

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET  
POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE  
FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE  
LABORATOIRE SIGNAUX ET SYSTÈMES DE  
COMMUNICATION



N° d'ordre : 202/DS/2018  
Série :16/Elec/2018

## THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de  
DOCTORAT EN SCIENCES  
Option : Télécommunications Spatiales

---

# Estimation de Canal à Évanouissement Rapide Utilisant le Modèle d'Expansion sur Bases Orthogonales (BEM) dans les Systèmes OFDM

---

PAR : ABDELKHALEK BAOUNI

Soutenue le : 14 / 11 /2018

Devant le jury composé de

Pr. Hammoudi Zoheir	Président	Université Constantine 1
Pr. Atef farrouki	Rapporteur	Université Constantine 1
Pr. Khaled Belarbi	Examineur	Ecole Polytechnique Constantine
Pr. Karim Kemih	Examineur	Université Jijel
Pr. Malek Benslama	Membre Invité	Université Constantine 1



# Remerciements

Avant tout propos, Remerciements et louanges à Dieu le Tout Puissant, le Miséricordieux.

Ce travail a été réalisé au niveau de Laboratoire Signaux Et Systèmes De Communication , au département d'Électronique, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université Mentouri de Constantine.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse le Professeur Atef FAROUKI non seulement pour avoir suivi mon travail, mais également pour son soutien et ses remarques enrichissantes qui m'ont permis de faire évoluer cette thèse

J'adresse également mes remerciements aux responsables de l'EDTAS, Professeurs A.BENSLAMA et M.H.RIABI

Je remercie vivement tous mes enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation, en particulier Professeurs F. SOLTANI , Z. HAMOUDI. et T. LAROUSSE

Enfin j'exprime toute ma gratitude aux Professeurs K.Belarbi et K.Kemih d'avoir accepté d'examiner ce travail et de participer au jury de soutenance.

Je n'oublie pas mes parents ainsi que toute ma famille, et enfin tous mes amis.

# Résumé Étendu

Dans cette thèse nous avons abordé l'estimation du canal à trajets multiples et à évanouissement rapide dans les systèmes OFDM, en vue de l'élimination de l'effet des interférences entre les sous porteuses (ICI). La variation rapide de la réponse impulsionnelle du canal due à la mobilité ainsi qu'aux effets des trajets multiples, sont les principaux facteurs qui provoquent des pertes d'orthogonalité ainsi que des interférences dans un système OFDM. Les solutions apportées à ce genre de problématique font appel aux méthodes d'estimation assistées par pilotes de type peigne ; En effet, la variation rapide du canal nécessite un grand nombre de pilotes pour l'estimation, ce qui réduit le nombre de sous porteuses dédiées aux données. Cependant la demande croissante de bande passante dans les domaines d'application de l'OFDM rend l'optimisation de l'utilisation du spectre essentiel. L'objectif de cette thèse est l'élaboration d'algorithmes d'estimation de canal visant à atteindre le meilleur compromis entre la performance d'estimation et l'efficacité spectrale, tandis que les algorithmes conventionnels d'estimation ne tiennent compte que de la précision d'estimation.

En particulier, pour l'estimation du canal, nous utilisons des signaux pilotes dans une disposition de type « peigne ». Ces pilotes sont transportés par un nombre de sous porteuses au niveau du système OFDM. En fait, l'utilisation de ces pilotes avec l'approximation des variations de la réponse impulsionnelle du canal par le Modèle d'Expansion sur Bases Orthogonales (BEM) permet de simplifier l'estimation. Dans le cadre de ce travail, nous focalisons sur la mise au point de techniques d'estimations à PDR réduit (Rapport Pilotes sur Données utiles) pour deux types de canaux, ce qui nous amène à considérer les deux cas suivants.

- 1) Dans la première partie, nous considérons un canal doublement sélectif en se basant sur une structure pilotes peigne avec une approximation BEM (basis expansion model). Dans de tels scénarios, certaines propriétés statistiques du canal sont supposées connues a priori. L'étude

a été menée en utilisant l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE) ainsi que l'estimateur des moindres carrés (LS). Nous prenons comme référence, à titre comparatif, la technique proposée dans [1] afin d'évaluer les performances de la méthode proposée.

- 2) D'autres hypothèses sur le canal de transmission ont été considérées dans la deuxième partie de ce travail. Il s'agit d'un canal à grande mobilité et à trajets multiples dont les échos du signal transmis sont clairsemés. En d'autres termes, en plus des variations des réponses impulsionnelles des différentes répliques multi-trajets, ce type de canal présente une variation rapide des délais des trajets, ce qui provoque des retards très espacés entre les différents échos des trajets multiples. En se basant sur des pilotes en structure peigne, arrangés d'une façon spécifique à ce type de canal [2] utilisant les bases BEM avec l'estimateur des moindres carrés (LS), l'objectif étant toujours de réduire le rapport PDR, comparativement à celui obtenu dans la technique présentée par Q.Qin *et al.* [3].

Pour ces deux types de canaux et afin d'éviter la consommation drastique de la bande passante disponible, nous proposons deux techniques permettant d'améliorer le débit tout en maintenant une performance d'estimation acceptable en terme d'erreur quadratique moyenne (MSE) entre la réponse impulsionnelle réelle du canal et celle estimée, dans des situations de mobilité élevée. La contribution principale de cette thèse consiste à réduire le nombre de pilotes, tout en maintenant une qualité d'estimation acceptable. Le principe de base de notre approche repose sur l'exploitation des pilotes supplémentaires contenus dans les symboles OFDM adjacents, en complément à ceux transportés par le symbole en cours d'investigation. Ce principe a été appliqué pour mettre en œuvre deux techniques d'estimation différentes opérant dans des hypothèses de canal différentes.

# Abstract

In this thesis we have discussed the estimation of the multipath fast fading channel in OFDM systems. Channel estimation requires a large number of pilots, which reduces the number of subcarriers dedicated to the useful data transmission. In this thesis, our main goal is to carry out channel estimation algorithms aiming to achieve the best combination of estimation performance and maximum spectral efficiency, using the basis expansion model (BEM). In particular, we focus on the development of a reduced PDR (Pilot to useful Data Ratio) estimation techniques by proposing two techniques in order to improve the spectral efficiency while maintaining an acceptable estimation performance in terms of Mean Square Error (MSE), and Binary Error Rate (BER), in high mobility situations. Our contribution is mainly based on exploiting additional clustered pilots carried by adjacent OFDM symbols, in complement of those contained in the symbol under investigation. The proposed adjacent pilot-based method leads us to consider the two followings cases, according to the assumed channel hypothesis :

- 1) In the first case, we consider a doubly selective channel, based on a comb pilot structure with the BEM (basis expansion model) approximation. In such scenarios, certain statistical properties of the channel are assumed to be a priori known.
- 2) In the second case, we consider a high mobility situation along with another type of channel, known as multipath channel with sparse taps. This type of channel exhibits a fast variation of the taps delay interspacing, which causes a very large delay spread between the different taps.

# Résumé

Dans ce travail, nous avons abordé l'estimation du canal à trajets multiples et à évanouissement rapide dans les systèmes OFDM. L'estimation efficace du canal nécessite un grand nombre de pilotes, ce qui réduit le nombre de sous porteuses dédiées aux données utiles. L'objectif principal assigné à cette thèse est l'élaboration d'algorithmes d'estimation de canal, visant à atteindre le meilleur compromis entre la précision d'estimation et l'efficacité spectrale maximale. Les techniques d'estimation du canal, proposées dans ce cadre, utilisent l'approximation de la fonction de transfert du canal conformément aux modèles d'expansion sur bases orthogonales (BEM). En particulier, nous nous sommes intéressés au développement de techniques d'estimation à PDR réduit (Rapport Pilotes sur Données utiles), en mettant en avant deux techniques qui permettent d'améliorer le débit tout en maintenant une performance d'estimation acceptable en terme d'erreur quadratique moyenne (MSE) et de taux d'erreurs binaires (BER). Ces méthodes d'estimation ont été étudiées et analysées dans des situations de mobilité élevée. Les méthodes proposées se basent essentiellement sur l'exploitation des pilotes contenus dans les symboles OFDM adjacents et ceux fournis par le symbole en cours d'investigation pour deux types de canaux, ce qui nous amène à considérer les deux cas suivants : La méthode pilote adjacente proposée nous conduit à considérer les deux cas suivants, selon les hypothèses de canal supposées :

- 1) Dans une première partie, nous considérons un canal doublement sélectif en se basant sur une structure pilotes peigne avec une approximation BEM (basis expansion model). Dans de tels scénarios, certaines propriétés statistiques du canal sont supposées connues a priori.
- 2) Dans la deuxième partie de, nous considérons une situation de mobilité élevée avec un autre type de canal, connu sous le nom de canal multi-trajets avec des chemins clairsemés. Ce type de canal présente une variation rapide des délais des trajets, ce qui provoque des retards très espacés entre les différents échos des trajets multiples.

# ملخص

ناقشنا في هذه الرسالة التنبؤ بحالة قناة ذات التغير السريع متعدد المسارات في أنظمة OFDM

يتطلب التنبؤ بحالة القناة عددًا كبيرًا من المعلومات ارشادية يلتس ، مما يقلل عدد الموجات الحاملة الفرعية المخصصة لنقل البيانات المفيدة. في هذه الأطروحة ، هدفنا الرئيسي تطوير خوارزميات التنبؤ بحالة القنوات التي تهدف إلى تحقيق أفضل توافق بين الأداء والكفاءة الطيفية القسوى ، باستخدام نموذج التوسع الأساسي (BEM) . على وجه الخصوص ، نركز على تطوير تقنيات تعمل بأقل عدد من المعلومات ارشادية من خلال اقتراح تقنيتين لتحسين الكفاءة الطيفية مع المحافظة على أداء تقديري مقبول من حيث متوسط الخطأ التربيعي (MSE) ، وكذلك معدل الخطأية بت ، في حالات التنقل العالي. تستند الأساليب المقترحة أساساً إلى استغلال المعلومات الارشادية الإضافية المنقولة بواسطة رموز اودضى المجاورة ، وذلك تكاملاً لتلك التي يحملها الرمز قيد التحقيق. وتقودنا الطريقة المقترحة إلى النظر في الحالتين التاليتين ، وفقاً للفرضيات الخاصة بالقناة وتستند الأساليب المقترحة أساساً إلى استغلال طيارين مجمعين إضافيين يحملهما رموز اودضى المجاورة ، مكملاً لتلك التي يحملها رمز OFDM قيد التحقيق ،لنوعين من القنوات ، الأمر الذي يقودنا إلى الحالتين التاليتين

(١) في الحالة الأولى ، نعتبر قناة مزدوجة الانتقائية، تستند نموذج BEM .

(نموذج التوسع الأساسي). في مثل هذه السيناريوهات ، من المفترض أن تكون بعض الخصائص الإحصائية للقناة معروفة مسبقاً.

(٢) في الحالة الثانية ، تم اعتبار حالة تنقل عالية إلى جانب نوع آخر من القنوات ، والمعروف باسم قناة منعذت المسارات مع أصداء الإشارة المرسله متناثرة. يعرض هذا النوع من القنوات اختلافاً سريعاً بين المسافات بين الأصداء وتأخيرها ، مما يؤدي إلى انتشار فارق كبير جداً بين أصداء المسارات المتعددة المختلفة.

# Table des matières

Liste des Figures	V
Liste des tableaux	VII
<b>1 Introduction et État de l'Art</b>	<b>1</b>
1.1 Généralités . . . . .	2
1.2 Canal Multi-Trajet . . . . .	2
1.2.1 Propagation du Signal . . . . .	3
1.2.2 Modèle WSSUS . . . . .	4
1.2.3 Canal Rayleigh . . . . .	4
1.2.4 Sélectivité d'un canal et spectre de Jakes . . . . .	5
1.3 Modulation OFDM . . . . .	6
1.3.1 Principe de la Modulation Multiporteuse . . . . .	6
1.3.2 domaines d'application de l'OFDM . . . . .	7
1.4 Interférences et Estimation de Canal dans les Systèmes OFDM	8
1.5 Types d'estimateur de canal . . . . .	9
1.5.1 Techniques assistées par pilotes . . . . .	10
1.5.2 Techniques aveugles . . . . .	11
1.5.3 Techniques semi-aveugles . . . . .	11
1.6 état de l'art . . . . .	12
1.7 problématique . . . . .	15
1.7.1 problème 1 . . . . .	17
1.7.2 problème 2 . . . . .	17
1.8 Plan de lecture . . . . .	18

<b>2</b>	<b>Estimation Assistée par Pilotes</b>	<b>21</b>
2.1	Inroduction . . . . .	22
2.2	Modélisation Mathématique d'un Système OFDM . . . . .	22
2.2.1	Introduction . . . . .	22
2.2.2	Modélisation Mathématique . . . . .	27
2.2.3	Modèles d'expansion BEM (Basis Expansion Model) . . . . .	28
2.2.4	Modélisation du canal muti-trajet basé sur BEM . . . . .	29
2.3	Système OFDM basé sur le modèle BEM . . . . .	31
2.3.1	Analyse du filtre fenêtrage . . . . .	31
2.3.2	Utilisations des pilotes . . . . .	32
2.3.3	modélisations des pilotes . . . . .	33
2.3.4	Technique conventionnelle d'estimation du canal . . . . .	35
2.3.5	Estimateur LMMSE . . . . .	37
2.3.6	Estimateur LS . . . . .	38
<b>3</b>	<b>Estimation de canal à travers des canaux Doublement Sélec-</b>	
	<b>tifs</b>	<b>41</b>
3.1	Inroduction . . . . .	42
3.2	Estimation basée sur les symboles adjacents . . . . .	43
3.2.1	Extension des vecteurs Pilotes . . . . .	43
3.2.2	Extentions des bases du BEM . . . . .	45
3.2.3	Estimations des coefficients du BEM . . . . .	46
3.2.4	Formation de la matrice du Canal . . . . .	47
3.2.5	Algorithme proposé . . . . .	48
3.3	Résultats des simulations . . . . .	50
3.3.1	Evaluation par rapport au critère MSE . . . . .	51
3.3.2	Egalisation des donné . . . . .	58
3.3.3	Résultats par rapport au critère BER . . . . .	58
3.4	Conclusion . . . . .	63
<b>4</b>	<b>Estimation de Canal Multi-Trajet Clairsemé</b>	<b>65</b>
4.1	Introduction . . . . .	66
4.2	Canal Multi-Trajet Clairsemé . . . . .	67

---

4.3	Technique « Compressive Sensing » Conventionnelle . . . . .	68
4.3.1	Bases théoriques de la technique DCS (Distributed CS)	69
4.4	Estimations des Coefficients BEM . . . . .	70
4.4.1	Coefficients BEM basés sur la SDCS (Structured DSC)	70
4.4.2	Technique SDCS . . . . .	70
4.5	Approche Proposée . . . . .	72
4.5.1	Model BEM Utilisé . . . . .	72
4.5.2	Estimation des Paramètres du Canal . . . . .	73
4.5.3	Algorithme d'Estimation d'un canal Clairsemé . . . . .	75
4.6	Simulations et Résultats . . . . .	76
4.6.1	Évaluation par rapport au Critère NMSE . . . . .	77
4.6.2	Résultats par rapport au Critère BER . . . . .	81
4.7	Conclusion . . . . .	84
<b>5</b>	<b>Conclusion générale</b>	<b>85</b>
5.1	Conclusion générale . . . . .	86
	<b>Bibliographie</b>	<b>89</b>



# Liste des Figures

1.1	Spectre Doppler associé au $l^{\text{ème}}$ trajet . . . . .	6
1.2	Schéma de principe d'une modulation multiporteuse. . . . .	7
1.3	Spectre du signal OFDM . . . . .	9
1.4	structures possibles de disposition des pilotes.. . . . .	10
2.1	Chaîne de Transmission OFDM. . . . .	23
2.2	Insertion de préfixe cyclique dans une symbole OFDM . . . . .	24
2.3	Canal à variation rapide avec $f_d T_t = 0.1$ . . . . .	25
2.4	Canal à variation très rapide avec $f_d T_t = 0.5$ . . . . .	26
2.5	Canal statique , $f_d T_t = 0$ . . . . .	26
2.6	performance de BEM avec l'usage de fenêtrage. . . . .	33
2.7	forme de symbole OFDM avec pilotes . . . . .	34
2.8	Estimation assisté par pilotes de types peigne . . . . .	35
2.9	Structure des grappes pilotes dans la matrice d'estimation . . . . .	36
3.1	Schéma fonctionnel du système d'estimation de canal proposé . . . . .	44
3.2	Principe du système d'estimation du canal proposé . . . . .	45
3.3	MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec $\Delta_f = 0.1$ . . . . .	52
3.4	MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec $\Delta_f = 0.2$ . . . . .	53
3.5	MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec $\Delta_f = 0.5$ . . . . .	54
3.6	MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec $\Delta_f = 0.1$ . . . . .	55
3.7	MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec $\Delta_f = 0.2$ . . . . .	56

---

3.8	MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec $\Delta_f = 0.5$ . . . . .	57
3.9	BER en fonction de SNR pour une estimation LS avec $\Delta_f = 0.1$	59
3.10	BER en fonction de SNR pour une estimation LS avec $\Delta_f = 0.5$	60
3.11	BER en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec $\Delta_f = 0.1$ . . . . .	61
3.12	BER en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec $\Delta_f = 0.5$ . . . . .	62
4.1	Schéma fonctionnel pour l'estimateur de canal clairsemé proposé . . . . .	67
4.2	pilote pattern. . . . .	71
4.3	Approximation Ondelettes . . . . .	73
4.4	NMSE en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.065$ . . . . .	78
4.5	NMSE en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.093$ . . . . .	79
4.6	NMSE en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.14$ . . . . .	79
4.7	NMSE en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.19$ . . . . .	81
4.8	BER en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.065$ . . . . .	82
4.9	BER en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.093$ . . . . .	82
4.10	BER en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.14$ . . . . .	83
4.11	BER en fonction de SNR pour $\Delta_f = 0.19$ . . . . .	83

# Liste des tableaux

3.1	Paramètres de simulation pour Algorithme 1 . . . . .	51
4.1	Paramètres de simulation du canal multi trajets clairsemé . . .	77

# Chapitre 1

## Introduction et État de l'Art

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Généralités</b> . . . . .	<b>2</b>
<b>1.2</b>	<b>Canal Multi-Trajet</b> . . . . .	<b>2</b>
1.2.1	Propagation du Signal . . . . .	3
1.2.2	Modèle WSSUS . . . . .	4
1.2.3	Canal Rayleigh . . . . .	4
1.2.4	Sélectivité d'un canal et spectre de Jakes . . . . .	5
<b>1.3</b>	<b>Modulation OFDM</b> . . . . .	<b>6</b>
1.3.1	Principe de la Modulation Multiporteuse . . . . .	6
1.3.2	domaines d'application de l'OFDM . . . . .	7
<b>1.4</b>	<b>Interférences et Estimation de Canal dans les</b> <b>  Systèmes OFDM</b> . . . . .	<b>8</b>
<b>1.5</b>	<b>Types d'estimateur de canal</b> . . . . .	<b>9</b>
1.5.1	Techniques assistées par pilotes . . . . .	10
1.5.2	Techniques aveugles . . . . .	11
1.5.3	Techniques semi-aveugles . . . . .	11
<b>1.6</b>	<b>état de l'art</b> . . . . .	<b>12</b>
<b>1.7</b>	<b>problématique</b> . . . . .	<b>15</b>
1.7.1	problème 1 . . . . .	17
1.7.2	problème 2 . . . . .	17
<b>1.8</b>	<b>Plan de lecture</b> . . . . .	<b>18</b>

---

## 1.1 Généralités

Dans les systèmes de communications sans fil, l'environnement situé entre une antenne d'émission et une antenne de réception peut perturber le signal. En effet, le signal reçu est une somme de plusieurs versions retardées du signal émis. On dit alors que le signal est émis dans un canal multi-trajets. Ce type de canal engendre des évanouissements en fréquence, c'est à dire des trous dans le spectre, pouvant être destructeurs pour le signal. Une solution pour lutter contre ces phénomènes est d'utiliser une modulation multiporteuses, telle que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le concept de l'OFDM a été publié dans les années 60 mais il fallu attendre les années 80 et les progrès de l'électronique numérique pour qu'il soit mis en œuvre en pratique. Le principe de l'OFDM consiste à diviser la bande fréquentielle du signal, sur un grand nombre de sous canaux étroits, le signal numérique que l'on veut transmettre.chacun portant une partie de l'information. Afin que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possible et ainsi transmettre le maximum d'informations sur une bande de fréquences donnée, les sous porteuses doivent être orthogonales entre elles. Les spectres des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, les sous-porteuses n'interfèrent pas entre elles. Cette technique est utilisée dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence , dont les égalisations peuvent être plus simples par rapport au systèmes mono porteuse traditionnels, car l'OFDM utilise nombreux signaux à bande étroite avec modulation lente plutôt (faible débit de symboles) qu'un signal à large bande avec modulation rapide.

## 1.2 Canal Multi-Trajet

Dans cette partie, nous allons rappeler les éléments importants concernant le canal de propagation à trajets multiples. De plus, nous formaliserons l'écriture de la transmission d'un signal OFDM dans ce type de canal.

### 1.2.1 Propagation du Signal

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles ainsi qu'aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages, les décalages Doppler et les retards différents. Le canal radio mobile est donc un canal fluctuant à trajet multiples. D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de la puissance du signal à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement ("fading"). D'après cette définition, on peut classer les canaux radio-mobiles en deux catégories : « évanouissement à long terme » et « évanouissement à court terme » [4]. L'évanouissement à long terme se manifeste lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines, etc.) ou par la forme du terrain. En pratique, cet évanouissement est modélisé par des équations qui déterminent « l'affaiblissement de parcours » ("path-loss"). Statistiquement, de nombreuses études le caractérisent comme une variable aléatoire de loi log-normale qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation [5]. L'évanouissement à court terme se réfère à l'évolution rapide de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Cette variation rapide est due aux trajets multiples générés par les divers réflecteurs et diffuseurs de la liaison. Le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations d'amplitude de l'enveloppe du signal reçu. Statistiquement, les fluctuations de l'enveloppe du signal à court terme sont généralement caractérisées par une loi de Rayleigh ou de Rice [6]. La première correspond généralement au milieu urbain, quand il n'y a pas une ligne visuelle directe (NLOS : no line-of-sight), tandis que la seconde correspond au milieu rural, quand il y a une ligne visuelle directe (LOS). Dans la suite, nous nous intéressons qu'au deuxième phénomène en l'occurrence l'évanouissement à court terme avec une loi de Rayleigh.

### 1.2.2 Modèle WSSUS

Un canal multi-trajet, est caractérisé par le nombre de trajets  $L$ , les retards  $\tau_l$  et les gains ( $h_l$ ,  $l = 0, 1, \dots, L - 1$ ) des différents trajets qui le composent. D'une manière générale, la réponse impulsionnelle du canal  $h$  s'exprime :

$$h(n, \tau) = \sum_l h_l(n) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1.1)$$

Où  $\delta$  est l'impulsion de Dirac.

Nous considèrerons par la suite le modèle de canal très répandu WSSUS ( Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) décrit par Bello [7]. Plus précisément, pour tout  $h_l$ , où  $l = 0, 1, \dots, L - 1$  les coefficients  $h_l$  sont stationnaires au sens large, i.e. la moyenne  $E\{h_l(t)\}$  est indépendante du temps. D'autres parts ces coefficients sont décorrélés, i.e.  $E\{h_{l_1}(t)h_{l_2}(t)^*\} = 0$  si  $l_1 \neq l_2$ , où  $E\{\cdot\}$  est l'espérance mathématique et  $*$  représente la conjugaison complexe.

### 1.2.3 Canal Rayleigh

Afin de caractériser la statistique suivie par la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$ , [8] considère que du point de vue du récepteur, le canal  $h(t)$  est une somme de  $L$  composantes indépendantes de moyennes nulles provenant de toutes les directions et telles que  $L$  tend vers l'infini. En appliquant le théorème de la central limite, on déduit que  $h(t)$  suit une loi gaussienne centrée, et donc que  $|h(t)|$  suit une distribution de Rayleigh, notée  $f_r$ , de variance  $\sigma_h^2$  égale à  $E\{|h(t)|^2\}$ . Par conséquent, pour une variable positive  $r$ ,  $f_R(r)$  s'exprime

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma_h^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma_h^2}} \quad (1.2)$$

Le canal de Rayleigh est un modèle largement utilisé dans la littérature, car il est simple et approxime bien la réalité. Cependant, des modèles plus spécifiques ou plus proches des mesures pratiques ont été proposés, tels que le modèle de Weibull [9] et la distribution  $\kappa$ - $\mu$  [10].

## 1.2.4 Sélectivité d'un canal et spectre de Jakes

### Sélectivité

Un canal est dit sélectif en temps lorsque la durée du symbole transmis n'est pas faible relativement au temps de cohérence. Il est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal n'est pas faible par rapport à la bande de cohérence du canal [11], Où la bande de cohérence d'un canal est l'écart fréquentiel qui doit séparer deux sous-porteuses afin qu'elles soient complètement décorrélées, cependant dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, certaines fréquences du signal sont atténuées différemment que d'autres. Dans cette étude, nous nous sommes intéressés aux canaux doublement sélectifs (sélectifs en temps et en fréquence).

### Spectre de Jakes

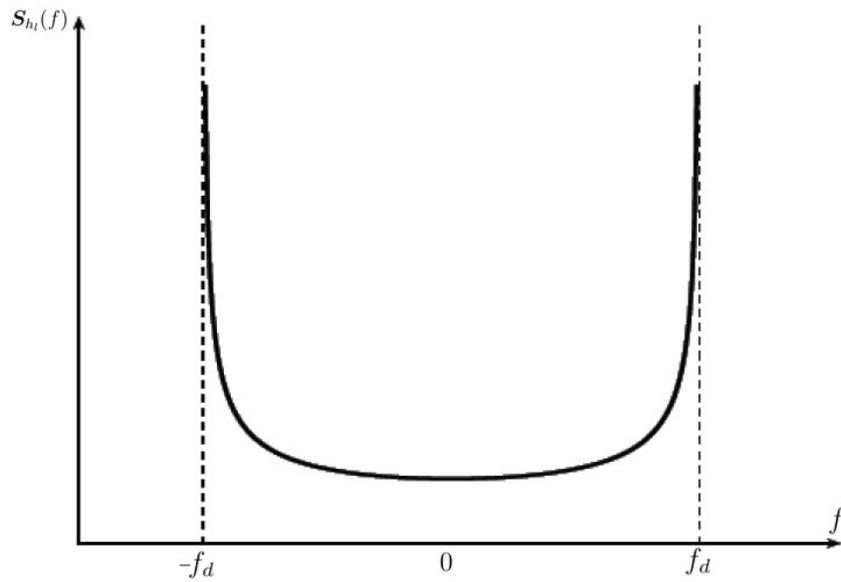
Dans la littérature des communications sans fil, il est très largement accepté de modéliser le canal de type Rayleigh à spectre Doppler sous la forme du spectre de Jakes donné par la figure (FIG. 1.2) avec une fréquence Doppler maximale  $f_d = \frac{V_m}{C} f_0$ , ou  $V_m$  est la vitesse de déplacement de l'émetteur par rapport au récepteur et  $f_0$  est la fréquence porteuse du signal, Physiquement, un tel type de canaux peut résulter d'une superposition de très nombreux trajets de retards, la fonction d'auto-corrélation du canal pour le  $l^{\text{ème}}$  est donnée par [11] :

$$\mathbf{R}_{h_l}(\Delta t) = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_l(t)\mathbf{h}_l(t + \Delta t)^*\} = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (1.3)$$

Où  $J_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0.

Pour chaque trajet il est associé un spectre Doppler qui peut se déduire par transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation  $\mathbf{R}_{h_l}(\Delta t)$  : Le spectre Doppler de ce canal, ou autrement dit la densité spectrale de puissance (DSP) du processus stationnaire  $\mathbf{h}$ , est défini comme la transformée de Fourier de la fonction d'Autocorrélation  $\mathbf{R}_{h_l}(\Delta t)$  [11] :

$$\mathbf{S}_{h_l}(f) = TF_{\Delta t} \{ \mathbf{R}_{h_l}(\Delta t) \} \begin{cases} \frac{\sigma_l^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} & , \text{ si } |f| \leq f_d \\ 0 & , \text{ si } |f| > f_d \end{cases} \quad (1.4)$$

FIGURE 1.1 – Spectre Doppler associé au  $l^{\text{ème}}$  trajet

## 1.3 Modulation OFDM

### 1.3.1 Principe de la Modulation Multiporteuse

Contrairement aux systèmes mono porteuse qui modulent sur une porteuse unique à un débit de  $R_s$ , le principe de la modulation multiporteuse consiste à transmettre les données de manière simultanée sur  $N$  porteuses modulées à un débit de  $R_s/N$ . Le débit global reste inchangé alors que chaque

porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation. La figure 1.2 décrit le schéma de principe d'un modulateur multiporteuse en bande de base : après un codage des bits à transmettre, les données complexes  $X_k$ , sont successivement regroupés par blocs de  $N$  (conversion série/parallèle), mis en forme sur une durée de symbole  $T_U$  puis envoyés sur les  $N$  sous-porteuses orthogonales .

L'utilisation de sous-porteurs orthogonaux dans le domaine fréquentiel revient à considérer la bande passante du signal  $B$  comme  $N$  sous-canal parallèles de largeur  $F_S = B/N$ . dans ce cas l'espacement entre les sous-porteuses  $F_S$  doit être  $F_S = 1/(T_U)$  , où  $T_U$  est la durée utile d'un symbole. Le signal est bien dimensionné grâce à la bande de cohérence  $B/N \ll B_C$  .

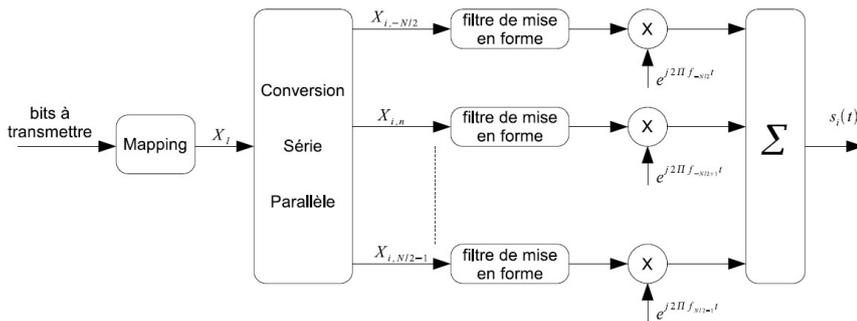


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'une modulation multiporteuse.

### 1.3.2 domaines d'application de l'OFDM

L'OFDM est utilisé dans la plupart des transmissions sans fils tels que les réseaux locaux sans fils WiFi ( plus exactement les standards IEEE 802.11a et IEEE 802.11g), les réseaux cellulaires LTE et WiMax, la télévision numérique terrestre (DVB-T, DVB-TH), la radiodiffusion numérique (DAB, T-DMB DRM) ainsi que les liaisons utilisant la technologie xDSL [12]. Dans le domaine des réseaux cellulaires, alors qu'il y a eu des débats importants dans

les années 1990 sur les avantages respectifs du TDMA (GSM) et du CDMA (Système IS-95 puis UMTS), les réseaux mobiles de nouvelle génération LTE (Long Term Evolution ou 4G ), définis par l'organisme de normalisation 3GPP , considèrent l'OFDM comme la meilleure technique de transmission et aujourd'hui le sujet ne fait plus débat à propos du choix de la méthode d'accès.

## 1.4 Interférences et Estimation de Canal dans les Systèmes OFDM

### Interférences Entre les Symboles ISI

Comme nous l'avons vu, dans un canal à trajet multiple les signaux transmis sont affectés par des échos multiples, par conséquent les symboles émis parviennent au récepteur sous forme de plusieurs versions atténuées et retardées. Un symbole OFDM émis lors d'une période  $iT$  peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période  $(i - 1)T$ , où  $T$  est la période du symbole OFDM. Il se produit alors des interférences. Une solution simple afin d'éviter les ISI consiste à utiliser les Intervalles de garde.

### Intervalle de Garde

L'intervalle de garde, délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs, est utilisé dans les systèmes terrestres afin d'absorber l'étalement des retards dus aux multi-trajets. Pour faciliter l'égalisation du canal, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre. On le nomme alors le préfixe cyclique. Dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale du système la longueur du préfixe cyclique doit être optimisée en fonctions des caractéristiques de canal .

### Interférence entre les Porteuses ICI

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous porteuse, tous les spectres des autres sous porteuses sont

nuls comme illustré dans la figure 1.3, ainsi les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuse ICI (inter carrier interferences) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes [1]. au contraire de l'ISI qui peut être évité par l'ajout d'un simple intervalle de garde, les ICI nécessitent des techniques d'estimations afin d'assurer une égalisation cohérente, un aperçu de ces techniques seront présentées dans section suivante.

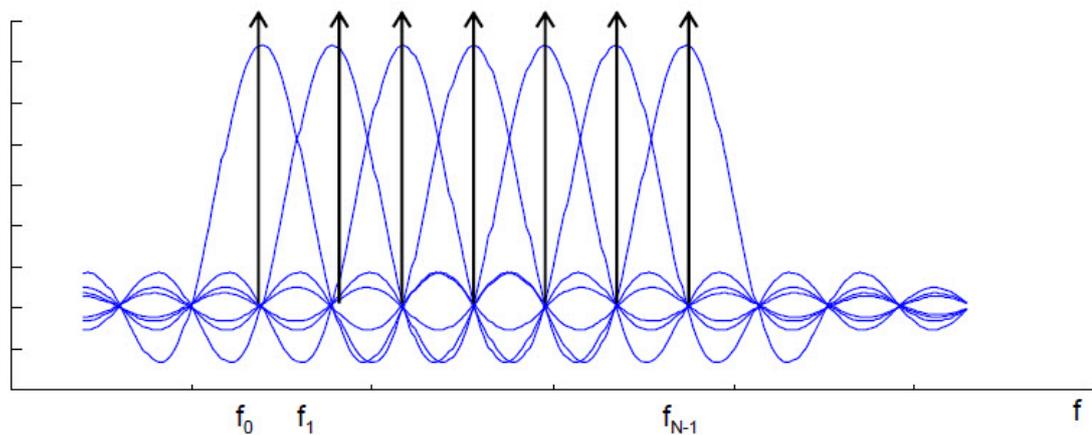


FIGURE 1.3 – Spectre du signal OFDM

## 1.5 Types d'estimateur de canal

Les performances des systèmes OFDM sont directement liées à la qualité de l'estimation du canal de propagation. Le récepteur doit estimer la variation du canal pour chaque sous-porteuse. Les propriétés de sélectivité du canal de transmission, la puissance du bruit sont autant de points qui doivent être pris en compte dans les algorithmes d'estimation de canal. On distingue dans la littérature trois grandes catégories d'estimation de canal [4] : spacing

- les techniques assistées par pilotes.
- les techniques aveugles.

- les techniques semi aveugles.

### 1.5.1 Techniques assistées par pilotes

La première technique d'estimation de canal rencontrée dans la littérature est dite assistée par pilotes et notée PAM (Pilot Assisted Modulation) [13]. Elle se base sur l'utilisation de sous porteuses appelées "pilotes" pour effectuer l'estimation. Les pilotes sont des porteuses dont le gain, la phase et la position dans la trame OFDM sont connus de l'émetteur et du récepteur.

La structure des pilotes dans les trames OFDM dépend de la sélectivité du canal [14]. Ainsi, pour un canal très sélectif en fréquence mais pas en temps, on utilisera une structure pilotes de type Bloc [15], où toutes les sous porteuse d'un symbole OFDM donné sont dédiées à l'estimation voire figure 1.4a. C'est la structure utilisée quand on considère un canal quasi-statique. Pour un canal moyennement sélectif en fréquence, mais très sélectif en temps, on utilisera plutôt une structure pilotes de type Peigne, où certaines fréquences sont exclusivement dédiées à l'estimation de canal pour chaque symbole OFDM.

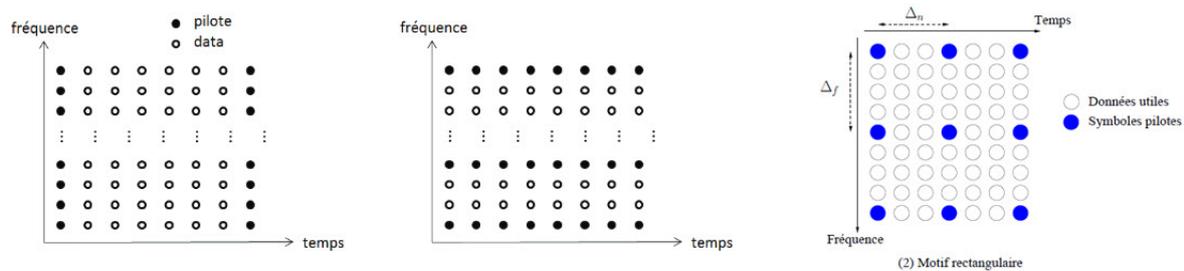


FIGURE 1.4 – structures possibles de disposition des pilotes..

La figure 1.4 illustre les différents dispositions des pilotes dans les symboles OFDM, les porteuses pilotes sont en noir et les porteuses d'information en blanc. Selon la sélectivité des canaux considérés, d'autres structures peuvent être utilisés : dans le standard DRM/DRM+ [16], les pilotes sont

disposés sous forme d'une structure rectangulaire, hexagonal ou une disposition aléatoire peuvent aussi être considérés [17]. On remarque, comme sur la figure 1.4, que si les paramètres du canal sont connus au niveau des pilotes, une extension sera nécessaire pour estimer la réponse fréquentielle du canal sur tout le réseau temps-fréquence.

### 1.5.2 Techniques aveugles

En effet cette technique ne nécessite aucune insertion de symboles pilotes dans la trame. On parle alors de techniques d'estimation autodidactes ou aveugles [18, 19, 20]. Ces techniques sont notées, par opposition à la première catégorie, NDA (Non Data Aided). Elles sont basées sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal reçu. On peut citer parmi les propriétés du signal OFDM exploitées la redondance due à l'insertion du préfixe cyclique, l'utilisation du caractère fini de la constellation utilisée (PSK, QAM, ...) ou encore le caractère corrélé du signal reçu avec le codage linéaire à l'émission (coded OFDM) [21]. Les principales difficultés des techniques aveugles résident dans la complexité de mise en œuvre, un temps de convergence long et une ambiguïté sur les estimés pouvant néanmoins être levées grâce à l'insertion de symboles pilotes, ce qui nous ramène donc à la première catégorie.

### 1.5.3 Techniques semi-aveugles

Pour la troisième catégorie appelée technique "semi-aveugles", l'estimation du canal est réalisée non seulement grâce aux symboles pilotes mais aussi grâce aux données émises estimées. Cette catégorie est également qualifiée de "semi-aveugle" car elle utilise à la fois des données connues et des données estimées [22]. L'inconvénient de cette approche est que l'estimation de canal est très sensible aux erreurs de détection sur les symboles estimés. Pour minimiser l'influence de ces erreurs, le décodage de canal est utilisé pour reconstruire les symboles estimés [23].

## 1.6 état de l'art

Dans cette section, nous allons décrire sommairement les principales méthodes existantes pour l'estimation de canal et l'élimination des ICI dans un système OFDM à travers des canaux doublement sélectifs. Les deux contraintes majeures rencontrées lors de la conception d'un estimateur de canal OFDM sont la quantité des pilotes devant être transmis et la performance de l'estimateur vis à vis des différentes contraintes des canaux de transmission (multi-trajet, sélectivité en temps, sélectivité en fréquence...). Ces deux contraintes sont bien évidemment liées l'un à l'autre, puisque la précision d'estimation des variations du canal dépend de la quantité des données pilotes utilisée dans l'estimation.

Nombreux travaux sur l'estimation des canaux dans l'OFDM ont été présentés avec différents concepts. Les références [18, 19, 20] décrivent quelques travaux qui focalisent sur les techniques d'estimation aveugle, ces méthodes utilisent des algorithmes récursifs basés généralement sur l'utilisation de la cyclo-stationnarité introduite par les préfixes cycliques. Dans [6], des estimateurs de canal assistés par pilotes ont été proposés, où les pilotes sont généralement regroupés dans le domaine temporel pour estimer le canal doublement sélectif. L'estimation du canal par pilotes de type bloc a été développée sous l'hypothèse d'un canal à évanouissement lent, ce qui veut dire que le canal demeure invariant sur plusieurs symboles OFDM [24]. Dans [15] il est spécifié que si la durée du bloc OFDM est inférieure à 10% du temps de cohérence du canal, la variation du gain complexe du canal peut être supposée linéaire. En se basant sur cette hypothèse et en utilisant des pilotes du type Bloc, X.Young et al [25] proposent un algorithme itératif d'estimation de canal et d'élimination des ICI conduisant à des résultats satisfaisants. En contrepartie, malgré les performances obtenues, cet algorithme demeure limité par le temps de cohérence (inverse de la fréquence Doppler [26]), ce qui permet de constater qu'il est très sensible à l'effet Doppler. La mobilité relative entre l'émetteur et le récepteur (l'effet Doppler) induit une variation temporelle du canal au sein du symbole OFDM, ce qui provoque la sélectivité de canal en temps et en fréquence; phénomène connu sous le nom de canaux double-

ment sélectifs pouvant introduire des interférences entre symboles (ISI) et des interférences entre sous porteuses (ICI). Par conséquent, des techniques d'estimation avancées sont essentielles pour la compensation de canal. Dans [6], l'estimation de canal assistées par pilotes PSAM (Pilot-Symbol Assisted Modulation) a été proposée, où les pilotes sont généralement regroupés dans le domaine temporel, selon une structure pilotes du type peigne, pour effectuer l'estimation de canal doublement sélectif. La PSAM a été introduite pour des systèmes mono-porteuse par Moher et Lodge [27], alors que pour l'OFDM, chaque sous porteuse est soumise à un évanouissement non sélectif, la méthode PSAM peut être généralisée aux deux dimensions (temps-fréquence).

Nombreux travaux sur l'estimation des canaux doublement sélectifs basés sur la structure pilotes de type peigne ont été présentés avec différents concepts. Dans [28], les polynômes de base de Bernstein sont utilisés pour approximer la variation temporelle du canal, via l'approche de filtrage de Kalman. Nombreux modèles d'expansion BEM ont été également utilisés dans l'estimation de canal doublement sélectif. A titre d'exemple, le modèle exponentiel complexe CE-BEM a connu un large intérêt en raison de sa facilité algébrique, cependant, il induit une erreur de modélisation [18]. Dans ce contexte, une performance de modélisation améliorée est obtenue par le CE-BEM généralisé (GCE-BEM) [6] qui utilise un ensemble des bases exponentielles complexes plus rapprochées dans le domaine fréquentiel que celles du CE-BEM traditionnel, ainsi que le BEM polynomial (P-BEM) [29] qui approxime la variation de canal au moyen des fonctions polynomiales, offrent plus de précision que le CE-BEM [1].

Le BEM optimal en terme d'erreur quadratique moyenne (MSE) est le Discrete Karhuen-Loève BEM (DKL-BEM) [30] car il prend en compte les statistiques de canal pour trouver les meilleures fonctions de base. Cependant, le DKL-BEM ne devient plus optimal dans le cas où les statistiques du canal réel s'écartent des hypothèses de départ.

Dans les canaux à trajet multiple non clairsemés (non sparse channels) utilisant les BEM, nombreux travaux sont consacrés à l'estimation basée sur les pilotes de type peigne. Dans [1], il est possible de vérifier que la structure optimale d'insertion des pilotes peigne, au sens de la MSE, est la "cluste-

red zero-padded pilot scheme" ou structure pilotes en cluster entourée par des zéros. Il est à noter que les auteurs se concentrent également sur la précision de l'estimation en termes de MSE, en comparant différents modèles BEM pour obtenir une meilleure approximation des canaux dans des situations réalistes. En outre, afin de réduire la complexité de calcul et de faciliter l'égalisation dans les systèmes OFDM, un filtre de fenêtrage est utilisé pour l'estimation de canal basé sur le modèle BEM [1]. Dans [3] le CE-BEM est utilisé en association avec, un nouvel algorithme de poursuite de ressemblance simultanée (simultaneous matching pursuit) est proposé pour calculer conjointement les coefficients BEM avec une précision élevée.

En plus de la sélectivité en temps induite par grande mobilité, des milieux de propagation extrêmes provoquent la propagation sur un grand nombre de trajets retardés où le retard de propagation peut être très élevé tandis que généralement un petit nombre de trajets ont une puissance significative [31], ce type de canaux doublement sélectifs clairsemés (sparse Doubly Selective) apparaît souvent au niveau des systèmes d'accès sans fil dans certaines situations de mobilité, tels que les trains à grande vitesse TGV et les communications acoustiques sous-marines [32]. Contrairement aux canaux doublement sélectifs traditionnels, obtenir une estimation de canal précise pour un canal clairsemé est extrêmement difficile. La réponse du canal varie généralement de manière significative sur l'échelle d'une seule durée de symbole OFDM. Il se compose d'un grand nombre de coefficients, par exemple en supposant  $N$  sous-porteuses OFDM et  $L$  trajets, le nombre total de coefficients inconnus du canal est  $NL$ , où  $L$  est proche de  $N$  compte tenu des trajets de diffusion avec des retards très espacés. Pour permettre une estimation efficace, un grand nombre de sous-porteuses pilotes est requis pour l'identification des coefficients de canal.

La méthodologie d'estimation par la technique CS (Compressive Sensing) récemment introduite est capable de reconstruire des signaux clairsemés (sparse signals) à partir d'un nombre d'échantillons inférieur à celui imposé par le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon [33].

L'application de la technique CS à l'estimation de canal OFDM peut réduire considérablement le nombre de sous-porteuses pilotes nécessaires. Dans

[34], la théorie CS a été appliquée pour l'estimation, montrant de meilleures performances d'estimation que les méthodes d'estimation conventionnelles. Contrairement à la théorie CS qui, traite chaque symbole OFDM individuellement, la technique CS distribuée (DCS) proposée dans [2] a pour objectif de reconstruire conjointement une collection des signaux clairsemés en exploitant leur parcimonie (sparsity) conjointe. Les auteurs dans [2] ont montré que les méthodes basées sur DCS atteignent une plus grande précision d'estimation que celles basées sur CS.

Une nouvelle technique d'estimation, baptisée "Structured Distributed Compressive sensing" (SDCS), a été présentée dans [3] afin de réduire le nombre de coefficients inconnus du canal. Les auteurs utilisent le modèle (CE-BEM) et exploitent la sparsity dans les trajets retardés dans plusieurs symboles OFDM. Cette technique s'articule autour d'une structure des pilotes particulière pour traiter conjointement un bloc de symboles OFDM (Jointly OFDM symbols analyse), dans l'optique d'obtenir une estimation significativement améliorée par rapport à la technique DSC, avec moins de sous-porteuses pilotes.

## 1.7 problématique

Le canal de propagation vu par le récepteur peut non seulement varier de manière significative d'un symbole OFDM à l'autre, mais également à l'intérieur d'un même symbole OFDM. Cette variation est principalement due aux changements des conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur. D'un point de vue physique, le caractère variable du canal peut être dû à la sélectivité du canal, comme déjà mentionné, d'un autre point de vue la cause de cette sélectivité est l'effet Doppler provoqué par la mobilité entre l'émetteur et le récepteur. Plus la vitesse de mobilité est grande, plus le canal varie rapidement dans le domaine temporel. Par conséquent, une estimation dynamique du canal est nécessaire pour mener à bien la démodulation complète des signaux OFDM puisque le canal radio est sélectif en fréquence et variant avec le temps pour les systèmes de communication à large bande. L'estimation du canal peut être exécutée à l'aide de l'insertion des pilotes sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM avec une pé-

riode spécifique, connue sous le nom de « estimation du canal par pilotes de type bloc » [24, 15, 25, 35]. Elle peut aussi être réalisée en insérant des pilotes dans chaque symbole OFDM, pilotes de type peigne [1, 25, 36, 28]. L'estimation du canal par pilotes de type bloc a été développée sous l'hypothèse d'un canal à évanouissement lent, autrement dit un canal supposé invariant sur plusieurs symboles OFDM. Par contre, l'estimation du canal par pilotes de type peigne a été présentée pour satisfaire le besoin de l'égalisation quand le canal change d'un symbole OFDM à un autre ou dans un même symbole OFDM.

L'utilisation des canaux à grande mobilité conduira à utiliser les techniques d'estimation assistées par pilotes de type peigne ; En effet, la variation rapide du canal dans un même symbole OFDM nécessite un grand nombre de pilotes pour l'estimation, ce qui réduit le nombre de sous porteuses dédiées aux données, afin d'éviter une consommation de la bande passante disponible dans des canaux à variation rapide.

Dans le cadre de cette étude nous nous intéressons à la réduction du nombre de pilotes afin d'améliorer le débit tout en maintenant une précision d'estimation acceptable dans le cas d'une grande mobilité, pour deux types de canaux, cela nous met face à deux problèmes différents.

Motivés par les travaux ci-dessus, nous présentons deux nouvelles techniques d'estimation basées sur la structure pilote du type peigne afin de minimiser le nombre de pilotes par symbole OFDM dans deux contextes différents, les symboles OFDM dans le premier contexte passent à travers un canal doublement sélectif à grande mobilité, alors que pour le deuxième contexte les symboles OFDM sont transmis à travers un canal doublement sélectif avec des trajets clairsemés dont les retards de propagation sont très élevés. En fait, pour éviter une consommation drastique de la bande passante disponible dans les systèmes OFDM, le rapport données pilotes sur données utiles (PDR) devrait être réduit. Les deux techniques proposées permettent d'améliorer le débit tout en maintenant une précision d'estimation acceptable dans des situations de mobilité élevée. En outre, la contribution principale de cette thèse consiste à réduire le nombre des pilotes, tout en maintenant une qualité d'estimation acceptable. Le principe de base de notre approche repose sur

l'exploitation des pilotes supplémentaires contenus dans les symboles OFDM adjacents, en complément à ceux transportés par le symbole en cours d'investigation. Ce principe a été appliqué pour mettre en œuvre deux techniques d'estimation différentes opérant dans des contextes différents.

Diverses simulations ont été menées en considérant différents rapports pilotes sur data (PDR) avec des effets Doppler élevés et la présence d'un bruit additif blanc Gaussien (AWGN). Les performances des algorithmes d'estimation considérés ont été évaluées et comparés avec des techniques d'estimation traitent les mêmes types de canaux, i.e. dans le premier contexte l'algorithme proposé est comparé avec [1] alors que pour le deuxième contexte en compare avec [3].

### 1.7.1 problème 1

L'objectif recherché à travers cette approche est de réduire le rapport pilotes sur données utiles PDR (Pilots to Data Ratio), afin d'améliorer le débit efficace sans affecter la précision d'estimation ainsi que le taux d'erreurs bits binaire BER, dans le contexte d'un canal à trajet multiple à grande mobilité. En se basant sur une structure pilotes peigne avec une approximation de type BEM (basis expansion model). L'étude a été menée en utilisant l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE) ainsi que l'estimateur des moindres carrés (LS). Nous prenons comme référence, à titre comparatif, la technique proposée dans [1] afin d'évaluer les performances de la méthode proposée.

### 1.7.2 problème 2

Dans cette deuxième partie, on traite un système OFDM opérant dans un canal à grande mobilité et à trajets multiples dont les échos du signal sont clairsemés (Sparse Multipath channel model). En d'autres termes, en plus des variations des réponses impulsionnelles des différents trajets, ce type de canal possède un très grand nombre de chemins de propagation, ainsi qu'une variation rapide des délais de ces trajets. A cette fin, notre approche sera basée sur des pilotes en structure peigne, arrangés d'une façon spéci-

fique à ce type de canal [2]. S'agissant de l'approximation des variations des réponses impulsionnelles des trajets multiples, on utilisera les bases d'expansion BEM avec l'estimateur des moindres carrés (LS) pour estimer les coefficients du modèle. L'objectif principal de la solution proposée consiste à exploiter la technique des "Symboles Adjacents", développée dans [Ref IET, Baouni], afin de réduire le nombre des pilotes nécessaires à l'estimation dans un canal clairsemé, comparativement à celui obtenu par Q.Qin *et al.* [3]. On tiendra compte également de l'impact de cette méthode sur l'estimation des retards ainsi que sur l'estimation des coefficients dans ce type de canal (Sparse Multipath Channel).

## 1.8 Plan de lecture

Le manuscrit comprend 5 chapitres dont le contenu est décrit ci-après. Le Chapitre 1 est introductif. Il décrit l'état de l'art pour l'estimation du canal dans les systèmes OFDM ainsi que le canal de communication mobile.

Le deuxième chapitre porte sur l'approximation et la modélisation de système OFDM basée sur les pilotes peigne en utilisant les modèles BEM dans un canal Rayleigh avec un spectre de Jakes dans des situations de grande mobilité

Dans le troisième chapitre, nous présentons en détail la première contribution de cette thèse pour la réduction du nombre de sous porteuses pilotes dans un canal doublement sélectif. L'algorithme d'estimation proposé tire profit des pilotes contenus dans les symboles adjacents à celui en cours de traitement, afin de compenser le manque d'information relative à l'état du canal. Dans cette partie du manuscrit, nous donnons un aperçu sur l'algorithme présenté dans [1] ensuite nous décrivons le principe d'estimations proposé dans ce contexte. Enfin, en vue d'effectuer une analyse complète des performances de l'algorithme proposé, les résultats ont été évalués et comparés à ceux des techniques d'estimation conventionnelles utilisant seulement les pilotes transportés par le symbole OFDM en cours d'estimation [1]. Notons que l'algorithme proposé a été exploré via l'erreur quadratique moyenne linéaire moyenne (LMMSE) ainsi que par le biais de l'estimateur des moindres carrés

(LS). Diverses simulations ont été menées en considérant différents rapport pilotes sur données utiles avec des effets Doppler élevés et la présence de bruit additif blanc gaussien.

Dans le quatrième chapitre, pareil que le chapitre précédent notre but est de réduire le nombre de sous porteuse pilotes dans le deuxième contexte canal clairsemé muti-trajet doublement sélective. ce chapitre la technique proposé dans ce chapitre est une version amélioré de technique SDCCS proposé en [3] En exploitant toujours les pilotes des symboles adjacents ensuite le deuxième algorithmes proposé est évaluées et comparées a l'algorithme de SDCCS en terme de complexité en plus de l'MSE et BEM .

Le cinquième chapitre est dédié à conclusion générale de la thèse incluant quelques perspectives pour des travaux futurs.



# Chapitre 2

## Estimation Assistée par Pilotes

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Inroduction</b>	<b>22</b>
<b>2.2</b>	<b>Modélisation Mathématique d'un Système OFDM</b>	<b>22</b>
2.2.1	Introduction	22
2.2.2	Modélisation Mathématique	27
2.2.3	Modèles d'expansion BEM (Basis Expansion Model)	28
2.2.4	Modélisation du canal multi-trajet basé sur BEM	29
<b>2.3</b>	<b>Système OFDM basé sur le modèle BEM</b>	<b>31</b>
2.3.1	Analyse du filtre fenêtrage	31
2.3.2	Utilisations des pilotes	32
2.3.3	modélisations des pilotes	33
2.3.4	Technique conventionnelle d'estimation du canal	35
2.3.5	Estimateur LMMSE	37
2.3.6	Estimateur LS	38

---

## 2.1 Introduction

Pour une détection cohérente dans un système de communication sans fil, l'information sur l'état de canal (channel state information CSI) est indispensable. L'estimation de canal a attiré une attention considérable dans la littérature ([37] . . . . .), où les méthodes assistées par pilotes sont les plus couramment considérées. Cette approche est particulièrement intéressante pour les canaux variant dans le temps en raison de leur court temps de cohérence [1]. Comme précédemment établi au chapitre 1, il est clair que pour avoir une égalisation fiable des données au niveau du récepteur OFDM, le canal devrait être connue, autrement dit, une estimation du canal plus réaliste devient indispensable. Etant donné que les symboles transmis ainsi que la réponse impulsionnelle du canal sont inconnus au récepteur, les pilotes sont ainsi utilisés pour estimer le canal afin de récupérer les données le plus fidèlement possible. Cependant, dans le cas d'un canal multi-trajet de  $L$  trajets non corrélés à évanouissements rapide, l'estimation classique de chaque Symbole OFDM à  $N$  sous-porteuses, nécessite un nombre élevé de pilotes. Cet inconvénient est contourné par l'utilisation des modèles d'expansion sur bases orthogonales, communément appelés modèles BEM. En fait, un modèle BEM est une approximation de la fonction de transfert du canal, permettant de réduire, d'une façon significative, le nombre de pilotes nécessaire à l'estimation d'un symbole OFDM [38, 39].

## 2.2 Modélisation Mathématique d'un Système OFDM

### 2.2.1 Introduction

Dans un système classique OFDM implémenté avec la transformée de Fourier discrète DFT, considérant une trame composés de  $I$  symboles OFDM, la chaîne de transmission est représentée en figure 2.1. On notera qu'un symbole OFDM correspond à l'ensemble des  $N$  signaux à bande étroite ( $N$  sous porteuses).

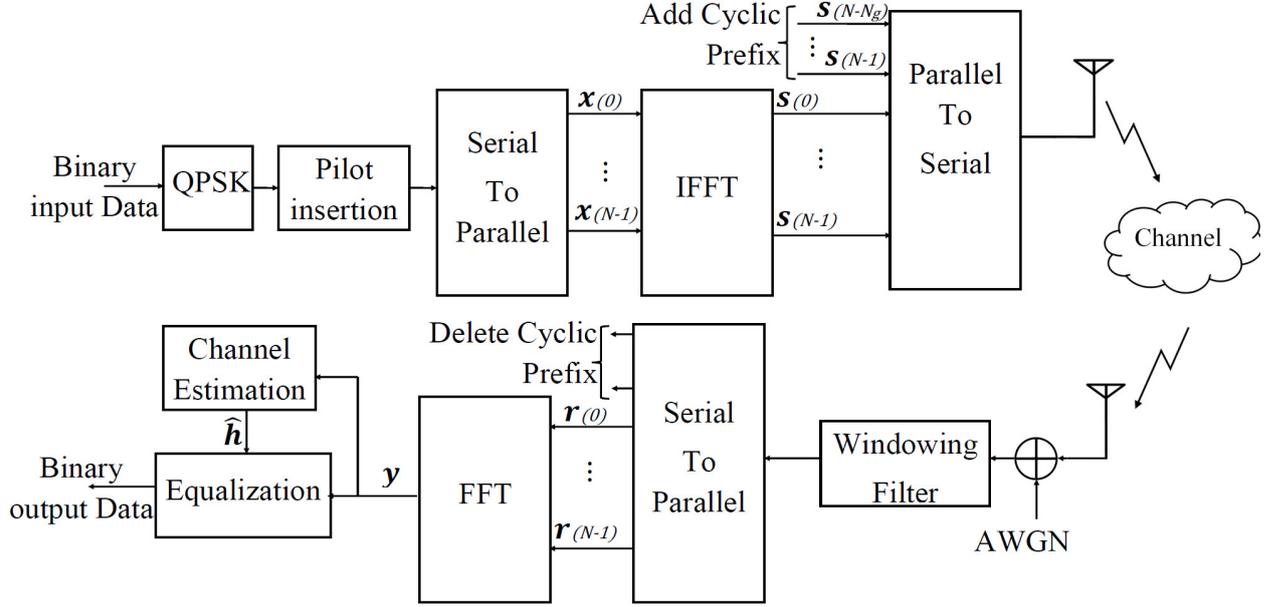


FIGURE 2.1 – Chaîne de Transmission OFDM.

Soit le vecteur de  $N \times 1$  données transmis sur le  $i^{eme}$  symbole OFDM  $\mathbf{x}_i = [x_{i,0}, \dots, x_{i,N-1}]^T$  avec  $x_{i,k}$  étant le symbole transmis normalisé par la puissance sur la sous-porteuse  $k$ . Notant que  $\mathbf{x}_i$  est obtenu après le traitement des données binaires qui sont modulées en QPSK puis passées à travers un convertisseur série / parallèle (S / P).  $\mathbf{x}_i$  est ensuite envoyé à travers une IDFT à  $N$  points (Inverse DFT) qui transforme les données dans le domaine temporel, ensuite il est à nouveau converti de parallèle en série (P / S). Cela nous permet d'insérer le CP (préfixe cyclique) avec une longueur  $N_g$  qui est généralement choisie supérieure au nombre de trajet  $L$  afin d'éviter l'ISI [40]. Le CP est une répétition de la dernière partie du symbole au début, comme illustré dans la figure 2.2, donc la longueur d'un symbole OFDM est  $N_t = N + N_g$  et la durée totale de chaque symbole OFDM est  $T_t = N_t T_s$  où  $T_s$  est le temps d'échantillonnage. Le signal est ensuite passé à travers un convertisseur numérique-analogique (D / A) qui contient des filtres passe-bas avec bande passante  $1/T_s$ . Ensuite, il est transmis à travers le canal à

évanouissement en présence d'un bruit blanc additif (AWGN) représenté dans un vecteur  $\mathbf{z}_i$  de longueur  $N \times 1$ , ayant une matrice de covariance définie par  $\mathbf{R}_z = \mathbb{E}\{\mathbf{z}_i \mathbf{z}_i^H\} = \sigma^2 \mathbf{I}$  est ajouté .

Au récepteur, l'inverse des opérations effectuées sur l'émetteur sont effectuées. Après le convertisseur (A / N), le préfixe cyclique est supprimé, le flux est converti (S / P) et une opération DFT est effectuée afin obtenir le signal reçu dans le domaine fréquentiel  $\mathbf{y}_i$  qui est donné comme suit :

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{z}_i \quad (2.1)$$

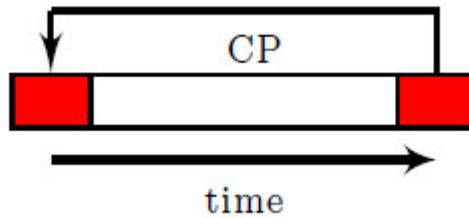
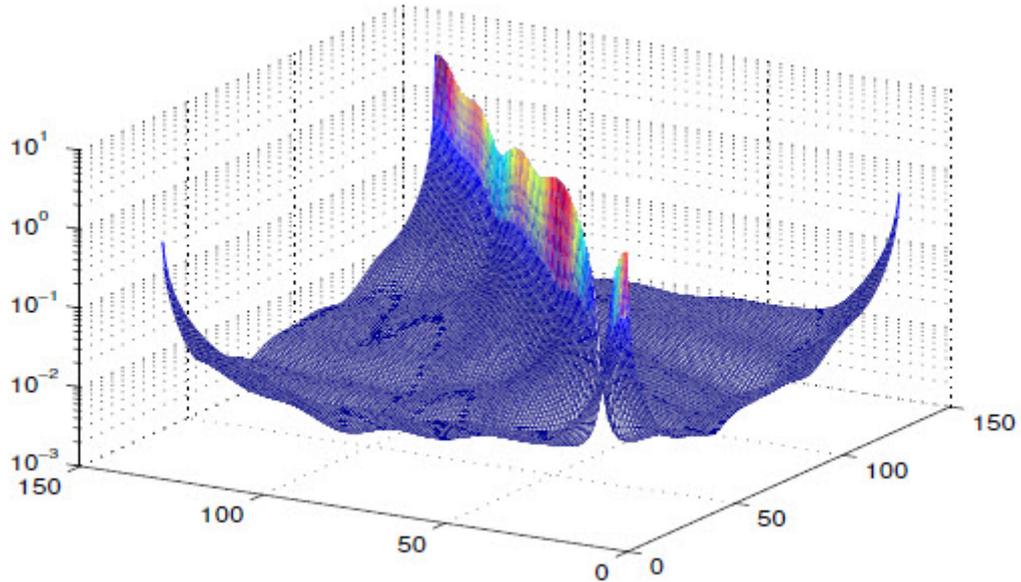


FIGURE 2.2 – Insertion de préfixe cyclique dans une symbole OFDM

Les données binaires sont ensuite récupérées après la démodulation QPSK. Le modèle décrit par (2.1) est valide pour toute variation de canal. Cependant, la matrice de canal  $\mathbf{H}$  de dimensions  $N \times N$  est modélisée différemment. L'évanouissement du canal détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses et conduit à des interférences inter-porteuses ICI( inter carriers interferences). Cela se manifeste dans la distribution de la puissance de chaque sous-porteuse sur matrice de canal complet (toutes les autres sous-porteuses) comme illustré dans la figure 2.3 ,où la puissance de canal est concentrée autour de sa diagonale formant une structure en bande diagonal, les composantes hors-diagonales représentent l'ICI.

Ce phénomène devient plus complexe pour les canaux a variation très rapide dans le temps. Cela est apparait clairement dans la figure 2.4. La figure 2.5 représente la matrice  $\mathbf{H}$  dans le cas d'un canal statique où la puissance est centrée autour de la diagonale de la matrice du canal.

FIGURE 2.3 – Canal à variation rapide avec  $f_d T_t = 0.1$ 

La matrice  $\mathbf{H}$  peut être représentée par

$$\mathbf{H}^{(i)}(m, k) = \sum_{l=0}^L e^{j2\pi\tau_l k/N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{h}_l^{(i)}(n) e^{-j2\pi(k-m)n/N} \quad (2.2)$$

où  $h_l^{(i)}(n) = h(i * T_t + (N_g + n) * T_s)$

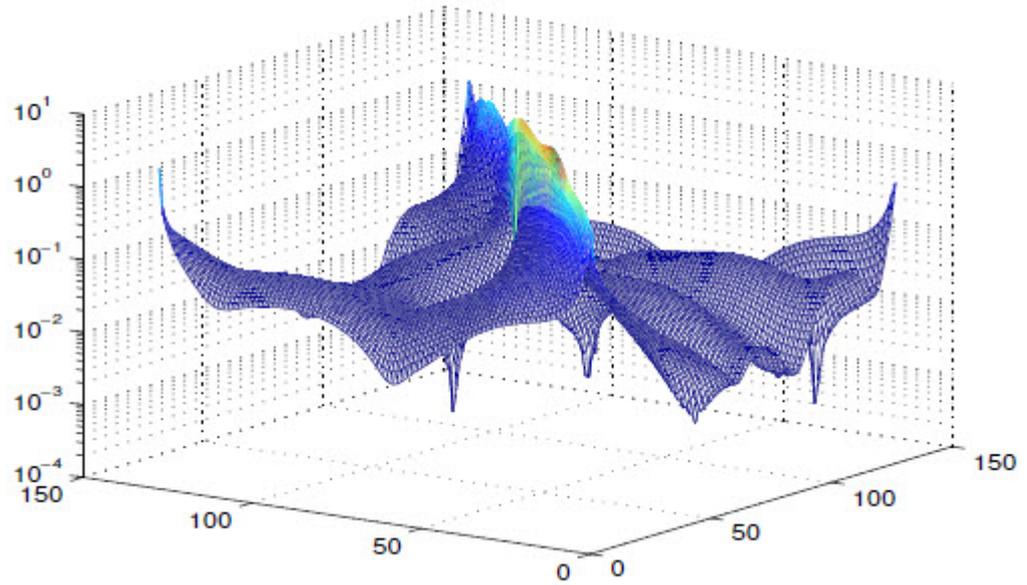


FIGURE 2.4 – Canal à variation très rapide avec  $f_d T_t = 0.5$

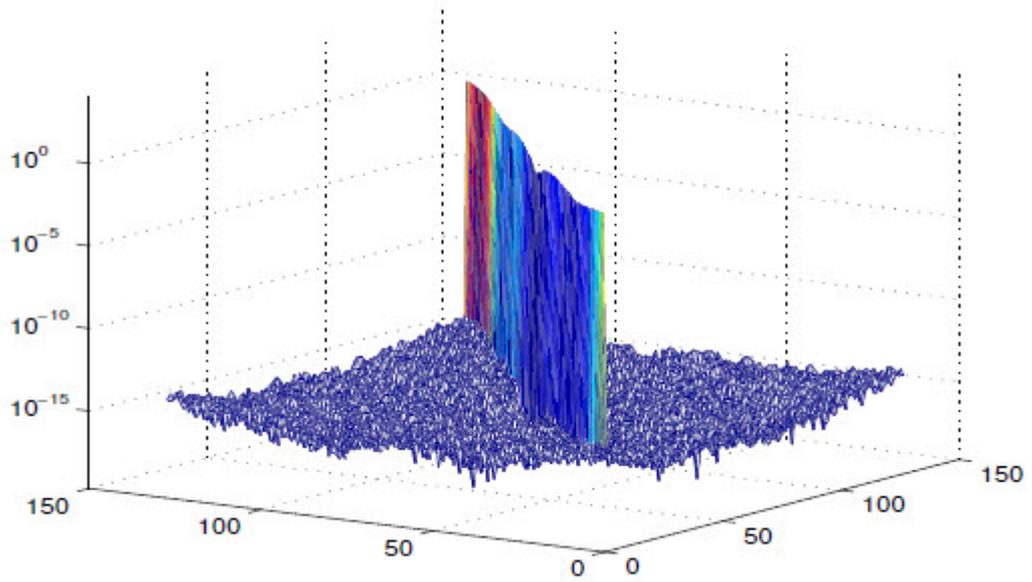


FIGURE 2.5 – Canal statique ,  $f_d T_t = 0$

### 2.2.2 Modélisation Mathématique

Considérant un système OFDM à  $N$  sous-porteuses comme illustré dans la figure 2.1. La transformée de Fourier rapide inverse IFFT est appliquée au vecteur de données binaire modulées en QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying)  $\mathbf{x}$  de longueur  $N$ . Par conséquent, à la  $n^{eme}$  période d'échantillonnage, le symbole OFDM  $\mathbf{s}$  peut être représenté comme suit :

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi kn/N} \quad (2.3)$$

Ensuite,  $\mathbf{s}$  est transmis en série sur un canal d'évanouissement à trajets multiples variable dans le temps. D'autre part, la réponse impulsionnelle discrète de canal en bande de base,  $\mathbf{h}(n, \tau)$ , peut être écrite comme suit[41]

$$h(n, \tau) = \sum_l h_l(n) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.4)$$

Où  $\mathbf{h}(n, \tau)$  et  $\tau_l$  sont la réponse impulsionnelle et le délai de retard du  $l^{eme}$  chemin .

En prenant en compte le canal d'évanouissement à trajets multiples et le préfixe cyclique, le signal de symbole reçu  $\mathbf{r}$  peut être exprimé par :

$$r(n) = \sum_{l=0}^L h_l(n) s(n - \tau_l) + z(n) \quad (2.5)$$

Où  $\mathbf{z}$  représente l'AWGN. En substituant (2.3) dans (2.5), on obtient l'expression du signal reçu

$$r(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^L h_l(n) \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi k(n-\tau_l)/N} + z(n) \quad (2.6)$$

Le signal reçu  $\mathbf{r}$  est remodelé par un filtre de fenêtrage approprié comme pro-

posé dans [36], par conséquent, on obtient le symbole OFDM reçu démodulé

$$r_w(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^L w(n)h_l(n) \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j2\pi k(n-\tau_l)/N} + w(n)z(n) \quad (2.7)$$

Où  $\mathbf{w} = [w(0), \dots, w(N-1)]^T$  est le vecteur de fenêtrage approprié dans le domaine temporel.

Enfin, la sous porteuse démodulée d'indice  $k'$  du vecteur OFDM reçu peut être écrite comme

$$y(k') = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^L x(k)e^{j2\pi k\tau_l/N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n)h_l(n)e^{-j2\pi(k-k')n/N} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n)z(n)e^{j2\pi k'n/N} \quad (2.8)$$

### 2.2.3 Modèles d'expansion BEM (Basis Expansion Model)

Dans les systèmes OFDM aussi bien que dans les systèmes monoporteuse, l'estimation du canal multi-trajet nécessite l'estimation de  $N$  coefficients correspondant à  $N$  échantillons de la réponse impulsionnelle pour chaque trajet. Ainsi, pour un canal à  $L$  trajets nous avons  $N \times L$  coefficients par symbole OFDM, ce qui requiert un grand nombre de pilotes et, par conséquent, réduit le nombre de sous-porteuses dédiées aux données utiles. Cependant, du fait qu'il existe une certaine corrélation entre ces coefficients, le problème peut être réduit [38]. Une des approches permettant la réduction du nombre de coefficients à estimer consiste à utiliser les modèles BEM pour approximer la variation temporelle du canal. Cette technique conduit à la réduction du nombre de coefficients à seulement  $L \times Q$ , où  $Q$  représente le nombre des bases orthogonales du modèle BEM.

Pour expliquer les BEM, nous supposons que la variation temporelle du  $l^{eme}$  trajet du canal, pendant la transmission du  $i^{eme}$  symbole OFDM, présente une corrélation dans le temps; autrement dit,  $\mathbb{E} h_l(n)h_l(n+m)^* \neq 0$ . Par ailleurs, nous pouvons modéliser la variation du  $l^{eme}$  trajet en utilisons

$Q$  coefficient ( $Q \ll N$ ),

$$\begin{pmatrix} \mathbf{h}_l(iN_t + N_g) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_l((i+1)N_t - 1) \end{pmatrix} \approx \underbrace{(\mathbf{b}_0 \dots \mathbf{b}_{Q-1})}_B \begin{pmatrix} g_l^{(i)}(0) \\ \vdots \\ g_l^{(i)}(Q-1) \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

En particulier, pour le modèle noté Generalized Complex Exponential (GCE-BEM), nous avons, à partir de [42, 29],  $b_q(n) = e^{-j2\pi n(q-Q/2)/KN}$ , avec ( $K > 1$ ) représentant le taux de suréchantillonnage et  $q = 0, \dots, Q$ .

De même, pour le modèle Polynomial (P-BEM) [43], nous utilisons les fonctions de base  $b_q(n) = n^q$ .

S'agissant du modèle Discrete Karhuen-Loève (DKL-BEM), ce dernier utilise des séquences de base qui correspondent aux vecteurs propres les plus significatifs de la matrice d'autocorrélation de canal  $\mathbf{R}_{h,h}$  [30].

L'erreur de modélisation BEM ne sera pas prise en compte dans la conception des estimateurs de canal. Ceci est motivé par le fait que l'erreur de modélisation est habituellement de l'ordre de  $10^{-4}$  comme indiqué dans [1], ce qui est considéré comme insignifiant relativement au bruit du canal [1]. Cependant, si le BEM n'est pas assez précis, alors nous n'obtiendrons jamais une estimation fiable, même si nous concevons un estimateur de canal qui prend en compte l'erreur de modélisation BEM. Notons que l'erreur de modélisation BEM n'est pas prise en compte dans les techniques d'estimation de canal proposées dans le cadre de cette thèse. En fait, son impact sera pris en compte indirectement dans les simulations, où nous présentons l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre le canal réel et celui estimé.

## 2.2.4 Modélisation du canal muti-trajet basé sur BEM

Une approximation BEM peut être utilisée pour simplifier l'estimation des variations du canal. En modélisant la variation de canal dans le domaine temporel utilisant la conception BEM, chaque trajet est représenté par des coefficients de pondération relatifs aux fonctions de base orthonormales du BEM (variant dans le temps). Notant que l'orthonormalité peut être résumée par l'équation suivante

$$\sum_{n=0}^{N-1} b_q(n)b_q^*(n') = \begin{cases} 1, & \text{si } n = n' \\ 0, & \text{si } n \neq n' \end{cases} \quad (2.10)$$

Ainsi,  $\mathbf{h}_l = [h_l(0), \dots, h_l(N-1)]^T$  peut être exprimé comme

$$\mathbf{h}_l = \widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{g}_l \quad (2.11)$$

Où  $\widetilde{\mathbf{B}} = [b_0, \dots, b_Q]$  est la matrice collectant les  $Q$  vecteurs de fonctions de base  $\mathbf{b}$  et  $\mathbf{g}_l = [g_l(0), \dots, g_l(Q)]^T$  contient les  $Q$  coefficients de base correspondants.

Afin de prendre en compte le filtre de fenêtrage, la matrice BEM appropriée a été exprimée [36] sous la forme suivante  $\mathbf{B} = \mathbf{W}\widetilde{\mathbf{B}}$ , où  $\mathbf{W}$  est une matrice diagonale, et sa diagonale est le vecteur de fenêtre du domaine temporel  $\mathbf{W} = \text{diag}(\mathbf{w})$ .

Si nous collectons tous les vecteurs des réponses impulsionnelles correspondant aux  $L$  trajets, dans un seul vecteur

$$\mathbf{h} = [h_0(0), \dots, h_L(0), \dots, h_0(N-1), \dots, h_L(N-1)]^T \quad (2.12)$$

et de même, si les coefficients BEM sont concaténés dans un seul vecteur

$$\mathbf{g} = [g_0(0), \dots, g_L(0), \dots, g_0(Q), \dots, g_L(Q)]^T \quad (2.13)$$

par conséquent, (2.11) devient :

$$\mathbf{h} = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L)\mathbf{g} \quad (2.14)$$

Où  $\otimes$  représente le produit Kronecker et  $\mathbf{I}_L$  est une matrice identité de dimensions  $L \times L$ .

En estimant les coefficients BEM  $\mathbf{g}$ , nous pouvons obtenir le vecteur  $\mathbf{h}$ , relatif aux réponses impulsionnelles du canal multi-trajets, selon (2.14), puis calculer la matrice de canal comme suit :

$$\mathbf{H}(m, k) = \sum_{l=0}^L e^{j2\pi\tau_l k/N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l(n) e^{-j2\pi(k-m)n/N} \quad (2.15)$$

avec  $m, k = 0 \dots N - 1$ .

## 2.3 Système OFDM basé sur le modèle BEM

Cette partie présente brièvement la modélisation mathématique du système OFDM conventionnel basée sur le BEM et utilisant l'estimation assistée par pilotes de type peigne. En changeant l'ordre de sommation et en réécrivant (2.15) dans la forme matricielle, l'équation d'une matrice du canal OFDM  $\mathbf{H}$  devient [24] :

$$\mathbf{H}^{(i)} = \sum_0^Q \mathbf{b}_q \Delta_q \quad (2.16)$$

donc, le  $i^{\text{eme}}$  vecteur OFDM reçu  $\mathbf{y}^{(i)}$  devient :

$$\mathbf{y}^{(i)} = \sum_0^Q \mathbf{D}_q \Delta_q \mathbf{s}^{(i)} + \mathbf{z} \quad (2.17)$$

Où  $\mathbf{z}$  est le vecteur AWGN et  $\mathbf{D}_q$  est une matrice circulante dont la première colonne correspond à la réponse en fréquence de la  $q^{\text{eme}}$  fonction de base BEM  $\mathbf{b}_q$ , donc

$$\mathbf{D}_q = \mathbf{F} \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{F}^H \quad (2.18)$$

D'autre part, la matrice  $\Delta_q$  liée au canal d'évanouissement multi-chemins  $L + 1$  est donnée par

$$\Delta_q = \text{diag}(\mathbf{F}_L [g_0(q), \dots, g_L(q)]^T) \quad (2.19)$$

Où  $\mathbf{F}$  dénote la matrice de transformée de Fourier discrète  $N \times N$ , la matrice  $\mathbf{F}_L$  de dimensions  $N \times L$  correspond aux  $L$  premières colonnes de la matrice transformée de Fourier.

### 2.3.1 Analyse du filtre fenêtrage

Dans cette partie nous examinons les performances de la modélisation BEM, en d'autres termes, nous évaluons la performance d'approximation de

canal en l'absence de bruit AWGN. Cette évaluation est effectuée pour deux conceptions BEM : La première est une conception BEM classique ignorant le fenêtrage. La deuxième conception est adaptée au type fenêtrage utilisé. La comparaison est effectuée par rapport aux modèles DKL-BEM, CE-BEM, GCE-BEM et P-BEM pour différentes fréquences Doppler normalisées  $\Delta_f$ . L'approximation BEM du canal est comparée à la réponse impulsionnelle réelle (exacte) du canal en termes d'erreur quadratique d'approximation. Pour la conception du filtre à fenêtrage, nous adoptons le modèle "MBAE-SOE" présentée dans [36], qui est une somme de trois exponentielles complexes. A partir des résultats représentés à la figure 2.6, on peut observer qu'en prenant en compte le fenêtrage, les BEM adaptée au type fenêtrage donnent une approximation plus fiable avec le canal fenêtré, sauf que pour CE-BEM, qui fonctionne mieux sans fenêtrage. De plus, on peut voir que les modèles DKL-BEM et P-BEM ont la plus petite erreur d'approximation aux faibles fréquences Doppler, mais ils perdent la précision d'approximation pour des fréquences Doppler élevées. Évidemment le GCE-BEM qui est pratiquement indépendant de la fréquence Doppler est le plus robuste dans ce sens.

### 2.3.2 Utilisations des pilotes

Dans une estimation assistée par pilotes, les coefficients BEM sont calculés en utilisant les sous-porteuses pilotes contenues dans les symboles OFDM. En effet,  $L \times Q$  coefficients BEM seront estimés pour chaque symbole OFDM nécessitant au moins  $L \times Q$  pilotes. Notant que, dans la technique d'estimation proposée dans [44], les pilotes sont groupées dans des grappes équidistantes imbriqués avec des données utiles pour former le symbole OFDM, comme montré à la figure 2.7 . Chacune des  $M$  grappes utilisées dans un symbole OFDM contient  $L_p$  sous-porteuses pilotes, comme illustré par la figure 2.8. Les  $M$  grappes sont groupées dans un seul vecteur pilote  $\mathbf{x}_p = [S_0^{(p)} \dots S_{(M-1)}^{(p)}]^T$ . Où  $S_{(m)}$  est le  $m^{eme}$  grappe de pilotes

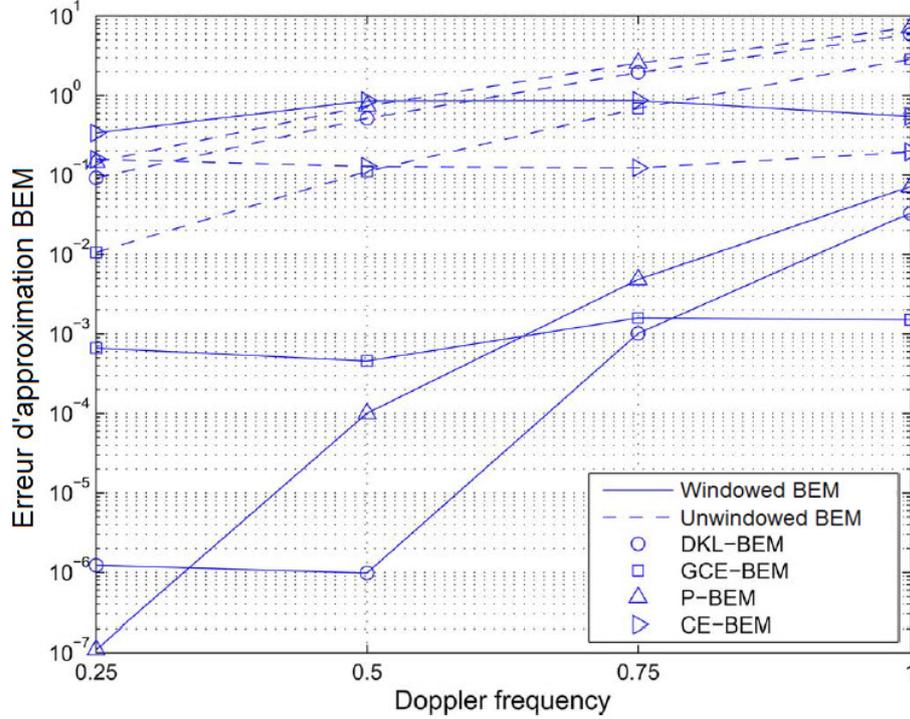


FIGURE 2.6 – performance de BEM avec l'usage de fenêtrage.

### 2.3.3 modélisations des pilotes

La figure 2.9 clarifie les notations à utiliser dans ce qui suit, en particulier, elle représente la matrice  $\mathbf{D}_q$  où les colonnes sont liées aux positions des pilotes et des données, tandis que les lignes correspondent aux symboles OFDM transmis  $\mathbf{s}$ .

Basée sur l'équation (2.17), la  $m^{\text{eme}}$  grappe pilotes dans un symbole OFDM reçu peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{y}_m = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^{(p)} \Delta_q^{(p)} \mathbf{S}^{(p)} + \underbrace{\sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^{(d)} \Delta_q^{(d)} \mathbf{S}^{(d)}}_{d_m} + \mathbf{z}_m \quad (2.20)$$

Où  $\mathbf{D}_{q,m}^{(p)}$ , illustré par la partie hachurée de  $\mathbf{D}_q$  dans Figure 2.9, correspond à la distribution de puissance des pilotes, alors que le terme  $\mathbf{D}_{q,m}^{(d)}$  est lié à la distribution de la puissance des données sur les grappes pilotes,  $\mathbf{z}_m$

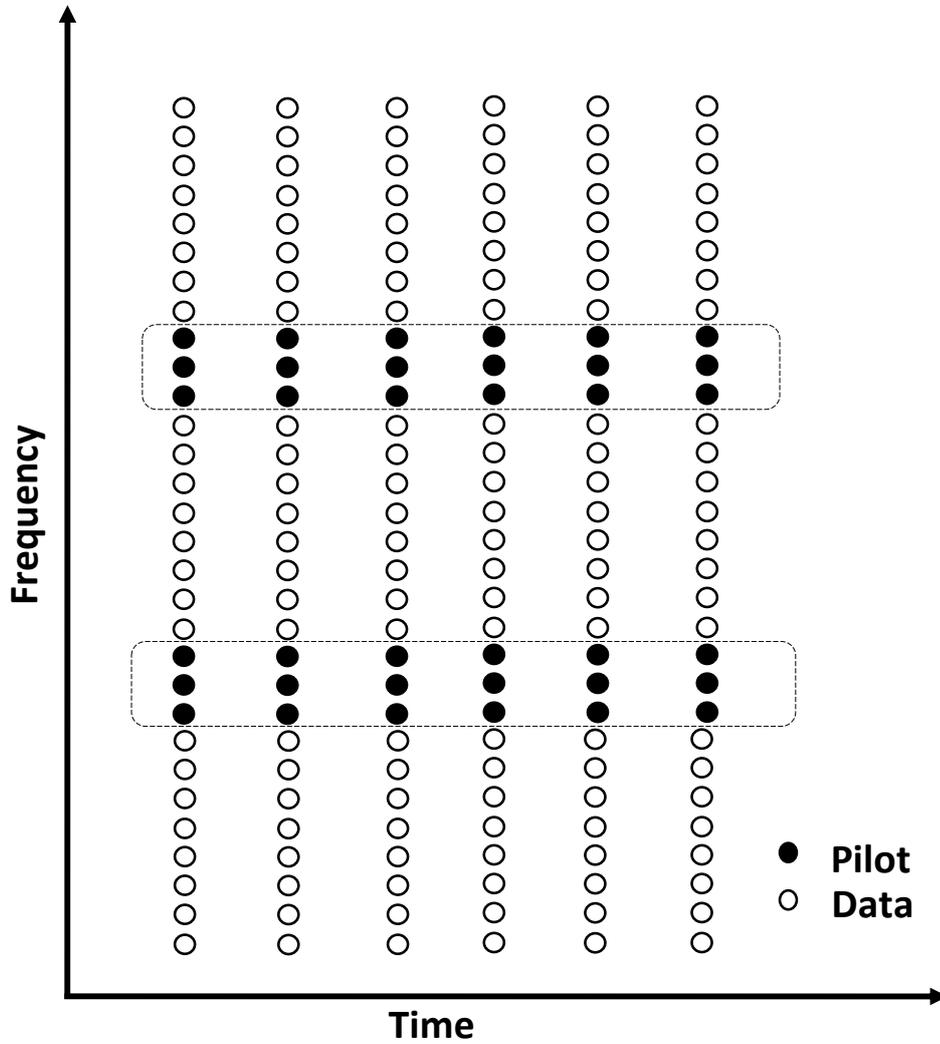


FIGURE 2.7 – forme de symbole OFDM avec pilotes

représente le bruit SNR lié à  $\mathbf{y}_m$ .

$\Delta_q^{(p)}$  et  $\Delta_q^{(d)}$  sont des parties de  $\Delta_q$  qui correspondent respectivement à la position du pilote et des sous-porteuses de données.

$$\mathbf{S}^{(p)} = \mathbf{I}_Q \otimes (\text{diag}\{\mathbf{x}_p \mathbf{F}_l\}), \quad \mathbf{S}^{(d)} = \mathbf{I}_Q \otimes (\text{diag}\{\mathbf{x}_d \mathbf{F}_l\}),$$

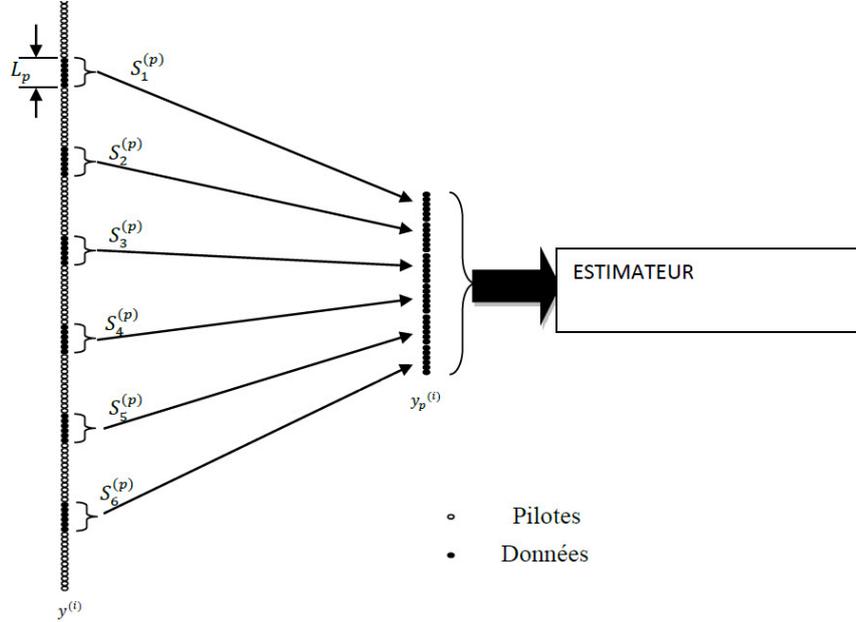


FIGURE 2.8 – Estimation assisté par pilotes de types peigne

avec  $\mathbf{I}_Q$  est la matrice identité  $Q \times Q$ ,  $\mathbf{x}_p$  et  $\mathbf{x}_d$  correspondent aux vecteurs pilotes et de données extraits de vecteur de données  $\mathbf{x}$ .

Les  $M$  grappes de pilotes retirées du symbole OFDM reçu sont empilées ensemble pour construire un vecteur résultant des pilote reçu (figure 2.8)

$$\mathbf{y}_p = [\mathbf{y}_0, \dots, \mathbf{y}_{M-1}]^T$$

Par conséquent, (2.20) peut être réécrit en fonction de  $\mathbf{g}$

$$\mathbf{y}_p = \mathcal{P}\mathbf{g} + \mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)} \quad (2.21)$$

Où  $\mathcal{P} = \mathbf{D}_{q,m}^{(p)}\mathbf{S}^{(p)}$ , avec  $D_m^{(p)} = [D_{0,m}^{(p)}, \dots, D_{Q,m}^{(p)}]$ , et  $\mathbf{d}^{(p)}$  représente les interférences causées par les données dans les grappes pilotes

$$\mathbf{d}^{(p)} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^{(d)} \Delta_q^{(d)} \mathbf{S}^{(d)} \quad (2.22)$$

### 2.3.4 Technique conventionnelle d'estimation du canal

L'objectif de cette technique est d'estimer le vecteur des coefficients BEM  $\mathbf{g}$  . suivant l'estimateur d'erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE)

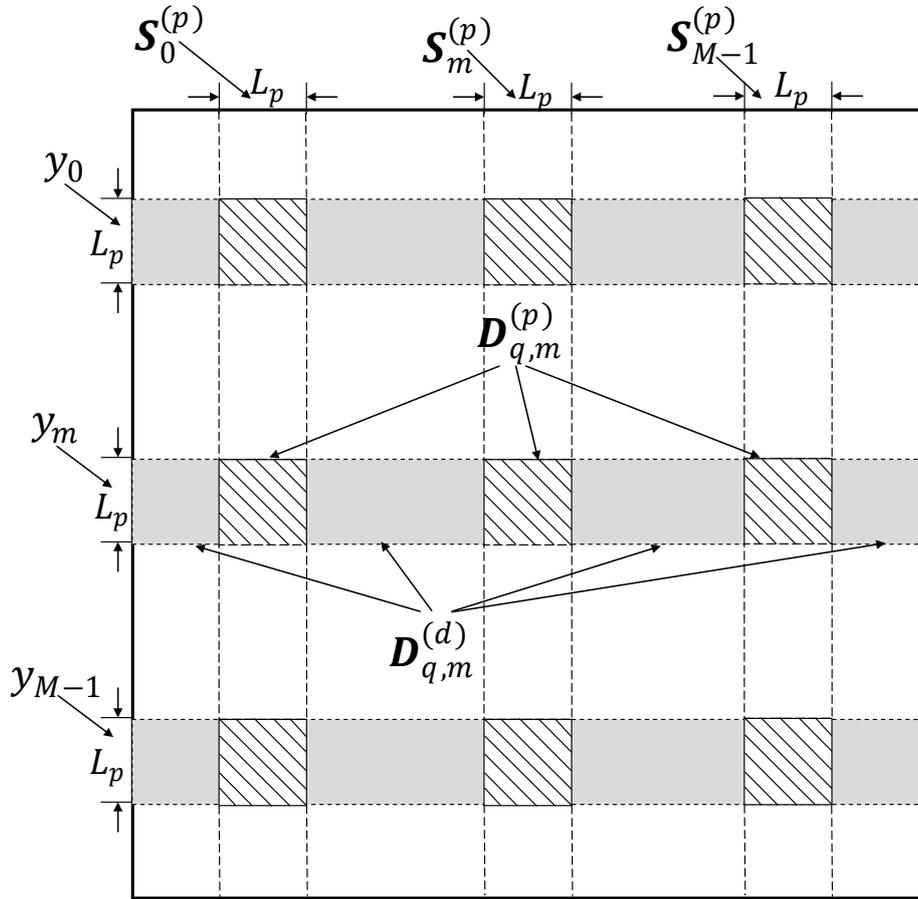


FIGURE 2.9 – Structure des grappes pilotes dans la matrice d'estimation

ou bien l'estimateur des moindres carrés (LS). Les coefficients BEM seront estimés comme suit :

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{G}\mathbf{y}_p \quad (2.23)$$

où  $\mathbf{G}$  est la matrice d'estimateur linéaire respectif. L'estimateur LS traite  $\mathbf{g}$  comme une variable déterministe, tandis que l'estimateur LMMSE dépend des statistiques de  $\mathbf{g}$  qui est considérée comme une variable aléatoire. Les symboles de données inconnus  $d$  et le bruit additif  $z$  sont toujours supposés comme étant des processus stochastiques et non corrélés mutuellement, c'est-à-dire,  $\mathbb{E}\{dz^H\} = 0$ . Pour chaque estimateur, nous pouvons calculer l'erreur

moyenne au carré (MSE) en tant que

$$\begin{aligned}
 MSE &= \mathbb{E}_{h,x_d,z^{(p)}} \{ \|(\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \hat{\mathbf{g}} - (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \mathbf{g}\|^2 \} \\
 &= Tr \left\{ (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \mathbb{E}_{h,x_d,z^{(p)}} \{ (\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g})(\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g})^H \} (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L)^H \right\} \\
 &= Tr \left\{ \mathbb{E}_{h,x_d,z^{(p)}} \{ (\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g})(\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g})^H \} \right\}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

Où  $Tr \{ \cdot \}$  est la trace d'une matrice.

La dernière égalité est due au fait que les colonnes  $B$  sont orthonormaux (voir (2.2.4)). Notez que cette erreur (MSE) n'inclut pas l'erreur de modélisation du BEM.

### 2.3.5 Estimateur LMMSE

L'estimateur LMMSE traite  $g$  comme une variable stochastique non corrélée avec les données transmises inconnues  $x_p$  ni avec le bruit  $z$ , c'est-à-dire  $\mathbb{E}\{\mathbf{g}\mathbf{x}_p^H\} = 0$  et  $\mathbb{E}\{\mathbf{g}\mathbf{z}^H\} = 0$ . L'estimateur LMMSE est un filtre linéaire  $\mathbf{G}$  qui minimise le MSE entre  $\mathbf{g}$  et  $\hat{\mathbf{g}}$  :

$$\mathbf{G}_{LMMSE} = \underset{\{\mathbf{G}\}}{arg \min} Tr \left\{ \mathbb{E}_{h,x_d,z^{(p)}} \{ (\mathbf{G}\mathbf{y}_p - \mathbf{g})(\mathbf{G}\mathbf{y}_p - \mathbf{g})^H \} \right\} \tag{2.25}$$

sachant que

$$\begin{aligned}
 &\mathbb{E}_{h,x_d,z^{(p)}} \{ (\mathbf{G}\mathbf{y}_p - \mathbf{g})(\mathbf{G}\mathbf{y}_p - \mathbf{g})^H \} \\
 &= \mathbf{G} \left( \mathcal{P}\mathbf{R}_g\mathcal{P}^H + \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z^{(p)} + 2\Re \left( \mathbf{D}^{(d)} \mathbb{E}_{x_d} \{ \mathbf{S}^{(d)} \} \mathbf{R}_h \mathcal{P}^H \right) \right) \mathbf{G}^H \\
 &\quad - 2\Re \left( \mathbf{R}_h \mathcal{P}^H \mathbf{G}^H + \mathbf{R}_h \mathbb{E}_{x_d} \{ \mathbf{S}^{(d)H} \} \mathbf{D}^{(d)H} \mathbf{G}^H \right) + \mathbf{R}_h \\
 &= \mathbf{G} \left( \mathcal{P}\mathbf{R}_g\mathcal{P}^H + \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z^{(p)} \right) \mathbf{G}^H - 2\Re \left( \mathbf{R}_h \mathcal{P}^H \mathbf{G}^H \right) + \mathbf{R}_h
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

où  $\mathbf{R}_g$  est la matrice de covariance des coefficients BEM obtenu à partir de la matrice covariance canal

$$\mathbf{R}_g = \mathbf{B}^H \mathbf{W} (\mathbf{R}_{h,l} \otimes \mathbf{R}_{multipath}) \mathbf{W}^H \mathbf{B} \tag{2.27}$$

$\mathbf{W}$  est la matrice fenêtrage approprié [36].

$\mathbf{R}_{h,l} = E\{\mathbf{h}_l(n)\mathbf{h}_l(n)^*\}$  est la matrice d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du  $l^{eme}$  trajet [45].

$\mathbf{R}_{multipath} = diag([\sigma_0^2, \dots, \sigma_L^2])$  est la matrice covariance entre les trajets multiples sous l'hypothèse du canal de type Rayleigh [46], où  $\sigma_l^2$  représente la variance du  $l^{eme}$  trajet du canal. notant que  $(.)^*$ ,  $(.)^H$  correspondent respectivement au conjugué et aux opérateurs Hermitian.

La dérivation de l'équation 2.26 conduit à la matrice de filtre linéaire d'estimation des coefficients BEM comme suit :

$$\mathbf{G}_{LMMSE} = \mathbf{R}_g \mathcal{P}^H (\mathcal{P} \mathbf{R}_g \mathcal{P}^H + \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z)^{-1} \quad (2.28)$$

Par conséquent, les coefficients BEM estimés peuvent être écrits :

$$\hat{\mathbf{g}}_{LMMSE} = \mathbf{G}_{LMMSE} \mathbf{y}_s \quad (2.29)$$

### 2.3.6 Estimateur LS

L'estimateur LS est l'estimateur le plus robuste, car ne nécessitant aucune connaissance à priori des statistiques de canal ni du bruit. Cependant, ces performances diminuent lorsque les interférences devient importantes, de fait que l'estimateur LS traite  $g$  comme une variable déterministe. C'est un filtre linéaire  $G$  qui minimise l'erreur au carré entre  $\mathbf{y}_p$  et  $\mathcal{P}\hat{\mathbf{g}}$  :

$$\mathbf{G}_{LS} = arg \min_{\{G\}} \|\mathbf{y}_p - \mathcal{P}G\mathbf{y}_p\|^2 \quad (2.30)$$

La solution est bien connue [47] et donnée par le pseudo-inverse de  $\mathcal{P}$ , c'est-à-dire

$$\mathbf{G}_{LS} = \mathcal{P}^\dagger \quad (2.31)$$

Où  $(.)^\dagger$  est le pseudo-inverse d'une matrice, i.e  $\mathcal{P}^\dagger = (\mathcal{P}^H \mathcal{P})^{-1} \mathcal{P}^H$

Par conséquent, les coefficients BEM estimés seront

$$\hat{\mathbf{g}}_{LS} = \mathbf{G}_{LS} \mathbf{y}_p \quad (2.32)$$

De plus, hiles performances de l'estimateur LS sont limité par un nombre des conditions (effet Doppler ,SNR,...) , comme on peut le voir à partir de la MSE

l'MSE peut être calculé comme

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{g}}_{LS} &= \mathbf{G}_{LS} \mathbf{y}_p \\ &= \mathcal{P}^\dagger (\mathcal{P} \mathbf{g} + \mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)}) \\ &= \mathbf{g} + \mathcal{P}^\dagger (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)}) \end{aligned} \quad (2.33)$$

donc

$$\hat{\mathbf{g}}_{LS} - \mathbf{g} = \mathcal{P}^\dagger (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)}) \quad (2.34)$$

de 2.24 et en utilisant 2.34 en peu écrire

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= \mathbb{E}_{h, x_d, z^{(p)}} \left\{ Tr \left\{ \mathcal{P}^\dagger (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)}) (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)})^H \mathcal{P}^{\dagger H} \right\} \right\} \\ &= Tr \left\{ \mathcal{P}^\dagger \mathbb{E}_{h, x_d, z^{(p)}} \left\{ (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)}) (\mathbf{d}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)})^H \right\} \mathcal{P}^{\dagger H} \right\} \\ &= Tr \left\{ \mathcal{P}^\dagger (\mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z) \mathcal{P}^{\dagger H} \right\} \end{aligned} \quad (2.35)$$



# Chapitre 3

## Estimation de canal à travers des canaux Doublement Sélectifs

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Inroduction</b>	<b>42</b>
<b>3.2</b>	<b>Estimation basée sur les symboles adjacents</b>	<b>43</b>
3.2.1	Extension des vecteurs Pilotes	43
3.2.2	Extentions des bases du BEM	45
3.2.3	Estimations des coefficients du BEM	46
3.2.4	Formation de la matrice du Canal	47
3.2.5	Algorithme proposé	48
<b>3.3</b>	<b>Résultats des simulations</b>	<b>50</b>
3.3.1	Evaluation par rapport au critère MSE	51
3.3.2	Egalisation des donné	58
3.3.3	Résultats par rapport au critère BER	58
<b>3.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>63</b>

---

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter la première problématique à laquelle nous nous sommes intéressés. Il s'agit en l'occurrence d'un problème d'estimation de canal à double sélectivité, dans une transmission OFDM. Nous considérons un canal Rayleigh Multi-trajets, avec évanouissement rapide (Fast Fading) et spectre de Jakes [46]. Les informations d'état du canal CSI (Channel State Information) sont supposées connues par le récepteur, ainsi que les retards des propagations qui seront supposés invariants pendant une durée équivalente à plusieurs symboles, tout en restant inférieure à la période de garde  $\tau < N_g T_s$ .

Les informations d'état du canal CSI ne sont pas faciles à acquérir et à maintenir dans le cas d'un canal doublement sélectif, où les paramètres de canal peuvent varier rapidement, cependant, on trouve beaucoup de travaux dans la littérature se basant sur cette hypothèse tels que ([1], [18], [6], [29], [48], [40], [41],...).

A titre indicatif, dans [1] une estimation d'un tel type de canal a été effectuée séquentiellement en utilisant, à chaque étape, seulement les pilotes de symbole en cours d'estimation ce qui a nécessité 54 pilotes par symbole pour l'estimation des variations du canal, représentant environ 20% des sous-porteuses disponibles dans un Symbole OFDM. Le nombre de pilotes ci-dessus mentionné peut être considéré relativement élevé et pourrait avoir un impact négatif sur le débit utile. Motivés par cette étude d'actualité, nous nous sommes fixés comme objectif de mettre au point un estimateur nécessitant moins de sous porteuses pilotes que celles utilisés dans [1], tout en maintenant, au moins, les mêmes performances d'estimation de la réponse impulsionnelle du canal. Bien entendu, ces performances sont évaluées en termes de MSE (erreur quadratique moyenne d'estimation) et de BER (taux des bits erronés). La solution proposée est du type « Estimation Assistée par pilotes » et se base sur une structure pilotes en peigne. Pour l'approximation des variations de la fonction de transfert du canal, nous avons fait appels à divers modèles BEM (Basis Expansion Model), tels que le GCE-BEM, le DLK-BEM ou le P-BEM. s'agissant de l'estimation des coefficients du mo-

dèles BEM, deux types d'estimateurs ont été investigués, à savoir l'erreur minimale quadratique moyenne (LMMSE) ainsi que l'estimateur des moindres carrés (LS). Enfin nous prenons comme base de comparaison, la technique décrite dans [1] afin d'évaluer les performances de la technique proposée.

## 3.2 Estimation basée sur les symboles adjacents

Comme précédemment indiqué, le nombre de pilotes pourrait constituer un inconvénient majeur pour la technique présentée dans [1]. D'autre part, la réduction du nombre de pilotes conduirait forcément à un déficit d'informations statistiques nécessaires à l'estimation de la variation de canal. Il est également important de noter que l'estimation des coefficients BEM pour un Symbole OFDM nécessite un vecteur pilote d'au moins  $L \times Q$  composants [1].

L'objectif principal de l'algorithme proposé dans ce chapitre est de réduire le rapport de pilotes sur données utiles sans affecter la précision de l'estimation. Afin de compenser le manque d'informations relatif au canal, ci-dessus mentionné, nous proposons d'exploiter des informations supplémentaires fournies par les pilotes des symboles adjacents, en complément à ceux transportés par le symbole en cours de traitement. Le schéma de principe du système proposé est illustré sur la Figure 3.1.

### 3.2.1 Extension des vecteurs Pilotes

Les pilotes extraits du symbole en cours et ceux des symboles adjacents sont concaténés pour former un vecteur pilote étendu (résultant), comme représenté sur la figure 3.2

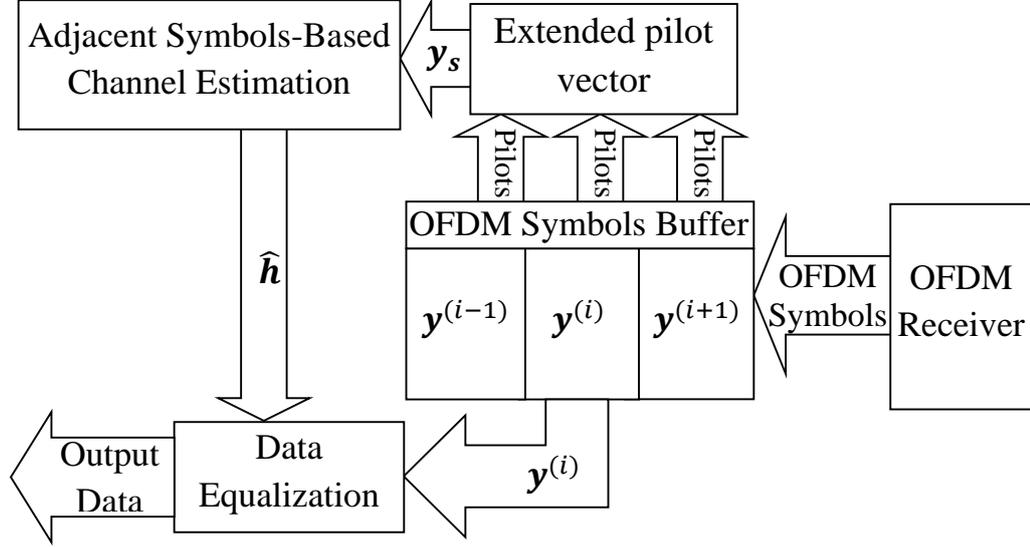


FIGURE 3.1 – Schéma fonctionnel du système d'estimation de canal proposé

En fait, nous formons le vecteur pilote étendu  $i^{\text{th}}$   $\mathbf{y}_s$  qui contient les pilotes des symboles OFDM en cours et adjacents (en amont et en aval du symbole en cours). Ainsi, Le vecteur pilote étendu est de la forme :

$$\mathbf{y}_s = [(\mathbf{y}_p^{(i-1)} \quad \mathbf{y}_p^{(i)} \quad \mathbf{y}_p^{(i+1)})^T] \quad (3.1)$$

Dans ce cas, l'équation (2.21) devient :

$$\mathbf{y}_s = \begin{bmatrix} \mathcal{P}^{(i-1)} \\ \mathcal{P}^{(i)} \\ \mathcal{P}^{(i+1)} \end{bmatrix} g + \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(i-1)} + \mathbf{z}^{(p)} \\ \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{z}^{(p)} \\ \mathbf{d}^{(i+1)} + \mathbf{z}^{(p)} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Par la suite elle peut être réécrite comme

$$\mathbf{y}_s = \mathcal{P}_s \mathbf{g}^{(i)} + \mathbf{d}_s + \mathbf{z}_s \quad (3.3)$$

Avec  $\mathcal{P}_s = [\mathcal{P}^{(i-1)} \quad \mathcal{P}^{(i)} \quad \mathcal{P}^{(i+1)}]^T$ ,  $\mathbf{d}_s = [\mathbf{d}^{(i-1)} \quad \mathbf{d}^{(i)} \quad \mathbf{d}^{(i+1)}]^T$  qui correspond au terme interférence tel que défini dans la partie 2.3.3 , et  $\mathbf{z}_s$  représentant les composants AWGN liés à  $\mathbf{y}_s$ .

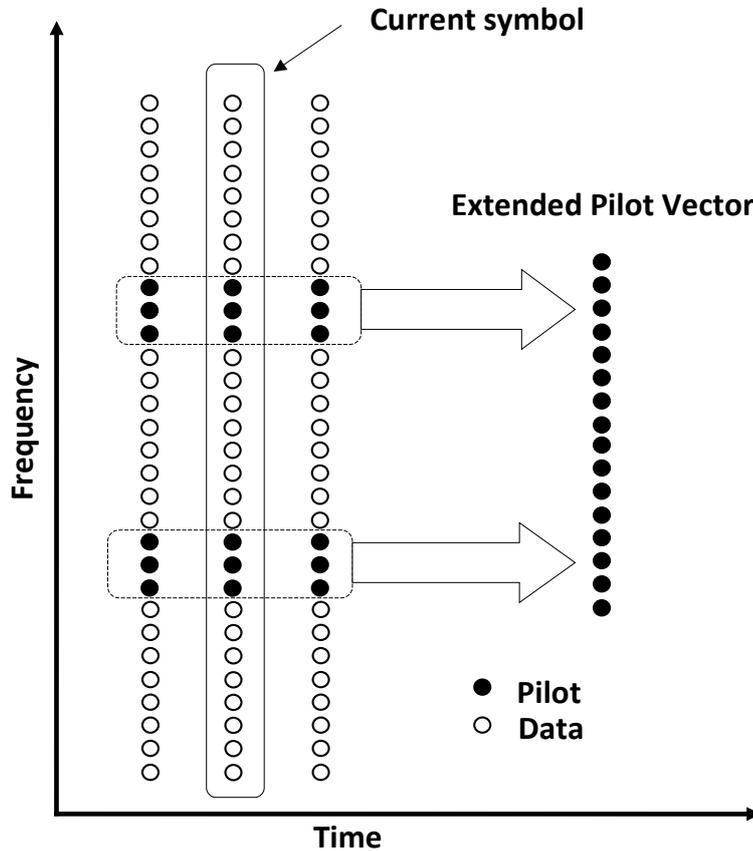


FIGURE 3.2 – Principe du système d’estimation du canal proposé

### 3.2.2 Extentions des bases du BEM

Compte tenu de l’extension du vecteur Pilotes, qui englobe trois symboles successifs, la matrice de base  $\mathbf{B}$  doit être étendue sur un intervalle équivalent à trois fois la période d’un symbole unique. En fait, la matrice  $\mathbf{B}$  est développée sous cette forme étendue, dans le but de prendre en compte l’approximation des variations de canal pendant trois symboles OFDM successifs ; à savoir, le symbole en cours, le symbole antérieur et le symbole postérieur. Afin d’ajuster le modèle BEM selon l’algorithme proposé, nous procédons à l’orthonormalisation des colonnes de  $\mathbf{B}$ . En général, cette opération n’est pas obligatoire mais cela peut simplifier les calculs. Similairement à (3.2), le

vecteur de la réponse impulsionnelle du canal  $\mathbf{h}$  peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{h} = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L)\mathbf{g} \quad (3.4)$$

Avec  $\mathbf{B} = \mathbf{W}\tilde{\mathbf{B}}$  et

$$\tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} b_0(-N_t) & \dots & b_0(2N_t - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_Q(-N_t) & \dots & b_Q(2N_t - 1) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Où  $N_t = N + N_g$  est la longueur d'un symbole OFDM avec le préfixe cyclique.

### 3.2.3 Estimations des coefficients du BEM

#### Estimation LMMSE

Nous considérons dans un premier temps l'estimation LMMSE des coefficients BEM avec l'approche basée sur les symboles adjacents proposée, où les coefficients BEM sont donnés par  $\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{G}_{LMMSE}\mathbf{y}_s$ . Dans ce cas, suite à la minimisation du MSE entre les coefficients BEM réels et ceux estimés, la matrice de filtre linéaire BEM  $\mathbf{G}_{LMMSE}$  peut s'écrire

$$\mathbf{G}_{LMMSE} = \underset{\{\mathbf{G}\}}{\text{arg min trace}} \{ \mathbb{E}_{h,s,z} \{ (\mathbf{G}\mathbf{y}_s - \mathbf{g})(\mathbf{G}\mathbf{y}_s - \mathbf{g})^H \} \} \quad (3.6)$$

Où  $\mathbb{E}_x \{ \cdot \}$  Représente l'espérance mathématique par rapport à la variable aléatoire  $x$ .

D'après le développement donné dans la partie 2.3.5 et en tenant en compte particulièrement de l'équation (3.2), la matrice du filtre linéaire LMMSE pour l'estimation des coefficients BEM peut s'écrire

$$\mathbf{G}_{LMMSE} = \mathbf{R}_g \mathcal{P}_s^H (\mathcal{P}_s \mathbf{R}_g \mathcal{P}_s^H + \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z)^{-1} \quad (3.7)$$

Où  $\mathbf{R}_g$  est la matrice de covariance du BEM obtenu de la matrice de cova-

riance des réponses impulsionnelles du canal  $\mathbf{h}_l$

$$\mathbf{R}_g = \mathbf{B}^H \mathbf{W} (\mathbf{R}_{h,l} \otimes \mathbf{R}_{multipath} \mathbf{W}^H \mathbf{B}) \quad (3.8)$$

Où  $\mathbf{W}$  représente le filtre de fenêtrage adéquat et  $\mathbf{R}_{h,l} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_l(n)\mathbf{h}_l(n)^*\}$  est la matrice d'autocorrélation [45] pour le  $l^{eme}$  trajet durant une période de trois symboles successifs.

$n = -N_t, \dots, 2N_t - 1$ , et  $\mathbf{R}_{multipath} = \text{diag}([\sigma_0^2, \dots, \sigma_L^2])$  est une matrice de covariance des trajets du canal Rayleigh, où  $\sigma_l^2$  représente la variance normalisée pour le  $l^{eme}$  chemin de canal. Notant que  $(.)^*$  et  $(.)^H$  correspondent au conjugué et aux opérateurs hermitiens respectivement.

Par conséquent, les coefficients du BEM estimés deviennent

$$\hat{\mathbf{g}}_{LMMSE} = \mathbf{G}_{LMMSE} \mathbf{y}_s \quad (3.9)$$

### Estimation LS

Donnons maintenant la matrice de filtre linéaire  $\mathbf{G}_{LS}$  pour l'estimation LS des coefficients BEM . Comme indiqué dans la partie 2.3.6, la matrice de filtre linéaire  $\mathbf{G}_{LS}$  est simplement donnée par

$$\mathbf{G}_{LS} = (\mathcal{P}_s^H \mathcal{P}_s)^{-1} \mathcal{P}_s^H \quad (3.10)$$

Par conséquent, les coefficients estimés du modèle BEM, sont exprimés par

$$\hat{\mathbf{g}}_{LS} = \mathbf{G}_{LS} \mathbf{y}_s \quad (3.11)$$

### 3.2.4 Formation de la matrice du Canal

Nous rappelons que la matrice  $\mathbf{G}$  est construite afin d'estimer les coefficients du BEM ayant été concaténés dans un même vecteur, i.e.  $\hat{\mathbf{g}} = [\hat{\mathbf{g}}_0 \dots \hat{\mathbf{g}}_L]^T$ .

En utilisant les coefficients BEM estimés ;  $\hat{\mathbf{g}}$ , nous pouvons obtenir le vecteur des réponses impulsionnelles des trajet canal  $\mathbf{h}$  via l'équation (3.4),

ensuite, il sera procédé au calcul de la matrice du canal de la façon suivante :

$$\mathbf{H}(m, k) = \sum_{l=0}^L e^{j2\pi\tau_l k/N} \sum_{n=0}^{N-1} h_l(n) e^{-j2\pi(k-m)n/N} \quad (3.12)$$

Avec  $m, k = 0 \dots N - 1$ .

### 3.2.5 Algorithme proposé

Avant d'aborder l'algorithme, nous nous focalisons d'abord sur le fait que les symboles OFDM en cours et adjacents ne sont jamais traités comme un seul bloc. En effet, l'algorithme d'estimation proposé traite séquentiellement chaque symbole séparément en exploitant, à chaque itération, les données pilotes extraits des symboles entourant celui en cours d'investigation.

L'estimateur LMMSE nécessite des informations *a priori* sur les statistiques des canaux, à savoir la variance des gains des trajets ainsi que la variance du bruit AWGN, tandis que l'estimateur LS considère  $\mathbf{h}$  comme une variable déterministe et, par conséquent, ne requiert aucune information *a priori* sur le canal.

Conformément au schéma de traitement séquentiel, opérant symbole par symbole, nous avons prévu une étape d'initialisation pour calculer la matrice  $\mathbf{G}$  qui dépend des statistiques de canal.

Dans ce qui suit, nous présentons l'algorithme, décrivant les tâches principales qui effectuent une estimation du canal à évanouissement rapide. Comme précédemment établi, l'algorithme considère deux types d'estimateur ; en l'occurrence celui basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (LMMSE) ou celui des moindres carrés (LS). S'agissant du calcul des coefficients du modèle d'approximation BEM, l'approche proposée est basée sur l'exploitation des pilotes fournis par les symboles adjacents.

#### Algorithme 1

■ Etape d'initialisation :

Calcul de la matrice de filtre linéaire  $\mathbf{G}$  selon l'estimation LS ou LMMSE :

$$\star \mathbf{G}_{LMMSE} = \mathbf{R}_g \mathcal{P}_s^H (\mathcal{P}_s \mathbf{R}_g \mathcal{P}_s^H + \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_z)^{-1}$$

$$\star \mathbf{G}_{LS} = (\mathcal{P}_s^H \mathcal{P}_s)^{-1} \mathcal{P}_s^H$$

■ Récursion (pour chaque symbole OFDM) :

1. Démodulation OFDM :  $\mathbf{y}^{(i)} = FFT(\mathbf{r}_w^{(i)})$ .
2. Estimation des coefficients BEM  $\hat{\mathbf{g}}$  à partir de l'équation (3.9) ou (3.11) selon que l'estimation LMMSE ou LS est considérée.
3. Calcul du vecteur des réponses impulsionnelles des trajets  $\mathbf{h}$  selon (3.4).
4. Calcul de la matrice du canal  $\mathbf{H}$  selon (3.12).
5. Égalisation du  $i^{eme}$  symbole OFDM.
6. Symbole suivant :  $i = i + 1$ , Retour à l'étape 1.

■ End.

### Complexité de Calcul de l'Algorithme 1

dans cette partie , nous discutons brièvement la complexité de calcul pour l'algorithme présenté comparativement à conventionnel présenté dans [1]. La complexité de calcul consiste principalement en trois parties pour les deux algorithmes : l'initialisation, l'estimation et l'égalisation. Évidemment, la partie d'initialisation peut être négligée puisqu'elle n'est exécutée qu'une seule fois. Ensuite, pour chaque itération de l'étape 1 (FFT), la complexité de calcul est de l'ordre de  $\mathcal{O}(N \log(N))$  pour les deux algorithmes. Cependant, pour l'étape 2, le nombre d'opérations complexes en virgule flottante est  $6L_PMLQ$  pour l'algorithme proposé, alors qu'il est  $2L_PMLQ$  pour la technique conventionnelle. De plus, la complexité de calcul de l'étape 2 peut être également négligée par rapport à l'étape 4 qui a une complexité d'ordre  $\mathcal{O}(N^2)$ . D'autre part, il a été montré [1, 36] que la complexité de calcul relative à la tâche d'égalisation (étape 5) est de l'ordre de  $\mathcal{O}(NK^2)$  selon l'égalisation (banded LMMSE) . Par conséquent, la complexité totale de calcul des deux algorithmes est de l'ordre  $\mathcal{O}(N^2)$ . Notant que les paramètres  $N, M, L_P, Q, L$  sont listés dans le tableau 3.1, alors que la constante  $K$  représente la largeur de la matrice à bandes d'approximation ( $K \ll N$ ) [36].

### 3.3 Résultats des simulations

L'approche proposée a été évaluée numériquement et comparée à la technique d'estimation de canal conventionnelle [1] utilisant uniquement les pilotes du symbole en cours d'estimation. Les performances de l'algorithme d'estimation de canal sont analysées en considérant deux situations avec différents ratios de pilotes par symbole OFDM, en présence de bruit AWGN. Dans le premier cas, nous utilisons  $M = 6$  clusters et  $L_p = 5$  pilotes par cluster, ce qui correspond à 30 pilotes par symbole, donnant un taux de pilotes par symbole de 11,72 %, alors que dans le second test, nous supposons 42 pilotes par symbole ( $M = 6, L_p = 7$ ), ce qui équivaut à un taux de pilotes de 16,41 %. Rappelons que l'estimation conventionnelle basée sur un seul symbole [1] utilise 54 pilotes ( $M = 6, L_p = 9$ ) représentant un taux de pilotes de 21,09 %. De plus, la robustesse de l'approche proposée sera évaluée par rapport à des vitesses Doppler faibles et relativement élevées. A cet effet deux situations de mobilité ont été analysées.

Les simulations ont été effectuées en présence de bruit AWGN à différents SNR, en supposant les modèles d'approximation suivants : le GCE-BEM, le DKL-BEM et le P-BEM. Il a été montré dans [39] que le P-BEM ne donne une bonne précision uniquement dans les cas d'effet Doppler modéré, aussi ce dernier a été retenu pour de telles situations, alors que le GCE-BEM semble mieux se comporter dans le cas des effets Doppler élevés.

Selon la structure algorithmique proposée, des simulations ont été effectuées en considérant à la fois les méthodes d'estimation LS et LMMSE. De plus, les performances d'estimation de canal ont été évaluées en termes de MSE et de BER.

Nous supposons un symbole OFDM de  $N = 256$  sous-porteuses, avec un arrangement des pilotes dans le domaine fréquentiel du type Kronecker Delta (FDKD) [44], où les pilotes sont groupés en  $M = 6$  clusters équidistants. Chaque cluster contient  $L_p = 9$  donnée pilote pour l'estimateur étudié dans [1], tandis que l'estimateur proposé utilise  $L_p = 5$  et  $L_p = 7$ . Le temps d'échantillonnage  $T_s$  est supposé être  $0,5 \mu\text{sec}$ . L'outil logiciel MATLAB est utilisé pour générer le canal d'évanouissement de type Rayleigh avec

TABLE 3.1 – Paramètres de simulation pour Algorithme 1

Paramètres	valeurs
Nombre de sous-porteuses	$N = 256$
Longueur du préfixe cyclique	$N_g = 16$
Ordre des chemins de canal	$L = 6$
Nombre de pilotes par cluster	$L_p = 5, 7$ et $9$
Nombre de clusters par symbole	$M = 6$
Ordre des fonctions de base (BEM)	$Q = 5$
Modulation	QPSK
Modèle d'évanouissement de canal	Rayleigh
Modèle de spectre Doppler	Jakes
Fréquence Doppler normalisée	$\Delta_f = 0.1, 0.2$ et $0.5$
Temps d'échantillonnage	$T_s = 0.5 \mu\text{sec}$
Fréquence de porteuse	$f_0 = 3\text{GHz}$

le spectre de Jakes [46], pour différentes fréquences Doppler  $f_d = \Delta_f * N * T_s$ , où  $\Delta_f = 0.1, 0.2$  et  $0.5$  représentent les décalages Doppler normalisés  $\Delta_f = f_d / (N * T_s)$  à l'espacement en fréquence des sous-porteuses. D'autre part, l'ordre des chemins de canal est supposé être  $L = 6$ , et le profil d'intensité de puissance des trajets est considéré comme  $\sigma_l^2 = e^{-l/10}$ . Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau 3.1.

### 3.3.1 Evaluation par rapport au critère MSE

Tout d'abord, l'algorithme proposé est comparé à l'algorithme conventionnel en utilisant le MSE (Mean Square Error). Le MSE entre les réponses impulsionnelles exactes du canal et celles estimées en fonction du SNR, a été calculée pour les modèles BEM considérés avec différentes approches d'estimation (LS, MMSE), pour plusieurs décalages de fréquence Doppler. Pour cela, nous définissons le MSE comme étant

$$MSE = \mathbb{E}_h \{ \|\mathbf{h} - (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \hat{\mathbf{g}}\|^2 \} \quad (3.13)$$

Où  $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_0 \dots \mathbf{h}_L]^T$ , et  $\mathbf{h}_l$  correspond à la réponse impulsionnelle réelle du  $l^{eme}$  trajet du canal. L'opérateur  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  correspond à l'espérance mathéma-

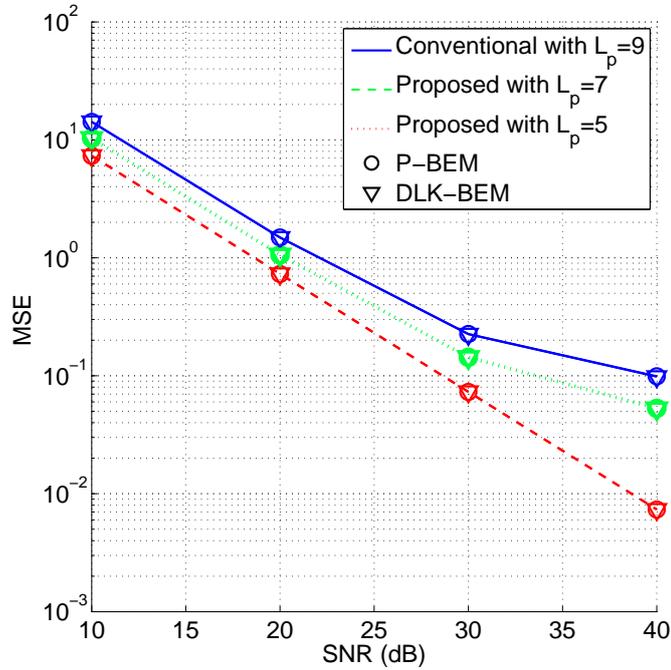


FIGURE 3.3 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec  $\Delta_f = 0.1$

tique.

Les figures 3.3.1, 3.3.1 et 3.3.1 montrent une comparaison de l'algorithme proposé avec l'approche conventionnelle en termes de MSE, avec estimation LS via divers modèles BEM. Nous observons que l'algorithme proposé dépasse significativement la technique conventionnelle pour  $L_p = 7$ . De même, avec  $L_p = 5$  les performances de l'algorithme d'estimation de canal proposé sont encore meilleures que les performances conventionnelles pour les faibles fréquences Doppler ( $\Delta_f = 0.1$  et  $0.2$ ). Cependant, pour un effet Doppler élevé ( $\Delta_f = 0.5$ ), les deux techniques présentent presque les mêmes performances.

Dans les figures 3.3.1, 3.3.1 et 3.3.1, nous procédons à la comparaison de l'algorithme proposé avec l'approche conventionnelle en termes de MSE, avec une estimation MMSE et utilisant divers modèles BEM. Nous observons que l'algorithme proposé offre de meilleurs résultats que l'algorithme conventionnel pour les décalages Doppler modérés ( $\Delta_f = 0.1$  et  $0.2$ ) avec à la fois  $L_p = 7$  et  $L_p = 5$ . Cependant, pour un effet Doppler élevé ( $\Delta_f = 0, 5$ ),

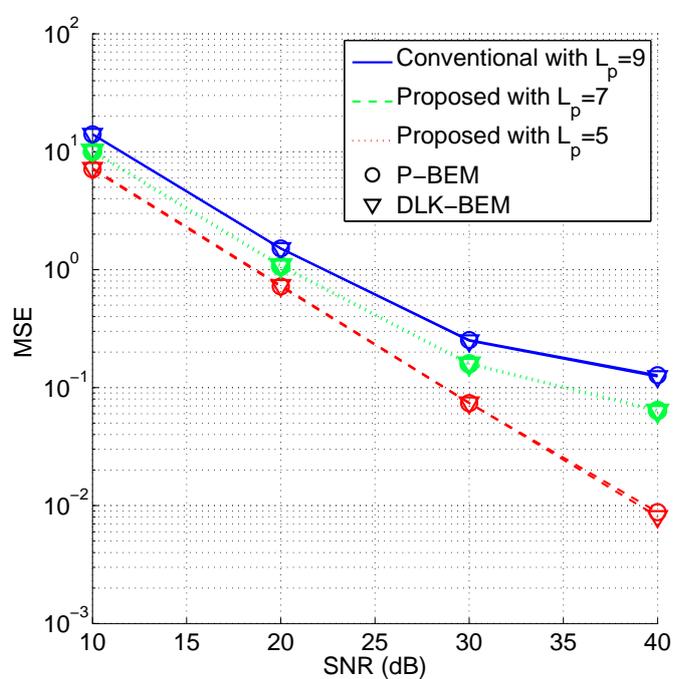
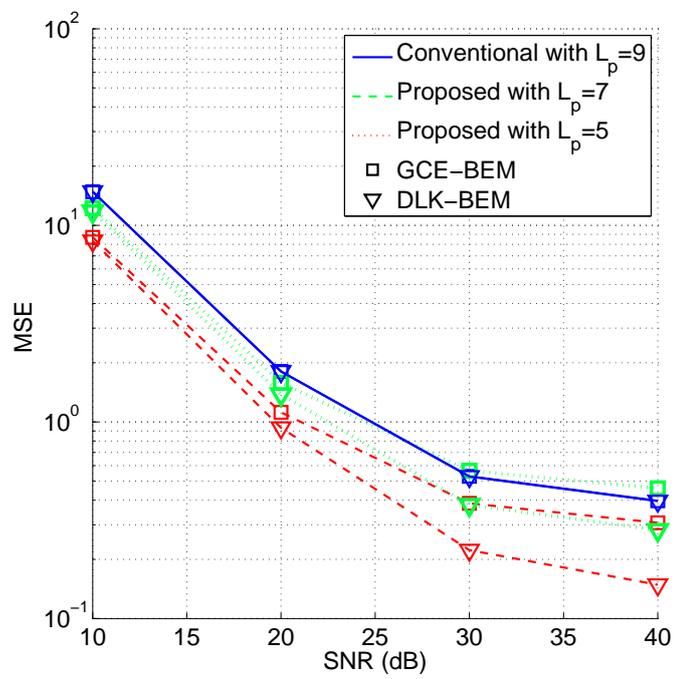


FIGURE 3.4 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec  $\Delta_f = 0.2$

FIGURE 3.5 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LS avec  $\Delta_f = 0.5$

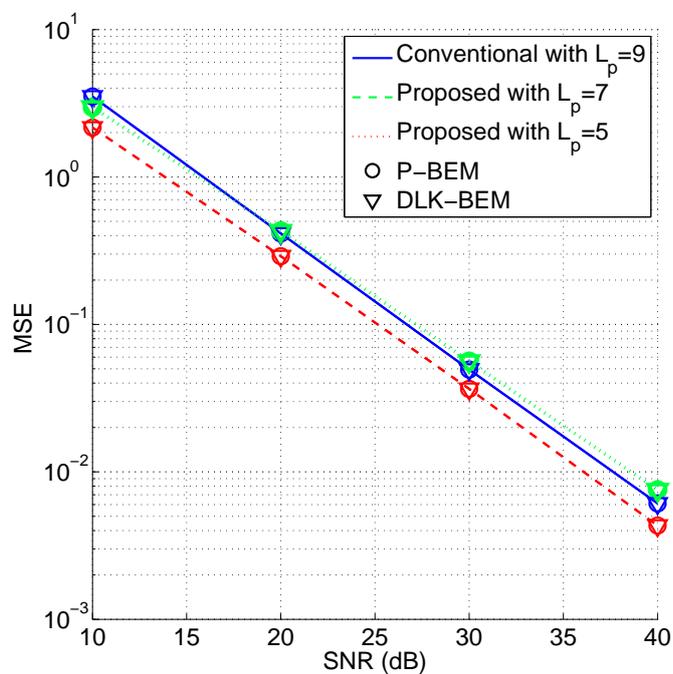


FIGURE 3.6 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec  $\Delta_f = 0.1$

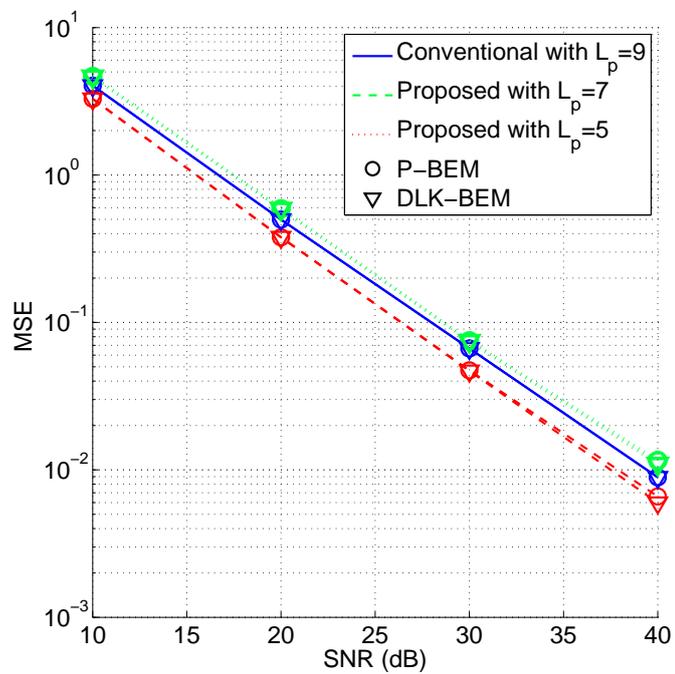


FIGURE 3.7 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec  $\Delta_f = 0.2$

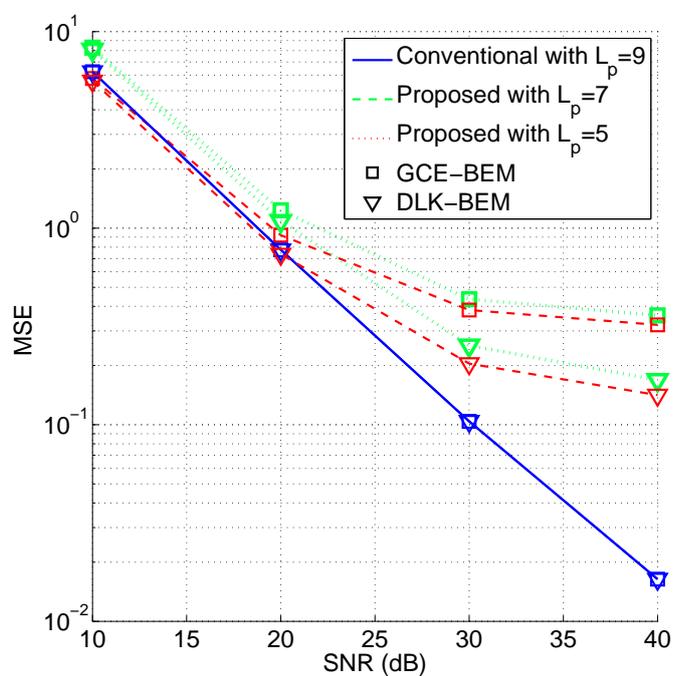


FIGURE 3.8 – MSE en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec  $\Delta_f = 0.5$

la performance de l'estimateur conventionnel surpasse celle de l'estimateur proposé.

### 3.3.2 Egalisation des donnéé

Pour cet algorithme, les données seront égalisées en utilisant la technique LMMSE en bandes, proposée dans [49]. En fait, l'égalisation peut être décrite par

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}} &= \bar{\mathbf{H}}_K^H \boldsymbol{\Omega}^{-1} \mathbf{y} \\ \boldsymbol{\Omega} &= (\bar{\mathbf{H}}_K \bar{\mathbf{H}}_K^H + \mathbf{R}_z + \sigma^2 \mathbf{I})\end{aligned}\tag{3.14}$$

où  $\bar{\mathbf{H}}_K$  est l'approximation en bandes de la matrice de canal d'origine,  $\bar{\mathbf{H}}_K = \mathbf{H} \odot \mathbf{T}_K$  étant  $\mathbf{T}_K$  est une  $N \times N$  matrice dont le diagonales principales, les  $K$  sous-diagonales et les  $K$  super-diagonales contiennent des valeurs égales à 1 [49], alors que les entrées restantes sont nulles. Le terme d'ajustement  $\sigma^2 \mathbf{I}$  est ajouté pour empêcher la dégradation des performances à un SNR élevé. Cette dégradation des performances est provoquée par l'erreur d'approximation à bandes. Pour déterminer  $\sigma$  en pratique, nous pouvons d'abord appliquer (3.14) en mettant  $\sigma = 0$ , puis observer à partir de quel SNR la courbe BER commence à saturer, et finalement choisir  $\sigma$  en fonction de cette valeur critique du SNR. Nous choisissons  $K = 9$ .

### 3.3.3 Résultats par rapport au critère BER

Dans ce qui suit, la comparaison est effectuée en termes de rapport d'erreurs binaires (BER, Bit Error Ratio) en fonction du SNR. L'erreur binaire est calculée entre les symboles de données transmis par QPSK et les données reçues égalisées. Notent que l'égaliseur LMMSE à bandes, proposé dans [36], a été implémenté pour les données reçues en utilisant les réponses impulsionnelles estimées du canal. Les simulations sont réalisées pour différents modèles BEM et selon les deux approches d'estimation (LS, MMSE) pour différentes fréquences Doppler.

Les figures 3.3.3 et 3.3.3 illustrent la comparaison des performances en

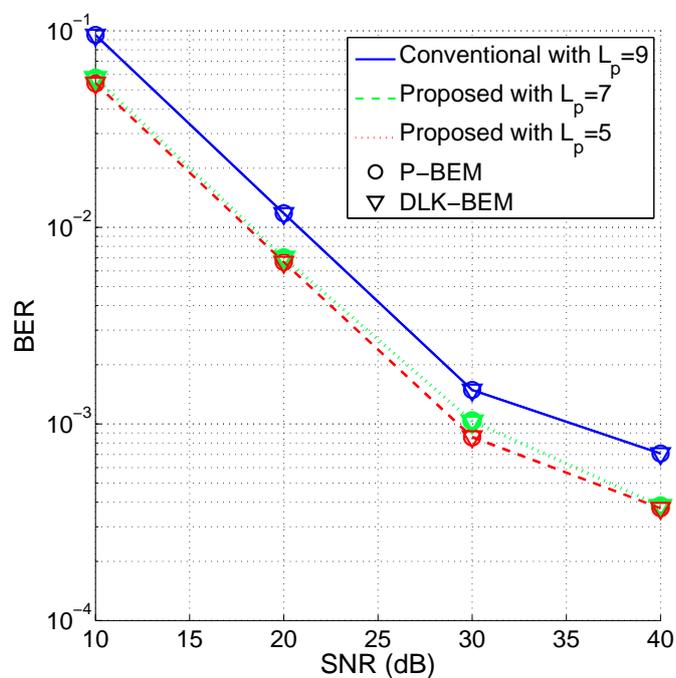


FIGURE 3.9 – BER en fonction de SNR pour une estimation LS avec  $\Delta_f = 0.1$

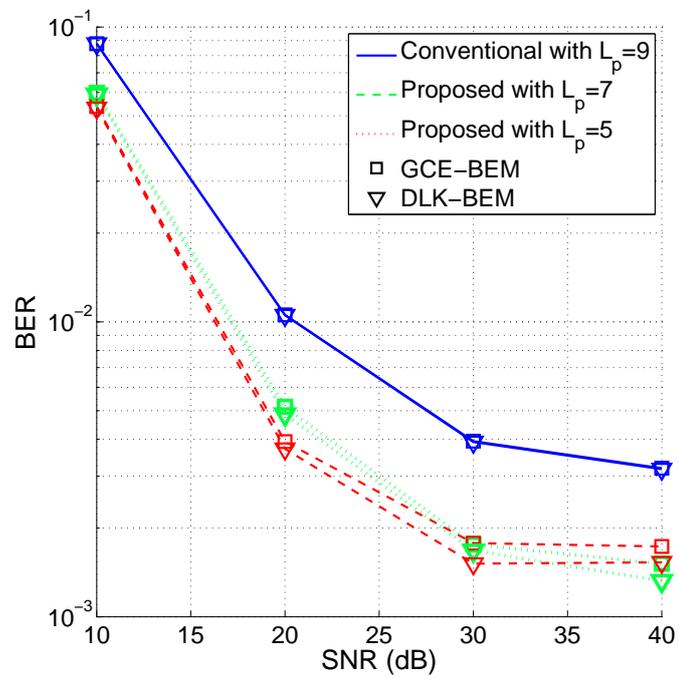


FIGURE 3.10 – BER en fonction de SNR pour une estimation LS avec  $\Delta_f = 0.5$

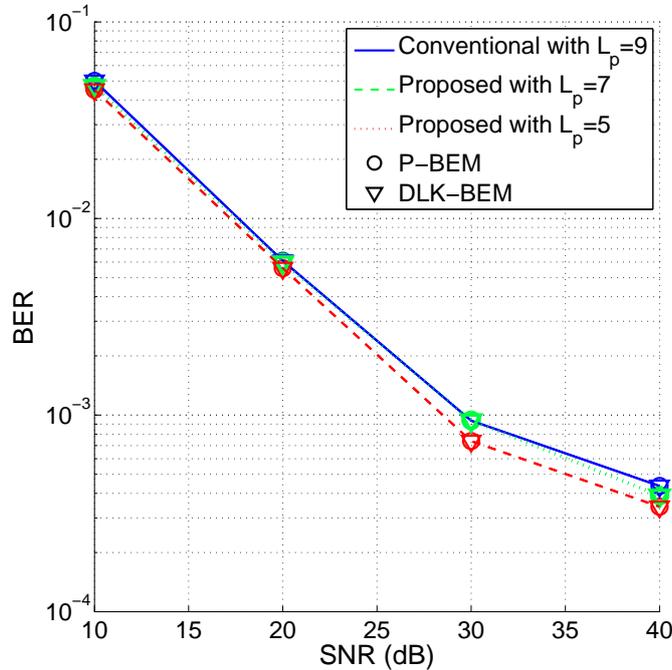


FIGURE 3.11 – BER en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec  $\Delta_f = 0.1$

termes de BER, en utilisant des modèles BEM adéquats pour chaque situation avec l'estimation LS. Nous observons que l'algorithme proposé surpasse significativement l'algorithme conventionnel pour  $L_p = 7$  et  $L_p = 5$ . Cependant, pour un effet Doppler élevé ( $\Delta_f = 0.5$ ), les deux algorithmes présentent approximativement les mêmes performances.

Pour l'estimation LMMSE, les figures 3.3.3 et 3.3.3 montrent que l'algorithme proposé donne de meilleures performances que celles de l'algorithme conventionnel en termes de BER, pour les faibles décalages Doppler ( $\Delta_f = 0.1$ ) avec à la fois  $L_p = 7$  et  $L_p = 5$ , alors qu'en situation de grande mobilité soit  $\Delta_f = 0.5$ , ils présentent presque les mêmes performances.

Grâce à l'analyse ci-dessus, nous remarquons que l'algorithme proposé est en mesure de remplacer l'algorithme conventionnel dans le cas de faibles effets Doppler avec  $L_p = 5$ , ce qui permet un débit plus élevé avec de meilleures performances (MSE, BER). Cependant, dans les situations de mobilité élevée,

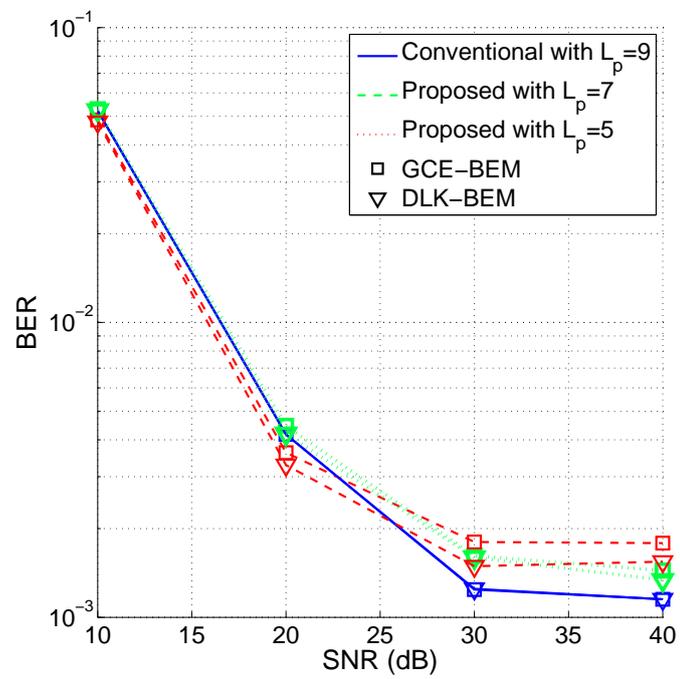


FIGURE 3.12 – BER en fonction de SNR pour une estimation LMMSE avec  $\Delta_f = 0.5$

la technique proposée fournit des performances acceptables pour  $L_p = 7$  alors que pour  $L_p = 5$  performances sont légèrement inférieures à celles obtenues dans [1] avec  $L_p = 9$ .

### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous proposons un algorithme amélioré d'estimation de canal OFDM sur des canaux doublement sélectifs. L'algorithme proposé est une extension de l'estimation conventionnelle de canal assistée par pilotes et basée sur les modèles BEM avec un arrangement des pilotes du type peigne. Dans ce contexte et en réduisant la quantité de pilotes par symbole OFDM, nous proposons d'exploiter les pilotes contenus dans les symboles adjacents entourant celui en cours de traitement. Cette étude a été réalisée dans des situations de mobilité élevée en présence de bruit AWGN. À l'issue des résultats des simulations probants, et en tenant compte des critères BER et MSE, nous montrons que l'estimation de canal basée sur les symboles adjacents surpasse la méthode conventionnelle qui emploie des pilotes plus élevés pour améliorer la précision. Nous notons également que l'architecture proposée offre la même complexité de calcul que la technique conventionnelle. Bien que, trois symboles pilotes au lieu d'un seul sont utilisés, l'impact reste insignifiant en termes de complexité de calcul. Le principal avantage de l'algorithme basé sur des symboles adjacents correspond au fait que même si la quantité de pilotes diminue, la technique d'estimation proposée présente toujours des performances acceptables. À titre d'exemple comparatif, avec seulement la moitié de la quantité de pilotes utilisée dans [1], les performances obtenues restent proches de celles de la méthode d'estimation conventionnelle.



# Chapitre 4

## Estimation de Canal Multi-Trajet Clairsemé

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b> . . . . .	<b>66</b>
<b>4.2</b>	<b>Canal Multi-Trajet Clairsemé</b> . . . . .	<b>67</b>
<b>4.3</b>	<b>Technique « Compressive Sensing » Con-</b> <b>ventionnelle</b> . . . . .	<b>68</b>
4.3.1	Bases théoriques de la technique DCS (Distribu-	
	ted CS) . . . . .	69
<b>4.4</b>	<b>Estimations des Coefficients BEM</b> . . . . .	<b>70</b>
4.4.1	Coefficients BEM basés sur la SDCS (Structured	
	DSC) . . . . .	70
4.4.2	Technique SDCS . . . . .	70
<b>4.5</b>	<b>Approche Proposée</b> . . . . .	<b>72</b>
4.5.1	Model BEM Utilisé . . . . .	72
4.5.2	Estimation des Paramètres du Canal . . . . .	73
4.5.3	Algorithme d'Estimation d'un canal Clairsemé .	75
<b>4.6</b>	<b>Simulations et Résultats</b> . . . . .	<b>76</b>
4.6.1	Évaluation par rapport au Critère NMSE . . . . .	77
4.6.2	Résultats par rapport au Critère BER . . . . .	81
<b>4.7</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>84</b>

---

## 4.1 Introduction

En se basant sur le principe d'utilisations des pilotes contenus dans les symboles adjacents, décrit dans le troisième chapitre, nous nous intéressons dans cette partie à minimiser le paramètre PDR (Pilots to Data Ratio) en considérant d'autres hypothèses sur le canal de transmission. Il s'agit en fait de nouvelles hypothèses décrivant un canal à grande mobilité et à trajets multiples dont les échos du signal transmis sont clairsemés (Sparse Multipath channel model) [50, 51]. En d'autres termes, en plus des variations des réponses impulsionnelles des différents trajets, ce type de canal possède une variation rapide des délais des trajets [52, 53, 54]. Par conséquent, le nombre de trajets de propagation retardés devient un paramètre pertinent, bien que le nombre de chemins de propagation ayant une puissance significative reste généralement faible.

En se basant sur des pilotes en structure peigne, arrangés d'une façon spécifique à ce type de canal [2] et utilisant les bases BEM avec l'estimateur des moindres carrés (LS), l'application d'une estimation basée sur la théorie du CS (Compressed Sensing) simplifie la localisation des indices des chemins qui ont une puissance significative [31, 55, 56].

D'un autre côté, s'agissant du type de canal traité au premier problème, les pilotes sont utilisés uniquement pour l'estimation des coefficients BEM, ainsi nous avons focalisé uniquement sur l'amélioration de l'estimation des coefficients BEM. En contrepartie, dans un canal clairsemé, l'estimation des coefficients BEM nécessite la localisations des positions des chemins dominants [3, 2, 57] et cela requiert l'utilisation d'une structure de pilotes particulière, explicitée dans [2]. Par voie de conséquence, la réduction du PDR affecte la précision de l'estimation des positions des chemins à puissance significative ainsi que l'estimation des coefficients BEM, ce qui rend plus complexe l'estimation de ce genre de canaux de transmission.

L'objectif de ce chapitre est de proposer un algorithme qui permet de réduire le rapport PDR, comparativement à celui obtenu dans la technique présentée par Q.Qin *et al.* [3], tout en tenant compte de l'effet de cette action sur l'estimations des retards ainsi que sur l'estimation des coefficients. Afin

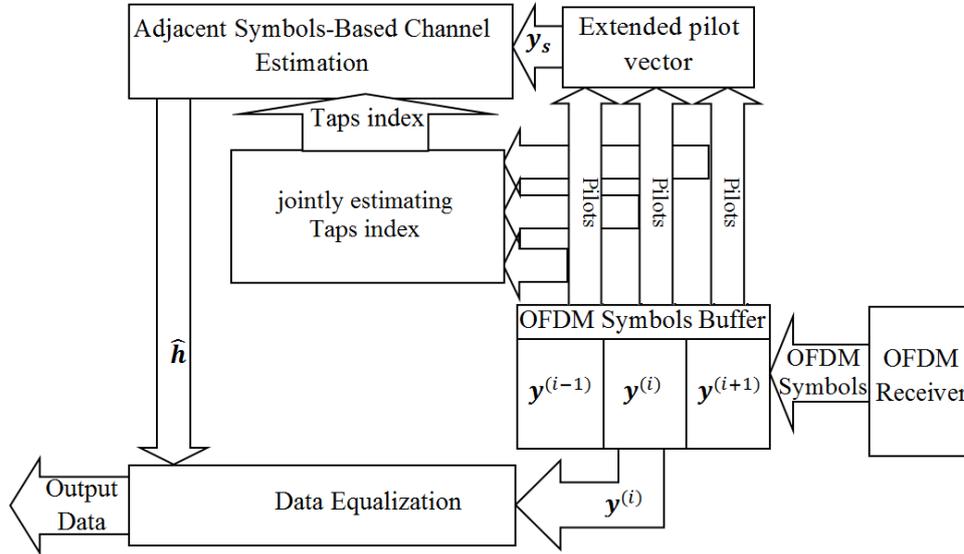


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel pour l'estimateur de canal clairsemé proposé

de compenser le manque de pilotes dû à la réduction du PDR, au lieu d'estimer mutuellement Les coefficient BEM des  $J$  symboles consécutifs [3], nous proposons d'utiliser l'ensemble de tous les pilotes pour estimer la réponse impulsionnelle du canal durant la période de transmission des  $J$  symbole OFDM, en se basant sur un modèle d'approximation BEM étendu. Le principe de fonctionnement du système proposé est illustré dans la Figure4.1.

## 4.2 Canal Multi-Trajet Clairsemé

Dans les systèmes haut débit à large bande  $B$  ayant un nombre réduit de trajets de propagation, les intervalles entre les trajets sont généralement plus grands que l'intervalle de résolution des retards qui est de largeur  $\tau = 1/B$ . En d'autre terme, tout délai de  $\delta\tau$  ne contient pas forcément un chemin physique ([34], [58], [50],...); dans ce cas le canal est dit « à trajets retardés clairsemés » .

Les délai des chemins varient généralement beaucoup plus lentement que

les gains [55]. En effet, la durée  $T_{delay}$  pour la variation du délai de propagation est inversement proportionnelle à la largeur de bande du signal OFDM  $f_s$ , alors que la durée de cohérence des gains de chemin variant dans le temps  $T_{gain}$  est inversement proportionnelle à la fréquence porteuse  $f_c$  [52]. Puisque nous avons  $f_s \ll f_c$  pour un système OFDM, nous obtenons  $T_{gain} \ll T_{delay}$ .

Pour explorer l'éparpillement dans le domaine des retards (Delay Domain) d'un canal doublement sélectif, nous utilisons la définition du canal  $K$ -clairsemé «  $K$ -sparse » donnée dans la référence [31].

**Définition 1** : Pour un  $n$  fixe, supposons que  $\mathcal{L} = \{l : |h_l(n)| > \epsilon\}$  désigne l'ensemble des indices pour Les délais des chemins retardés d'un canal sans fil, pour certains  $\epsilon$  choisis de façon appropriée. On dit que le canal est effectivement " $K$ -sparse" dans le domaine du délai s'il satisfait  $K = |\mathcal{L}| \ll L$ , où  $L$  est le nombre maximal de chemins pouvant être reçus.

### 4.3 Technique « Compressive Sensing » Conventi- tionnelle

Dans cette section, nous introduisons brièvement les théories de base du "compressive sensing" (CS) et du "distributed compressed sensing" (DCS). Ensuite, nous donnons une description détaillée de la sparsity conjointe des coefficients CE-BEM au sein de multi-symboles OFDM. Ensuite, nous présenterons d'une façon succincte la technique SDCS (Structured DCS).

La CS est une technique d'actualité et très en vogue, qui permet de reconstruire un signal clairsemé à partir d'un modèle indéterminé. Considérons  $Y = \Phi h + z$ , où  $\Phi$  est une matrice  $G \times L$  avec  $G < L$ ,  $X \in \mathbb{C}^L$  est un vecteur de signal inconnu,  $Y \in \mathbb{C}^G$  représente le vecteur observé, et  $z \in \mathbb{C}^G$  désigne un vecteur de bruit. Le but de la technique CS est de reconstruire correctement  $h$  à partir de la connaissance de  $Y$  et  $\Phi$ . les études dans [59, 60] indiquent que si  $\Phi$  satisfait à la propriété d'isométrie restreinte (RIP) et  $h$  a seulement  $K$  ( $K \ll L$ ) valeurs non nulles,  $x$  peut être reconstruit correctement avec des méthodes de reconstruction CS. Cependant, cela implique une énorme complexité de calcul pour satisfaire la propriété d'isométrie restreinte

(RIP). Pour réduire la complexité de calcul, nous considérons la propriété de cohérence mutuelle (MCP), comme étant une propriété alternative, qui a été largement adoptée dans la littérature [56]. La cohérence mutuelle de  $\Phi$  peut être exprimée comme suit :

$$\mu(\Phi) = \max_{1 \leq i \neq j \leq L} \frac{|\langle \phi_i, \phi_j \rangle|}{\|\phi_i\|_2 \|\phi_j\|_2} \quad (4.1)$$

où  $\phi_i$  et  $\phi_j$  sont deux colonnes arbitraires de la matrice  $\Phi$ . D'après [56], plus  $\mu(\Phi)$  est petit, plus  $h$  sera récupéré avec précision.

### 4.3.1 Bases théoriques de la technique DCS (Distributed CS)

La théorie DCS (Distributed Compressive Sensing) est une extension de la théorie CS offrant la possibilité de récupérer un ensemble de signaux corrélés. Au lieu de reconstruire chaque signal clairsemé indépendamment, l'objectif de la DCS est de reconstruire mutuellement une collection de signaux conjointement clairsemés provenant de la même matrice de mesure  $\Phi$  et satisfaisant la propriété de cohérence mutuelle [56].

Considérons un ensemble de  $q$  problèmes indéterminés

$$Y_q = \Phi h_q + z_q, q \in \{0, 1, \dots, Q - 1\} \quad (4.2)$$

où  $Y_q \in \mathbb{C}^G$ ,  $\Phi \in \mathbb{C}^{G \times L}$ ,  $z_q \in \mathbb{C}^G$  et  $h_q \in \mathbb{C}^L$ . Ici, les vecteur  $h_q$  sont conjointement clairsemés, c'est-à-dire que non seulement chaque vecteur  $h_q$  a  $K$  composantes non nulles parmi  $L$ , en outre les composantes non nulles dans tous les vecteurs  $h_q$  se trouvent dans les mêmes positions.

Écrivons (4.2) sous une forme combinée comme suit

$$\bar{Y} = \Phi \bar{h} + \bar{z} \quad (4.3)$$

où  $\bar{Y} = (Y_0, \dots, Y_{Q-1}) \in \mathbb{C}^{G \times Q}$ ,  $\bar{h} = (h_0, \dots, h_{Q-1}) \in \mathbb{C}^{L \times Q}$ , et  $\bar{z} = (z_0, \dots, z_{Q-1}) \in \mathbb{C}^{G \times Q}$ .

Pour récupérer des signaux conjointement clairsemés, évidemment, nous

pouvons utiliser la théorie CS pour reconstruire chaque  $h_q$  de  $Y_q$  individuellement. Cependant, il a été vérifié dans [56] que pour le même nombre d'échantillons, la DCS surpasse la CS en termes de précision. Cet avantage est dû au fait que le traitement conjoint par la DCS peut offrir une possibilité plus élevée de trouver l'emplacement correct de valeurs non nulles.

## 4.4 Estimations des Coefficients BEM

### 4.4.1 Coefficients BEM basés sur la SDCS (Structured DCS)

Comme discuté dans la section 4.2, nous pourrions supposer que les positions des trajets à réponses impulsionnelles non nulles restent inchangées durant la transmission de  $J$  symboles consécutifs, alors on obtient  $h_l(n) = 0$  pour  $l \notin \mathcal{L}$ , où  $\mathcal{L}$  désigne l'ensemble des chemins Significatifs décrits dans la définition 1.

De plus, en se basant sur l'approximations BEM présentée dans la section (2.2.4), il est facile de montrer que [3] :

$$g_0^{(j)}(l) = \dots = g_{Q-1}^{(j)}(l) = 0 \quad \text{pour } (l \notin \mathcal{L}) \quad (4.4)$$

et cela est dû au fait que  $(g_0^{(j)}(l), \dots, g_{Q-1}^{(j)}(l))^T = B^+ \mathbf{h}_l^{(j)}$ .

Par conséquent,  $\mathbf{g}_q^{(j)}$  sera un vecteur clairsemé d'ordre  $K$  et (i.e.  $K$  coefficients non nuls parmi  $L$ ), avec tous les vecteurs  $\mathbf{g}_q^{(j)}$   $j \in [0, J-1]$  ayant les mêmes emplacements des coefficients non nuls, c'est-à-dire  $[\mathbf{g}_0^{(0)}, \dots, \mathbf{g}_{Q-1}^{(0)}, \dots, \mathbf{g}_0^{(J-1)}, \dots, \mathbf{g}_{Q-1}^{(J-1)}]$  ont une parcimonie conjointe (joint sparsity).

### 4.4.2 Technique SDCS

La technique SDCS (structured DCS) présentée dans [3] permet de calculer les coefficients BEM en utilisant les sous-porteuses pilotes contenues dans les symboles OFDM. En effet, les  $L \times Q$  coefficients BEM estimés nécessitant au moins  $L \times Q$  pilotes pour chaque symbole OFDM [1]. Notant

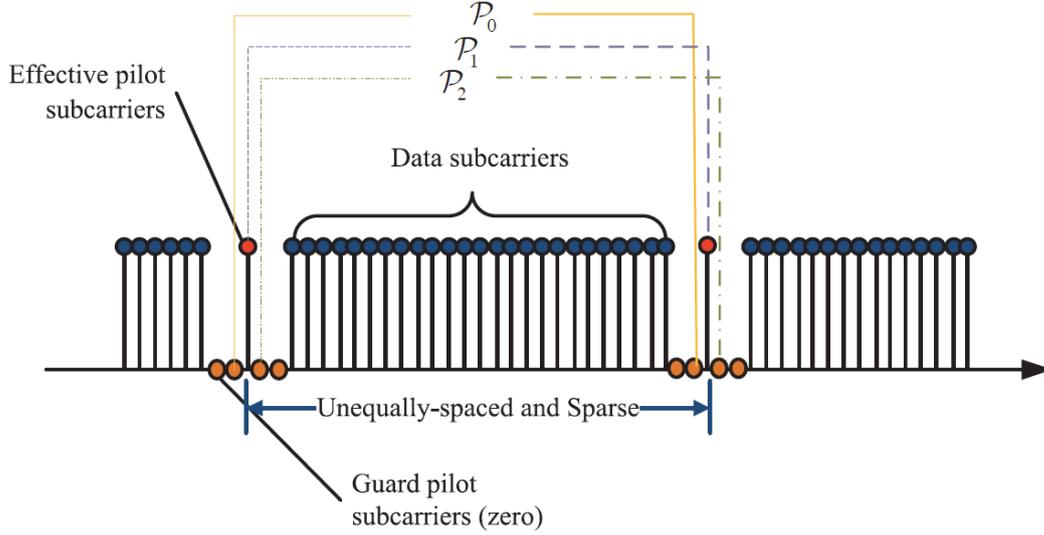


FIGURE 4.2 – pilote pattern.

que dans un modèle pilote de type peigne, où les pilotes sont groupés dans  $M$  grappes par symbole OFDM, chaque grappe contenant  $L_p$  sous-porteuses pilote, les positions des grappes dans le symbole sont choisies d'une manière qui satisfait la propriété de cohérence mutuelle (MCP) [2]. Le nombre total de sous-porteuses pilotes et leurs indices (positions dans le vecteur OFDM) correspondants sont notés  $P$  et  $\mathcal{P}$ , respectivement. De plus, l'ensemble des sous-porteuses pilotes est catégorisé en deux sous-ensembles, l'indice pilote effectif  $\mathcal{P}_{\text{eff}}$  et l'indice pilote de garde  $\mathcal{P}_{\text{guard}}$ . Ainsi,  $\mathcal{P}$  est re-divisé en  $Q$  sous-ensembles comme illustré dans l'équation (4.5) ainsi que sur la figure. 4.2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{P}_0 = \mathcal{P}_{\text{eff} - \frac{Q-1}{2}} \\ \vdots \\ \mathcal{P}_{\frac{Q-1}{2}} = \mathcal{P}_{\text{eff}} \\ \vdots \\ \mathcal{P}_{Q-1} = \mathcal{P}_{\text{eff} + \frac{Q-1}{2}} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

La sous-porteuses pilote  $P$  reçue dans le symbole OFDM peut s'écrire comme suit [2, 3] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathfrak{I}[\mathbf{y}]_{\mathcal{P}_0} = \Phi \mathbf{g}_0 + \mathbf{Z}_0 \\ \vdots \\ [\mathbf{y}]_{\mathcal{P}_{\frac{Q-1}{2}}} = \Phi \mathbf{g}_{\frac{Q-1}{2}} + \mathbf{Z}_{\frac{Q-1}{2}} \\ \vdots \\ [\mathbf{y}]_{\mathcal{P}_{Q-1}} = \Phi \mathbf{g}_{Q-1} + \mathbf{Z}_{\frac{Q-1}{2}} \end{array} \right. \quad (4.6)$$

Où  $\Phi$  est la matrice de mesure  $\Phi = (\Phi_0, \dots, \Phi_{L-1})$

Dans le cas d'utilisation de CE-BEM la matrice de mesure  $\Phi$  peut être simplifiée pour être [2]

$$\Phi_l = \mathcal{D}(\mathcal{P}_{\text{eff}})[\mathbf{F}_l]_{\mathcal{P}_{\text{eff}}} \quad (4.7)$$

Où  $\mathcal{P}_{\text{eff}}$  est un vecteur qui contient les valeurs des sous-porteuses pilotes correspondant aux indices  $\mathcal{P}_{\text{eff}}$ ,  $\mathcal{D}(\mathcal{P}_{\text{eff}})$  représente une matrice diagonale avec  $\mathcal{P}_{\text{eff}}$  sur sa diagonale principale,  $[\mathbf{F}_l]_{\mathcal{P}_{\text{eff}}}$  est une matrice contient les lignes de  $\mathbf{F}_l$  correspondant aux index de  $\mathcal{P}_{\text{eff}}$

## 4.5 Approche Proposée

Nous proposons dans ce qui suit un algorithme d'estimations d'un canal à trajets multiples clairsemés en se basant sur une structure de pilotes de peigne, arrangés d'une façon spécifique à ce type de canaux [2]. A cette fin, on utilise des bases BEM avec l'estimateur des moindres carrés (LS). Il est important de rappeler que notre proposition consiste à exploiter les pilotes transportés par des symboles adjacents [61], dans une technique d'estimation de canal multi trajets clairsemés. L'objectif principal demeure la réduction du rapport PDR, comparativement à celui obtenu par la méthode publiée dans *et al.* [3].

### 4.5.1 Model BEM Utilisé

Afin de modéliser la variation du canal dans le domaine temporel, en plus du Modèle BEM conventionnel, nous avons proposé un modèle d'expansion

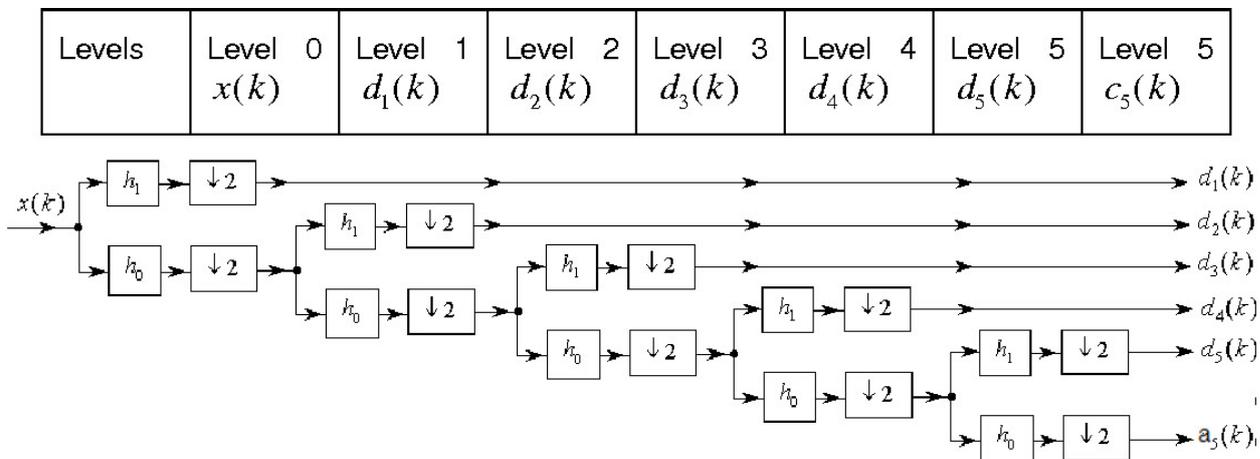


FIGURE 4.3 – Approximation Ondelettes

a base d'ondelettes, en l'utilisant le dé-bruitage (wavelet denoising) [58] avec un seuil nul, i.e. en exploitant seulement les coefficients d'approximation et en annulant les coefficients de détail dans un schéma de décomposition multi résolution. Par conséquent, cela permet d'éliminer l'effet des interférences et du bruit sur la réponse impulsionnelle du canal, ainsi que la réduction du nombre de coefficients, ce qui simplifie leur procédure d'estimation, comme illustré dans la figure 4.3.

Dans ce qui suit, nous allons décrire cette approximation Ondelettes sous forme matricielle en formant la matrice de transformation en ondelette DWT (discret wavelet transform matrix), selon la démarche expliquée dans [58].

L'approximation proposée peut être exprimée par l'utilisation des  $Q$  premières colonnes de la matrice DWT qui correspondent aux  $Q$  bases orthogonales pour la formation d'une matrice BEM appropriée .

Notons que similairement a l'algorithme 1 (Chapitre 3) , la matrice de BEM  $\mathbf{B}$  doit être étendue sur un intervalle équivalent à la période de  $J$  symboles constitutifs.

## 4.5.2 Estimation des Paramètres du Canal

Pour l'estimation des coefficients BEM, nous proposons de modéliser la variation des réponses impulsionnelles du canal durant  $J$  symboles OFDM

consécutifs en utilisant une base BEM étendu comme précédemment expliqué dans section 3.2.2 , alors (4.6) devient :

$$\mathbf{y}_s = \begin{bmatrix} \Phi^{(i-1)} \\ \Phi^{(i)} \\ \Phi^{(i+1)} \end{bmatrix} \mathbf{g} + \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(i-1)} + \mathbf{z}^{(p)} \\ \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{z}^{(p)} \\ \mathbf{d}^{(i+1)} + \mathbf{z}^{(p)} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

qui peut être réécrite comme étant

$$\mathbf{y}_s = \tilde{\Phi} \mathbf{g}^{(i)} + \mathbf{d}_s + \mathbf{z}_s \quad (4.9)$$

Avec  $\tilde{\Phi} = [\Phi^{(i-1)} \Phi^{(i)} \Phi^{(i+1)}]^T$ .

La procédure d'estimation dans ce cas peut être divisée en deux parties, à savoir :

- Dans la première partie, il faut chercher l'ensemble des  $K$  indices des trajets significatifs parmi les  $L$  trajets du canal ; pour ce faire nous allons opérer les ajustements nécessaires de la technique [2], en l'adaptant à notre système pour  $J$  symboles consécutifs.
- La deuxième partie concerne l'estimation des coefficients BEM afin de reconstruire les réponses impulsionnelles des trajets selon les indices déterminées dans la première partie.

Dans la première partie, nous utilisons la technique (SCDS) pour former  $\Omega$ , où  $\Omega$  est le vecteur de longueur  $K$  contenant les indices des trajets non nuls du canal multi trajets à  $L$  chemins clairsemés.

En fait, nous calculons les erreurs résiduelles, ensuite, nous cherchons l'ensemble des indices  $l$  optimaux donnant une erreur résiduelle minimale pour  $J$  symboles consécutifs.

$$e_l^{(i)} = \|R^{(i)} - \tilde{\Phi}_l (\tilde{\Phi}_l^H \tilde{\Phi}_l)^{-1} \tilde{\Phi}_l^H R^{(i)}\| \quad \text{pour tout } (l \in \{0, \dots, L-1\}) \quad (4.10)$$

où

$$R^{(i)} = \mathbf{y}_s - \tilde{\Phi} (\tilde{\Phi}^H \tilde{\Phi})^{-1} \tilde{\Phi}^H \mathbf{y}_s \quad (4.11)$$

pour  $\mathbf{y}_s = [\mathbf{y}_p^{(0)}, \dots, \mathbf{y}_p^{(J-1)}]$

Après avoir localisé les indices des trajets significatifs et afin d'estimer les coefficients BEM, nous mettrons à jour la matrice  $\tilde{\Phi}_\Omega$ , en effectuant l'extraction des colonnes de  $\tilde{\Phi}$  correspondant aux indices des trajets localisés,

### 4.5.3 Algorithme d'Estimation d'un canal Clairsemé

Dans cet algorithme, nous présentons la procédure d'estimation du canal à trajets multiples clairsemés à base des pilotes des symboles adjacents. L'algorithme ci après considère l'estimateur LS pour le calcul des coefficients BEM selon l'approche proposée basée sur les pilotes des symboles adjacents [61].

#### Algorithme 2

- Données d'entrée

$$\mathbf{y}_s = [\mathbf{y}_p^{(0)}, \dots, \mathbf{y}_p^{(J-1)}]$$

$$\tilde{\Phi} = [\tilde{\Phi}_0, \dots, \tilde{\Phi}_{L-1}]$$

- Données de sortie

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0, \dots, \mathbf{g}_{Q-1}]$$

- Récursion (pour chaque symbole OFDM) :

1. initialization  $\lambda = 0$ ,  $\Omega = \{\emptyset\}$ ,  $R^0 = \mathbf{y}_s$
2. calcul de l'erreur résiduelle  $e_l^\lambda$  pour  $l \in \{0, \dots, L-1\}$  selon (4.10).
3. recherche de l'indice  $m$  qui a l'erreur résiduelle minimale  $e_m^\lambda$  parmi les  $\{e_l^\lambda\}_{l=0}^{L-1}$  calculés.
4. mise à jours de la liste des indices  $\Omega = \Omega \cup m$
5. mise à jours des vecteurs résiduels  $R^{\lambda+1}$  selon  $R^{\lambda+1} = \mathbf{y}_s - \Phi_\Omega (\Phi_\Omega^H \Phi_\Omega)^{-1} \Phi_\Omega^H \mathbf{y}_s$ .
6.  $\lambda = \lambda + 1$
7. répéter les étapes 2 à 6 jusqu'à  $\lambda = K$ .
8. Estimation des coefficients BEM  $\hat{\mathbf{g}}$  à partir de l'équation (3.11)
9. Calcul du vecteur des réponses impulsionnelles des trajets  $\mathbf{h}$  selon (3.4).
10. Calcul de la matrice du canal  $\mathbf{H}$  selon (3.12).

11. Égalisation du  $i^{eme}$  symbole OFDM.
  12. Symbole suivant :  $i = i + 1$ , Retournez à l'étape 1.
- End.

### Complexité de Calcul de l'Algorithme 2

Pour complexité de calcul de cette deuxième technique proposé. Évidemment, les principales charges de calcul provient de ce deuxième algorithme sont au niveau des l'étapes 2,5 et 8 , avec une complexité est de l'ordre  $\mathcal{O}(G^2Q)$  pour la deuxième étape . Alors que pour l'étape 5 où la mise à jour résiduelle est effectuée la complexité de calcul est de l'ordre  $\mathcal{O}(GJKQ)$  . Enfin dans l'étape 8 il est utilisé un estimateur LS pour l'extraction du vecteur des coefficient BEM avec une complexité de l'ordre  $\mathcal{O}(J^2K^2GQ)$ . Dans une application pratique  $J, K$  et  $Q$  sont des paramètres constants et beaucoup plus petits que  $G$ . En conséquence, nous obtenons la complexité approximative de l'algorithme 2 dans l'ordre de  $\mathcal{O}(G^2)$ , donc notre technique à le même ordre de complexité que celle de technique SDCS présente dans [3].

## 4.6 Simulations et Résultats

Dans ce qui suit, nous évaluons et comparons l'algorithme d'estimation du canal proposé dans ce chapitre à celui présenté dans [3]. Ce dernier [3] étant basé sur l'estimation conjointe des symboles consécutifs où l'estimation de chaque symbole utilise uniquement ces propres pilotes. Les performances de l'algorithme sont analysées en considérant différents ratios de pilotes par symbole OFDM, en présence de bruit AWGN. Dans le premier cas, nous utilisons  $M = 20$  clusters et  $L_p = 3$  pilotes par cluster, ce qui correspond à 60 pilotes par symbole, donnant un taux de pilotes par symbole de 11,72%, alors que dans le second test, nous supposons 100 pilotes par symbole ( $M = 20, L_p = 5$ ), ce qui équivaut à un taux de pilotes de 19,53%. Rappelons que l'estimation conventionnelle basée sur un seul symbole [3] utilise 54 pilotes ( $M = 20, L_p = 5$ ) représentant un taux de pilotes de 19,53%. De plus, la robustesse de l'approche proposée sera évaluée par rapport à des vitesses

TABLE 4.1 – Paramètres de simulation du canal multi trajets clairsemé

Paramètres	valeurs
Nombre de sous-porteuses	$N = 512$
Longueur du préfixe cyclique	$N_g = 64$
Ordre des chemins de canal	$L = 64$
Nombre des chemins non nuls	$K = 6$
Nombre de pilotes par cluster	$L_p = 3$ et $5$
Nombre de clusters par symbole	$M = 20$
Ordre des fonctions de base (BEM)	$Q = 5$
Modulation	QPSK
Modèle d'évanouissement de canal	Rayleigh
Modèle de spectre Doppler	Jakes
Fréquence Doppler normalisée	$\Delta_f = 0.065, 0.093, 0.14$ et $0.186$
Temps d'échantillonnage	$T_s = 0.5 \mu\text{sec}$
Fréquence de porteuse	$f_0 = 3\text{GHz}$

Doppler faibles et relativement élevées. A cet effet trois situations de mobilité ont été analysées, à cette effet nous avons utilisé l'écart Doppler Normalisé donné par :

$$\Delta_f = \frac{f_d}{N * T_s} \quad (4.12)$$

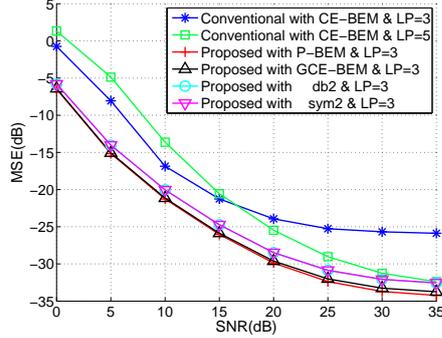
Les simulations ont été effectuées en présence de bruit AWGN à différents SNR, en supposant les modèles d'approximation suivants : le GCE-BEM, le P-BEM et le W-BEM (wavelet-based BEM) .

Les performances d'estimation de canal ont été évaluées en termes de MSE (Mean Square Error) et de BER (Bit Error Rate).

Les paramètres de simulation utilisés dans ce cadre sont résumés dans le tableau 4.1.

#### 4.6.1 Évaluation par rapport au Critère NMSE

En premier lieu, l'algorithme proposé est comparé à l'algorithme conventionnel en termes de NMSE (Normalised Mean Square Error ou NMSE), qui représente l'écart quadratique moyen normalisé entre les réponses impulsionnelles exactes du canal et celles estimées en fonction du SNR. A cette fin,

FIGURE 4.4 – NMSE en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.065$ 

nous définissons le critère NMSE comme étant

$$\text{NMSE}(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\mathbb{E}_h \{ \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|_2^2 \}}{\mathbb{E}_h \{ \|\mathbf{h}\|_2^2 \}} \right) \quad (4.13)$$

Les figures 4.4 , 4.5 , 4.6 et 4.7 montrent une comparaison de l'algorithme proposé avec l'approche conventionnelle en termes de NMSE, avec estimation LS et utilisation de divers modèles BEM.

Il apparait clairement au niveau des figures 4.4 et 4.5 qu'avec des vitesses de 350 et 500  $KM/h$ , soit un décalage Doppler de ( $\Delta_f = 0.065$  et 0.093), l'algorithme proposé offre de meilleurs résultats que la technique conventionnelle pour  $L_p = 3$ . On notera également, en observant les figures 4.6 et 4.7, que pour un effet Doppler plus élevé ( $\Delta_f = 0.14$  et 0.19), l'algorithme proposé présente toujours de meilleures performances avec les modèles P-BEM et GCE-BEM. Cependant avec les BEM a base d'ondelettes et à partir de 15dB les performances de l'algorithme proposé se déclinent par rapport aux autres modèles BEM ainsi que par rapport à la technique conventionnelle.

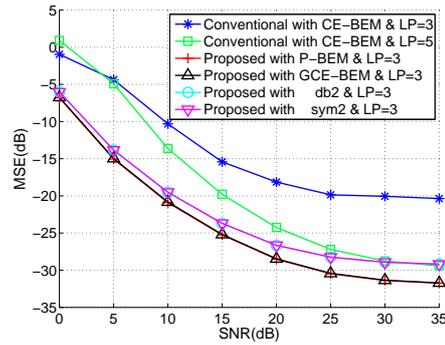


FIGURE 4.5 – NMSE en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.093$

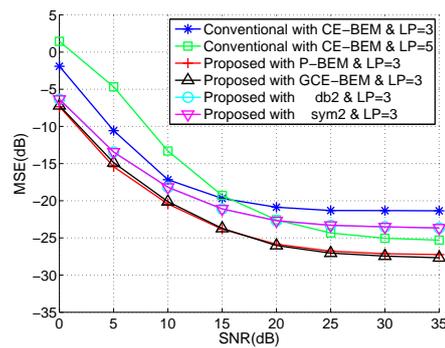


FIGURE 4.6 – NMSE en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.14$

---

Néanmoins nous avons utilisé seulement  $M \times L_p = 20 * 3 = 60$  sous-porteuse pilotes au lieu des 100 sous porteuses nécessaires à la technique conventionnelle de [3], ce qui constitue en soit un gain non négligeable en terme de ratio Pilotes/Data (PDR).

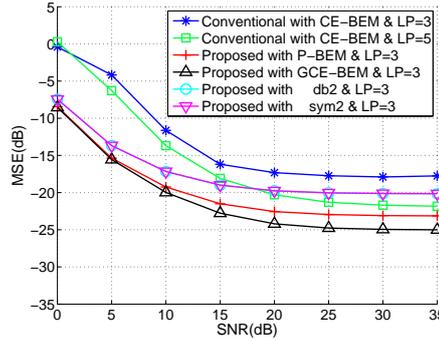


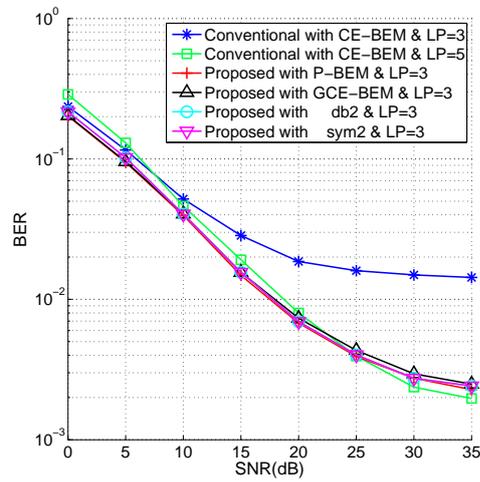
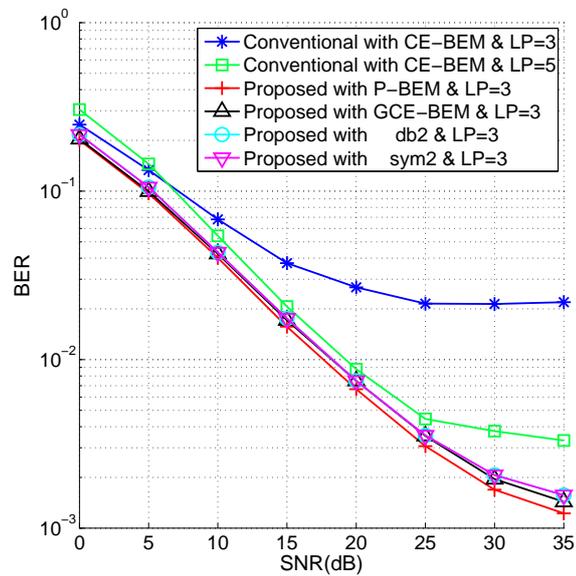
FIGURE 4.7 – NMSE en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.19$

#### 4.6.2 Résultats par rapport au Critère BER

Dans cette partie, La comparaison sera effectuée en termes de rapport d'erreurs binaires (BER, Bit Error Ratio) en fonction du SNR. Afin d'être dans les mêmes conditions que celles de la technique conventionnelle [3] nous utiliserons l'égaliseur "zero-forcing" (ZF), Les simulations sont réalisées pour différents modèles BEM et différentes fréquences Doppler.

Les figures 4.8 , 4.9 ,4.10 et 4.11 illustrent la comparaison des performances en termes de BER, en utilisant les différents modèles BEM , avec une estimation LS. Nous observons que l'algorithme proposé avec les modèles P-BEM et GCE-BEM surpasse significativement l'algorithme conventionnel pour  $L_p = 3$ , en offrant un PDR de 11.72% au lieu de 19.53% pour des effets Doppler faibles et élevés ( $\Delta_f = 0.5$ ).

Grâce à l'analyse ci-dessus, nous notons que l'algorithme proposé, fonctionnant avec les modèles P-BEM et GCE-BEM pourrait remplacer l'algorithme conventionnel en utilisant seulement trois sous-porteuses pilote par grappe de pilote ( $L_p = 3$ ) au lieu de cinq, soit une réduction de 40% des

FIGURE 4.8 – BER en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.065$ FIGURE 4.9 – BER en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.093$

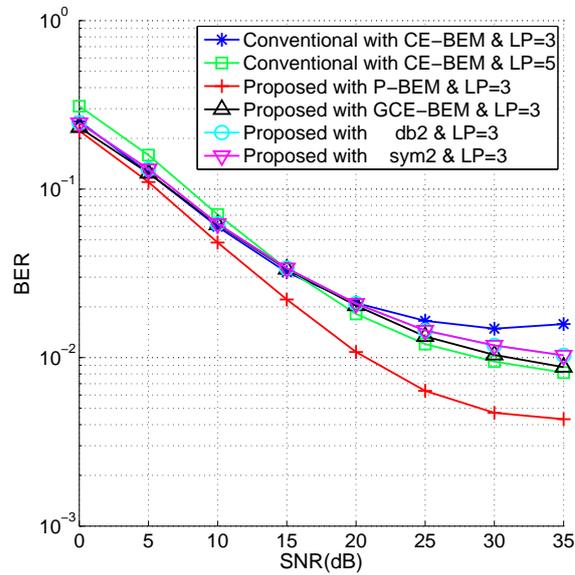


FIGURE 4.10 – BER en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.14$

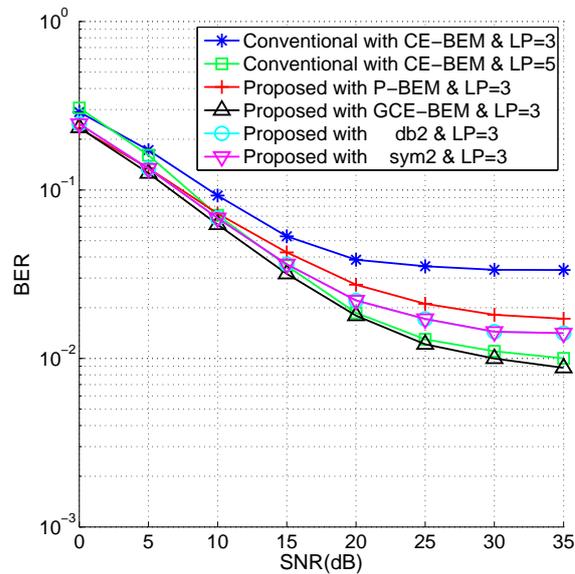


FIGURE 4.11 – BER en fonction de SNR pour  $\Delta_f = 0.19$

pilotes par symbole OFDM, ce qui offrirait un débit plus élevé avec de meilleures performances (MSE, BER) mêmes dans le cas d'une très grande mobilité (effet Doppler). Cependant, pour les modèles BEM à base des ondelettes nous pouvons conclure qu'ils sont performants uniquement dans des situations de faible mobilité.

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique d'estimation de canal multi symboles basée sur la technique SDCS dans un canal doublement sélectif à trajets multiples clairsemés avec modulation OFDM, en utilisant le modèle d'arrangement des pilotes décrit dans [2]. En concevant une base BEM étendue au sein de plusieurs symboles OFDM, pour l'approximation des variations du canal, nous avons proposé un nouvel algorithme permettant d'estimer les coefficients BEM du canal.

Cela nous a permis la réduction du PDR tout en maintenant une performance d'estimation satisfaisante. Les résultats de la simulation démontrent que la technique proposée basée sur l'exploitation des pilotes des symboles adjacents [61] atteint une précision d'estimation plus élevée que la celle basée sur l'approche SDCS conventionnelle, en termes de MSE et de BER, tout en réduisant de 40% le rapport PDR.

## Chapitre 5

## Conclusion générale

## 5.1 Conclusion générale

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'estimation de canal radio-mobile à évolution rapide pour un système OFDM. Notre démarche a consisté à estimer les variations des paramètres du canal physique, en se basant sur la technique d'estimation assistée par pilotes, avec l'approximation des variations du canal par les modèles BEM (Basic Expanded Models). On cherche ainsi à réduire le rapport pilotes sur données utiles (PDR), tout en maintenant une performance acceptable, ce qui permet d'améliorer le débit de transmission.

Nous avons développé une approximation à base de BEM étendu pour modéliser l'évolution des réponses impulsionnelles du canal au sein de plusieurs symboles OFDM. En tenant compte de cette modélisation, nous avons présenté une étude théorique pour l'estimation des gains complexes du type Rayleigh avec un spectre de Jakes dans un système OFDM. Ensuite, nous avons développé deux algorithmes d'estimation des variations temporelles des réponses impulsionnelles et de suppression d'ICI (Inter Carriers Interferences) pour des récepteurs à grande mobilité. Les techniques d'estimation proposées ont été appliquées pour les deux types de canaux les plus répandus dans la littérature. Afin de réduire le rapport PDR, nous avons mis en œuvre une technique qui exploite les pilotes des symboles adjacents à celui en cours de traitement. A cette fin, le développement de l'approximation du canal a été effectué par le modèle BEM étendu, ce qui nous a permis de réduire le nombre de coefficients nécessaires à la modélisation des variations de canal.

Pour chacun des deux types de canaux nous avons effectué une comparaison de la technique d'estimation proposée avec une technique récente adaptée au même type de canal. Nous avons démontré qu'une bonne estimation des variations temporelles des gains complexes du canal peut être obtenue en optimisant le PDR. A titre indicatif, nous avons relevé que malgré une réduction du PDR de 45% pour le premier algorithme, et de 40% pour le deuxième, à travers un fort étalement Doppler de  $\delta_f = 0.5$ , l'erreur de modélisation MSE et le taux d'erreurs binaires restaient faibles relativement aux techniques conventionnelles. En outre, nous avons montré l'intérêt du

fenêtrage et de l'utilisation des symboles OFDM adjacents dans le processus d'estimation du canal, tout en rappelant que la plupart des méthodes de la littérature utilisent uniquement les pilotes transportés par le symbole sous investigation.

Le premier algorithme d'estimation présenté est basé sur une disposition des pilotes de type peigne, régulièrement espacés. L'estimateur des moindres carrés (LS) ainsi que de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE) ont été utilisés du fait que les statistiques du canal sont supposées a priori connues. S'agissant du deuxième algorithme, nous avons utilisé uniquement l'estimateur LS, avec un espacement spécifique (non régulier) des pilotes en configuration du type « peigne ». Ceci a permis la localisation des indices des trajets ayant une puissance significative. Ensuite, en se basant sur cette structure des pilotes, et en plus de l'utilisation des BEM classiques pour l'approximation des réponses d'impulsion de canal nous avons proposé un modèle d'expansion basé sur les ondelettes.

En guise de perspectives et de travaux futurs, Il serait intéressant d'engager une réflexion par rapport à la recherche de la position optimale des pilotes au niveau d'un symbole OFDM. En effet, une disposition adéquate des pilotes pourrait conduire à une meilleure estimation des gains complexes, ainsi qu'à une localisation fiable des trajets multiples pour le deuxième type de canal, ce qui nous permettra de concevoir un algorithme unifié, ayant la capacité de prendre en charge les deux types de canaux sus cités.

Enfin, notons que ce travail a été réalisé dans le cadre d'une seule antenne en émission et en réception. A ce propos, nous pensons qu'il serait également intéressant d'étendre et de généraliser les algorithmes d'estimation, basés sur l'utilisation conjointe des symboles adjacents, au cas des antennes multiples dans les systèmes MIMO-OFDM.



# Bibliographie

- [1] Cannizzaro R.C. Leus G. Banelli P. Tang, Z. Pilot-assisted time-varying channel estimation for ofdm systems. *iee transactions on signal processing, vol. 55, no. 5, pp. 2226-2238, 2007.*
- [2] P Cheng, Z Chen, Y Rui, Y J Guo, L Gui, M Tao, and QT Zhang. Channel estimation for ofdm systems over doubly selective channels : A distributed compressive sensing based approach. *IEEE Transactions on Communications*, 61(10) :4173–4185, 2013.
- [3] Q Qin, L Gui, B Gong, X Ren, and W Chen. Structured distributed compressive channel estimation over doubly selective channels. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 62(3) :521–531, 2016.
- [4] L Hanzo and T Keller. *OFDM and MC-CDMA : a primer*. John Wiley & Sons, 2007.
- [5] N. Anas, S. Yusoff, and R. Mohamad. On the performace of multiband ofdm under log-normal channel fading. *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 6(6) :566–570, 2012.
- [6] T. Zemen and C. Mecklenbrauker. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(9) :3597–3607, 2005.
- [7] P. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE transactions on Communications Systems*, 11(4) :360–393, 1963.

- 
- [8] M. Patzold. *Mobile fading channels : Modelling, analysis and simulation*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [9] W. Weibull et al. A statistical distribution function of wide applicability. *Journal of applied mechanics*, 18(3) :293–297, 1951.
- [10] M. D. Yacoub. The  $\kappa$ - $\mu$  distribution and the  $\eta$ - $\mu$  distribution. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 49(1) :68–81, 2007.
- [11] H. Schulze and C. Lüders. *Theory and applications of OFDM and CDMA : Wideband wireless communications*. 2005.
- [12] V. Savaux. *Contribution à l'estimation de canal multi-trajets dans un contexte de modulation OFDM*. PhD thesis, Supélec, 2013.
- [13] JC. Guey, M. Fitz, M. Bell, and W. Kuo. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(4) :527–537, 1999.
- [14] B. Le Saux. *Estimation de canal pour systemes multi-antennes multi-porteuses*. PhD thesis, INSA de Rennes, 2007.
- [15] WG Jeon, KH Chang, and YS Cho. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels. *IEEE transactions on communications*, 47(1) :27–32, 1999.
- [16] ETSI Standard. Digital radio mondiale (drm) ; system specification. *ETSI ES*, 201(980) :V3, 2012.
- [17] P. Fertl and G. Matz. Channel estimation in wireless ofdm systems with irregular pilot distribution. *ieee transactions on signal processing*, 58(6) :3180–3194, 2010.
- [18] H. A Cirpan and M. Tsatsanis. Maximum likelihood blind channel estimation in the presence of doppler shifts. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(6) :1559–1569, 1999.

- 
- [19] G. Leus and M. Moonen. Deterministic subspace based blind channel estimation for doubly-selective channels. In *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003. SPAWC 2003. 4th IEEE Workshop on*, pages 210–214. IEEE, 2003.
- [20] D. Yang, J. Si, Z. Li, N. Beaulieu, J. Zhu, F. Zhou, and B. Hao. Blind carrier frequency offset estimation for single carrier and orthogonal frequency division multiplexing signals using least-order cyclic moments. *IET Communications*, 10(6) :669–676, 2016.
- [21] C. Shin, Robert W. Heath, and E. Powers. Blind channel estimation for mimo-ofdm systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(2) :670–685, 2007.
- [22] B Muquet, M De Courville, and P Duhamel. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for ofdm systems. *IEEE Transactions on signal processing*, 50(7) :1699–1712, 2002.
- [23] Y Zeng and T-S Ng. A semi-blind channel estimation method for multiuser multiantenna ofdm systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(5) :1419–1429, 2004.
- [24] Y. Shehadeh and S. Sezginer. An iterative channel estimator for fast-varying channels using successive ofdm symbols. In *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 2404–2408. IEEE, 2009.
- [25] Y. Peng, K. Zheng, W. Wang, Y il Kim, and YS Lee. Iterative partial-interference-cancellation-based detector for ofdm systems over doubly-selective rayleigh fading channels. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, pages 1–5. IEEE, 2007.
- [26] H Hijazi. *Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFMD*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2008.

- 
- [27] ML Moher and JH Lodge. Temp-a modulation and coding strategy for rician fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 7(9) :1347–1355, 1989.
- [28] P Muneer and S. Sameer. Doubly-selective channel estimation for ofdm systems using bernstein basis polynomials and kalman-tracking. In *2012 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pages 603–607. IEEE, 2012.
- [29] G. Leus. On the estimation of rapidly time-varying channels. In *Signal Processing Conference, 2004 12th European*, pages 2227–2230. IEEE, 2004.
- [30] K. Teo and S. Ohno. Optimal mmse finite parameter model for doubly-selective channels. In *GLOBECOM'05. IEEE Global Telecommunications Conference, 2005.*, volume 6, pages 5–pp. IEEE, 2005.
- [31] W U Bajwa, J Haupt, A M Sayeed, and R Nowak. Compressed channel sensing : A new approach to estimating sparse multipath channels. *Proceedings of the IEEE*, 98(6) :1058–1076, 2010.
- [32] C Liu, Y V Zakharov, and T Chen. Doubly selective underwater acoustic channel model for a moving transmitter/receiver. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3) :938–950, 2012.
- [33] M Unser. Sampling-50 years after shannon. *Proceedings of the IEEE*, 88(4) :569–587, 2000.
- [34] W U Bajwa, A M Sayeed, and R Nowak. Learning sparse doubly-selective channels. In *Communication, Control, and Computing, 2008 46th Annual Allerton Conference on*, pages 575–582. IEEE, 2008.
- [35] Y Chen, H Shao, W Huang, and F Yang. Channel estimation based on block-type pilot in ofdm systems over doubly-selective channels. In *Computational Problem-Solving (ICCP), 2011 International Conference on*, pages 409–413. IEEE, 2011.

- 
- [36] P. Schniter. Low-complexity equalization of ofdm in doubly selective channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(4) :1002–1011, 2004.
- [37] M Dong, L Tong, and B M Sadler. Optimal insertion of pilot symbols for transmissions over time-varying flat fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(5) :1403–1418, 2004.
- [38] Mohammad F. Rabbi, S. Hou, and C. Ko. Basis expansion model (bem) based channel estimation for ofdma uplink transmission. In *Communication Systems, 2008. ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International Conference on*, pages 1101–1105. IEEE, 2008.
- [39] S. Chen, G. Dai, and W. Rao. **A BEM for Estimation of Time-varying channels in ofdm.** In *Communications and Mobile Computing, 2009. CMC'09. WRI International Conference on*, volume 1, pages 256–259. IEEE, 2009.
- [40] J. Sheu and W. Sheen. Characteristics and modelling of inter-cell interference for orthogonal frequency-division multiple access systems in multipath rayleigh fading channels. *IET Communications*, 6(17) :3015–3025, 2012.
- [41] S. Tomasin, A. Gorokhov, H. Yang, and J Linnartz. Iterative interference cancellation and channel estimation for mobile ofdm. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(1) :238–245, 2005.
- [42] T A Thomas and F W Vook. Multi-user frequency-domain channel identification, interference suppression, and equalization for time-varying broadband wireless communications. In *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. 2000. Proceedings of the 2000 IEEE*, pages 444–448. IEEE, 2000.
- [43] M K Tsatsanis and G B Giannakis. Modelling and equalization of rapidly fading channels. *International journal of adaptive control and signal processing*, 10(2-3) :159–176, 1996.

- 
- [44] A. Kannu and P. Schniter. Mse-optimal training for linear time-varying channels. In *Proceedings.(ICASSP'05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005.*, volume 3, pages iii–789. IEEE, 2005.
- [45] A. Jamoos, E. Grivel, N. Christov, and M. Najim. Estimation of autoregressive fading channels based on two cross-coupled h infinity filters. *Signal, image and video processing*, 3(3) :209–216, 2009.
- [46] W. Jakes. *Microwave mobile channels*, 1974.
- [47] S K Sengijpta. *Fundamentals of statistical signal processing : Estimation theory*, 1995.
- [48] T. Cui, C. Tellambura, and Y. Wu. Low-complexity pilot-aided channel estimation for ofdm systems over doubly-selective channels. In *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, volume 3, pages 1980–1984. IEEE, 2005.
- [49] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus. Block dfe and windowing for doppler-affected ofdm systems. In *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005.*, pages 470–474. IEEE, 2005.
- [50] MR Raghavendra and K Giridhar. Improving channel estimation in ofdm systems for sparse multipath channels. *IEEE Signal Processing Letters*, 12(1) :52–55, 2005.
- [51] CR Berger, S Zhou, JC Preisig, and P Willett. Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication : From subspace methods to compressed sensing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(3) :1708–1721, 2010.
- [52] L Dai, J Wang, Z Wang, P Tsiaflakis, and M Moonen. Spectrum-and energy-efficient ofdm based on simultaneous multi-channel reconstruction. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(23) :6047–6059, 2013.

- 
- [53] D Hu, X Wang, and L He. A new sparse channel estimation and tracking method for time-varying ofdm systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(9) :4648–4653, 2013.
- [54] X Zhang, L Gui, B Gong, J Xiong, and Q Qin. Dynamic sparse channel estimation over doubly selective channels for large-scale mimo systems. In *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2017 IEEE International Symposium on*, pages 1–7. IEEE, 2017.
- [55] I E Telatar and D N Tse. Capacity and mutual information of wideband multipath fading channels. *IEEE transactions on information theory*, 46(4) :1384–1400, 2000.
- [56] M F Duarte and Y C Eldar. Structured compressed sensing : From theory to applications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(9) :4053–4085, 2011.
- [57] C Carbonelli, S Vedantam, and U Mitra. Sparse channel estimation with zero tap detection. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(5), 2007.
- [58] D Sundararajan. *Discrete wavelet transform : a signal processing approach*. John Wiley & Sons, 2016.
- [59] D L Donoho, M Elad, and V N Temlyakov. Stable recovery of sparse overcomplete representations in the presence of noise. *IEEE Transactions on information theory*, 52(1) :6–18, 2006.
- [60] E J Candès, J Romberg, and T Tao. Robust uncertainty principles : Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. *IEEE Transactions on information theory*, 52(2) :489–509, 2006.
- [61] A Baouni and A Farrouki. Channel estimation using a reduced rate of pilot subcarriers for ofdm systems over doubly-selective channels. *IET Communications*, 2018.