitant l'orthogonalité du codage d'Alamouti au niveau bloc et l'orthogonalité entre les sous-porteuses de systèmes OFDM, l'estimateur de canal $\hat{\mathbb{h}}_r$ est donné par :

$$\hat{\mathbb{h}}_r = \frac{\sqrt{N_e}}{2N} e^{-j(2iN_q+N_g)\omega} (\mathbb{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}})^{\dagger} \mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{y}_{r,i} \quad (3.9)$$

3.3.2. ESTIMATION DU CFO

Le CFO estimé est calculé en tenant compte des pilotes et des sous-porteuses virtuelles (VSCs). En remplaçant le canal estimé $\hat{\mathbb{h}}_r$ dans l'équation (3.8), nous obtenons la fonction de coût basée sur des pilotes pour l'estimation du CFO comme suit :

$$\mathcal{J}_{\mathcal{P}}(\omega) = \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| e^{-j(2iN_q+N_g)\omega} \mathbf{e} \mathbb{F}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{y}_{r,i} \right\|^2 \quad (3.10)$$

Où $\mathbf{e} = \left(\mathbf{I}_{2N_p} - \frac{1}{2} \mathbb{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}} (\mathbb{C}_i \mathbb{J}_{\mathcal{P}})^{\dagger} \right)$.

L'équation (3.10) peut être réécrite comme :

$$\mathcal{J}_{\mathcal{P}}(\omega) = \text{tr}(\mathbf{y}^{\mathcal{H}} \mathbb{D}_{\omega} \mathbb{V}_{\mathcal{P}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}) \quad (3.11)$$

Où: $\mathbb{V}_{\mathcal{P}} = \mathbb{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{H}} \mathbf{e} \mathbb{F}_{\mathcal{P}}$; $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \dots \mathbf{y}_{M_r}]$; $\mathbf{y}_r = [\mathbf{y}_{r,1} \dots \mathbf{y}_{r,N_b}]$ et $\mathbf{y}_{r,i} = [\mathbf{y}_{r,i}(0) \dots \mathbf{y}_{r,i}(2N-1)]^T$, sachant que $[\mathbf{y}_{r,i}(0) \dots \mathbf{y}_{r,i}(N-1)] = \mathbf{y}_{r,2i}^T$ et $[\mathbf{y}_{r,i}(N) \dots \mathbf{y}_{r,i}(2N-1)] = \mathbf{y}_{r,2i+1}^T$.

Après compensation du signal reçu par le CFO estimé, et après la projection du signal reçu sur les VSCs, on obtient :

$$e^{-j(2iq+g)\omega} \mathbb{F}_{\mathcal{Z}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{y}_{r,i} = \mathbb{m}_{r,i}^{\mathcal{Z}} \quad (3.12)$$

Où $\mathbb{m}_{r,i}^{\mathcal{Z}} = e^{-j(2iq+g)\omega} \mathbb{F}_{\mathcal{Z}} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbb{m}_{r,i}$.

La fonction de coût basée sur la méthode aveugle pour l'estimation du CFO est calculée comme suit :

$$\mathcal{J}_Z(\omega) = \text{tr}(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_\omega \mathbb{V}_Z \mathbb{D}_\omega^H \mathbf{y}) \quad (3.13)$$

Qui est la même que celle donnée dans [64]. $\mathbb{V}_Z = \mathbb{F}_Z^H \mathbb{F}_Z$ avec $\mathbb{F}_Z = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_Z & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_Z \end{bmatrix}$ et $\mathbf{F}_Z^H = [\mathbf{f}_{N_e+1}, \dots, \mathbf{f}_N]$, et $\text{tr}(\mathbf{X})$ denote le trace de la matrice \mathbf{X} .

L'estimation semi-aveugle du CFO peut être obtenue par la minimisation de la fonction de coût suivante :

$$\hat{\omega} = \underset{\omega}{\text{argmin}} \{\mathcal{J}(\omega)\} \quad (3.14)$$

Où :

$$\mathcal{J}(\omega) = \text{tr}(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_\omega \mathbb{V} \mathbb{D}_\omega^H \mathbf{y}) \quad (3.15)$$

et $\mathbb{V} = \mathbb{V}_P + \mathbb{V}_Z$.

Après compensation du signal reçu par le CFO estimée, et après multiplication par la FFT des symboles de données \mathbb{F}_D , on obtient :

$$e^{-j(2iq+g)\omega} \mathbb{F}_D \mathbb{D}_\omega^H \mathbf{y}_{r,i} = \frac{N}{\sqrt{N_e}} \mathbb{S}_i \mathbb{J}_D \mathbf{h}_r + \mathbf{m}_{r,i}^D \quad (3.16)$$

Où $\mathbf{m}_{r,i}^D = e^{-j(2iq+g)\omega} \mathbb{F}_D \mathbb{D}_\omega^H \mathbf{m}_{r,i}$.

Pour améliorer la qualité de réception des données d'information, l'égalisation du canal doit être utilisée. En effet, nous avons appliqué une matrice d'égalisation de fréquence de type MRC au signal reçu de l'équation (3.16) afin d'estimer les deux vecteurs de données $\hat{\mathbf{s}}_{2i}$ et $\hat{\mathbf{s}}_{2i+1}$. La matrice d'égalisation \mathbb{G}_h est définie par :

$$\mathbb{G}_h = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{1,r}^* & -\tilde{\mathbf{H}}_{2,r} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{2,r}^* & \tilde{\mathbf{H}}_{1,r} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Où $\tilde{\mathbf{H}}_{m,r} = \text{diag}(\tilde{\mathbf{h}}_{m,r})$, et $\tilde{\mathbf{h}}_{m,r} = \mathbf{\Gamma}_D \mathbf{h}_{m,r}$ est la réponse en fréquence de canal entre la m -ième antenne d'émission et la r -ième antenne réceptrice. Ainsi, les symboles d'information récupérés sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_{2i} \\ \hat{\mathbf{s}}_{2i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(2iq+g)\omega} \sum_{r=1}^{M_r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{1,r}^* & -\tilde{\mathbf{H}}_{2,r} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{2,r}^* & \tilde{\mathbf{H}}_{1,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_D & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_D^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{0,\omega}^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{1,\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{r,2i} \\ -\mathbf{y}_{r,2i+1}^* \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.4. ESTIMATEURS SEMI-AVEUGLE DE CFO A FAIBLE COMPLEXITE

L'estimateur de CFO basé sur l'algorithme MUSIC modifié (M-MUSIC) donnée par l'équation (3.15) est caractérisé par une complexité de calcul importante. Pour pallier cet inconvénient, de nombreux algorithmes ont été proposés dans la littérature, comme illustré par exemple dans [16-17]. Dans cette sous-section, nous adaptons en premier lieu les algorithmes donnés dans [16-17] à notre problème d'estimation tel que développé dans les paragraphes suivants 4.4.1 et 4.4.2. Ensuite, nous proposons, au paragraphe 4.4.3, de réduire encore la complexité de calcul de ces algorithmes en limitant le développement en série de Taylor du terme exponentiel dans l'équation (3.15) au second ordre.

3.4.1. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE ETUDIEE DANS [16]

Dans ce paragraphe, nous appliquons l'algorithme étudié dans [16] à l'équation (3.15). La dérivée première de $\mathcal{J}(\omega)$ par rapport à ω est donnée par:

$$\frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} = -2\mathfrak{I}\{tr(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_\omega \mathbb{D} \mathbf{V} \mathbb{D}_\omega^H \mathbf{y})\} \quad (3.19)$$

Où $\mathbb{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0 & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \mathbf{D}_1 \end{bmatrix}$, et $\mathbf{D}_k = (kN_q, \dots, kN_q + N - 1)$. En calculant $\frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} = 0$, et en limitant le développement en série de Taylor au second ordre de exponentiel, on obtient:

$$\mathfrak{I} \left\{ \sum_{r=1}^{N_r} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-1} m \mathbf{y}_{r,i}^*(m) \mathbf{y}_{r,i}(n) \mathbb{V}_{m,n} \left(1 + j(m-n)\omega - \frac{1}{2}(m-n)^2\omega^2 \right) \right\} \approx 0 \quad (3.20)$$

La résolution de cette équation conduit à des estimations du CFO :

$$\hat{\omega} = \frac{-b \mp \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (3.21)$$

Où

$$a = \frac{1}{2} \mathfrak{I} \{tr(\mathbf{y}^H \underline{\underline{\mathbb{D}}} \underline{\underline{\mathbf{V}}})\}; \quad b = -\mathfrak{R}\{tr(\mathbf{y}^H \underline{\underline{\mathbb{D}}} \underline{\underline{\mathbf{V}}})\}; \quad c = -\mathfrak{I}\{tr(\mathbf{y}^H \underline{\underline{\mathbb{D}}} \underline{\underline{\mathbf{V}}})\}, \quad \text{et } \underline{\underline{\mathbf{V}}} = \underline{\underline{\mathbb{D}}} \underline{\underline{\mathbf{V}}} - \underline{\underline{\mathbf{V}}} \underline{\underline{\mathbb{D}}}, \quad \text{et } \underline{\underline{\mathbf{V}}} = \underline{\underline{\mathbb{D}}} \underline{\underline{\mathbf{V}}} - \underline{\underline{\mathbf{V}}} \underline{\underline{\mathbb{D}}}.$$

De bonnes estimations de CFO peuvent être obtenues en considérant un algorithme itératif comme illustré par l'équation suivante:

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k + \frac{-b_k \mp \sqrt{b_k^2 - 4a_k c_k}}{2a_k} \quad (3.22)$$

$$\text{Où } a_k = \frac{1}{2} \Im \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \underline{\underline{\mathbb{D}}} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\} \quad ; \quad b_k = -\Re \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\} \quad ; \quad c_k = -\Im \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\}$$

3.4.2. ESTIMATION BASEE SUR LA METHODE PROPOSEE DANS [17]

Ici, on applique l'algorithme de *Newton-Raphson* utilisé dans [17] pour réduire la complexité de calcul de l'équation (3.15). Ceci conduit à l'algorithme d'estimation itératif CFO décrit comme suit :

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k - \left[\frac{\partial^2 \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega^2} \right]^{-1} \left. \frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\hat{\omega}^k} \quad (3.23)$$

Lorsque la dérivée seconde de $\mathcal{J}(\omega)$ par rapport à ω est donnée par:

$$\frac{\partial^2 \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega^2} = -2\Re \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega}^H \mathbf{y} \right) \right\} \quad (3.24)$$

L'équation (3.23) devient :

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k + \frac{\Im \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\}}{\Re \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\}} \quad (3.25)$$

Ou en fonction de b_k et c_k comme:

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k + \frac{c_k}{b_k} \quad (3.26)$$

$$c_k = \Im \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\} \text{ et } b_k = \Re \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{y}^H \mathbb{D}_{\omega^k} \mathbb{D} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega^k}^H \mathbf{y} \right) \right\}$$

3.4.3. ESTIMATION SEMI-AVEUGLE ITERATIF

Pour réduire encore la complexité de calcul des méthodes développées aux deux paragraphes précédent, nous proposons ici une nouvelle fonction de coût qui réduit le nombre de termes de l'équation (3.15), de $(2N - 1)$ au $(2N - n - 1)$, ce qui se traduit par :

$$\underline{\mathcal{J}}(\omega) = \Re \left\{ \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathbf{y}_{r,i}^*(m) \mathbf{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} e^{-jn\omega} \right\} \quad (3.27)$$

Qui peut être écrite comme :

$$\underline{\mathcal{J}}(\omega) = \Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \mathcal{Q}(n) e^{-jn\omega} \right\} \quad (3.28)$$

Où $\mathcal{Q}(n)$ est définie par:

$$\mathcal{Q}(n) = \sum_{r=1}^{M_r} \sum_{i=0}^{N_b-1} \mathbf{y}_{r,i}^T(n+1:2N) \text{diag}(\mathbb{V}, n) \mathbf{y}_{r,i}^*(1:2N-n) \quad (3.29)$$

Où $\text{diag}(\mathbb{V}, n)$ est une matrice diagonale formée par la n -ième diagonale de \mathbb{V} .

En utilisant le développement en séries de Taylor tronqué au second ordre, nous approchons l'équation (3.28) par :

$$\underline{\mathcal{J}}(\omega) \approx \Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \mathcal{Q}(n) \left(1 - jn\omega + \frac{1}{2} n^2 \omega^2 \right) \right\} \quad (3.30)$$

En calculant $\frac{\partial \underline{\mathcal{J}}(\omega)}{\partial \omega} = 0$, nous obtenons une estimation du CFO:

$$\hat{\omega} = \frac{\Im \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n \mathcal{Q}(n) \right\}}{\Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n^2 \mathcal{Q}(n) \right\}} \quad (3.31)$$

Pour améliorer encore la précision de l'estimation du CFO, nous développons l'algorithme itératif suivant :

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k + \frac{\Im \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n e^{-jn\omega^k} \mathcal{Q}(n) \right\}}{\Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n^2 e^{-jn\omega^k} \mathcal{Q}(n) \right\}} \Bigg|_{\omega=\hat{\omega}^k} \quad (3.32)$$

En appliquant l'algorithme de *Newton Raphson* [17] à l'équation (3.28), on obtient le même estimateur de CFO itératif donnée par l'équation (3.32) décrit comme ci-dessous :

$$\frac{\partial \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega} = \mathfrak{I} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n e^{-jn\omega} \mathcal{Q}(n) \right\} \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{J}(\omega)}{\partial \omega^2} = -\Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n^2 e^{-jn\omega} \mathcal{Q}(n) \right\} \quad (3.34)$$

$$\hat{\omega}^{k+1} = \hat{\omega}^k + \frac{\mathfrak{I} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n e^{-jn\omega^k} \mathcal{Q}(n) \right\}}{\Re \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} n^2 e^{-jn\omega^k} \mathcal{Q}(n) \right\}} \Bigg|_{\omega=\hat{\omega}^k} \quad (3.35)$$

Les tableaux 3.1 et 3.2 donnent l'ordre de complexité des différents estimateurs de CFO et des canaux.

Algorithmes	Ordre de complexité
M-MUSIC donnée par l'équation (3.15)	$12 N^2 N_b N_r M_S$
Algorithme de [16]	$(60N^2 N_b N_r + 6)M_{it}$
Algorithme de [17]	$(36N^2 N_b N_r + 1)M_{it}$
Proposé par l'équation (3.32)	$6N(N-1)(2N_b N_r + 3)M_{it}$

Tableau 3.1 *Ordre de complexité pour les CFO estimateurs.*

M_S désigne le nombre de valeurs dans l'intervalle utilisé pour trouver l'estimée du CFO (grille de recherche utilisée pour estimer la valeur exacte du CFO), et K est le nombre des itérations, avec $M_S \gg M_{it}$.

Algorithmes	Ordre de complexité
Utilisant S-STBC pour les symboles pilotes	$2L^8 N_p^4 (N_p + 1) N^3$
Utilisant A-STBC pour les symboles pilotes	$2L^8 N_p^4 (N_p^3 + 1) N^3$

Tableau 3.2 *Ordre de complexité pour les estimateurs de canaux utilisant le STBC spécifique et Alamouti pour les symboles pilotes.*

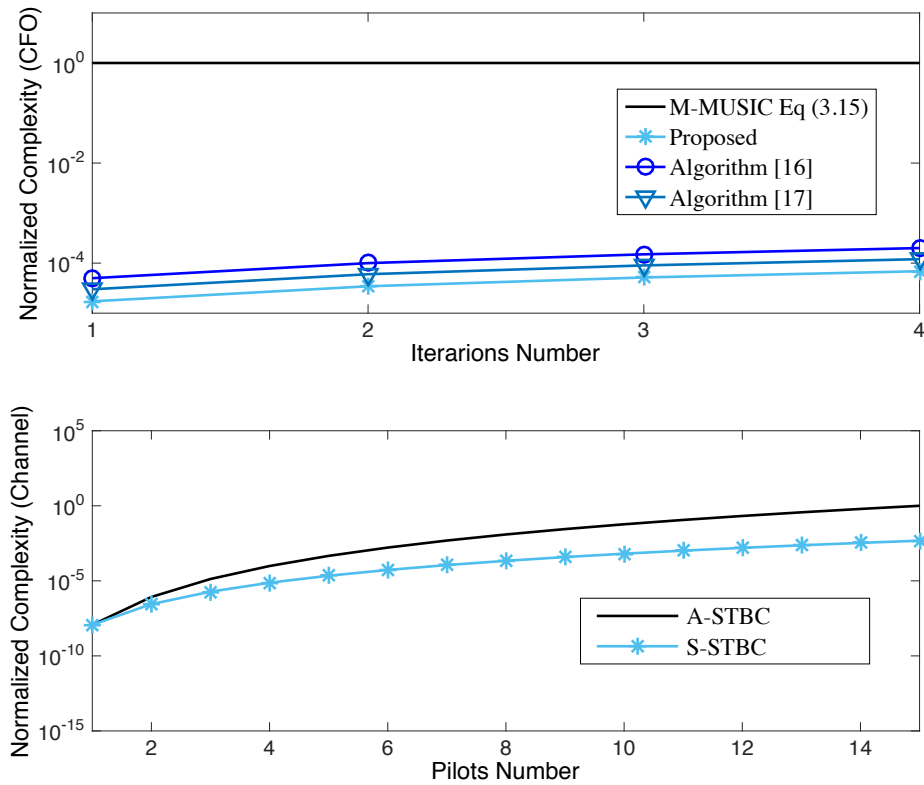


Figure 3.2 : Ordre de complexité normalisée pour les estimateurs de CFO et des canaux .

Cette figure est obtenue en considérant un système MIMO (2×2) basé sur STBC-OFDM avec $N = 64$, $N_b = 1$, $L = 6$, et une précision de 10^{-5} ($M_S = 10^5$) est fixée pour l'algorithme M-MUSIC (équation (3.15)).

L'estimateur de CFO basé sur M-MUSIC se caractérise par une complexité de calcul élevé. Les courbes de la figure 3.2 illustrent l'ordre de complexité normalisée par rapport au nombre d'itérations M_{it} pour les estimateurs de CFO, et aussi l'ordre de complexité normalisée en fonction du nombre de symboles pilotes N_p pour les estimateurs de canaux. Comme on peut le voir sur cette figure, l'ordre de complexité des estimateurs de CFO et de canaux proposés est faible comparativement aux autres estimateurs.

3.5. RESULTATS DES SIMULATIONS

Dans cette sous-section, nous considérons des systèmes MIMO (2×2) et MISO (2×1) utilisant STBC-OFDM. Le nombre de simulations Monte Carlo M_c fixé à 200 est utilisé pour évaluer la performance des estimateurs. Les MSEs des estimateurs de CFO et de canal MIMO, utilisées comme mesures de performance, sont définies respectivement par :

$$\text{MSE}_{\text{CFO}} = \frac{1}{M_c N_r} \sum_{j=1}^{M_c} \|\hat{\omega}_j - \omega\|^2 \quad (3.36)$$

Et

$$\text{MSE}_{\text{channel}} = \frac{1}{M_c N_r N_t} \sum_{j=1}^{M_c} \sum_{r=1}^{N_r} \sum_{t=1}^{N_t} \|\hat{\mathbf{h}}_{t,r}^j - \mathbf{h}_{t,r}\|^2 \quad (3.37)$$

Le nombre de sous-porteuses du système OFDM est fixé à $N = 64$ sous-porteuses, où 10 sous-porteuses sont considérées comme des VSCs, $N_p = 8$ sous-porteuses sont utilisées par des symboles pilotes et $N_d = 46$ sous-porteuses par les symboles d'information.

Dans toutes les simulations, les coefficients de canal complexes $\{h_{k,l}\}$ sont supposés être indépendants et gaussien avec des moyennes nulles et de variances unitaires. L'ordre des canaux est fixé à $L = 6$. La longueur du préfixe cyclique est pris égale à $N_g = L + 1$. Le bruit à chaque antenne de réception est un bruit blanc gaussien complexe spatialement décorrélés avec une moyenne nulle et de variance σ_η^2 .

Les symboles transmis sont organisés comme une succession de N_b blocs STBC, chacun d'eux a une taille de $(2N_e \times 2N_e)$. Chaque bloc est formé par un bloc de données de taille $(2N_d \times 2N_d)$ multiplexé par un bloc de pilotes de taille $(2N_p \times 2N_p)$. Le bloc de données est codé avec l'A-STBC. Les symboles pilotes et les symboles d'information sont choisis parmi les constellations QPSK.

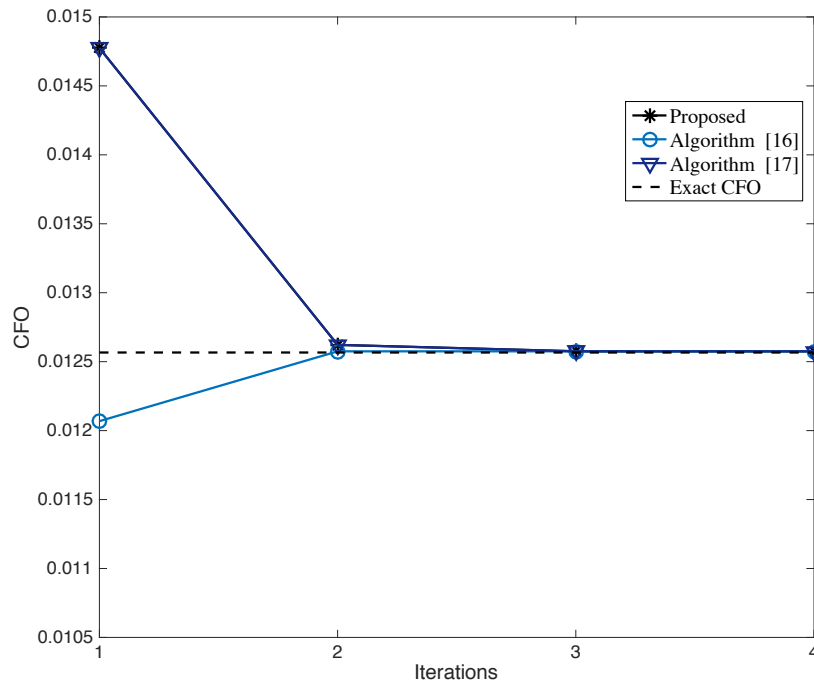


Figure 3.3: CFO estimé en fonction du nombre des itérations, SNR = 12.

La figure 3.3 montre les estimées du CFO en fonction du nombre d'itérations. Il n'y a aucun avantage à augmenter le nombre d'itérations, puisque deux itérations suffisent pour tous les estimateurs pour estimer correctement la valeur exacte du CFO. Les résultats de l'algorithme proposé et celle donnée dans [17] sont les mêmes.

Dans la figure 3.4, nous traçons le MSE des estimateurs de CFO en fonction du SNR pour un système MIMO et MISO utilisant STBC-OFDM. Pour le système MISO, les MSEs de tous les estimateurs de CFO sont les mêmes jusqu'à la valeur de SNR = 30 dB. Après cette valeur, l'estimateur de CFO basé sur M-MUSIC devient médiocre que les autres. L'estimateur de CFO proposé permet d'obtenir les mêmes performances que [16] et [17], mais avec un ordre de complexité faible.

Les mêmes tendances dans les résultats sont observées pour le système MIMO. En raison de gain de diversité MIMO offre de meilleures performances que MISO.

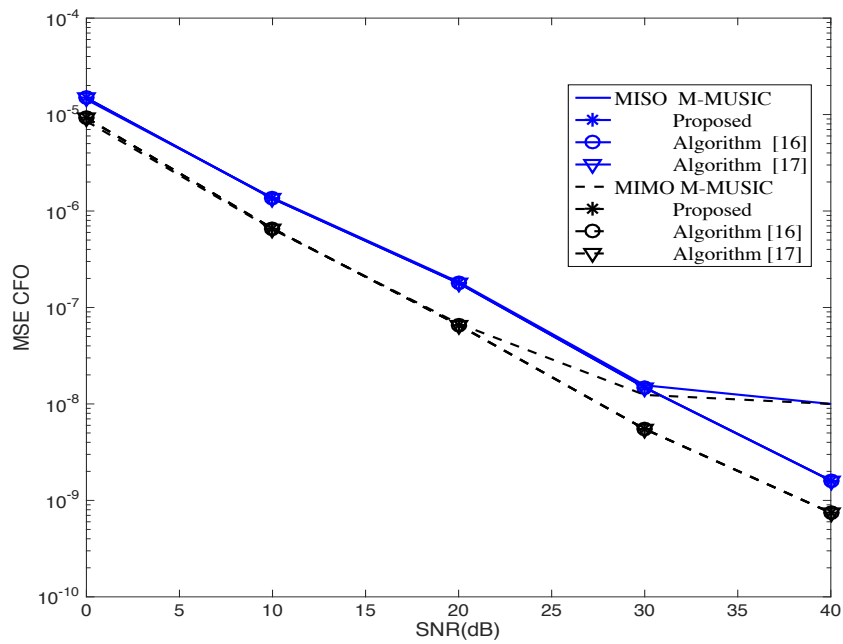


Figure 3.4: MSE des estimateurs de CFO en fonction du SNR pour un système STBC-OFDM.

La figure 3.5 représente le MSE en fonction du SNR des estimateurs des canaux MIMO et MISO. Nous comparons les résultats avec les cas idéaux, où le CFO est parfaitement connu. Les résultats de notre estimateur proposé sont plus proches des cas idéaux.

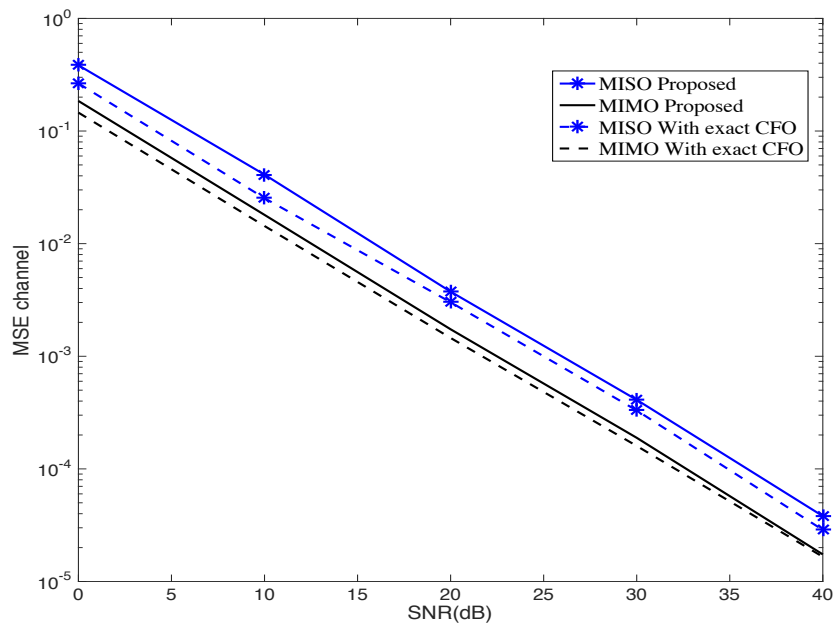


Figure 3.5 : MSE des estimateurs des canaux MIMO et MISO en fonction du SNR pour un système STBC-OFDM.

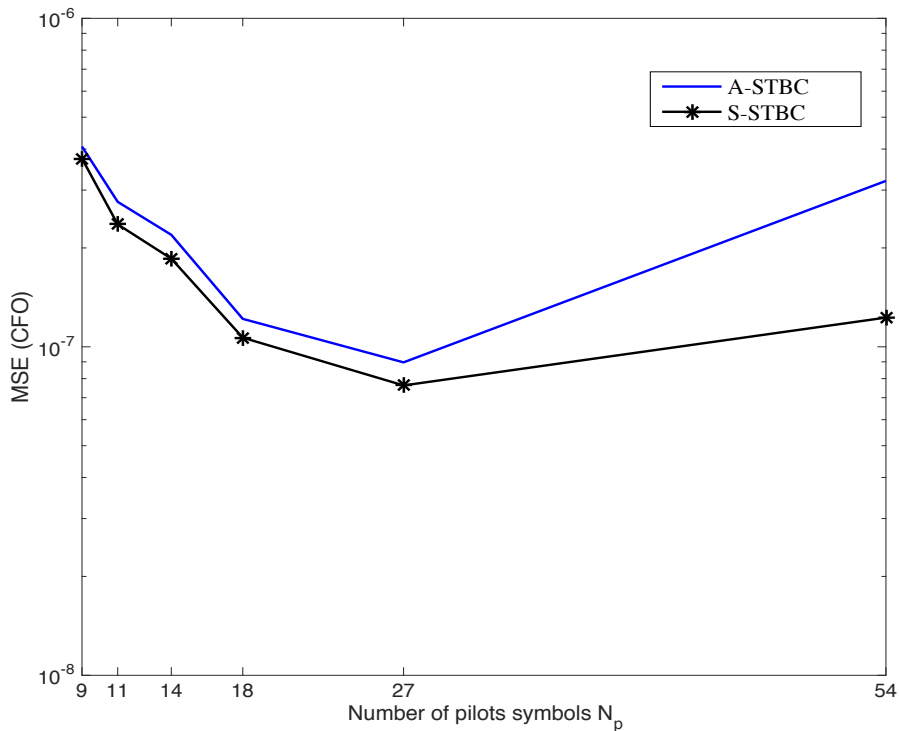


Figure 3.6 : MSE des estimateurs de CFO en fonction du nombre de symboles pilotes proposé (S-STBC pour les symboles pilotes) et le STBC d'Alamouti (A-STBC pour les symboles pilotes). $L = 6$, $SNR = 12dB$.

La figure 3.6 illustre les MSE en fonction du nombre de symboles pilotes N_α des estimateurs du CFO pour un codage S-STBC pour les symboles pilotes et A-STBC pour les symboles de données. Les performances s'améliorent avec l'augmentation du nombre de pilotes N_α jusqu'à la valeur de seuil : $\frac{N_g}{2}$. Au-delà de cette valeur, la performance se dégrade. Ceci peut être expliqué comme suit: quand le nombre de symboles pilotes augmente la distance entre eux devient faible, la performance se dégrade [7]. La performance en considérant l'A-STBC pour des symboles pilotes se dégrade de façon significative comparativement à ceux obtenus en considérant le S-STBC proposé puisque la distance entre les symboles pilotes diminue.

Sur la figure 3.7, nous traçons le MSE des estimateurs des canaux MIMO et MISO en fonction du nombre de symboles pilotes N_p pour différents ordres du canal L . Comme on peut le constater, les performances s'améliorent quand le nombre des symboles pilotes augmente et l'ordre des canaux diminue. Nous pouvons vérifier sur cette figure que le nombre de symboles pilotes nécessaires pour estimer le canal doit être au moins égale à L .

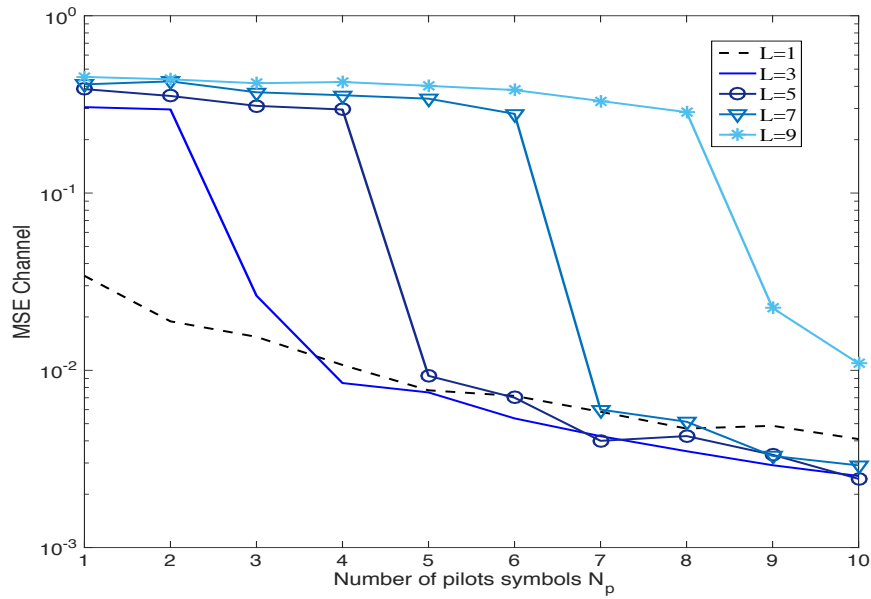


Figure 3.7 : MSE des estimateurs de canaux MIMO proposés en fonction du nombre de symboles pilotes pour différentes valeurs de l'ordre du canal L . SNR = 12dB.

Nous traçons le BER en fonction du SNR dans la figure 3.8. Les paramètres de simulation sont les mêmes que ceux utilisés pour la figure 3.5. L'égalisation fréquentielle MRC est utilisée pour estimer les symboles d'information. Nous pouvons voir que le BER est très sensible aux erreurs d'estimation du CFO en raison de l'écart important entre les courbes du BER utilisant les valeurs exactes et estimés du CFO.

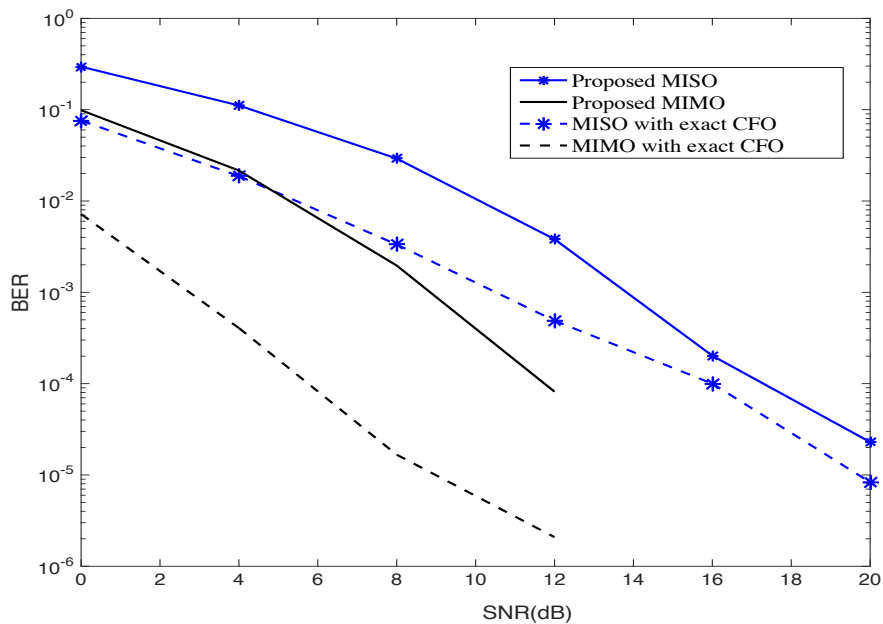


Figure 3.8 : BER en fonction du SNR pour les estimateurs semi-aveugle conjoint du CFO et des canaux MISO et MIMO pour un système STBC-OFDM.

3.6. CONCLUSION

Le travail effectué dans ce chapitre a permis de modéliser un système MIMO-OFDM en présence des erreurs de synchronisation manifestant sous forme CFO et des erreurs sur les canaux MIMO. Ceci exige l'estimation du CFO et du canal MIMO avant de faire la détection de données. L'utilisation des symboles pilotes (nuls ou non-nuls) d'une part et des sous-porteuses virtuelles d'autre part dans une approche semi-aveugle nous a permis de proposer de nouveaux algorithmes d'estimation conjointe du CFO et du canal MIMO. La répartition et le positionnement des symboles pilotes dans un bloc OFDM est d'une importance primordiale, puisqu'il influe directement sur les performances. Nous avons remarqué que l'utilisation d'un nombre élevé de blocs OFDM pour l'estimation du CFO et du canal augmente la précision des résultats, mais en contrepartie dégrade le BER. Ce qui nous a poussés à utiliser un seul bloc OFDM pour faire l'estimation du CFO et du canal MIMO.

Généralement, les algorithmes aveugles basés sur MUSIC se caractérisent par leur ordre élevé de complexité. Pour y remédier, de nombreux algorithmes ont été proposés. D'abord, nous avons adapté en premier lieu les algorithmes donnés dans [16] [17] à notre problème d'estimation. Ensuite, nous avons proposé de réduire encore la complexité de calcul de ces algorithmes en limitant le développement en série de Taylor, du terme exponentiel dans l'équation (3.15), au second ordre. Ceci a permis d'obtenir de meilleures performances avec une faible complexité de calcul.

Les résultats des simulations montrent l'efficacité et la faible complexité des algorithmes proposés.

Conclusion générale et Perspectives

Le domaine de communications numérique sans fils très haut débit dans un contexte de forte mobilité est toujours un domaine de recherche très actif visant à développer des solutions de connectivité sans coupure et offrant une très bonne qualité de service pour les utilisateurs. Aujourd'hui, tous les standards de communications en cours de développement depuis quelques années reposent sur deux technologies clefs : l'OFDM et le MIMO. Ces deux techniques sont aujourd'hui implémentées dans les standards 3G, 4G, comme elles sont envisagées pour la 5G avec des améliorations.

Un système MIMO utilisant les codes en blocs d'espace-temps (STBC) est utilisé pour augmenter la capacité du canal et ainsi améliorer la performance du système de transmission. Alors que l'OFDM possède l'avantage de transformer un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux à bandes étroites non-sélectifs en fréquence, permettant ainsi de contourner l'un des problèmes majeur du système MIMO. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage.

Les principales contributions de cette thèse consistent aux développements de nouveaux algorithmes d'estimation conjointe du CFO et des canaux basés sur les symboles pilotes et les sous-porteuses virtuelles pour les systèmes MIMO-OFDM utilisant le codage STBC de type Alamouti.

Dans la première partie du chapitre 1, nous nous sommes intéressés à la modulation multi-porteuses du type OFDM. Alors que dans la partie 2, nous avons étudié les systèmes MIMO pour démontrer leurs utilités comme techniques capables de répondre aux besoins accrus de débits de transmission exigés par les nouvelles technologies. Les systèmes MIMO avec ou sans codage STBC souffrent de la sélectivité du canal radio mobile. Pour contourner ce problème l'OFDM à été combiné au système MIMO donnant naissance au système MIMO-OFDM. Ce dernier a démontré une robustesse dans les canaux sélectifs en fréquence.

Le travail réalisé dans le chapitre 2 a porté sur la proposition de nouveaux algorithmes à faibles complexités d'estimation aveugle, non aveugle et semi-aveugle du décalage fréquentiel (CFO) conjointement avec l'estimation du canal et ceci pour un système SISO-OFDM. En effet, deux algorithmes à savoir : Estimateur ML modifié et Estimateur MUSIC modifié ont été proposés dans un contexte semi-aveugle. Ces algorithmes reposent sur une nouvelle conception des symboles pilotes dans le symbole OFDM qu'on a proposé. Le problème majeur de ces algorithmes étant l'ordre élevé de la complexité du calcul. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposé des estimateurs à faible complexité utilisant la méthode de Newton-Raphson. Les résultats des simulations démontrent d'une façon générale la supériorité des estimateurs semi-aveugles par rapport aux estimateurs aveugles.

Dans le chapitre 3 nous avons, en premier lieu, modélisé le système MIMO-OFDM utilisant un codage STBC de type Alamouti en présence du CFO et des erreurs sur les canaux. Ceci exige l'estimation du CFO et du canal MIMO avant de faire la détection de données. L'utilisation des symboles pilotes non-nuls d'une part et des sous-porteuses virtuelles d'autre part dans une approche semi-aveugle nous a permis de proposer de nouveaux algorithmes d'estimation conjointe du CFO et du canal MIMO. La conception et le positionnement des symboles pilotes dans un bloc OFDM est d'une importance primordiale, puisqu'il influe directement sur les performances. Nous avons remarqué que l'utilisation d'un nombre élevé de blocs OFDM pour l'estimation du CFO et du canal augmente la précision des résultats, mais en contrepartie dégrade le BER. Ce qui nous a poussés à utiliser un seul bloc OFDM pour faire l'estimation du CFO et du canal MIMO.

Les résultats des simulations montrent l'efficacité et la faible complexité des algorithmes proposés.

Perspectives

On propose comme perspectives pour les futurs travaux :

- Estimation semi-aveugle du CFO de canal dans un contexte FBMC.
- Estimation semi-aveugle du CFO et des canaux dans un contexte MIMO-FBMC.
- Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-FBMC.

Annexes

• Annexe A

Cet annexe A se consacre à la démonstration des formules (2.21) et (2.22) utilisées dans le chapitre 2.

Nous allons de l'équation (2.20) qui est définie comme suit :

$$\frac{1}{N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} \left\| \mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{D}_\omega \left[(\mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}} + \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}}(i) \Gamma_{\bar{\mathcal{P}}}) \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] \right\|^2 \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Ou: } \boldsymbol{\gamma} = \left[\mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1}^L \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}^L \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1}^L \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}}^L \right]^{\mathcal{H}}, \quad \boldsymbol{\zeta}(i) = \text{diag} \left(c_{i,1} \dots c_{i,N_{\bar{\mathcal{P}}}} \bar{c}_{i,1} \dots \bar{c}_{i,N_{\bar{\mathcal{P}}}} \right) \text{ and} \quad \mathbf{f} = \left[\mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1} \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}} \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_1} \dots \mathbf{f}_{\bar{\mathcal{P}}_{N_{\bar{\mathcal{P}}}}} \right]^{\mathcal{H}}.$$

Pour un seul bloc i :

$$\left\| \mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{D}_\omega \left[\mathbf{f}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] \right\|^2 \quad (\text{A.2})$$

L'équation (A.2) peut être écrit de la manière suivante :

$$\left(\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \left[\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{F}_{\mathcal{D}} \right] \mathbf{D}_\omega^{\mathcal{H}} \right) \left(\mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{D}_\omega \left[\mathbf{f}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i) \right] \right) \quad (\text{A.3})$$

En développant l'équation (A.3) et en exploitant les propriétés suivantes données par :

$$\mathbf{f} \mathbf{f}^{\mathcal{H}} = N \mathbf{I}_{N_P + N_{\bar{\mathcal{P}}}} \quad \mathbf{F}_{\mathcal{D}} \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} = N \mathbf{I}_{N_d} \quad \mathbf{f} \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} = \mathbf{0}$$

Où \mathbf{I}_N est la matrice identité carrée de taille $N \times N$.

On obtient :

$$\begin{aligned} & \left(\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i)\mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{F}_{\mathcal{D}}] \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \right. \\ & \quad - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{D}_{\omega} [\mathbf{f}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i)] \\ & \quad \left. + \frac{N}{N_e} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\alpha}(i)] \right) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

- La démonstration de la formule (2.21)

On dérive la fonction de cout donnée par (A.4) par rapport à $\mathbf{h}^{\mathcal{H}}$, puis afin de minimiser cette fonction de cout, on l'égalise à 0

En exploitant la relation $\frac{\partial(\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \mathbf{h})}{\partial \mathbf{h}^{\mathcal{H}}} = 2\mathbf{h}$, on obtient :

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}^{\mathcal{H}}} \left(\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i)\mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{F}_{\mathcal{D}}] \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \right. \\ & \quad - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g)\omega_0} \mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{D}_{\omega} [\mathbf{f}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i)] \\ & \quad \left. + \frac{N}{N_e} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\alpha}(i)] \right) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Où :

$$\left(-2 \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) + 2 \frac{N}{N_e} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} \right) = \mathbf{0} \quad (\text{A.6})$$

Et on obtient :

$$2 \frac{N}{N_e} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} = 2 \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (\text{A.7})$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i)}{N \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma}} \quad (\text{A.8})$$

Donc,

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} (\boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\Upsilon})^{-1} \boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (\text{A.9})$$

En exploitant la propriété de la matrice diagonale $\boldsymbol{\zeta}$, l'équation (A.9) s'écrit :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} (\boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\Upsilon})^{-1} \boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}} \left(\boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \right)^{-1} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (\text{A.10})$$

D'une manière simplifiée, l'équation (A.10) devient :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\Upsilon}^{\dagger} \boldsymbol{\zeta}(i)^{\dagger} \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (\text{A.11})$$

Où $\boldsymbol{\Upsilon}^{\dagger} = (\boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\Upsilon})^{-1} \boldsymbol{\Upsilon}^{\mathcal{H}}$ et $\boldsymbol{\zeta}(i)^{\dagger} = \left(\boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \right)^{-1} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}$.

Puisque le canal est statique pour tout les blocs N_b , on a :

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\Upsilon}^{\dagger} \boldsymbol{\zeta}(i)^{\dagger} \mathbf{f} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i)$$

Dans le cas ou $\mathbf{C}(i) = 0$, $\boldsymbol{\zeta}(i) = \bar{\mathbf{C}}(i)$, $\boldsymbol{\Upsilon} = \boldsymbol{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}}$ et $\mathbf{f} = \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}}$

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sqrt{N_e}}{N N_b} \sum_{i=0}^{N_b-1} e^{-j(i N_q + N_g)\omega_0} \boldsymbol{\Gamma}_{\bar{\mathcal{P}}}^{\dagger} \bar{\mathbf{C}}(i)^{\dagger} \mathbf{F}_{\bar{\mathcal{P}}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \quad (\text{A.12})$$

- La démonstration de la formule (2.22)

On dérive la fonction de cout donner par (A.4) par rapport à $\boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}$, puis on l'égalise à 0 afin de minimiser cette fonction de cout.

En exploitant la relation $\frac{\partial(\boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}} = 2\boldsymbol{\alpha}$, on obtient :

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i)} & \left(\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{y}(i) - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g) \omega_0} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{f} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{F}_{\mathcal{D}}] \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \right. \\
& - \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{j(i N_q + N_g) \omega_0} \mathbf{y}^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{D}_{\omega} [\mathbf{f}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \mathbf{F}_{\mathcal{D}}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\alpha}(i)] \\
& \left. + \frac{N}{N_e} [\mathbf{h}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\gamma}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{\zeta}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\zeta}(i) \boldsymbol{\gamma} \mathbf{h} + \boldsymbol{\alpha}^{\mathcal{H}}(i) \boldsymbol{\alpha}(i)] \right) = \mathbf{0}
\end{aligned} \tag{A.13}$$

Où :

$$\left(-2 \frac{1}{\sqrt{N_e}} e^{-j(i N_q + N_g) \omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{D}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) + 2 \frac{N}{N_e} \boldsymbol{\alpha}(i) \right) = \mathbf{0} \tag{A.14}$$

De l'équation (A.14), on obtient :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}(i) = \frac{\sqrt{N_e}}{N} e^{-j(i N_q + N_g) \omega_0} \mathbf{F}_{\mathcal{D}} \mathbf{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}(i) \tag{A.15}$$

• **Annexe B**

Cet annexe B se consacre à la démonstration des formule (2.49) utilisée dans le chapitre 2.

$$\mathcal{J}_{\omega, \omega} = j_{1,1}, \quad \mathcal{J}_{s,s} = \begin{bmatrix} j_{4,4} & j_{4,5}^* \\ j_{4,5} & j_{4,4}^T \end{bmatrix}, \quad \mathcal{J}_{h,h} = \begin{bmatrix} j_{2,2} & j_{2,3}^* \\ j_{2,3} & j_{2,2}^T \end{bmatrix},$$

$$\mathcal{J}_{s,h} = \begin{bmatrix} j_{4,2} & j_{5,2}^* \\ j_{5,2} & j_{4,2}^* \end{bmatrix}, \quad \mathcal{J}_{h,\omega} = \begin{bmatrix} j_{2,1} \\ j_{3,1} \end{bmatrix}, \quad \mathcal{J}_{s,\omega} = \begin{bmatrix} j_{4,1} \\ j_{5,1} \end{bmatrix}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \omega^*} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \omega} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = j_{1,1}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \omega} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = j_{2,1}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}^T} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \omega} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = j_{3,1}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^T} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \omega} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = j_{4,1}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \omega} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{5,1}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{2,2}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{2,3}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{4,2}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{5,2}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{4,4}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}^{\mathcal{H}}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}} \ln \Upsilon(\mathbf{y}/\omega, \mathbf{h}, \mathbf{S}) \right) \right\} = \mathbf{j}_{4,5}$$

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{S}} = \left[\frac{\partial}{\partial s_1}, \dots, \frac{\partial}{\partial s_{N_d}} \right]$$

• **Annexe C**

Cet annexe C se consacre à la démonstration de formule (3.29) utilisée dans le chapitre 4.

On L'équation (3.15)

$$\mathbf{j}(\omega) = \text{tr}(\mathbf{y}^{\mathcal{H}} \mathbb{D}_{\omega} \mathbb{V} \mathbb{D}_{\omega}^{\mathcal{H}} \mathbf{y}) \tag{C.1}$$

Où: $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \dots \mathbf{y}_{M_r}]$; $\mathbf{y}_r = [\mathbf{y}_{r,1} \dots \mathbf{y}_{r,N_b}]$ et $\mathbf{y}_{r,i} = [\mathbf{y}_{r,i}(0) \dots \mathbf{y}_{r,i}(2N - 1)]^{\text{T}}$, sachant que $[\mathbf{y}_{r,i}(0) \dots \mathbf{y}_{r,i}(N - 1)] = \mathbf{y}_{r,2i}^{\text{T}}$ et $[\mathbf{y}_{r,i}(N) \dots \mathbf{y}_{r,i}(2N - 1)] = \mathbf{y}_{r,2i+1}^{\text{T}}$.

$$\begin{aligned}
 \mathfrak{j}(\omega) = & \sum_{r=0}^{M_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}(m) \mathfrak{y}_{r,i}^*(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} e^{jn\omega} \\
 & + \sum_{t=0}^{M_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}^*(m) \mathfrak{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n}^* e^{-jn\omega}
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

$$\mathfrak{j}(\omega) = 2\Re \left\{ \sum_{r=0}^{M_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}^*(m) \mathfrak{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} e^{-jn\omega} \right\} \tag{C.3}$$

Donc la minimisation de $\mathfrak{j}(\omega)$ c'est la minimisation de $\underline{\mathfrak{j}}(\omega)$ donnée a (4.27):

$$\underline{\mathfrak{j}}(\omega) = \Re \left\{ \sum_{r=0}^{M_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{n=0}^{2N-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}^*(m) \mathfrak{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} e^{-jn\omega} \right\} \tag{C.4}$$

Puisqu'il :

$$\mathbb{V}_{m,n} = \begin{cases} 0 & \text{if } (N \leq m < 2N) \cap (0 \leq n < N) \\ 0 & \text{if } (0 \leq m < N) \cap (N \leq n < 2N) \\ \mathbb{V}_{m,n} & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$\underline{\mathfrak{j}}(\omega) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{M_r-1} \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}^*(m) \mathfrak{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} e^{-jn\omega} \right\} \tag{C.5}$$

Où :

$$\sum_{m=0}^{2N-n-1} \mathfrak{y}_{r,i}^*(m) \mathfrak{y}_{r,i}(m+n) \mathbb{V}_{m,m+n} = \mathfrak{y}_{r,i}^T(n+1:2N) \text{diag}(\mathbb{V}, n) \mathfrak{y}_{r,i}^*(1:2N-n) \tag{C.6}$$

Bibliographie

- [1] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela. V-BLAST : An architecture for realizing very high data rates over richscattering wireless channel. International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pages 295–300, September 1998.
- [2] F. Kaltenberger and S. Yang, “MIMO-algorithms for wireless LAN.” Wireless Congress, Novembre 2005.
- [3] K. Fazel, S. Kaiser. « Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems » Second Edition. 2008.
- [4] Bingham, J.A.C, “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea whose time has come,” IEEE Communications Magazine, Vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [5] Coulibaly. A. T. “Estimation du décalage fréquentiel pour un système de modulation à porteuses multiples : OFDM”, Mémoire de Master, Université Djillali Liabes de SBA, 23 Juin 2013.
- [6] Auffrey.J. M, Systèmes MIMO à porteuses multiples : Etude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA, Thèse de Doctorat, Institut Natinal des Sciences Appliquées de Rennes, 2004
- [7] X. Ma, M. K. Oh, G. B. Giannakis and D. J. Park, : “Hopping Pilots for Estimation of Frequency-Offset and Multiantenna Channels in MIMO-OFDM”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 53, No. 1, pp. 162-172, Jan 2005.
- [8] J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, “ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 1800–1805, July 1997.
- [9] H. Lui and U. Tureli, “A high efficiency carrier estimator for OFDM communications,” IEEE Commun. Lett. , vol. 2, pp. 104–106, Apr. 1998.
- [10] X. Ma, C. Tepedelenlioğlu, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, “Non-data-aided carrier offset estimators for OFDM with null subcarriers: Identifiability, Algorithms, and Performance,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 19, no. 12, pp. 2504–2515, Dec. 2001.

- [11] P. H. Moose. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction. *IEEE Trans. Commun.*, 42 :2908–2914, 1994.
- [12] T. Roman, M. Enescu, and V. Koivunen. Joint Time-Domain Tracking of Channel and Frequency Offsets for MIMO OFDM Systems. *Wireless Personal Communications*, 31 :181–200, 2004.
- [13] M. Morelli and U. Mengali, “An improved frequency offset estimator for OFDM application,” *IEEE Commun. Lett.* vol. 3, pp. 75–77, Mar. 1999.
- [14] M. Morelli and U. Mengali, “Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1580–1589, Sep. 2000.
- [15] A. N. Mody and G. L. Stüber, “Synchronization for MIMO OFDM systems,” in *Proc. IEEE Globecom*, vol. 1, San Antonio, TX, Nov, pp. 509–513, 2001.
- [16] R.Y. Yen, H. Liu, and C. Tsai, : “Iterative joint frequency offset and channel estimation for OFDM systems using first and second order approximation algorithms”, *EURASIP J. Wireless Comm. and Networking*, pp.341-34, 2012.
- [17] H.Nguyen-Le, T.Le-Ngoc, and N. H. Tran., “Iterative Receiver Design with Joint Channel Estimation and Synchronization for Coded MIMO-OFDM over Doubly Selective Channels,” in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM*, 2009.
- [18] W. Zhang, X.-G. Xia, and K. Ben Letaief, “Space-time/frequency coding for MIMO-OFDM in next generation broadband wireless systems,” *Wireless Communications, IEEE*, vol. 14, pp. 32–43, Jun 2007.
- [19] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Standard 802.11n: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput*, Oct 2009.
- [20] U. Mengali and A. N. D. Andrea, “Synchronization Techniques for Digital Receivers.” Plenum Press, 1997.
- [21] H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel, “Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing.” Wiley-InterScience, JohnWiley & Sons, Inc., 1997.
- [22] T. Guillaume, “Modélisation multifréquences du canal de propagation,” thèse de doctorat, l’université de Poitiers, 2008.

- [23] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
- [24] J. Blackledge, *Digital Signal Processing : Mathematical and Computational Methods, Software Development and Applications*. Horwood, 2003.
- [25] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 6, pp. 805– 811, 1967.
- [26] B.R.Saltzberg and S.B.Weinstein, "Fourier transform communication systems," in *Computer Machinery Conference*, Pine Mountain, 1969.
- [27] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80.*, vol. 5, pp. 964–967, 1980.
- [28] S. B. Weinstein et P. M. Ebert, " Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 19, No. 5, pp. 628-634, octobre 1971.
- [29] L. Dencirc. P. Vandenamccle, L. V. D. Perre, B. Gysclinckx et M. Engels, "A Low Complexity ML Channel Estimator for OFDM " . *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 2. février 2003.
- [30] Rachini. A, "Étude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles", *Thèse de Doctoarar*, INSA Rennnes, 2014.
- [31] A. B. Djebbar, K. Abed-Meraim and A. Djebbari. " Blind and semi-blind Equalization of donwlink MC-CDMA systems exploiting guard interval redundancy and excess codes". *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 57, N° 1, JANUARY 2009, p 156-163.
- [32] T. Pollet, M. van Bladel et M. Moeneclacy, " BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 187-190, février/mars/avril 1995.
- [33] J. Lee, H. Lou, D. Toumpakaris and J. M. Cioffi, "Effect of Carrier Frequency Offset on OFDM Systems for Multipath Fading Channels," *IEEE Communications Society, Globecom* 2004.

- [34] M. B. Arun Gangwar, "An overview : Peak to average power ratio in ofdm system & its effect," *International Journal of Communication and Computer Technologies*, vol. 01, September 2012.
- [35] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. Smith and A. Naguib, "From theory to practice : An overview of MIMO space–Time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281 - 302, Apr. 2003.
- [36] D. Gesbert, J. Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity : An overview of MIMO wireless systems," *Telektronikk Telenor Journal*. Jan. 2002.
- [37] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol.6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [38] E. Teletar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," AT&T Bell Labs, Tech. Rep., June 1995.
- [39] D. Dromard and D. Seret, "Architecture des réseaux". Pearson, 2nd ed., Jun 2013.
- [40] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 1st ed., 2010.
- [41] S.M. Alamouti, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no 8, pages 1451– 1458, octobre 1998.
- [42] V. Tarokh, Jafarkhani et A.R. Calderbank, « Space-time block codes from orthogonal design ». *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 1456–1467, juillet 1999.
- [43] V. Tarokh, H. Jafarkhani et A.R. Calderbank, « Space-time block coding for wireless communications : performance results ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications on Information Theory*, pages 451–460, 1999.
- [44] A. D. Kora « Architectures de system multi-antennes et estimation de canal » Universités D'abomey-Calavi et de Limoges. 2007.
- [45] <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/4948-alamouti-space-time-code>. Updated 03 Jan 2006.

- [46] D. R. Company, "Using mimo-ofdm technology to boost wireless LAN performance today." White Paper, Jun 2005.
- [47] M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J. C. Belfiore. Iterative qr detection for blast. *Wireless Personal Communications*, 19(3) :179–192, December 2001.
- [48] W. Zha and S.D. Blostein. Multi user receivers that are robust to mismatch. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Multiuser Detection and Blind Estimation*, 12 :1355–1364, December 2002.
- [49] J. J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson et O. P. Borjesson, " On Channel Estimation in OFDM Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 815-819. juillet 1995.
- [50] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri et A. Bahai. " A Study of Channel Estimation in OFDM Systems"; *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2. pp. 894-898.2002.
- [51] Y. Shen et E. Martincz, " Channel Estimation in OFDM Systems", *Freescale Semiconductor, Inc.*, 2006.
- [52] Cimini, L.J. (1985) Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, 33(7), 665–675.
- [53] Van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. (July 1995) On channel estimation in OFDM systems. *IEEE VTC'95*, vol. 2, pp. 815–819.
- [54] AHMED AHRICHE " Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets. "
- [55] HO Anh Tai, "Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite, " Thèse doctorat à l'université de Toulouse, 30 Mars 2009.
- [56] S.H. Chen et al, " Mode detection, synchronization and channel estimation for DVB-T OFDM receiver," volume 5, pages 2416–2420, San Francisco, USA, Dec. 2003.
- [57] E. G. Larsson et al., " Joint symbol timing and channel estimation for OFDM based WLANs," *IEEE Communications Letters*, 5(8):325–327, Aug. 2001.

- [58] G.B Giannakis and all, "Generalized multicarrier CDMA: Unification and linear equalization," *EURASIP Journal on applied signal Processing*, pp. 743-756, May 2005.
- [59] W. Zhang and all, "One-Shot Blind CFO and Channel Estimation for OFDM With Multi-Antenna Receiver," *Signal Processing, IEEE Transactions on* Vol 62, pp. 3799 - 3808, 2014.
- [60] S. Panahi, S. and all, "Blind and Semiblind Channel and Carrier Frequency-Offset Estimation in Orthogonally Space-Time Block Coded MIMO Systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on* Vol 56, pp. 702 - 711, 2008.
- [61] M.Ghogho, and A. Swami, "Training Design for Multipath Channel and Frequency-Offset Estimation in MIMO Systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on* Vol 54, pp. 3957 - 3965, Oct. 2006.
- [62] Mokhtar Besseghier, Ahmed Bouzidi Djebbar and IyadDayoub "Adaptive Joint Semi-blind Estimation of CFO and Channel for OFDM Systems" *Wireless Personal Communications Journal*, March 2015, Volume 81, Issue 2, pp 473-487.
- [63] Mokhtar Besseghier, and Ahmed Bouzidi Djebbar "New design of pilot patterns for joint semi-blind estimation of CFO and channel for OFDM systems" *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Volume 69, Issue 4, April 2015, Pages 759–764.
- [64] M. Ghogho, A. Swami, "semi-blind frequency offset synchronization for OFDM," *IEEE* pp. 2333–2336, 2002.
- [65] S. Barbarossa, M. Pompili, G. B. Giannakis, "Channel-Independent Time and Frequency Synchronization of Orthogonal Frequency Division Multiple Access Systems," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, Vol. 20, pp. 474–486, Feb. 2002.
- [66] B. Le Saux, 'Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses ,' Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2007.
- [67] Ma. X, Tepedelenlioglu. C and Giannakis. G.B *Proc IEEE SPAWC*, Taiwan, 146-149, March 20-23, 2001.
- [68] M. Courville, P.Madec, and J. Palicot, "Blind equalization of OFDM system based on the minimization of a quadratic criterion," in *Proc. ICC'96*, pp. 1318-1322, 1996.

- [69] T. Fusco, and M. Tanda, "Blind synchronization for OFDM systems In multipath channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 3, pp.1340-1348, Mar. 2009.
- [70] S. Kaiser., "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'95)*, Singapore, pp. 2059–2063, Nov.1995.
- [71] H. Nguyen-Le and T. Le-Ngoc, "Pilot-aided joint CFO and doubly-selective channel estimation for OFDM transmissions," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 56, no. 4, pp.514 - 522, Dec. 2010.
- [72] L. Bai and Q. Yin, "CRB for Carrier Frequency Offset Estimation with Pilot and Virtual Subcarriers", *IEEE Commun. Lett.*, VOL. 16, NO. 4, Apr 2012.
- [73] P. Stoica and O. Besson, "Training sequence design for frequency offset and frequency selective channel estimation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, Nov. 2003, pp. 1910-1917.
- [74] G. H. Golub and C. F. Van loan "Matrix computations," 3rd edition, Johns Hopkins, Baltimore, 1996.
- [75] X. Ma, L. Yang, and G. B. Giannakis, "Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels," in *Proc. 36th Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, Pacific Grove, CA, Nov, pp. 1107–1111, 2002.
- [76] Y. Zeng, A. R. Leyman, : "Joint Semi-blind Frequency Offset and Channel Estimation for Multiuser MIMO-OFDM Uplink," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 55, No. 12, Dec 2007
- [77] T. Liu and S. Zhu, : "Joint CFO and Channel Estimation for Asynchronous Cooperative Communication Systems", *IEEE Signal Process. Letters*, Vol. 19, No. 10, pp.643-646, 2012.
- [78] P. Muneer, and S. M. Sameer, : " Pilot-Aided Joint Estimation of Doubly Selective Channel and Carrier Frequency Offsets in OFDMA Uplink with High Mobility Users for Asynchronous Cooperative Communication Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, avril 2014.

Liste des Publications

1. Communications nationales et internationales (acceptées ou soumises)

- Mokhtar Besseghier, Ahmed Bouzidi Djebbar, Iyad Dayoub and Taleb-Ahmed Abdelmalik “Joint Semi-blind Estimation of CFO and Channel for OFDM System” CISTEM International Conference, Tunis, Tunisie, 2014.
- Mokhtar Besseghier, Ahmed Bouzidi Djebbar, Iyad Dayoub and Taleb-Ahmed Abdelmalik “Adaptive Joint Semi-Blind Estimation of CFO and Channel for OFDM Systems Based on Modified MUSIC” ICT Telecom International Conference, Oran, 2015.

2. Publications (acceptées et soumises)

- Mokhtar Besseghier, Ahmed Bouzidi Djebbar and Iyad Dayoub "Adaptive Joint Semi-blind Estimation of CFO and Channel for OFDM Systems" Wireless Personal Communications Journal, March 2015, Volume 81, Issue 2, pp 473-487.
- Mokhtar Besseghier, and Ahmed Bouzidi Djebbar “New design of pilot patterns for joint semi-blind estimation of CFO and channel for OFDM systems” International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), Volume 69, Issue 4, April 2015, Pages 759–764.
- Mokhtar Besseghier, Ahmed Bouzidi Djebbar, Iyad Dayoub and Taleb-Ahmed Abdelmalik, “Reduced Complexity Estimators of CFO and Channels for STBC-OFDM System”, soumise à Physical Communication, 2016.

Résumé

Le domaine de communications numérique sans fils très haut débit dans un contexte de forte mobilité est toujours un domaine de recherche très actif visant à développer des solutions de connectivité sans coupure et offrant une très bonne qualité de service pour les utilisateurs. Aujourd'hui, tous les standards de télécommunications actuels reposent sur deux technologies clefs : l'OFDM et le MIMO. Par exemple elles sont implémentées dans les standards des normes 3G, 4G, et sont envisagées pour la 5G avec de profondes améliorations.

Un système MIMO utilisant les codes en blocs spatio-temporels (STBC) permet d'augmenter la capacité du canal donc le débit de transmission et ainsi améliorer les performances du système de transmission. Alors que l'OFDM possède l'avantage de transformer un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux à bandes étroites non-sélectifs en fréquence, permettant ainsi de contourner l'un des problèmes majeur du système MIMO. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet donc d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage.

L'objectif de cette thèse de doctorat consiste aux développements de nouveaux algorithmes à faible complexité pour l'estimation conjointe du CFO et des canaux utilisant des approches aveugle, non-aveugle et semi-aveugle basées seulement sur l'exploitation des propriétés intrinsèques des systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM à savoir : les symboles pilotes avec une nouvelle conception et les sous-porteuses virtuels.

MOTS CLES : Estimation, aveugle, symboles pilotes, semi-aveugle, CFO, OFDM, MIMO, sous porteuses nulles, sous-porteuses virtuelles, complexité.

الملخص

إن مجال الاتصالات الرقمية اللاسلكية ذات معدل الإرسال العالي في حالة التنقلات السريعة لا يزال مجالاً نشطاً للغاية للبحوث العلمية التي تهدف إلى تطوير حلول الاتصال دون انقطاعات وتقديم نوعية جيدة من الخدمات للمستخدمين. حالياً تستند عامة أنظمة الاتصالات إلى تقنيتين رئيسيتين: OFDM و MIMO. وهي تستعمل على سبيل المثال في أنظمة الجيل الثالث 3G، والرابع 4G، كما يتم تطويرها لملائمة أنظمة الجيل الخامس 5G.

يسمح نظام MIMO باستخدام شفرات STBC لزيادة قدرة القناة مما يؤثر على معدل الإرسال وكذا تحسين أداء النظام. في حين أن OFDM له ميزة تحويل قناة انتقانية التردد إلى عدة قنوات فرعية ضيقة النطاق غير انتقانية التردد، وبالتالي التحايل على واحدة من المشاكل الرئيسية لنظام MIMO. ولهذا فإن الجمع بين MIMO و OFDM يجعل من الممكن استغلال مزايا التقنيتين معاً: متانة الوصلة على القنوات الانتقانية للترددات OFDM والمتانة على القنوات الغير مرتبطة بالفضاء لأنظمة MIMO المشفرة.

الهدف من هذه الدكتوراه هو تطوير خوارزميات منخفضة التعقيد جديدة بغية التقدير المشترك للـ CFO وقنوات الإرسال وهذا باستخدام التقنيات العمياء (Blind)، الغير عمياء (Training ou No-Blind) والشبه عمياء (Semi-Blind) وتستند فقط على استغلال الخصائص الجوهرية للـ SISO-OFDM و MIMO-OFDM، والتي هي: الرموز الدليلية (les symboles pilotes) ذات تصميم جديد والحاملات الفرعية الافتراضية (les VSCs).