

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEINEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
Laboratoire Signaux et systèmes de communication

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister
(Option : Télécommunications Spatiales)

Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM

Présenté Par

BAOUNI ABDELKHALEK

Devant le **JURY**

Président :	M.L.RIABI	Professeur à l'Université Mentouri de Constantine
Rapporteur:	A .FARROUKI	Maître de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine
Examineurs :	F. SOLTANI	Professeur à l'Université Mentouri de Constantine
	T. LAROUSI	Maître de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine

Remerciements

Avant tout, Merci à Mon Dieu le Tout Puissant.

Ce travail a été réalisé au niveau de l'école doctorale EDTAS, au département d'Electronique, Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Mentouri de Constantine.

Je exprime ma gratitude à Monsieur A. FAROUKI pour avoir accepté de proposer et d'encadrer ce travail.

Je adresse également mes remerciements les plus sincères aux responsables de l'EDTAS, Professeurs M.H.RIABI et A.BENSLAMA

Je remercie vivement tous mes enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation, en particulier Prof. Z. HAMOUDI.

Enfin je exprime toute ma gratitude au Professeur F. SOLTANI et au Docteur T. LAROUSSE d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail de thèse et de participer au jury de soutenance.

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

Sommaire

Chapitre 1. Introduction et état de l'art

1.1 Contexte	1
1.2 Canal Radio-Mobile	3
1.2.1 Caractéristiques du canal radio-mobile	3
1.2.2 Sélectivité d'un canal et spectre de Jakes	5
1.3 System OFDM.	8
1.3.1 Introduction	8
1.3.2 Historique	8
1.3.3 La Modulation Multi porteuse	9
1.3.4 Notion d'orthogonalité	9
1.3.5 Avantages et inconvénients de l'OFDM	11
1.4 Etat de l'art	12
1.5 Plan de lecture	14

Chapitre 2. Analyse des ICI

2.1 Modèles mathématiques de l'OFDM	15
2.1.1 Emetteur	15
2.1.2 Canal physique	17
2.1.3 Récepteur :	17
2.2 Model discret de l'OFDM	20
2.3 Interférence entre porteuses	22
2.4 Rapport Signal à Bruit (SNR)	29
2.5 Interférences inter symboles (ISI)	30

Chapitre 3. Méthodes d'estimation du canal

3.1 Introduction	32
3.2 Algorithme d'estimation du canal par pilotes du type « peigne»	32
3.2.1 Principe	32
3.2.2 Estimation des valeurs moyennes des gains complexes	34
3.2.3 Méthode de suppression successive des interférences (SSI)	35
3.2.4 Estimation des gains et suppression d'ICI.	36
3.2.5 Discussion	38
3.3 Algorithme d'estimation du canal par pilotes du type bloc	40
3.3.1 Principe de l'algorithme	40
3.3.2 Estimation de canal	41

Chapitre 4. Algorithme proposé

4.1 Introduction	45
4.2 Modélisation mathématique de l'effet Doppler	45
4.2.1 Estimation de l'effet Doppler	47
4.2.2 Estimation des gains complexes des différents trajets	49
4.2.3 Calcul de la matrice du canal	50
4.3 Etapes algorithmiques	51
4.4 Résultats et discussions	53

Chapitre 5. Conclusions et Perspectives	60
Conclusions et Perspectives	

Table des figures

Fig. 1.1	Scénario typique de propagation radio-mobile	3
Fig. 1.2	Trajets multiples dans l'environnement du mobile en mouvement	5
Fig. 1.3	Spectre Doppler associé au l ^{ème} trajet	7
Fig. 1.4	Spectre d'un ensemble orthogonal	10
Fig. 1.5	Spectre en sortie du modulateur OFDM	10
Fig. 2.1	Système OFDM en bande de base à temps continu	15
Fig. 2.2	Système OFDM en bande de base à temps discret	20
Fig. 2.3	Puissance totale de l'ICI en fonction du paramètre Doppler normalisé	24
Fig. 2.4	Distribution de la puissance d'une sous-porteuse émise sur un ensemble des sous-porteuses voisines à la réception	25
Fig. 2.5	Distribution de la puissance d'une sous-porteuse normalisée émise sur un ensemble des sous-porteuses voisines à la réception	25
Fig. 2.6	Puissance totale de l'ICI en fonction de l'effet doppler	26
Fig. 2.7	Distribution de la puissance d'une sous-porteuse normalisée émise sur les différentes sous-porteuses voisines à la réception	27
Fig. 2.8	Insertion du préfixe cyclique	30
Fig. 2.9	interférences entre symboles (ISI) dans un canal multitrajet.	31
Fig. 3.1	Pilotes de type peigne avec $L_f = 3$	32
Fig. 3.2	Schéma bloc de l'estimateur du canal et de la SSI	36
Fig. 3.3	Diagramme fonctionnel de l'estimateur de la matrice du canal	36
Fig. 3.4	Diagramme de l'estimateur des gains complexes	37

Fig. 3.5	Erreur quadratique moyenne (MSE) en fonction de fdT pour SNR = 20 dB	38
Fig. 3.6	Erreur quadratique moyenne (MSE) en fonction de SNR pour $fdT = 0.05$	38
Fig. 3.7	Taux d'Erreur Binaire (BER) en fonction de SNR pour $fdT = 0.05$	39
Fig. 3.8	Taux d'Erreur Binaire (BER) en fonction de fdT pour SNR = 20db	39
Fig. 3.9	Schéma bloc d'élimination itérative des ICI	40
Fig. 3.10	Schéma bloc d'élimination itérative des ICI	43
Fig. 3.12	BER en fonction de SNR avec une constellation 16 PSK	44
Fig. 3.11	BER en fonction de SNR avec une constellation QPSK	45
Fig.4.1:	Synoptique du système proposé pour l'élimination des ICI	53
Fig.4.2 :	Constitution de la trame transmise	53
Fig. 4.3	BER en fonction de SNR	55
Fig. 4.4	MSE en fonction de SNR	56
Fig. 4.5	BER en fonction de fdT pour SNR = 20 dB ,40 dB avec une constellation QPSK ,8PSK	57
Fig. 4.6	MSE en fonction de fdT pour SNR = 20 dB ,40 dB avec une constellation QPSK ,8PSK	57
Fig. 4.7	comparaison avec la méthode d'interpolation en terme de BER	58
Fig. 4.8	comparaison avec la méthode d'interpolation en terme de BER	59
Fig. 4.9	BER en fonction de l'effet Doppler en absence de bruit AWGN	59
Fig. 4.10	BER en fonction de l'intervalle de temps entre deux séquences de mise à jour	60

Acronymes

AWGN	Additive White Gaussian Noise
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Vidéo Broadcasting
IC	Interference Cancellation
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
LMSE	Least Mean Square Error
MMSEC	Minimum Mean Square Error Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

1.1 Contexte

Un signal radiofréquence est émis sur un canal de transmission qui constitue son support physique. Ainsi, toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission ; les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles communément appelées ISI (Inter Symbole interférences). Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radiomobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes l'un par rapport à l'autre. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront également dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par :

- Son retard maximum (ou étalement des retards).
- Le temps de cohérence T_c ou bande de cohérence B_d
- Sa fonction de transfert, $h(t, \tau_l)$, et le retard $\tau_l(t)$ du $l^{\text{ème}}$ écho.

Les différents trajets pourront alors générer des interférences constructrices ou destructrices, suivant la localisation du récepteur relativement à l'émetteur et suivant les caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructrices peuvent mener à la perte totale du signal.

D'autre part, le gain du canal de propagation vu par le récepteur peut, non seulement varier de manière significative d'un symbole à l'autre, mais également à l'intérieur d'un même symbole. 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 caractérisé, par le produit $f_d T$ appelé étalement Doppler, où f_d et T représentent respectivement la fréquence Doppler et la durée d'un symbole. Plus ce produit est grand, plus le canal varie rapidement dans le domaine temporel.

En modulation multi porteuses, il s'agit d'effectuer un multiplexage fréquentiel basé sur la notion de sous- porteuses orthogonales. La variation du gain du canal durant la période d'un symbole conduit à la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses, ce qui rend la récupération des données transmises difficiles, voir impossible au niveau du récepteur. Ce phénomène est connu sous le nom de Inter-Carrier Interferences ou ICI. C'est particulièrement dans ce cadre que se situe notre travail en proposant des techniques permettant de diminuer l'effet des ICI au niveau d'une communication radio mobile avec modulation multi porteuses. L'élimination des interférences du type ICI est basée principalement sur les techniques d'estimation du canal

1.2 Canal Radio-Mobile

1.2.1 Caractéristiques du canal radio-mobile

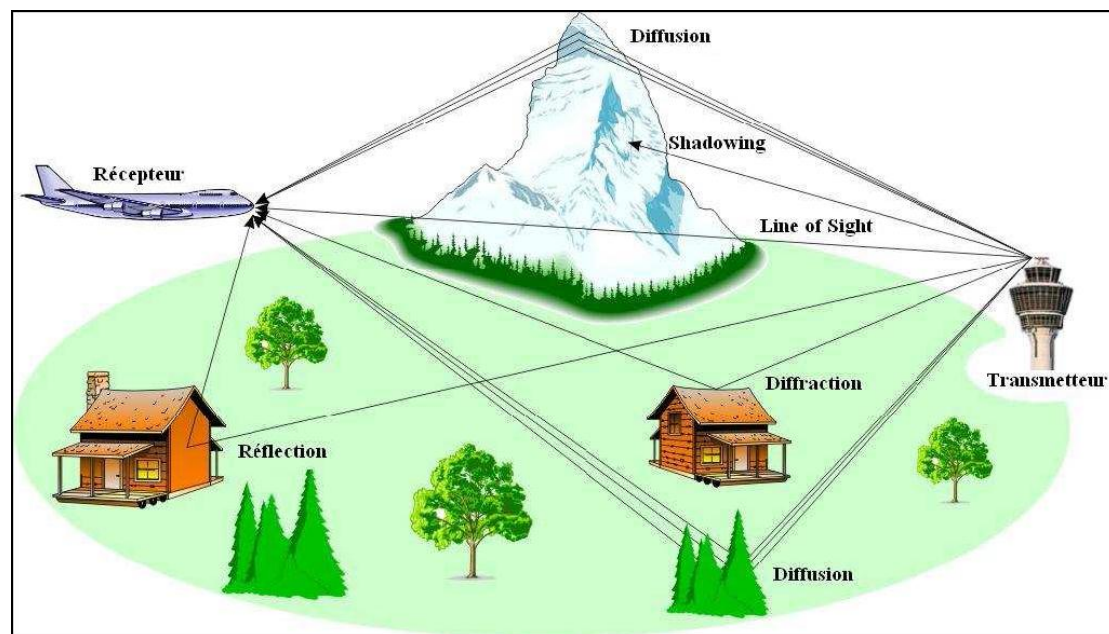


Fig. 1.1 Scénario typique de propagation radio-mobile

La figure 1.1 représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication sans fils, sont:

- la réflexion: elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde, comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.

- la diffraction : elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("shadowing").

- la diffusion ("scattering") : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de grandeur de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours et

aux évanouissements (Fading) 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 diffèrent. Le canal radiomobile 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 mesurée 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 ».

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 d'après des équations qui déterminent l'affaiblissement de parcours ("path-loss"). Statistiquement, de nombreuses études le caractérisent comme une variable aléatoire qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation.

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.

D'un point de vue statistique, les fluctuations de l'enveloppe du signal à court terme sont généralement caractérisées par une loi de Rayleigh ou de Rice. 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 le contexte de ce mémoire, nous nous intéressons qu'à l'évanouissement à court terme avec une loi de densité de probabilité du type Rayleigh.

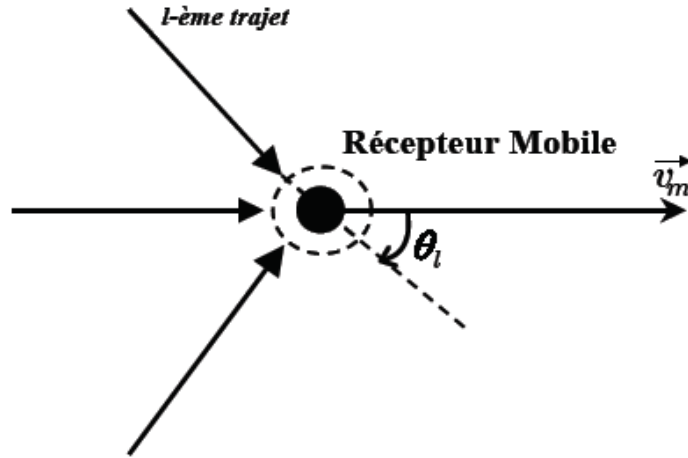


Fig. 1.2 Trajets multiples dans l'environnement du mobile en mouvement

En raison des dispersions et des réflexions sur les obstacles du milieu de propagation, le signal reçu $r(t)$ est composé par une superposition de L versions retardées et atténuées du signal émis $s(t)$ (Fig.1.2). Le signal reçu s'écrit donc [1] :

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l(t) s(t - \tau_l(t)) \quad (1.1)$$

où

- L est le nombre de trajets.
- $\tau_l(t)$ est le retard de propagation associé au $l^{\text{ème}}$ trajet.
- $h_l(t)$ est le gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet.

On en déduit alors la forme de la réponse impulsionnelle du canal physique en bande de base [1] :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L h_l(t) \delta(t - \tau_l(t)) \quad (1.2)$$

1.2.2 Sélectivité d'un canal et spectre de Jakes

Nous donnerons dans un premier temps la définition de base de la notion de temps et de fréquence de cohérence d'un canal.

Le temps de cohérence du canal mesure la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses du canal à l'émission de deux impulsions sont décorréliées, tandis que la bande de cohérence du canal correspond à l'écart fréquentiel minimal pour que deux composantes spectrales du canal soient décorréliées[1].

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 [1]. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées différemment que d'autres. Dans cette étude, nous nous sommes uniquement intéressés aux canaux sélectifs en temps et en fréquence.

La modélisation aléatoire consiste à décrire les gains complexes des trajets $h_l(t)$ par une loi de distribution et une fonction d'autocorrélation, notée $R_{h_l}(\Delta t)$. Les amplitudes complexes des différents trajets sont indépendantes entre elles. Dans le cas du modèle de Rayleigh (NLOS), la densité de probabilité du gain complexe du trajet l est Gaussienne de variance σ_l^2 , ce qui donne :

– les parties réelles et imaginaires de $h_l(t)$ sont des variables Gaussiennes centrées et non corrélées.

– le module $\alpha_l(t) = ||h_l(t)||$ suit alors une loi de Rayleigh, donnée par [1]:

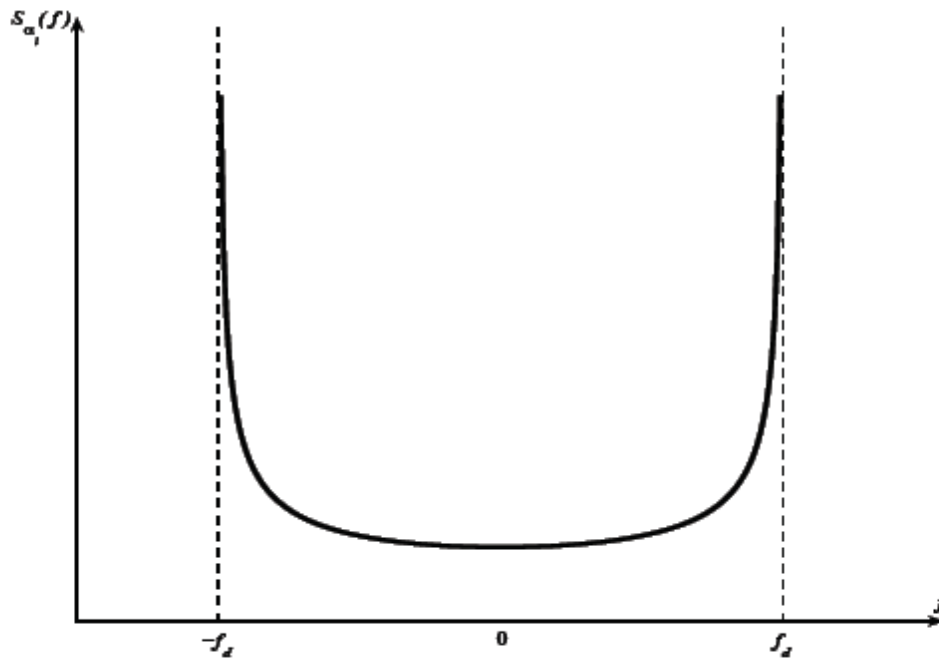
$$p(\alpha_l) = \begin{cases} \frac{\alpha_l}{\sigma_l^2} e^{-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_l^2}} & \text{si } \alpha_l \geq 0 \\ 0 & \text{si } \alpha_l \leq 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

- la phase $\Phi_l(t)$ du gain complexe est uniformément distribuée entre 0 et 2π [1] :

Dans ce qui suit, nous allons considérer un canal radio-mobile à trajets multiples suivant une loi de Rayleigh avec un spectre Doppler du type Jakes [2]. La forme de ce type de spectre est illustrée par la figure 3.1. La fonction d'autocorrélation du canal est donnée par [2].

$$R_{h_l}(\Delta t) = E[h_l(t)h_l(t - \Delta t)^*] = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (1.4)$$

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

Fig1.3 Spectre Doppler associé au 1^{ème} trajet

On associe un spectre Doppler à chaque trajet qui peut se déduire par transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_{h_l}(\Delta t)$:

$$S_{h_l}(f) = TF_{\Delta t}[R_{h_l}(\Delta t)] = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t) = \begin{cases} \frac{\sigma_l^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} & \text{si } |f| \leq f_d \\ 0 & \text{si } |f| > f_d \end{cases} \quad (1.5)$$

1.3 System OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

1.3.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi porteuses consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en « orthogonalisant » les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral. L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de Fourier rapide (FFT).

En résumé, l'idée principale de l'OFDM consiste à diviser la bande spectrale disponible en sous-canaux (sous-porteuses). Cette subdivision spectrale conduit à des sous canaux dont la bande de fréquence reste très faible par rapport à la bande de cohérence du canal. Ceci garantit la propriété de non sélectivité en fréquence du canal [1]. Pour obtenir une efficacité spectrale élevée, les réponses fréquentielles des sous-canaux sont en partie non disjointes mais orthogonales, d'où l'appellation OFDM.

1.3.2 Historique

La modulation multi-porteuses a été introduite à la fin des années 50, sa première utilisation était dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires. Quelques années plus tard elle a été améliorée avec l'apparition du concept des signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (OFDM) ou multiplex à division de fréquences orthogonales. La mise en œuvre de l'OFDM à l'époque consistait à utiliser des filtres de Nyquist [3]. Du fait de la complexité à générer des bancs de filtres de sinusoïdes, l'OFDM n'a pas tout de suite intéressé les industriels civils. 20 ans plus tard le schéma de modulation-démodulation a été simplifié avec l'utilisation de la transformée de Fourier discrète inverse (TDFI) à l'émission et de la TFD au niveau du récepteur, ce qui rend facile son implémentation numérique. Dans le milieu des années 1980, la technique OFDM a été développée dans les domaines industriels civils tels que le projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting).

1.3.3 La Modulation Multi porteuse

Les techniques multi porteuses consistent à transmettre en même temps des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses. L'amélioration de l'efficacité spectrale s'effectue est obtenue grâce à l'orthogonalisation des sous porteuses, ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits basés sur l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT).

1.3.4 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM réside dans le fait que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les sous porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

L'utilisation d'un très grand nombre de sous porteuses est une alternative contraignante car nécessitant beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres. Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de $f_u = 1/T_u$ entre les sous-porteuses [3], où T_u est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les sous porteuses forment alors un ensemble orthogonal (Fig1.4).

En considérant d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad (1.6)$$

Avec $\omega_u = 2\pi/T_u$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité, en l'occurrence

$$\int_t^{t+T} \Psi_k(t) \Psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0, & k \neq m \\ T_u, & k = m \end{cases} \quad (1.7)$$

Les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de récupérer facilement les symboles.

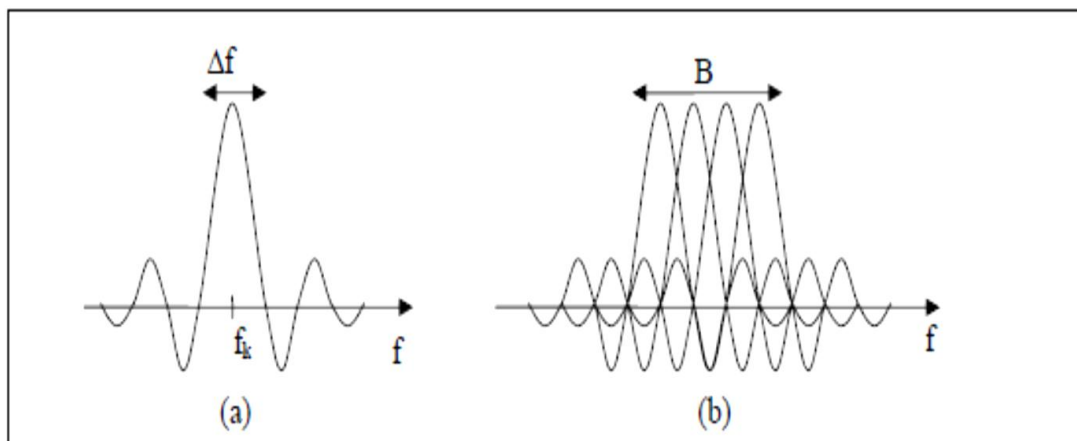


Fig1.4 spectre d'un ensemble orthogonal

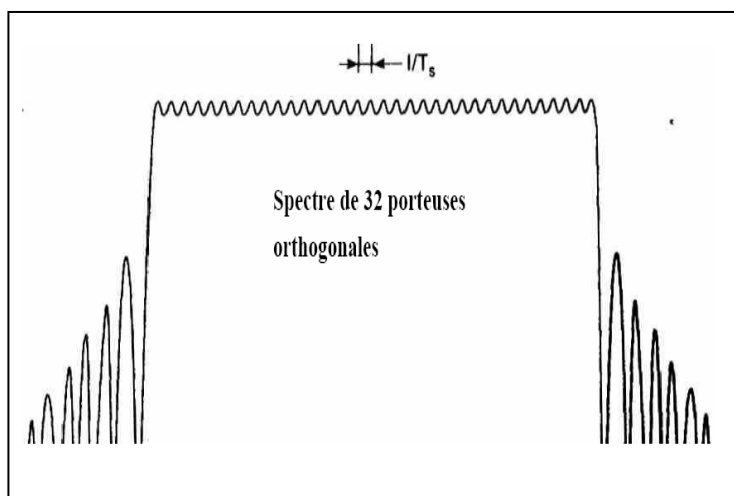


Figure 1.5 Exemple d'un spectre en sortie du modulateur OFDM

1.3.5 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Contrairement aux transmissions mono porteuse, un des grands avantages de la modulation OFDM consiste en la simplicité de l'égalisation des distorsions. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les principaux avantages et inconvénients de la modulation l'OFDM sont nombreux, on peut en citer [4] :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est principalement dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsionnel puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuse, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses.

- Plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son intérêt car il faut alors mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent grandement les débits .

- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation [5]. En effet, la fréquence offset engendre des interférences ICI qui peuvent détruire l'orthogonalité entre sous porteuses.

1.4 Etat de l'Art

Dans cette section, nous allons décrire les méthodes existantes pour l'estimation de canal et l'élimination des ICI dans un contexte OFDM.

La conception d'un estimateur de canal repose fondamentalement sur deux problèmes qui sont la quantité des symboles pilotes devant être transmis et la performance de l'estimateur vis à vis des différentes contraintes de canal de transmission (multi-trajet, sélectivité en temps, sélectivité en fréquence...). Ces deux problèmes sont bien évidemment liés puisque les performances de l'estimateur dépendent de la quantité des données pilotes émises. Cependant, il existe quelques méthodes qui n'utilisent aucune information pilote. Ces méthodes dites « aveugles » peuvent se baser sur l'utilisation de la cyclostationarité introduite par le préfixe cyclique [6]. Aujourd'hui il existe un grand nombre d'articles portant sur les techniques semi-aveugles. L'estimation de canal peut être effectuée à l'aide de l'insertion de symboles pilotes sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM avec une période spécifique, connue sous le nom d'« estimation du canal par pilotes de type bloc ». Elle peut aussi être réalisée en insérant des symboles pilotes dans chaque symbole OFDM, il s'agit des méthodes appelées « estimation du canal par pilotes de type peigne ». 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 [5]. Par contre, l'estimation du canal par pilotes de type peigne a été présentée pour assurer l'égalisation quand le canal change d'un symbole OFDM à un autre ou au sein d'un même symbole OFDM [7]. Dans [5] il est spécifié que si le duré du bloc OFDM est inférieure à 10% du temps de cohérence de canal, la variation du gain complexe du canal (GCC) peut être supposée linéaire. En se basant sur cette hypothèse et en utilisant des pilotes du type bloc X.Young et all [8] proposent un algorithme itératif d'estimation de canal et d'élimination des ICI conduisant à des résultats satisfaisants. En contre partie, malgré les performances obtenus, cet algorithme demeure limité par le temps de cohérence (inverse de la fréquence Doppler [2]), ce qui permet de constater qu'il est très sensible à l'effet Doppler.

L'utilisation des symboles pilotes intégrés au signal utile appelée Modulation Assistée par des Symboles Pilotes (PSAM : "Pilot-Symbol Assisted Modulation") a été introduite pour des systèmes mono-porteuse par Moher et Lodge

[9]. A partir du moment où en OFDM, chaque sous porteuse est soumise à un évanouissement non sélectif, la méthode PSAM peut être généralisée aux deux dimensions (temps-fréquence). Dans ce cas les données pilotes sont placées dans certaines positions du treillis OFDM temps-fréquence. L'estimation du canal se fait généralement sur la réponse fréquentielle si le canal est invariant dans un symbole OFDM, ou sur la réponse impulsionnelle du canal discret équivalent si le canal varie dans un symbole OFDM. Dans le premier cas, des méthodes classiques (conventionnelles) estiment la réponse fréquentielle du canal aux fréquences des différentes sous-porteuses pilotes, en utilisant les critères LS ou LMMSE ("Linear Minimum Mean Square Error), et en faisant une interpolation fréquentielle pour obtenir la réponse du canal [7]. L'interpolation dans le domaine temporel a donné le plus faible taux d'erreur binaire par comparaison à l'interpolation linéaire [7]. Dans [2], l'interpolation passe-bas a montré la meilleure performance par rapport à toutes les techniques d'interpolation. Pour un canal invariant dans un symbole OFDM, [11] propose un algorithme d'estimation qui utilise un développement polynomial dans le domaine temps-fréquence pour la réponse fréquentielle du canal. Cet algorithme exploite la corrélation de la réponse du canal dans les deux domaines temps et fréquences pour davantage réduire le niveau de bruit par rapport aux méthodes utilisant seulement le modèle polynomial dans le domaine temps ou fréquence. De meilleures performances sont obtenues dans [11] avec une approche s'appuyant sur l'estimation des paramètres du canal physique, consistant à estimer directement les retards puis les gains complexes des trajets.

Dans [12], une méthode linéaire est utilisée pour approximer les variations des coefficients du canal discret. Les pentes de variation des coefficients sont estimées à partir du préfixe cyclique, ou à partir de deux symboles OFDM adjacents. Cependant, si l'étalement des retards du canal augmente, le nombre de coefficients du canal discret équivalent augmente également.

1.5 Plan de lecture

Le manuscrit comprend 4 chapitres dont le contenu est décrit ci-après. Le chapitre 1 est introductif. Il décrit l'état de l'art pour les systèmes OFDM ainsi que le canal de communication mobile. Dans le chapitre 2, nous analysons le problème des interférences ICI dans le cas d'un canal Rayleigh multi-trajet et l'utilisation de l'intervalle de garde pour minimiser les interférences entre symboles ISI. Dans le chapitre 3 nous décrivons deux types d'algorithmes, disponibles dans la littérature, pour l'élimination des interférences ICI tout en détaillant leurs étapes algorithmiques respectives. Dans le chapitre 4 nous proposons un algorithme d'estimation du canal et d'élimination des ICI basé sur la séparation de l'effet Doppler de l'étape d'estimation du gain du canal. Cette partie constitue notre contribution effective dans le cadre de ce mémoire. La présentation et l'interprétation des différents résultats de simulation ainsi qu'une comparaison entre les différents algorithmes examinés seront également données au niveau de ce chapitre. Nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale dans laquelle nous présentons les principaux points étudiés ainsi que les résultats obtenus à l'issue de ce travail.

2.1 Modèles mathématiques de l'OFDM

La transmission avec modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) peut être modélisée de plusieurs manières. La figure 2.1 illustre une représentation en modèle continu du système OFDM.

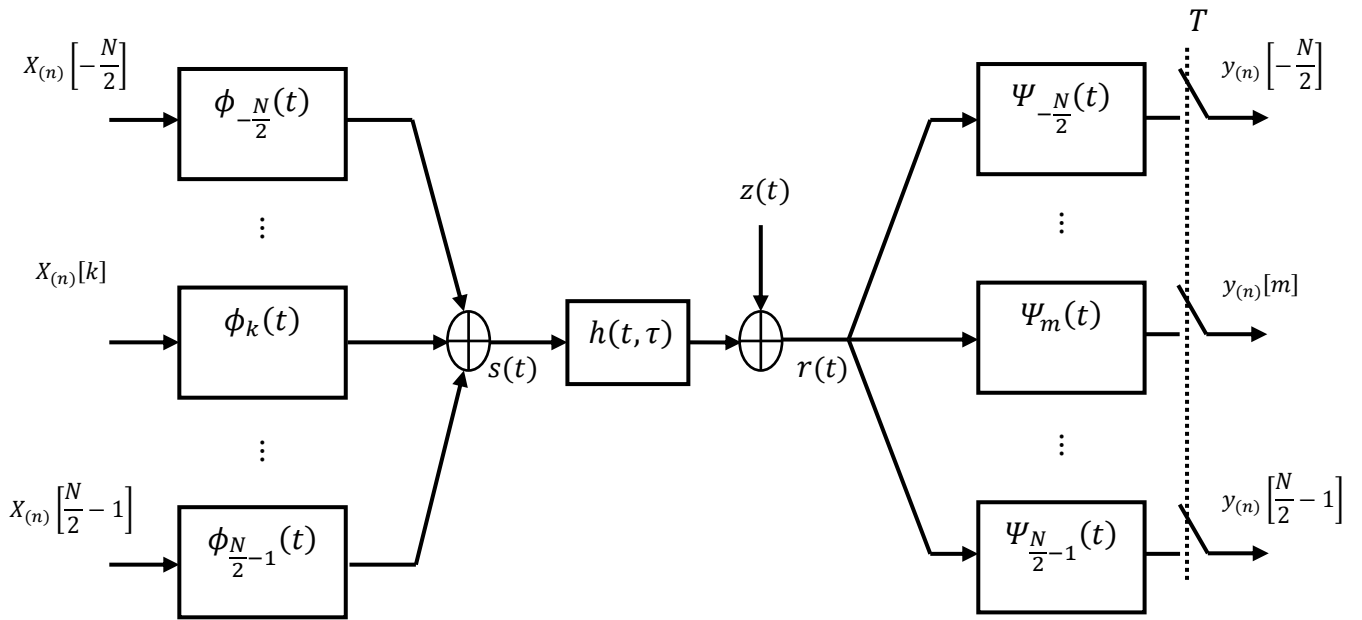


Fig. 2.1 Système OFDM en bande de base à temps continu

2.1.1 Emetteur

Considérons un système OFDM comportant N sous-porteuses complexes orthogonales réparties dans une bande de largeur $W = 1/T_s$, et transmettant des symboles de durée T secondes, comprenant un préfixe cyclique de durée T_g . Cet émetteur utilise les formes d'ondes suivantes :

$$\phi_m(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{m}{T_u}t}, & t \in [-T_g, T_u] \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec $m \in \left[-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}-1\right]$, $T_u = NT_s$, $T_g = N_g T_s$ et $T = T_u + T_g$

T_s et T_u représentent respectivement le temps d'échantillonnage et la durée effective d'un symbole.

Notons que

$$\phi_m(t) = \phi_m(t + T_u) \quad (2.2)$$

lorsque t décrit le préfixe cyclique $[-T_g, 0]$. Ces formes d'ondes vérifient la relation d'orthogonalité suivante:

$$\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \phi_m(t) \phi_k^*(t) dt = \delta_{m,k} \quad (2.3)$$

Où $\delta_{m,k}$ représente le symbole de Kronecker.

L'insertion d'un préfixe cyclique $T_g \geq \tau_{max}$ permet de supprimer l'ISI [1], où τ_{max} représente le retard maximal induit par le canal. Ainsi, le signal transmis pour le $n^{ème}$ symbole OFDM est :

$$s_{(n)}(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}(k) \phi_m(t - nT) \quad (2.4)$$

2.1.2 Canal physique

On suppose la réponse impulsionnelle du canal physique $h(t, \tau)$ est variable en temps et en fréquence, et le retard est inférieur au temps de garde; $\tau > Tg$ ($\tau \in [0, Tg]$). Le signal reçu devient:

$$r(t) = (h \otimes s)(t) + z(t) = \int_0^{Tg} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + z(t) \quad (2.5)$$

Où $z(t)$ est un Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN) complexe.

2.1.3 Récepteur

Le récepteur consiste à un banc de filtres, adapté à la dernière partie $[0, T_u]$ des formes d'ondes de l'émetteur, c'est à dire :

$$\Psi_m(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_u} \phi_m^*(-t), & t \in [-T_u, 0] \\ 0 & , \text{ ailleurs} \end{cases} \quad (2.6)$$

Où (*) représente l'opérateur conjugué complexe.

Ceci signifie en clair que le préfixe cyclique est retiré à la réception. Puisque le préfixe cyclique contient, par définition, toute l'interférence entre symboles OFDM provenant du symbole précédent, le signal échantillonné en sortie du banc de filtres du récepteur ne contient pas d'ISI. En utilisant (2.4), (2.5) et (2.6), on obtient la k-ème sous-porteuse reçue durant le n^{ème} symbole OFDM

$$Y_{(n)}(m) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}(k) \int_{nT}^{nT+T_u} \left(\int_0^{T_g} h(t, \tau) \phi_k(t - nT - \tau) d\tau \right) \Psi_m(t - nT) dt + Z(m) \quad (2.7)$$

Où $Z(m) = \int_{nT}^{nT+T_u} b(t) \Psi_m(t - nT) dt$ est un bruit blanc complexe Gaussien Grâce à la forme exponentielle complexe de $\phi_k(t - nT - \tau)$, l'intégrale intérieure peut être écrite comme :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_g} h(t, \tau) \phi_k(t - nT - \tau) d\tau &= \phi_k(t - nT) \int_0^{T_g} h(t, \tau) e^{-j2\pi \frac{k}{T_g} \tau} d\tau \\ &= \phi_k(t - nT) H(t, k) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Où $H(t, k) = TF_\tau[h(t, \tau)]$

On à donc

$$Y_{(n)}(m) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}(k) \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H(t + nT, k) \phi_k(t) \phi_m^*(t) dt + Z_{(n)}(m) \quad (2.9)$$

$$Y_{(n)}(m) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} H_{(n)}(m, k) X_{(n)}(k) + Z_{(n)}(m) \quad (2.10)$$

avec

$$H_{(n)}(m, k) = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H(t + nT, k) \phi_k(t) \phi_m^*(t) dt \quad (2.11)$$

On utilise la méthode du rectangle [2] avec un pas de subdivision T_s pour évaluer l'intégrale (2.10) et simplifier $H_{(n)}$. On obtient donc :

$$\begin{aligned} H_{(n)}(m, k) &\approx \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} H(qT_s + nT, k) e^{j2\pi \frac{(k-m)q}{N}} \\ H_{(n)}(m, k) &\approx \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L e^{-j2\pi \frac{k}{N} \tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} h_l^{(n)}(qT_s) e^{j2\pi \frac{(k-m)q}{N}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

L et h_l correspondent respectivement au nombre de trajets multiples et au gain complexe du l^{eme} trajet.

En utilisant les notations matricielles, on décrit l'équation globale du système OFDM par

$$Y_{(n)} = H_{(n)} X_{(n)} + Z_{(n)} \quad (2.13)$$

Les symboles OFDM $Y_{(n)}$, $X_{(n)}$ et $Z_{(n)}$ sont des vecteurs de tailles $N \times 1$ et $H_{(n)}$ est une matrice de taille $N \times N$, définie par :

$$\begin{aligned}
X_{(n)} &= \left[X_{(n)} \left(-\frac{N}{2} \right), X_{(n)} \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, X_{(n)} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \right]^T \\
Y_{(n)} &= \left[Y_{(n)} \left(-\frac{N}{2} \right), Y_{(n)} \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, Y_{(n)} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \right]^T \\
Z_{(n)} &= \left[Z_{(n)} \left(-\frac{N}{2} \right), Z_{(n)} \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, Z_{(n)} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \right]^T \\
H_{(n)} &= \begin{bmatrix} H_{(n)} \left(-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} \right) & \dots & H_{(n)} \left(-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1 \right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{(n)} \left(\frac{N}{2} - 1, -\frac{N}{2} \right) & \dots & H_{(n)} \left(\frac{N}{2} - 1, \frac{N}{2} - 1 \right) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

La matrice du canal $H(n)$ contient, sur sa diagonale, la moyenne temporelle sur la durée effective d'un symbole OFDM de la réponse fréquentielle du canal $H_{(n)}(m, m)$, et les coefficients de l'ICI $H_{(n)}(m, k)$, $m \neq k$ ailleurs.

On peut alors représenter le système OFDM comme un ensemble de N canaux Gaussiens en parallèle. Dans le cas d'un canal radio-mobile à trajets multiples où les gains complexes sont invariants dans un symbole OFDM, on obtient d'après (2.12) :

$$H_{(n)}(m, m) = \sum_{l=1}^L \bar{h}_l^{(n)} e^{-j2\pi \frac{m}{N} \tau_l} \quad (2.14)$$

et par suite la diagonale de la matrice du canal peut être représentée comme une transformation de Fourier (calibrée selon les retards des trajets) des différents gains complexes :

$$H_{(n)} = \text{diag}(Q \bar{h}^{(n)}) \quad (2.15)$$

où Q et $\bar{h}_l^{(n)}$ sont respectivement la matrice de transformation de Fourier $N \times L$ et le vecteur $L \times 1$ donnés par :

$$Q = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{-N}{2} \tau_1} & \dots & e^{-j2\pi \frac{-N}{2} \tau_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(N-1)}{2} \tau_1} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N-1)}{2} \tau_L} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\bar{h}^{(n)} = \left[\bar{h}_1^{(n)}, \bar{h}_2^{(n)}, \dots, \bar{h}_L^{(n)} \right]^T \quad (2.17)$$

2.2 Modèle discret de l'OFDM

Mettre en œuvre un système OFDM continu tel que nous l'avons décrit précédemment nécessite l'utilisation de N filtres analogiques en parallèle parfaitement orthogonaux. Ces filtres sont pratiquement très difficiles à réaliser et leur implantation est très coûteuse. C'est pourquoi cette opération est aujourd'hui réalisée numériquement. Le modèle du système OFDM à temps discret est illustré dans la figure 2.2.

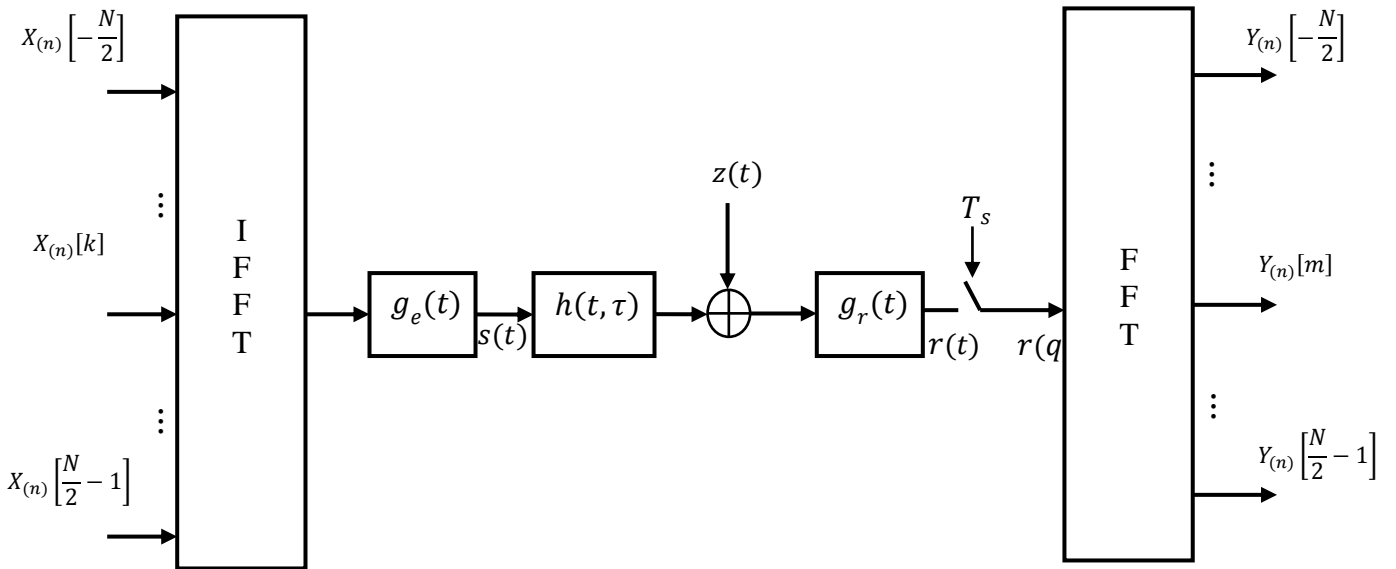


Fig. 2.2 – Système OFDM en bande de base à temps discret

Dans ce modèle, les bancs de filtres de l'émetteur et du récepteur sont remplacés par une transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) et une transformée de Fourier discrète (TFD), respectivement. Le signal numérique ainsi créé subit une conversion numérique-analogique et une mise en forme par le filtre d'émission $g_e(t)$ avant d'être transmis dans le canal $h(t, \tau)$. Il est représenté par :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-N_g}^{N-1} s_{(n)}[q] g_e(t - qT_s - NT) \quad (2.18)$$

Si on suppose que la transmission des N sous-porteuses est dans la région plate des réponses fréquentielles des filtres d'émission et de réception, l'équation (2.18) revient donc à l'équation (2.10). On peut donc conclure que les deux modèles analogique et discret sont équivalents.

où $s_{(n)}[q]$ sont les $V = N + Ng$ échantillons du $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM générés par le modulateur TFDI et complétés par un préfixe cyclique, définis par :

$$s_{(n)}(q) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}(k) W_N^{kq} \quad (2.19)$$

Où $W_N^{kq} = e^{-j2\pi \frac{kq}{N}}$

Le signal reçu du n -ème symbole OFDM à l'entrée de récepteur est donné par :

$$\begin{aligned} r(q) &= s(q) * h(q, \tau) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(q - \tau) h_l(q) \delta(\tau - \tau_l) d\tau \int_{-\infty}^{+\infty} s(q - \tau) h(q, \tau) d\tau \\ &= \sum_{l=0}^L s(q - \tau_l) h_l(q) \\ &= \sum_{l=0}^L \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x(k) W_N^{-k(q-\tau_l)} h_l(q) \\ &= \sum_{l=0}^L \frac{1}{N} W_N^{k\tau_l} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} h_l(q) x(k) W_N^{-kq} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Après la démodulation :

$$\begin{aligned} Y(m) &= IFFT[r(q)] \\ Y(m) &= \sum_{q=0}^{N-1} r(q) W_N^{mq} \\ Y(m) &= \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{l=0}^L W_N^{k\tau_l} \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} h_l(q) x(k) W_N^{-kq} W_N^{mq} \\ Y(m) &= \sum_{l=0}^L W_N^{k\tau_l} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x(k) \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) W_N^{(m-k)q} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$Y(m) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x(k) \frac{1}{N} \sum_{l=0}^L W_N^{k\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) W_N^{(m-k)q}$$

Où

$$H(m, k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^L W_N^{k\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) W_N^{(m-k)q} \quad (2.21)$$

$H(m, k)$ est l'effet du sous-canal k sur la donnée véhiculée par le sous-canal m et $W_N^{(m-k)q} = e^{-j2\pi \frac{(m-k)q}{N}}$

2.3 Interférences entre porteuses (ICI)

Dans cette partie, nous allons étudier l'effet des interférences ICI. Pour cela, nous allons d'abord présenter la distribution de puissance sur l'ensemble des sous-porteuses à la réception, en réponse à l'émission d'un symbole sur une sous-porteuse particulière.

Dans un canal mobile de types Rayleigh, $h_l(t)$ est un processus complexe Gaussien à bande étroite, stationnaire au sens large (WSS), avec un spectre de Jakes [10], on a donc :

$$R_{h_l}(\Delta t) = E[h_l(t)h_l(t - \Delta t)^*] = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (2.22)$$

En posant $t = q_1 T_s$ et $t - \Delta t = q_2 T_s$, on aura :

$$E[h_l(q_1 T_s)h_l(q_2 T_s)^*] = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) \quad (2.23)$$

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

Le canal est supposé normalisé ($\sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = 1$). Afin d'avoir des indices matriciels $k, m \in [1, N]$, on effectue ce changement d'indices $\hat{m} = m - 1 - N/2$ et $\hat{k} = k - 1 - N/2$ dans l'équation (2.10). Ainsi, le système OFDM sera décrit par :

$$Y_{(n)} = H_{(n)} X_{(n)} + Z_{(n)}$$

$$[H_{(n)}]_{m,k} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^L W_N^{(k-\frac{N}{2}-1)\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) W_N^{(m-k)q} \quad (2.24)$$

Les trajets étant non corrélés, le canal et les symboles étant indépendants et normalisés, la puissance distribuée sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse reçue, due à l'émission du symbole $[X_{(n)}]_m$ de la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse, sera donnée par [2] :

$$\begin{aligned} P_{m,k} &= E \left[|[H_{(n)}]_{m,k} [X_{(n)}]_m|^2 \right] = E \left[|[H_{(n)}]_{m,k}|^2 \right] E \left[|[X_{(n)}]_m|^2 \right] = E \left[|[H_{(n)}]_{m,k}|^2 \right] \quad (2.25) \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^L \sum_{q_1=0}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} E \left[h_l^{(n)}(q_1) h_l^{(n)*}(q_2) W_N^{(m-k)(q_1-q_2)} \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \sum_{q_1=0}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) W_N^{(m-k)(q_1-q_2)} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) W_N^{(m-k)(q_1-q_2)} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) W_N^{(v)(q_1-q_2)} = P_v \quad (2.26) \end{aligned}$$

On remarque que la puissance $P_{m,k} = P_v$ (avec $v = m - k$) est indépendante des retards de propagations des trajets $\{\tau_l\}$. On introduit un nouveau paramètre $f_d T_s$ appelé étalement Doppler normalisé ("Doppler spread") pour représenter l'ampleur de l'effet Doppler (Fig.2.3). Ce paramètre caractérise la vitesse de variation temporelle des gains complexes dans un symbole OFDM.

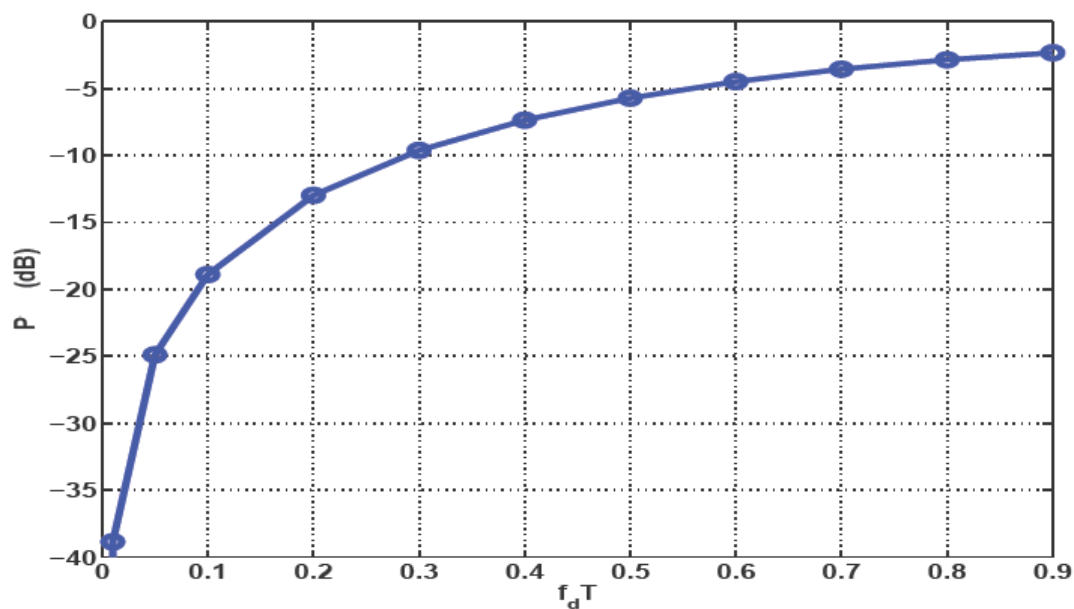


Fig. 2.3 Puissance totale de l'ICI en fonction du paramètre Doppler normalisé

En utilisant (2.26), la puissance distribuée sur les sous-porteuses reçues de $(k - \psi)$ à $(k + \psi)$ due à l'émission du $k^{\text{ème}}$ symbole $[X_{(n)}]_k$ peut être exprimée par

$$P_\psi = \sum_{m=k-\psi}^{k+\psi} P_{m,k} = \sum_{v=-\psi}^{\psi} P_v \quad (2.27)$$

L'effet de la dispersion de la puissance de la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse sur l'ensemble des sous porteuses voisines est illustrée par la figure 2.4.

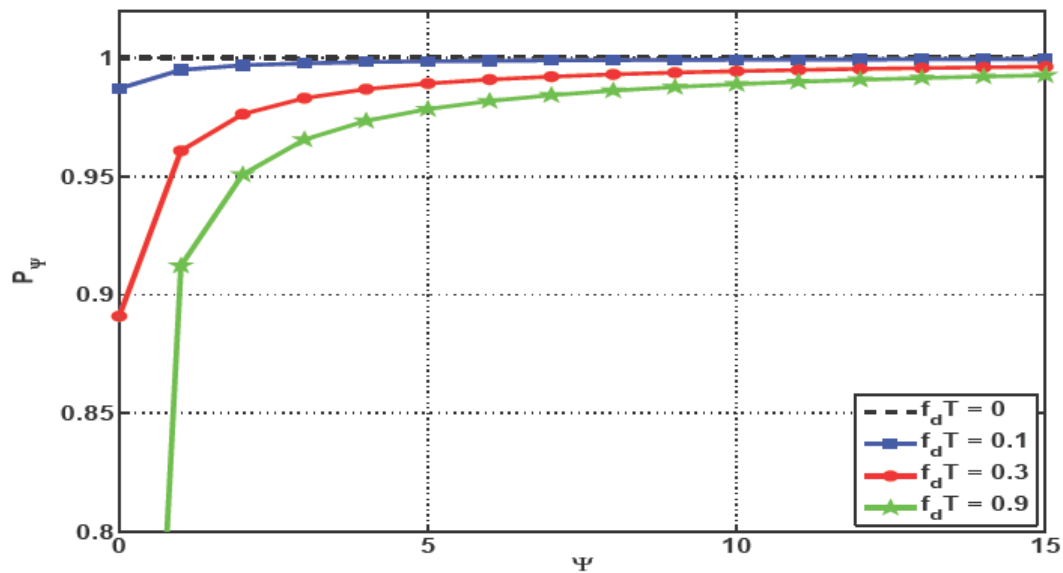


Fig. 2.4 Distribution de la puissance d'une sous-porteuse émise sur un ensemble des sous-porteuses voisines à la réception

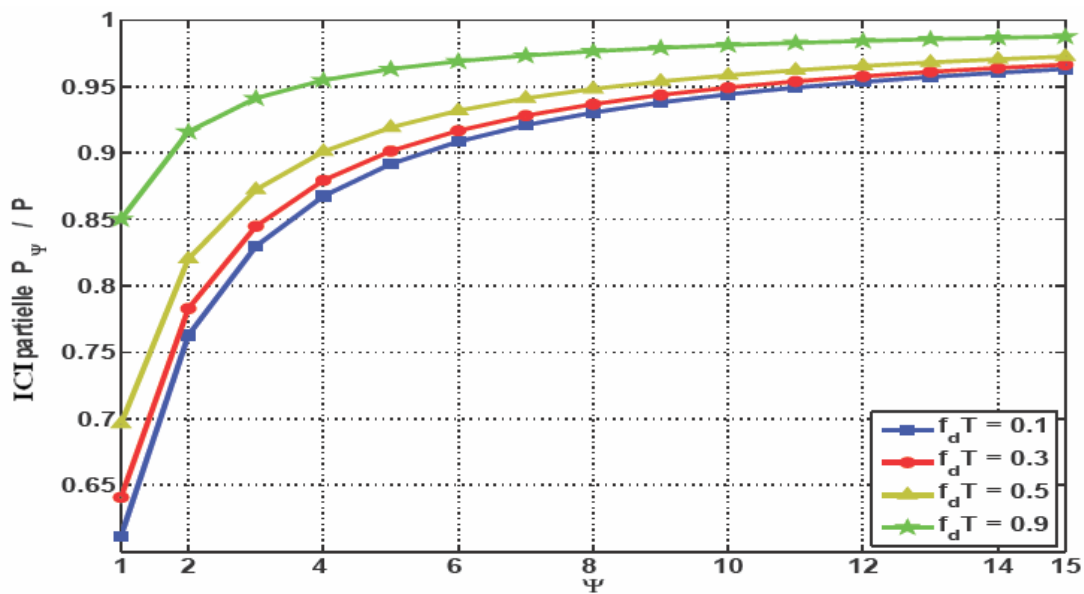


Fig. 2.5 Distribution de la puissance d'une sous-porteuse normalisée émise sur un ensemble des sous-porteuses voisines à la réception

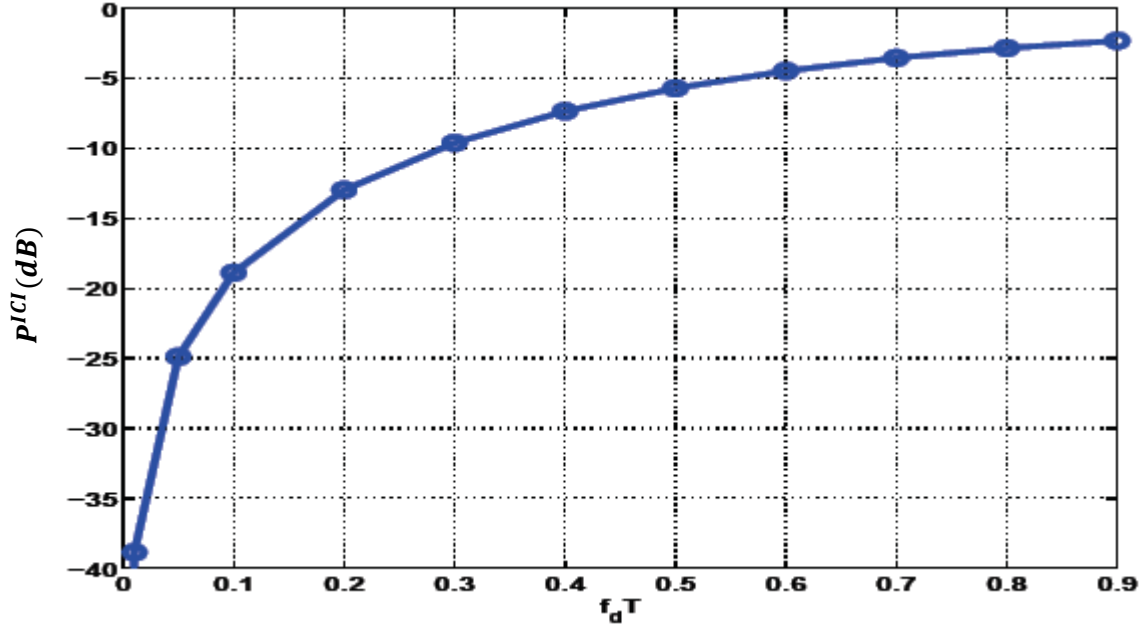


Fig. 2.6 Puissance totale de l'ICI en fonction de l'effet doppler

Intéressons nous maintenant à la puissance de l'ICI due à la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse sur les différentes sous porteuses voisines.

$$P_m = E \left[\left| \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N [H(n)]_{m,k} [X(n)]_k \right|^2 \right] = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N E \left[|[H(n)]_{m,k} [X(n)]_k|^2 \right] \quad (2.27)$$

$$= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N P_{m,k} = \sum_{k=1}^N P_{m,k} - P_{m,m}$$

$$= \frac{1}{N^2} \sum_{q_1=0}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) \left(W_N^{m(q_1 - q_2)} \sum_{k=1}^N W_N^{-k(q_1 - q_2)} - 1 \right)$$

$$= \frac{1}{N^2} \sum_{q_1=0}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) \left(N W_N^{m(q_1 - q_2)} \delta_{q_1, q_2} - 1 \right)$$

$$= 1 - \frac{1}{N^2} \sum_{q_1=0}^{N-1} \sum_{q_2=1}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_s (q_1 - q_2)) \quad (2.28)$$

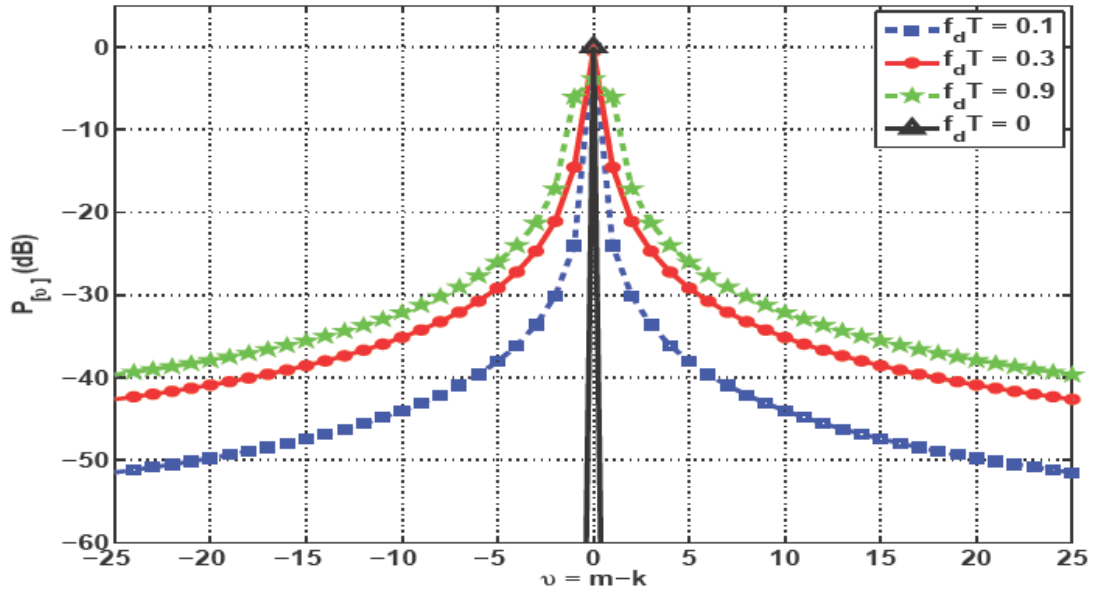


Fig. 2.7 Distribution de la puissance d'une sous-porteuse normalisée émise sur les différentes sous-porteuses voisines à la réception

$$P_m = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N P_{m,k} \quad (2.29)$$

Notons que la puissance totale de l'ICI est identique sur toutes les sous-porteuses, $P_m = P \quad \forall m \in [1, N]$. En plus, comme tous les symboles ont la même puissance (normalisée), la puissance totale d'ICI sur la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse est alors égale à la puissance distribuée sur toutes les autres sous-porteuses par la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse,

Enfin, nous allons nous intéresser à la puissance partielle d'ICI sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse provenant seulement des sous-porteuses voisines $(m-1)$ à $(m-\psi)$ et $(m+1)$ à $(m+\psi)$ à l'émission. Elle est donnée par

$$P_\psi = \sum_{\substack{k=m-\psi \\ k \neq m}}^{m+\psi} P_{m,k} = 2 \sum_{v=1}^N P_v \quad (2.30)$$

Les figure 2.4 et 2.7 montrent la distribution de la puissance, P_v (fig 2.4) et P_ψ (fig 2.7), sur les sous-porteuses à la réception, due à l'émission sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse du symbole $[X_{(n)}]_k$ (normalisé). Ces courbes sont obtenues pour différentes valeurs de $f_d T$ avec $N = 128$ et $N_g = 16$. On vérifie bien d'après la figure 2.4 que, pour un récepteur fixe ($f_d T = 0$), toute la puissance du symbole de la m -ème sous-porteuse à l'émission ne se trouve que sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse (la sous-porteuse désirée) à la réception. En revanche, lorsque la vitesse du récepteur commence à augmenter, la variation temporelle des gains complexes dans un symbole OFDM sera plus importante ($f_d T$ croît) et par conséquent la puissance du symbole de la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse à l'émission sera moins concentrée sur la sous-porteuse désirée pour davantage se répandre sur les sous-porteuses voisines. En plus d'après la figure 2.7, pour $f_d T = 0.1$, environ 99% de la puissance d'une porteuse émise se répand sur 3 sous porteuses à la réception (la sous-porteuse désirée et les 2 adjacentes, $\psi = 1$). Et pour un effet Doppler plus élevé de $f_d T = 0.9$, environ 97% de la puissance d'une porteuse émise se répartit sur 9 sous-porteuses à la réception ($\psi = 4$).

Les figures 2.5 et 2.6 donnent l'évolution de la puissance totale de l'ICI, P^{ICI} , en fonction de $f_d T$ (figure 2.5) et la puissance partielle de l'ICI, P^{ICI} , normalisée par P^{ICI} (figure 2.6), pour différentes valeurs de $f_d T$ avec $N = 128$ et $N_g = 16$. On remarque d'après la figure 2.5 que P^{ICI} augmente avec $f_d T$. Ceci est naturel puisqu'on a vu que la puissance reçue sur la sous-porteuse désirée diminuait avec $f_d T$. D'après (2.6), on observe que plus de 90% de la puissance totale de l'ICI provient des 12 sous-porteuses voisines ($\psi = 4$). De plus, lorsque l'étalement Doppler $f_d T$ est élevé, les sous-porteuses proches de la sous-porteuse désirée contribuent à un pourcentage élevé de la puissance totale de l'ICI. On peut donc conclure que, pour des gains complexes à variations temporelles dans un symbole OFDM, la plupart de la puissance d'une sous-porteuse émise est distribuée sur la sous porteuse désirée et sur quelques sous-porteuses voisines seulement. De même, la plupart de l'ICI reçue sur chaque sous-porteuse provient seulement de quelques sous-porteuses voisines à l'émission.

2.4 Rapport Signal à Bruit (SNR) :

Les courbes de performance sont généralement exprimées en fonction du Rapport Signal à Bruit (RSB) obtenu après la démodulation OFDM, c'est à dire en sortie de la TFD. Il est cependant utile de pouvoir relier ce SNR à la puissance du bruit AWGN donné par $\frac{E_b}{N_0}$.

Le Rapport Signal à Bruit (SNR) pour le k^{ème} symbole $[X(n)]_k$ est donné (pour des symboles normalisés, décorrélés et un canal normalisé) par [2]

$$SNR_k = \frac{\sum_{m=1}^N E \left[\left| [H(n)]_{m,k} [X(n)]_k \right|^2 \right]}{E \left[\left| [Z(n)]_k \right|^2 \right]} = \frac{\sum_{m=1}^N P_{m,k}}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} \quad (2.31)$$

Le SNR complet pour le symbole OFDM $X(n)$ (normalisé) s'exprime ainsi par

$$SNR = \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N P_{m,k}}{\sum_{k=1}^N E \left[\left| [Z(n)]_k \right|^2 \right]} = \frac{1}{\sigma^2} = SNR_k \quad (2.32)$$

L'énergie moyenne par bit à l'entrée (Haute Fréquence) du récepteur est définie par [2] :

$$E_b = \frac{1}{2} E[|r(t)|^2] \times T_b \quad (2.33)$$

Où, $T_b = \frac{T_u}{N.N_b}$ est le temps bit et N_b est le nombre de bits par symbole $[X(n)]_k$. Avec les conventions de canal normalisé, on obtient ainsi

$$E_b = \frac{1}{2} E \left[[X(n)]_k [X(n)]_k^* \right] \cdot N \cdot T_b = N \cdot T_b \quad (2.34)$$

On peut finalement en déduire la relation entre le SNR et le rapport T_b .

$$SNR = \frac{2E_b/(N \cdot T_b)}{2N_0/T_u} = N_b \frac{E_b}{N_0}$$

$$(SNR)dB = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) dB + 10 \log_{10}(N_b) \quad (2.35)$$

On aura donc par exemple pour des symboles QPSK, la relation

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} = (SNR)_{dB} - 3dB$$

2.5 Interférences inter symboles (ISI):

Les interférences inter symboles ISI constituent un problème destructif qui rend complexe la récupération des données dans les systèmes OFDM quelque soient les méthodes d'estimation du canal. Toutes fois, la solution peut paraître simple car il suffit d'effectuer une séparation temporelle entre les symboles successifs, en insérant un intervalle de garde. L'insertion d'un intervalle de temps mort (ne contient pas de données) peut résoudre parfaitement le problème de l'ISI mais rend l'estimation du canal très compliquée [1,2]. A cet effet, on insère un préfixe cyclique au niveau de l'entête de chaque symbole OFDM, en lieu et place du temps mort. Ce préfixe contient les mêmes données que celles contenues dans le symbole transmis. Ce préfixe va être à son tour perturbé par les différentes versions retardées des symboles précédents, mais ceci est sans effet car les données qu'il contient ne sont d'aucune importance. En contre partie, le symbole utile (à détecter) sera perturbé par les versions retardées de ce préfixe contenant les mêmes données, de ce fait ce type de perturbations est parfaitement maîtrisable.

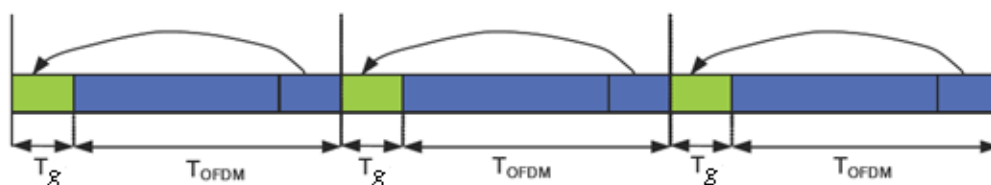


Fig. 2.8 Insertion du préfixe cyclique

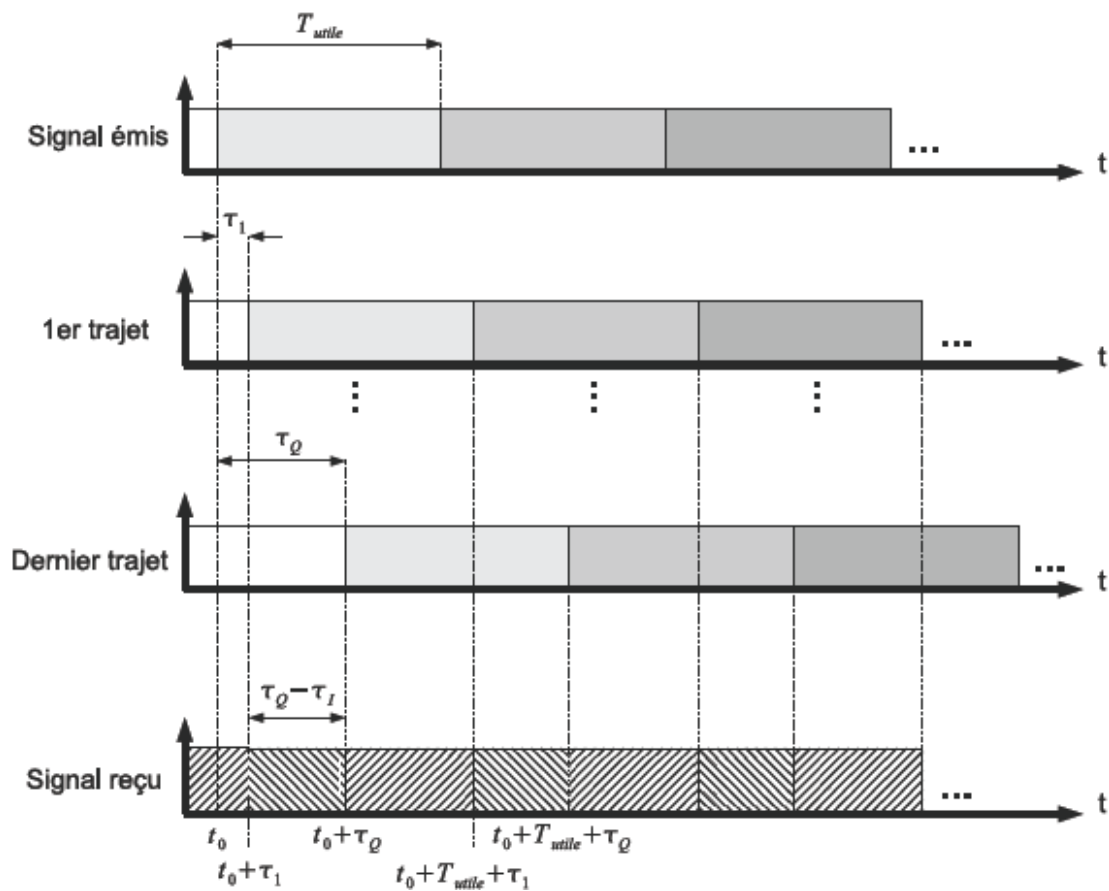


Fig. 2.9 interférences entre symboles (ISI) dans un canal multitrajet.

3.1 Introduction

La réponse impulsionnelle du canal de communication peut varier d'une façon significative d'un symbole OFDM à un autre. Dans le cas des canaux rapidement fluctuants, cette fonction de transfert peut subir des changements tout aussi importants à l'intérieur d'un même symbole OFDM. Par conséquent, l'estimation dynamique du canal devient une étape incontournable permettant d'assurer une démodulation correcte des symboles OFDM.

Dans ce chapitre nous allons examiner en détail deux types d'algorithmes utilisés pour l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de communication et l'élimination des interférences ICI dans les systèmes OFDM. Le principe de ces techniques est essentiellement basé sur l'insertion périodique des signaux pilotes soit au niveau de toutes les sous porteuses (type bloc) soit à l'intérieur d'un même symbole OFDM (type peigne). Nous présenterons et commenterons ensuite les performances de ces algorithmes, obtenus par simulation, en fonction des différents paramètres du système. Nous rappelons par ailleurs que ces deux techniques d'estimation du canal sont d'actualité et qu'elles ont été publiées dans [7] et [8].

3.2 Algorithme d'estimation du canal du type « peigne » :

3.2.1 Principe :

Le premier algorithme est basé sur utilisation des signaux pilotes de type peigne pour le système OFDM tel que décrit par l'équation 1.44 et comprenant N sous-porteuses et un préfixe cyclique de longueur N_g .

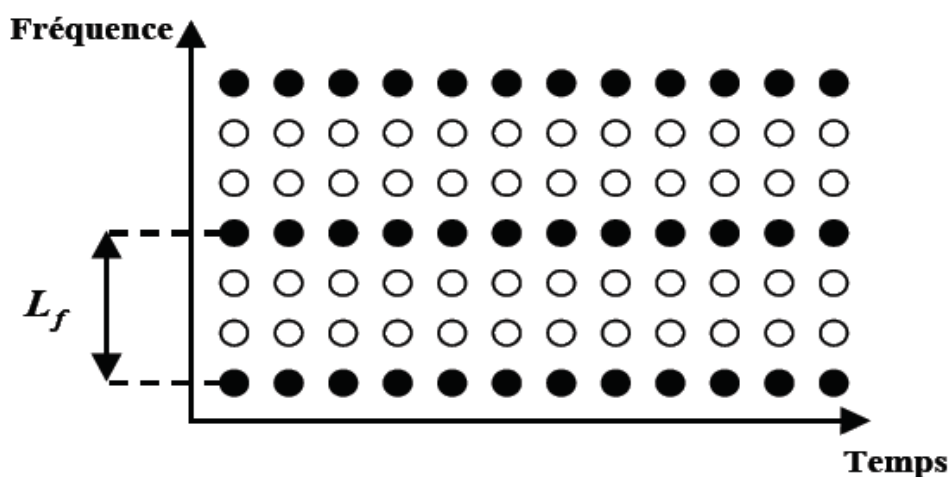


Fig. 3.1 Pilotes de type peigne avec $L_f = 3$

Les N_p symboles pilotes de type peigne sont fixés lors de la transmission et régulièrement espacés entre les symboles de donnée comme illustré dans la figure 3.1, avec L_f la distance en terme de nombre de sous-porteuses entre deux symboles pilotes consécutifs dans le domaine fréquentiel. L_f peut être choisi sans la nécessité de respecter le théorème d'échantillonnage dans le domaine fréquentiel, comme on le verra dans les équations (3.15) et (3.16), N_p devra répondre à la condition suivante [2]: $N_p \geq L$, où L représente le nombre de chemins multiples présents dans le canal de communication.

Soit \mathcal{P} l'ensemble qui contient les indices de positions des sous-porteuses pilotes, défini par

$$\mathcal{P} = \{p_s | p_s = (s - 1)L_f + 1, s = 1, \dots, N_p\} \quad (3.1)$$

Les sous-porteuses pilotes reçues peuvent donc être écrites comme la somme de trois composantes

$$y_{p(n)} = \text{diag}\{X_p\} H_{p(n)}^0 + H_{p(n)} X_p + Z_{p(n)}$$

Où les pilotes X_p sont les mêmes sur tous les symboles OFDM, $y_{p(n)}$ et $Z_{p(n)}$ sont des vecteurs de tailles $N_p \times 1$ donnés par

$$\begin{aligned} X_p &= \left[[X(n)]_{p_1}, [X(n)]_{p_2}, \dots, [X(n)]_{N_p} \right]^T \\ Y_p &= \left[[Y(n)]_{p_1}, [Y(n)]_{p_2}, \dots, [Y(n)]_{N_p} \right]^T \\ Z_p &= \left[[Z(n)]_{p_1}, [Z(n)]_{p_2}, \dots, [Z(n)]_{N_p} \right]^T \end{aligned}$$

$H_{p(n)}^0$ est un vecteur de taille $N_p \times 1$ et H_p est une matrice de taille $N_p \times N$ dont les éléments sont donnés par :

$$\left[H_{p(n)}^0 \right]_m = [H(n)]_{p_m, p_m} \quad (3.2)$$

$$\left[H_{p(n)} \right]_{m,k} = \begin{cases} [H(n)]_{p_m, p_m}, & k \neq p_m \\ 0, & k = p_m \end{cases} \quad (3.3)$$

Notons que $H_{p(n)}$ est une matrice nulle sur la diagonale. La première composante de l'équation (3.4) est le terme désiré sans Interférence Entre Porteuses (IEP) et la deuxième

composante représente l'IEP. $h_{p(n)}$ peut être représenté comme une transformation de Fourier du vecteur $\bar{h}_{(n)} = [\bar{h}_1, \bar{h}_2, \dots, \bar{h}_L]^T$, aussi

$$H_{p(n)}^0 = Q_p \bar{h}_{(n)} \quad (3.4)$$

Où Q_p est une matrice de transformation de Fourier de taille $N_p \times L$ et $\bar{h}_{(n)}$ est un vecteur de taille $L \times 1$ dont les éléments sont donnés par

$$[Q_p]_{m,k} = [Q]_{p_m,k} \quad (3.5)$$

$$[\bar{h}_{(n)}]_l = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} h_l^{(n)}(q) \quad (3.6)$$

Où Q est la matrice de transformation de Fourier de taille $N \times L$ donnée par (2.16)

3.2.2 Estimation des valeurs moyennes des gains complexes

Les valeurs moyennes des gains complexes $\bar{h}_{(n)} = [\bar{h}_1, \bar{h}_2, \dots, \bar{h}_L]^T$ sont estimées sur chaque symbole OFDM en utilisant le critère quadratique LS (Least Square). En négligeant la contribution de l'ICI, l'estimateur LS de a (sans l'indice de temps (n)), connaissant y_p et X_p consiste à minimiser l'expression de l'Erreur Quadratique

$$EQ(h) = (Y_p - \text{diag}\{X_p\}Q_p h)^H (Y_p - \text{diag}\{X_p\}Q_p h) \quad (3.7)$$

Où $(.)^H$ représente l'opérateur Hamiltonien

En dérivant $EQ(h)$ par rapport à h , on aura

$$\nabla_h EQ(h) = (h^H Q_p^H \text{diag}\{X_p^H\} \text{diag}\{X_p\} Q_p - Y_p^H \text{diag}\{X_p\} Q_p)^T \quad (3.8)$$

Ainsi l'estimateur LS de a est celui qui annule cette dérivée, on aura donc

$$h_{LS} = G Y_p \quad (3.9)$$

$$G = (Q_p^H \text{diag}\{X_p^H\} \text{diag}\{X_p\} Q_p)^{-1} Q_p^H \text{diag}\{X_p^H\} \quad (3.10)$$

Où G est une matrice de taille $L \times N_p$. Cette matrice dépend des retards des trajets et des symboles pilotes. Il est important de noter que cette matrice n'existe que si $N_p \geq L$ [2]. Comme les retards sont quasi-invariants sur plusieurs symboles OFDM et les symboles pilotes sont considérés fixes durant la transmission, alors il suffit de calculer une seule fois la matrice G pour un bloc de symboles OFDM.

3.2.3 Méthode de suppression successive des interférences (SSI)

En oubliant l'indice de temps (n), les symboles de données reçus, après la démodulation par TFD, sans la contribution des symboles pilotes, sont donnés par

$$Y_d = H_d X_d + Z_d \quad (3.11)$$

Où X_d contient les symboles de donnée transmis, y_d contient les symboles de donnée reçus et Z_d contient le bruit sur les sous-porteuses des données, représentés par des vecteurs de taille $(N - N_p) \times 1$. D'autres parts H_d est une matrice de taille $(N - N_p) \times (N - N_p)$ obtenue en éliminant les lignes et les colonnes aux positions p de la matrice du canal H . Les symboles de données sont estimés en utilisant la méthode de suppression successive des interférences (SSI) et un égaliseur fréquentiel simple à un seul coefficient par sous-porteuse [7]. La technique SSI peut être décrite par les étapes algorithmiques suivantes

initialization

- $i \leftarrow 1$
- $Y_{d(i)} = Y_d$

récurtion

- $[X_{ed}]_i = \frac{[Y_{d(i)}]_i}{[H_d]_i}$
- $[\hat{X}_d]_i = \mathcal{O}([X_{ed}]_i)$
- $Y_{d(i+1)} = Y_{d(i)} - [\hat{X}_{ed}]_i h_{d_i}$
- $i \leftarrow i + 1$

Avec $\mathcal{O}([X_{ed}]_i)$ représentant une opération de décision relative à la constellation utilisée et h_{d_i} est la i^{eme} colonne de la matrice du canal de données H_d . En résumé, la méthode SSI consiste à reconstruire les symboles de données afin de réduire l'interférence et avoir une bonne estimation des symboles de données.

3.2.4 Estimation des gains et suppression d'ICI

L'algorithme itératif d'estimation des gains complexes et de suppression d'ICI est illustré dans les figures 3.2, 3.3 et 3.4. L'algorithme est divisé en deux modes : le mode d'estimation de la matrice du canal et le mode de détection des ICI comme illustré dans la figure 3.2.

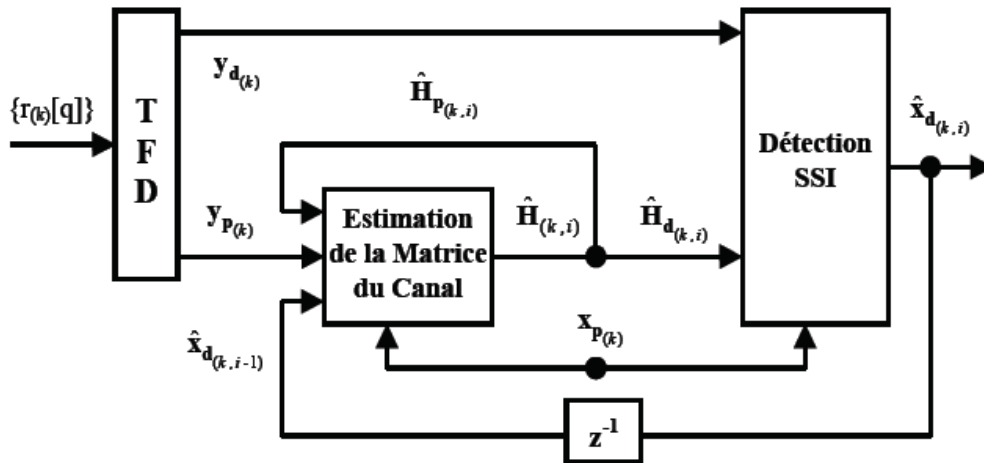


Fig. 3.2 Schéma bloc de l'estimateur du canal et de la SSI

Le premier mode contient l'estimation des gains complexes échantillonnés au pas T_s via un estimateur LS et un interpolateur temporel passe-bas [2]. Il renferme également le calcul de la matrice du canal H comme illustré dans la figure 3.3 :

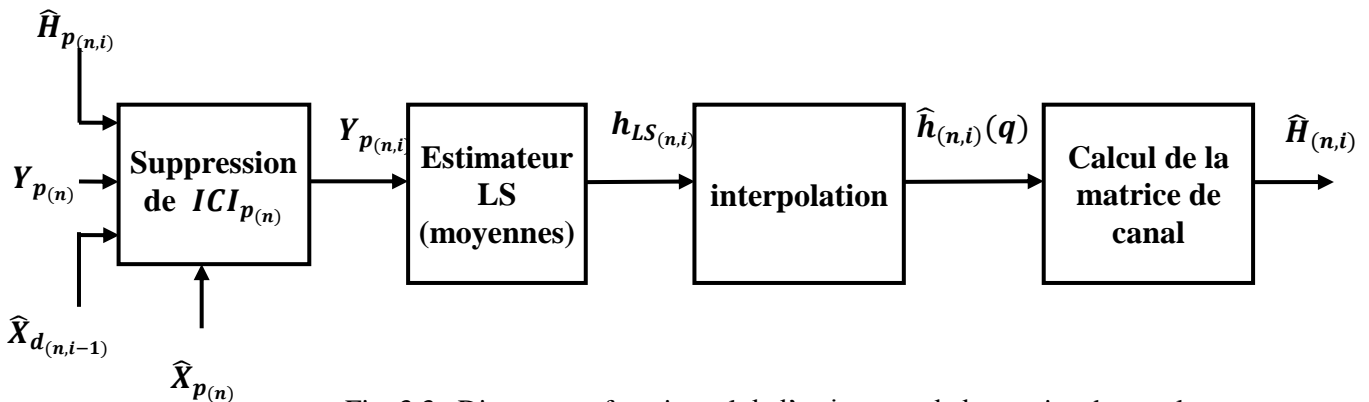


Fig. 3.3 Diagramme fonctionnel de l'estimateur de la matrice du canal

Le deuxième mode contient la détection des symboles de données en utilisant la méthode de suppression successive des interférences (SSI) avec un égaliseur fréquentiel simple à un seul coefficient par sous-porteuse [7]. Une technique rétroactive est utilisée entre ces deux modes qui permet d'effectuer itérativement la suppression d'IEP et l'estimation de la matrice du canal. Dans cet algorithme itératif, les symboles OFDM sont groupés dans des blocs de K symboles OFDM chacun. Deux blocs consécutifs ont une intersection dans deux symboles OFDM comme illustré dans la figure 3.4

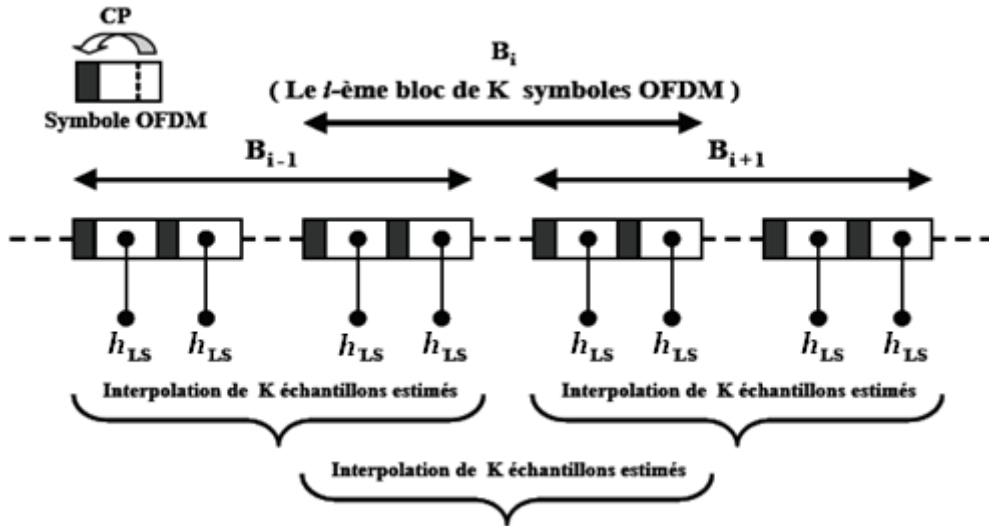


Fig. 3.4 Diagramme de l'estimateur des gains complexes

Pour un bloc de K symboles OFDM, l'algorithme itératif s'exécute selon

initialization

- $i \leftarrow 1$
- $Y_{p(n,i)} = Y_p(n)$

récurtion:

- $h_{LS(n,i)} = G Y_{p(n,i)}$
- $h_{l(n,i)}(qT_s) = interpolation\left([h_{LS(n,i)}]_l, N + N_g\right)$
- calcul de la matrice du canal $H(n,i)$
- suppression des ICI due aux pilotes dans les données reçues $y_{d(n)}$
- détection des symboles de données \hat{X}_d en utilisant la méthode de SSI
- suppression des interférences: $Y_{p(n,i+1)} = Y_p(n) - H_{p(n,i)} \hat{X}_{ed}$
- $i \leftarrow i + 1$

3.2.5 Discussion

Dans les figures 3.5, 3.6, 3.7 et 3.8 nous présentons les performances, en termes d'erreur quadratique moyenne et de taux d'erreur binaire, obtenues avec un système OFDM défini par: $N = 128$ sous-porteuses, $Ng = 16$ échantillons de garde, $Np = 16$ pilotes et $K = 10$ symboles OFDM dans chaque bloc. Le canal du type Rayleigh est pris de [2], il est composé de $L = 6$ trajets, avec un étalement temporel de $10 T_s$.

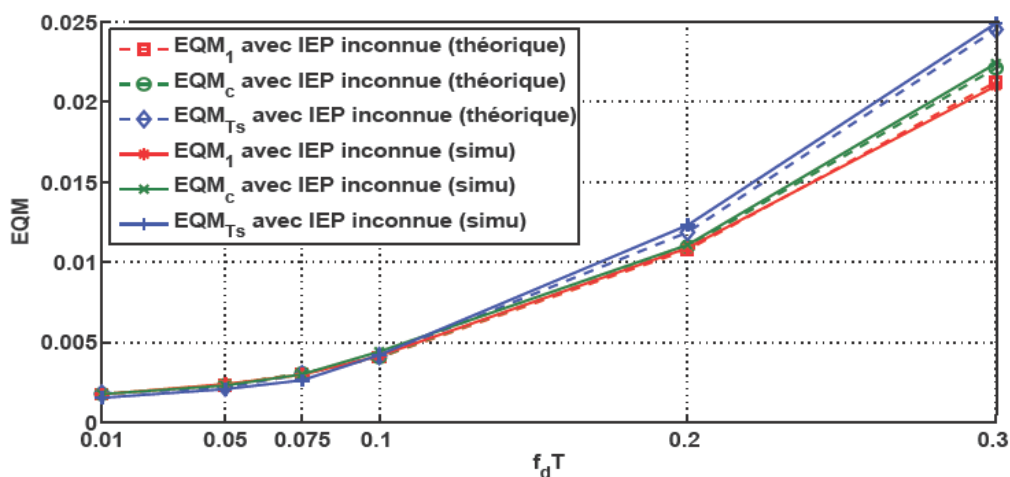


Fig. 3.5 Erreur quadratique moyenne (MSE) en fonction de $f_d T$ pour SNR = 20 dB

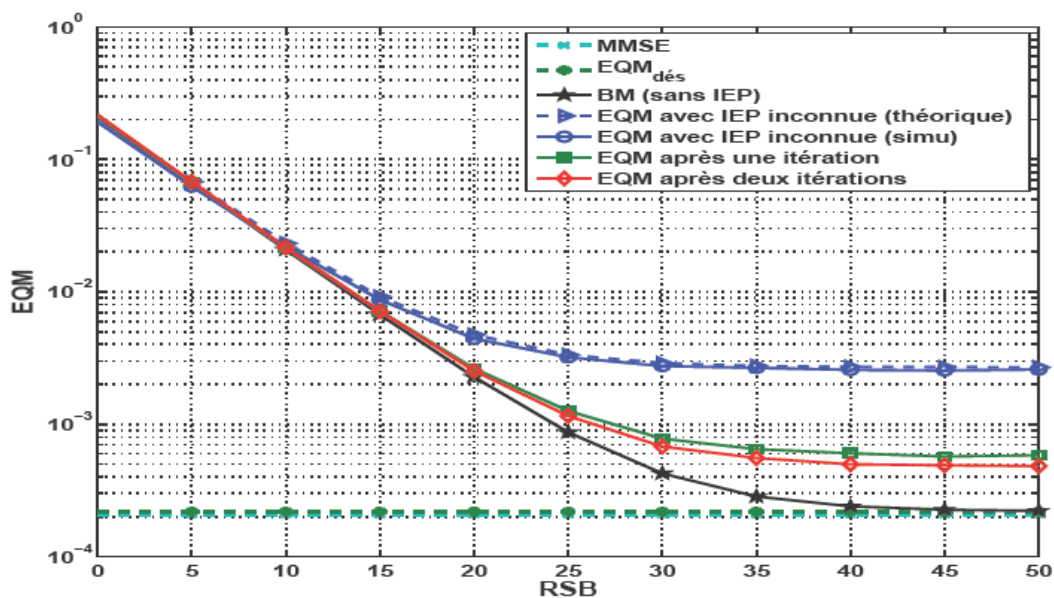


Fig. 3.6 Erreur quadratique moyenne (MSE) en fonction de SNR pour $f_d T = 0.05$

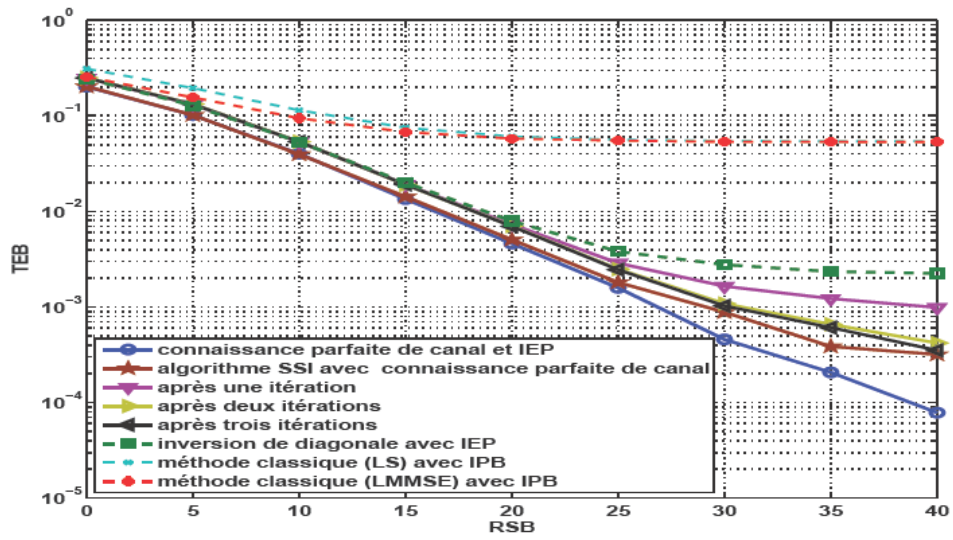


Fig. 3.7 Taux d'Erreur Binaire (BER) en fonction de SNR pour $f_d T = 0.05$

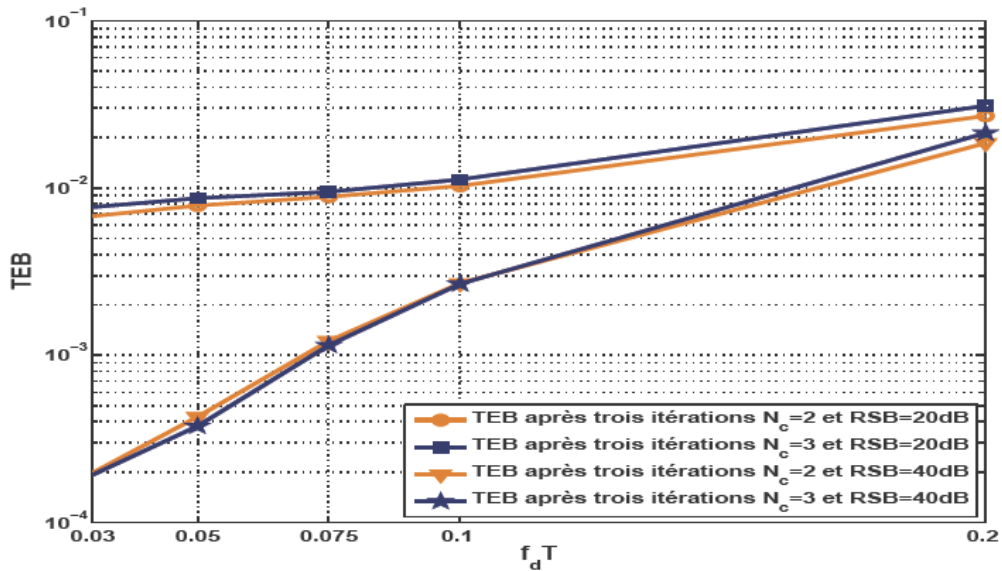


Fig. 3.8 Taux d'Erreur Binaire (BER) en fonction de $f_d T$ pour SNR = 20dB

Nous constatons que l'efficacité de cette méthode augmente en fonction du nombre des pilotes insérés dans le symbole OFDM.

3.3 Estimation du canal par des signaux pilotes du type bloc

3.3.1 Principe de l'algorithme

Ce deuxième algorithme est basé sur l'insertion périodique de signaux pilotes sur l'ensemble des sous porteuses d'un système OFDM. Un bloc de symboles pilotes est transmis dans toute la bande du canal d'une manière cyclique comme illustré dans la figure 3.9

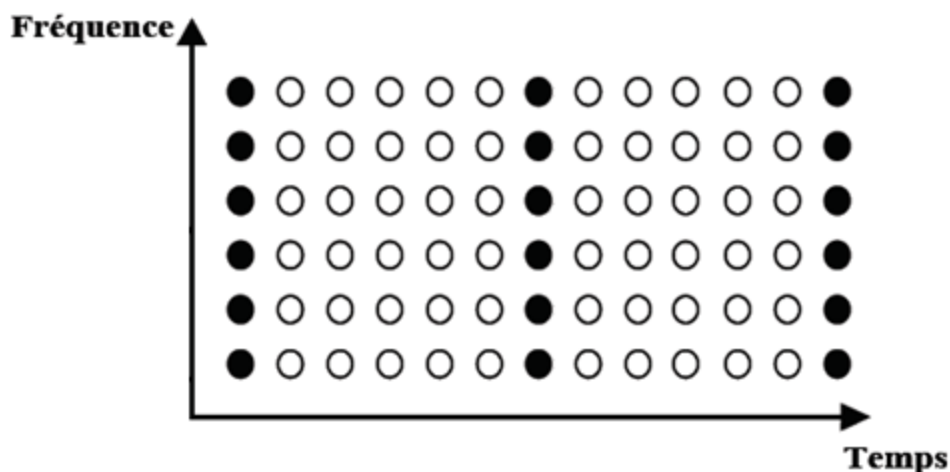


Fig. 3.9 Pilotes du type bloc

L'hypothèse fondamentale sur laquelle repose l'algorithme peut être énoncée de la façon suivante

Si la durée effective d'un symbole OFDM est inférieure à 10% du temps de cohérence du canal (ce qui suppose un canal pas très sélectif en temps), alors la variation du gain complexe du canal peut être considérée linéaire [5]. Par ailleurs, comme nous l'avons précisé au premier chapitre, ce type d'algorithmes n'est pas robuste en présence de canaux à grande mobilité. En effet, cette mobilité minimise le temps de cohérence ($T_c = \frac{1}{f_d}$) [2] où f_d représente la fréquence Doppler.

3.3.2 Estimation du canal

L'équation (2.20) peut être écrite de la façon suivante [8]

$$Y(m) = \underbrace{H^0(m)X(m)}_{\text{signal désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{k=-\frac{N}{2} \\ k \neq m}}^{\frac{N}{2}-1} H(m,k)X(k)}_{\text{ICI}} + \underbrace{Z(m)}_{\text{AWGN}} \quad (3.12)$$

Où

$$H^0(m) = \sum_{l=0}^L \frac{1}{N} \left[\sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) \right] W_N^{m\tau_l} \quad (3.13)$$

$$H(m,k) = \sum_{l=0}^L \frac{1}{N} \left[\sum_{q=0}^{N-1} h_l(q) W_N^{(m-k)q} \right] W_N^{k\tau_l} \quad (3.14)$$

Y. Peng *et al* [8] supposent que la variation du gain complexe du canal est linéaire, ce qui conduit à

$$h_l(q) = h_l^0 + q \cdot a_l \quad (3.15)$$

Où h_l^0 et a_l sont la moyenne et la pente du $l^{\text{ème}}$ trajet respectivement, donc

$$\begin{aligned} H(m,k) &= \sum_{l=0}^L \frac{1}{N} \left[\sum_{q=0}^{N-1} (h_l^0 + q \cdot a_l) W_N^{(m-k)q} \right] W_N^{k\tau_l} \\ &= \sum_{l=0}^L \frac{a_l}{W_N^{(m-k)} - 1} W_N^{k\tau_l} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Comme montré dans (3.11), le signal reçu Y est composé du signal désiré et des interférences. Le premier objectif de l'algorithme est d'éliminer itérativement le

terme indésirable dans l'équation (3.11), pour cela il faut introduire le facteur $\rho(i)$ qui varie en fonction du nombre d'itérations i , ainsi

$$Y_m^{(i)} = Y_m - \rho^{(i)} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N-1} H(m, k) X_k^{(i-1)} \quad (3.17)$$

L'algorithme exploite l'existence des données X dans la séquence d'apprentissage (symboles pilotes) pour estimer h_l^0 et a_l [8]

$$\tilde{H}_m^{0(i)} = \frac{Y_m^{(i)}}{X_k^{(i-1)}}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.18)$$

$$\tilde{\hat{h}}^{(i)} = \text{IFFT} \left(\tilde{H}_m^{0(i)} \right) \quad (3.19)$$

$$\hat{a}^{(i)} = \left(\hat{\tilde{h}}^{(i)} - \hat{\tilde{h}}^p \right) / N \quad (3.20)$$

Où $\hat{\tilde{h}}^p$ représente la valeur moyenne du gain du canal durant le symbole précédent. Ensuite, ces deux valeurs sont utilisées pour calculer la matrice du canal H et supprimer les interférences ICI dans Y , afin d'estimer les données X (inconnues) dans les symboles non pilotes avec une mise à jour des valeurs de h_l^0 et a_l à chaque itération.

Dans la première itération, $X_k^{(i-1)}$ est inconnu, par conséquent on pose $\rho^{(1)} = 0$ (estimation de X sans élimination des ICI). A partir de la deuxième itération, les ICI peuvent être régénérées à partir de $\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N-1} H(m, k) X_k^{(i-1)}$, ensuite partiellement supprimées en utilisant $\rho^{(2)} = \gamma$ qui est déterminé par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) de X [8].

Dans la troisième itération, où $\rho^{(3)} = 1$, la suppression totale des ICI est effectuée. La figure suivante explique le principe d'élimination itérative des ICI.

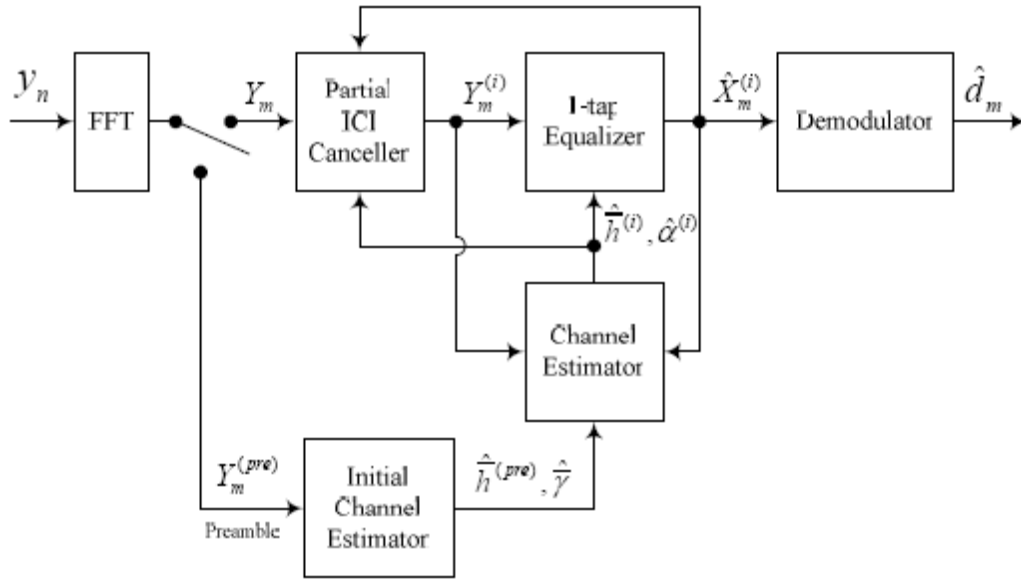


Fig. 3.10 Schéma bloc d'élimination itérative des ICI

La comparaison des performances de l'algorithme d'élimination partielle itérative (Partial Iterative Cancellation ou PIC) avec celles du détecteur LS conventionnel, utilisant différents schémas de modulation à plusieurs vitesses est donnée dans les Fig. 3.11 et Fig.12.

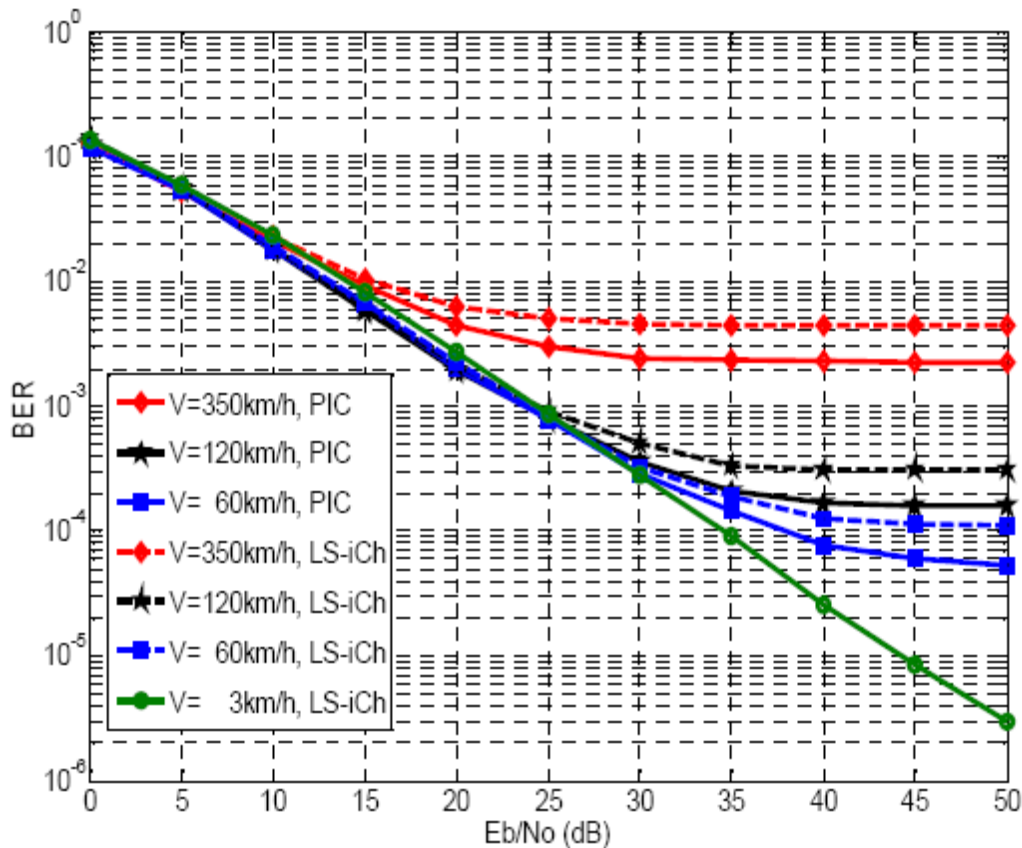


Fig. 3.11 BER en fonction de SNR avec une constellation QPSK

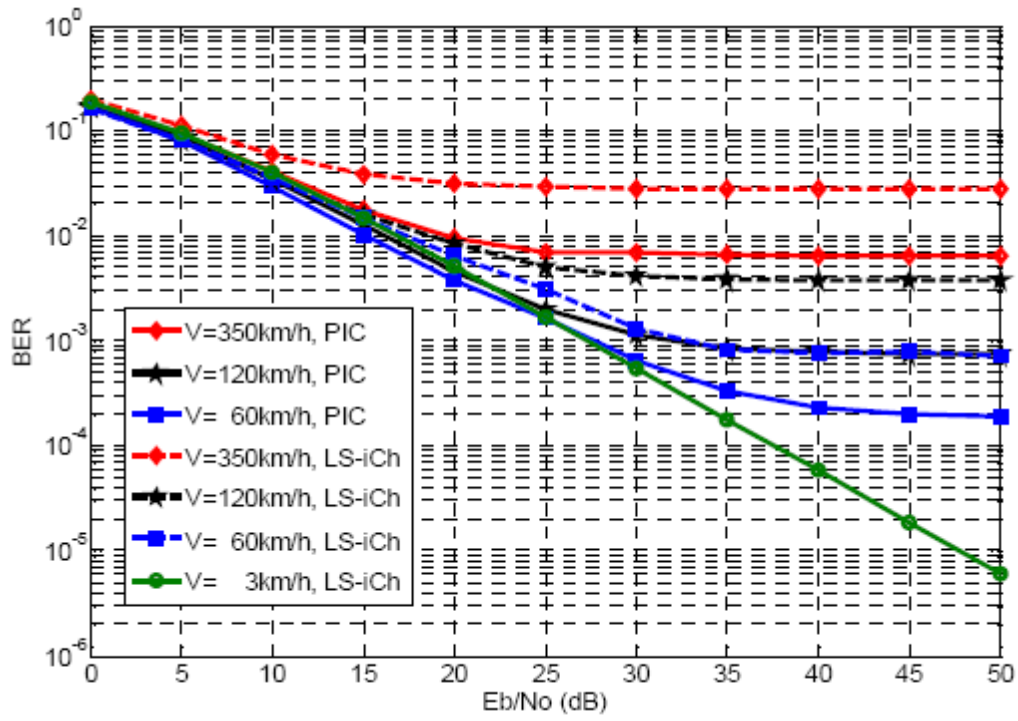


Fig. 3.12 BER en fonction de SNR avec une constellation 16-PSK

4.1 Introduction

Nous avons passé en revue dans le chapitre précédent deux méthodes pour l'estimation de canal et l'élimination des interférences du type ICI. Nous rappelons que la présence d'interférences ICI est principalement liée à la variation du gain complexe du canal pendant la durée de transmission d'un symbole (Voir Chapitre 2). Généralement, quand on aborde le problème d'élimination des ICI on considère que le taux de variation du gain dépend du type de canal [1,2,3,4], en l'occurrence ; canal à évanouissement rapide ou lent. D'un autre point de vue, il est établi que la variation du gain dépend du rapport entre le temps effectif d'un symbole OFDM T_u et le temps de cohérence de canal [5], ainsi, cette variation est directement liée à la fréquence Doppler. Dans ce sens, on peut dire que l'absence de l'effet Doppler (faible mobilité) fait que le gain complexe du canal varie lentement au point où il peut être considéré constant durant un symbole OFDM. L'idée introduite dans l'algorithme proposé consiste à séparer l'étape d'estimation du gain complexe de celle de l'élimination de l'effet Doppler, ce qui simplifie significativement l'étude d'un canal à grande mobilité.

Le fait de séparer l'estimation du gain de l'effet Doppler permet surtout d'adopter (à quelques exceptions près), pour un canal à grande mobilité, une démarche similaire à celle utilisée dans les situations de non mobilité.

4.2 Modélisation de l'effet doppler et estimation du canal

Dans le cas de la transmission d'un signal OFDM via un canal non mobile, le gain complexe du canal est considéré invariant durant plusieurs symboles OFDM. En présence de mobilité, par contre, le gain complexe du canal varie sinusoïdalement et dépend de la vitesse entre l'émetteur et le récepteur.

Ainsi, on peut représenter l'effet Doppler par un changement de la fréquence porteuse f_0 en plus d'un changement de la fréquence de la sous porteuse $f_k = k \frac{1}{NT_s}$

$$f_{d_k}^l = \left(f_0 + k \frac{1}{NT_s} \right) \frac{V_R}{C} \cos \theta_l \quad (4.1)$$

Où $f_{d_k}^l$ représente le décalage de fréquence dû à l'effet Doppler dans la sous porteuse k , l le nombre de trajets dans le canal, V_R la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur et θ_l l'angle entre la trajectoire du récepteur et l'axe émetteur-récepteur

Généralement dans les systèmes OFDM $k \frac{1}{NT_s} \leq \frac{1}{T_s} \ll f_0$, ce qui conduit à

$$f_{d_k}^l \approx f_d^l = f_0 \frac{V_R}{C} \cos \theta_l \quad (4.2)$$

Ainsi, la fréquence dans la sous porteuse k avec un décalage Doppler, peut être exprimée par

$$f_k^l = (k + \Delta_l) \frac{1}{NT_s} \quad (4.3)$$

$$\text{Où } \Delta_l = f_0 \frac{V_R}{C} NT_s \cos \theta_l$$

En remplaçant k par $k + \Delta_l$, l'équation (2.19) décrivant le signal à l'entrée du démodulateur OFDM devient

$$r_{(n)}(q) = \sum_{l=1}^L \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}(k) W^{(k+\Delta_l)((q+nV)-\tau_l)} \quad (4.4)$$

Où (n) est l'indice du symbole OFDM en cours de transmission, N est le nombre de sous porteuses, V est Nombre d'échantillons dans un symbole OFDM et τ_l est le retard de propagation associé au $l^{\text{ème}}$ trajet

Ainsi, après démodulation OFDM, l'équation (2.20) devient

$$Y_{(n)}(m) = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}[k] W_N^{k\tau_l} h_l \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{-\Delta_l(nV)} W_N^{-\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.5)$$

$$\text{Où } W_n^a = e^{-j2\pi \frac{a}{N}}$$

$X_{(n)}$, $Y_{(n)}$ et L représentent respectivement le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM émis, le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu et le nombre de chemins dans le canal.

Dans le cas d'un canal Rayleigh avec un spectre de Jakes [10], à chaque trajet est associé un spectre de décalages Doppler. Par conséquent, le gain complexe de chaque trajet est composé de plusieurs composantes sinusoïdales $e^{j2\pi ft}$, où $f \in [-f_d, f_d]$. Les simulations effectuées pour modéliser ce type des canaux, ont montré que les amplitudes des harmoniques situées entre les deux extrémités du

spectre du Jakes sont relativement faibles par rapport aux amplitudes des deux composantes extrêmes. Ceci nous permet de négliger la partie plate du spectre et de représenter le gain complexe du l^{eme} trajet par

$$h_l(t) = g_l(e^{j2\pi f_a t} + e^{-j2\pi f_a t}) \quad (4.6)$$

On discrétise cette équation en posant $t = (q + q_0)Ts$, où Ts et q_0 représentent respectivement la période d'échantillonnage et le temps initial, g_l étant le gain complexe du canal sans effet Doppler. On obtient ainsi

$$h_l(q) = g_l W_N^{q_0 \Delta_l} W_N^{q \Delta_l} + g_l W_N^{-q_0 \Delta_l} W_N^{-q \Delta_l} \quad (4.7)$$

En posant $g1_l = g_l W_N^{q_0 \Delta_l}$ et $g2_l = g_l W_N^{-q_0 \Delta_l}$, l'équation (4.7) devient

$$h_l(q) = g1_l W_N^{q \Delta_l} + g2_l W_N^{-q \Delta_l} \quad (4.8)$$

En tenant compte de l'expression du gain du canal donné par (4.8), l'équation du n^{eme} symbole reçu devient

$$\begin{aligned} y_{(n)}(m) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}[k] W_N^{k \tau_l} \left\{ g1_l \sum_{q=0}^{N-1} b_l^n W_N^{\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \right. \\ \left. + g2_l \sum_{q=0}^{N-1} b_l^{-n} W_N^{-\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \right\} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Où $b_l^n = W_N^{n \Delta_l V}$

4.2.1) Estimation de l'effet Doppler

Dans cette étape nous désirons estimer le paramètre b qui caractérise l'effet Doppler maximal au niveau du spectre de Jakes. A cette fin, nous supposons dans un premier temps, que l'effet Doppler maximal est le même pour tous les trajets du canal, en d'autres termes ($\Delta_1 = \Delta_2 = \dots = \Delta_L = \Delta$) ce qui donne ($b_1^n = b_2^n = \dots = b_L^n = b^n$).

Pour l'estimation de ce paramètre, nous avons prévu la transmission d'une séquence d'apprentissage contenant trois symboles pilotes identiques ($X_{(1)}[k] = X_{(2)}[k] = X_{(3)}[k] = X_p[k]$), ce qui permet d'estimer les 3 paramètres inconnus, à savoir : g_1 , g_2 et b .

En prenant en compte le modèle matriciel de la transformée de Fourier discrète, le système (4.9) de dimension ($N \times 2L$) peut se mettre sous la forme $I_{(n)} = Q^* Y_{(n)}$, où Q est une matrice de dimension ($2L, N$) dont l'élément générique est de la forme [8] $Q(\psi, m) = W_N^{m\psi}$, avec $\psi = 1, \dots, 2L$ et $m = -N/2, \dots, N/2-1$. Donc

$$I_{(n)}(\psi) = \sum_{m=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) \sum_{l=1}^L \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} W_N^{k\tau_l} X_{(p)}[k] \left\{ g_1 b^n \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} + g_2 b^{-n} \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \right\} \quad (4.10)$$

Remarquons que $I_{(n)}(\psi)$, $I_{(n-1)}(\psi)$ et $I_{(n-2)}(\psi)$ peuvent être reformulés sous la forme suivante

$$I_{(n)}(\psi) = a_1(\psi) b^n + a_2(\psi) b^{-n} \quad (4.11)$$

$$I_{(n-1)}(\psi) = b^{-1} a_1(\psi) b^n + b a_2(\psi) b^{-n} \quad (4.12)$$

$$I_{(n-2)}(\psi) = b^{-2} a_1(\psi) b^n + b^2 a_2(\psi) b^{-n} \quad (4.13)$$

avec

$$a_1 = \sum_{m=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} W_N^{k\tau_l} X_{(p)}[k] g_1 \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.14)$$

$$a_2 = \sum_{m=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} W_N^{k\tau_l} X_{(p)}[k] g_2 \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_l(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.15)$$

A partir des trois équations (4.11), (4.12) et (4.13), on extrait la relation donnant le paramètre b

$$b^2 - \frac{(I_{(n)}(\psi) + I_{(n-2)}(\psi))}{(I_{(n-1)}(\psi))} b + 1 = 0 \quad (4.16)$$

La résolution de (4.16) conduit à deux solutions, l'une relative au terme $W_N^{\Delta V}$ et l'autre représentant le terme $W_N^{-\Delta V}$. L'écart Doppler recherché peut alors être calculé à partir de $\Delta = \arg(b) / V$

4.2.2) Estimation des gains complexes des différents trajets

Une fois l'effet Doppler connu, on peut calculer les gains complexes des trajets en utilisant le vecteur $I_{(n)}$ que nous allons écrire sous forme matricielle.

Afin de simplifier la représentation matricielle nous introduisons les deux variables suivantes permettant de condenser la notation

$$g_{\lambda,n} = \begin{cases} g_{1\lambda} b^n, & \lambda = 1, \dots, L \\ g_{2\lambda-L} b^{-n}, & \lambda = L + 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\Delta_\lambda = \begin{cases} \Delta_\lambda, & \lambda = 1, \dots, L \\ -\Delta_{\lambda-L}, & \lambda = L + 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\tau_\lambda = \begin{cases} \tau_\lambda, & \lambda = 1, \dots, L \\ \tau_{\lambda-L}, & \lambda = L + 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (4.19)$$

L'équation (4.10) devient alors

$$I_{(n)}(\psi) = \sum_{m=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) \sum_{\lambda=1}^{2L} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} W_N^{k\tau_\lambda} X_{(n)}[k] g_{\lambda,n} \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_\lambda(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.20)$$

Ou encore

$$I_{(n)}(\psi) = \sum_{\lambda=1}^{2L} g_\lambda \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) W_N^{k\tau_\lambda} X_{(n)}[k] \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta_\lambda(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.21)$$

Ce qui donne

$$I_{(n)}(\psi) = \sum_{\lambda=1}^{2L} \mathbf{g}_{\lambda,(n)} M_{(n)}(\psi, \lambda) \quad (4.22)$$

Où

$$M_{(n)}(\psi, \lambda) = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} Q(m, \psi) W_N^{k\tau\lambda} X_{(n)}[k] \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta\lambda(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.23)$$

$$\psi, \lambda = 1, \dots, 2L$$

Ainsi en écriture matricielle, le vecteur $I_{(n)}$ peut se mettre sous la forme

$$I_{(n)} = M_{(n)} \mathbf{g}_{(n)} \quad (4.24)$$

Avec le vecteur $h_{(n)} = [h1_1^{(n)}, h1_2^{(n)}, \dots, h1_L^{(n)}, h2_1^{(n)}, h2_2^{(n)}, \dots, h2_L^{(n)}]^T$. Connaissant les données transmises $X_{(n)}$ et l'effet Doppler estimé, on peut construire la matrice $M_{(n)}$ de dimension $(2L \times 2L)$, ce qui permet d'obtenir

$$\mathbf{g}_{(n)} = M_{(n)}^{-1} I_{(n)} \quad (4.25)$$

4.2.3) Calcul de la matrice du canal

Dans les deux étapes précédentes nous avons estimé tous les paramètres du canal moyennant une séquence d'apprentissage. Dans cette étape nous calculons la matrice de canal $H_{(n)}$ relative au $n^{\text{ème}}$ symbole, en utilisant les gains complexes obtenus à partir du symbole de rang $(n-1)$, ce qui conduit à

$$Y_{(n)}(m) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}[k] \sum_{\lambda=1}^{2L} W_N^{k\tau\lambda} g_{\lambda,n} \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta\lambda(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.26)$$

Ce qui donne sous forme compacte

$$Y_{(n)}(m) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{(n)}[k] H_{(n)}[m, k] \quad (4.27)$$

avec

$$H_{(n)}[m, k] = \sum_{\lambda=1}^{2L} W_N^{k\tau\lambda} g_{\lambda,n} \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta\lambda(q)} W_N^{(m-k)q} \quad (4.28)$$

$$= \sum_{\lambda=1}^{2L} h_{\lambda,n} \text{CM}(m, k, \lambda) \quad (4.29)$$

Où $\text{CM}(m, k, \lambda) = W_N^{k\tau\lambda} \sum_{q=0}^{N-1} W_N^{\Delta\lambda(q)} W_N^{(m-k)q}$ est une matrice de dimension $(N \times N \times 2L)$ qui ne dépend pas de l'indice des symboles transmis. Par conséquent elle peut être calculée une seule fois pour toute.

Le terme $g_{\lambda,n}$ peut ainsi être calculé à partir de $g_{\lambda,n-1}$ de manière récurrente comme suit

$$g_{\lambda,n} = \begin{cases} g_{1\lambda} b^n = b g_{1\lambda} b^{n-1} = b g_{\lambda,n-1} & , \quad \lambda = 1, \dots, L \\ g_{2\lambda} b^{-n} = b g_{2\lambda} b^{-n-1} = b^{-1} g_{\lambda,n-1} & , \quad \lambda = L+1, \dots, 2L \end{cases} \quad (4.30)$$

4.3) Etapes algorithmiques

Initialement, on démarre par une séquence d'apprentissage formée par des pilotes du type blocs afin d'estimer le gain complexe du canal et l'effet Doppler comme précédemment énoncé. Il faut trois symboles pilotes pour l'estimation de tous les paramètres nécessaires afin de garantir le démarrage de l'algorithme. On utilise ensuite les données estimées $\hat{X}_{(n)}$ pour recalculer le gain complexe à chaque cycle. On réalise, l'accumulation de l'erreur de détection des données (sur une longue durée formée de plusieurs symboles OFDM) peut causer des erreurs considérables d'estimation du gain complexe, ce qui altère la précision de l'estimation. Pour

contourner ce problème nous avons prévu l'insertion d'un symbole pilote périodiquement, après chaque transmission de 10 symboles OFDM, ce qui est clairement illustré par la figure 4.2.

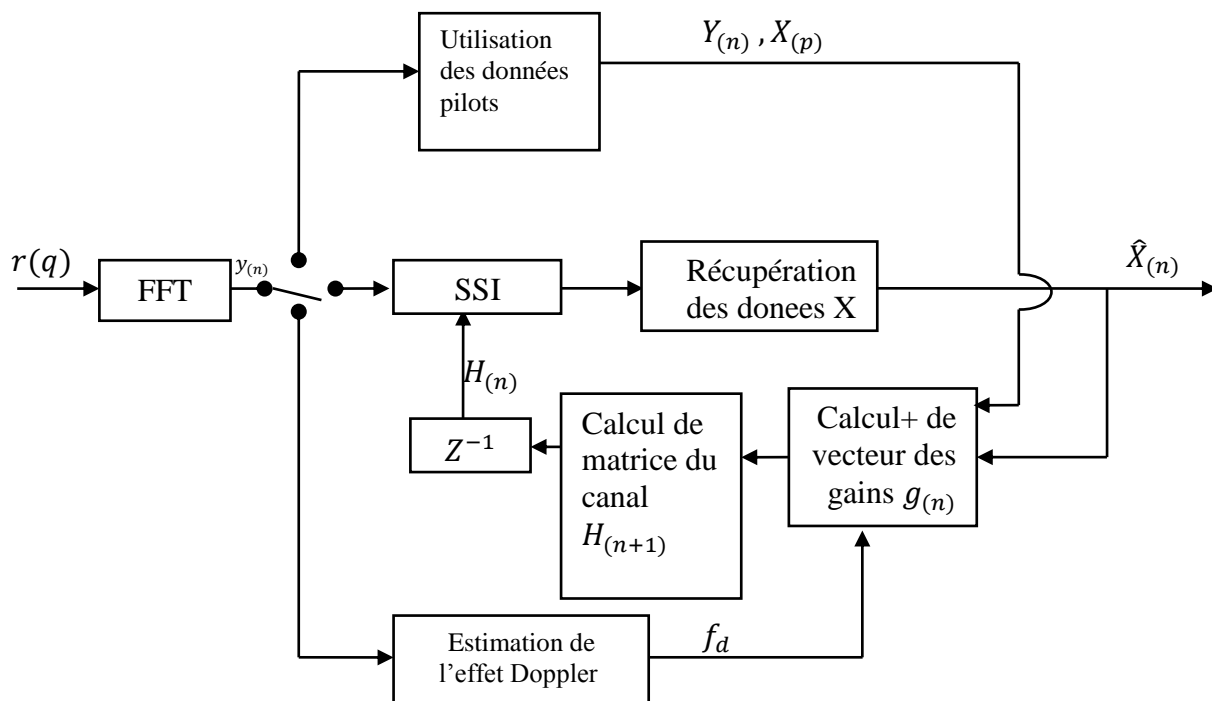


Fig.4.1: Synoptique du système proposé pour l'élimination des ICI

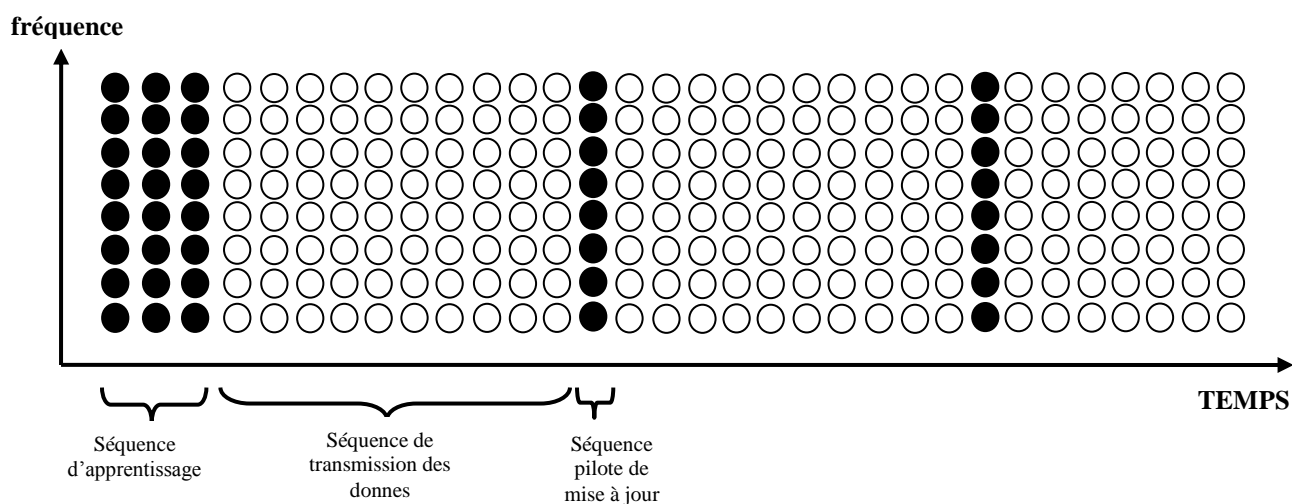


Fig.4.2 : Constitution de la trame transmise

Algorithme

- Séquence d'apprentissage
- 1) Calcul des vecteurs $I_{(n)}$ $n = 1,2,3$
 - 2) Estimation de l'effet Doppler (calcul de b suivant l'équation (4.16))
 - 3) Estimation du gain complexe du canal $g_{(n)}$, pour $n=3$
 - Processus de calcul à partir de $n = 4$
 - 4) Calcul de la matrice $H_{(n)}$ en utilisant $g_{(n-1)}$
 - 5) Détection des données $\hat{X}_{(n)}$ en utilisant la technique SSI [2]
 - 6) Estimation de $g1_{(n)}$ et $g2_{(n)}$ en utilisant :
 - $\hat{X}_{(n)}$ pour la séquence de transmission des données
 - X_p pour la séquence pilote de mise à jour
 - 7) Symbole suivant, $n = n + 1$ et retour à l'étape 4

4.4 Résultats et discussion

Afin d'analyser les performances de l'algorithme proposé, nous avons retenu deux critères de mesure, à savoir le taux d'erreur binaire (Binary Error Rate : BER) et l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error : MSE) entre les données transmises et celles estimées à la réception.

L'algorithme d'élimination a été testé en fonction du rapport signal à bruit (SNR) de la composante AWGN et du paramètre de l'effet Doppler ($f_d T$) en utilisant deux types de modulation, à savoir la 4PSK et la 8PSK (Phase Shift Keying, respectivement à 4 et 8 phases). Le système OFDM analysé dans nos exemples se compose de 128 sous porteuses avec un intervalle de garde de $16T_s$. Les résultats ont été obtenus par le calcul de la moyenne statistique du BER et du MSE sur plusieurs réalisations en utilisant la méthode de Monte-Carlo.

Les courbes des figures 4.3 et 4.4 illustrent la variation du BER et de l'erreur MSE en fonction du SNR pour un ensemble de paramètres Doppler ($f_d T 0.03$, $f_d T 0.05$, $f_d T = 0.075$, $f_d T = 0.1$), décrivant une gamme d'effets Doppler allant

d'une faible mobilité à une mobilité moyenne. A titre indicatif un paramètre Doppler $f_d T = 0.1$ correspond à une vitesse de 333km/h pour une porteuse de 5GHz.

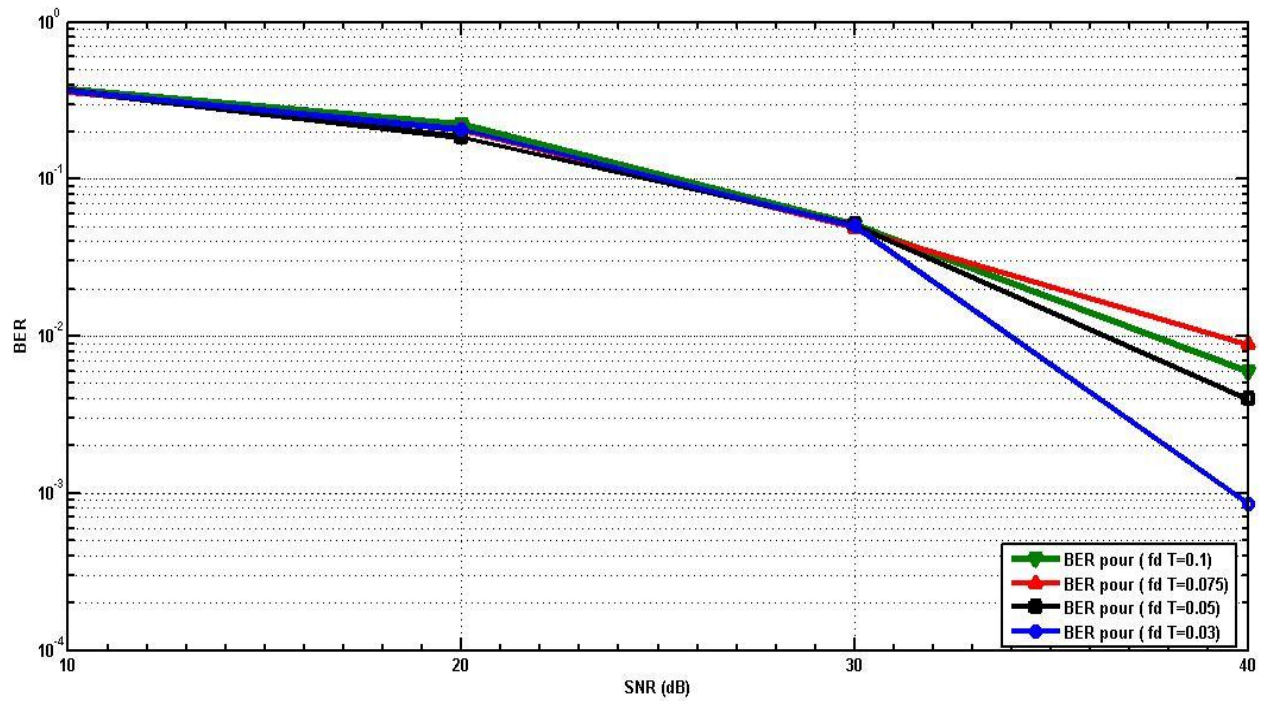


Fig. 4.3 BER en fonction de SNR

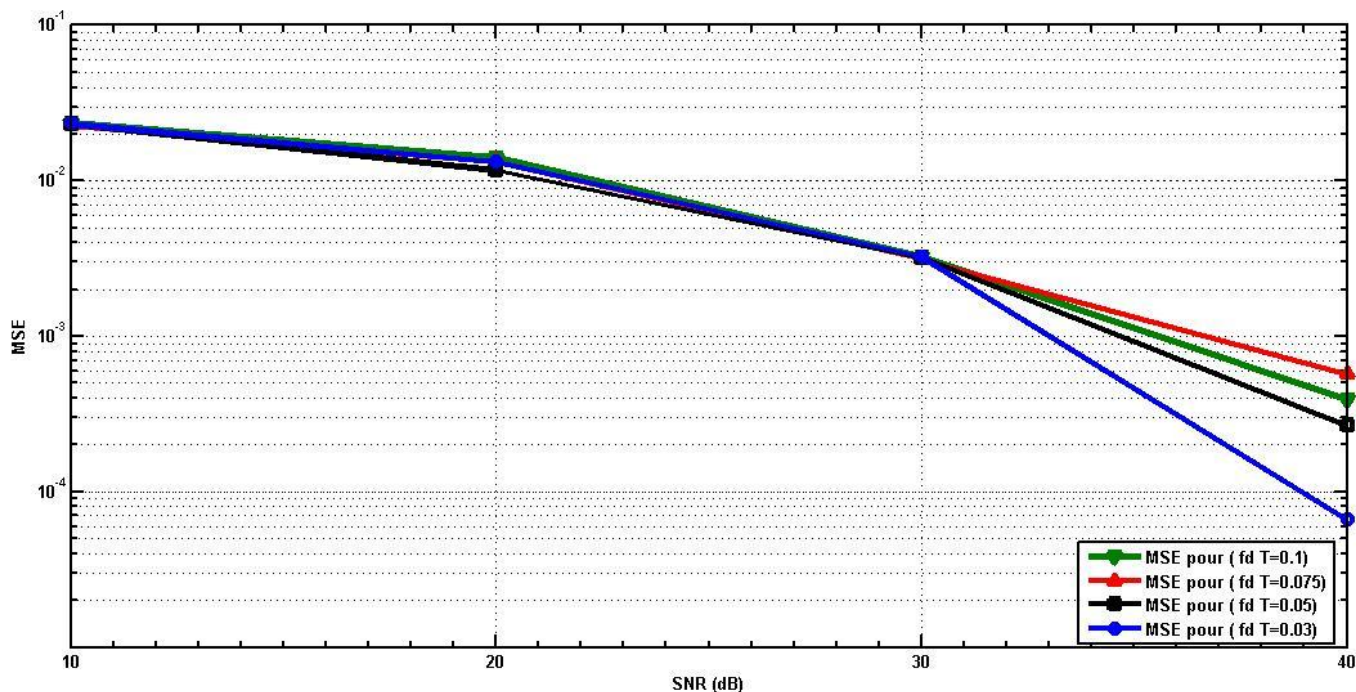


Fig. 4.4 MSE en fonction de SNR

D'après les figures 4.5 et 4.6, nous remarquons que la variation de l'effet Doppler n'a pas beaucoup d'influence sur le taux d'erreur contrairement à l'effet du SNR qui est considérable. On notera également que l'algorithme fournit un taux d'erreur acceptable pour des valeurs élevées du SNR, ce qui peut paraître comme un résultat non satisfaisant. En contre partie, les performances moyennes, en termes de SNR, sont compensées lorsqu'il s'agit d'effet Doppler important. En effet, les figures 4.3 et 4.4 montrent que les performances en termes de BER et de MSE sont satisfaisantes même pour des vitesses très élevées. En fait, le BER reste autour 10% d'erreur en dépit d'un paramètre Doppler $f_d T = 0.2$ élevé, correspondant à une vitesse du récepteur de 666 Km/h pour une porteuse de 5GHZ.

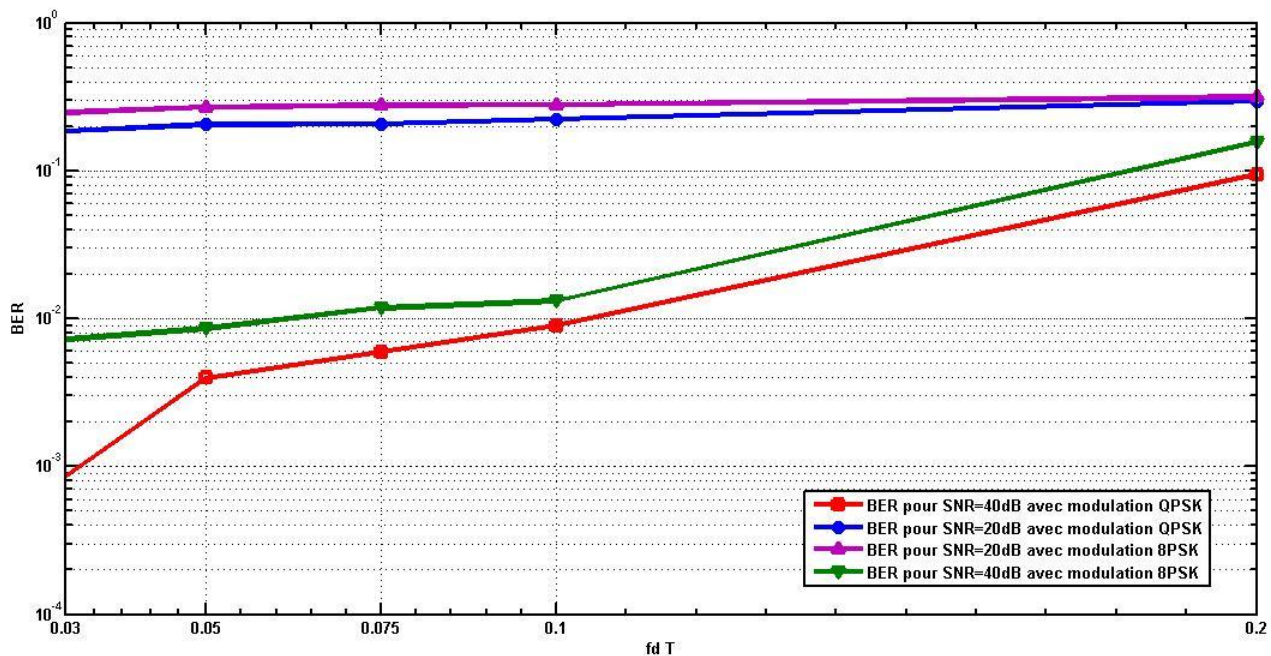


Fig. 4.5 BER en fonction de $f_d T$ pour SNR=20 dB et 40 dB avec une constellation QPSK ,8PSK

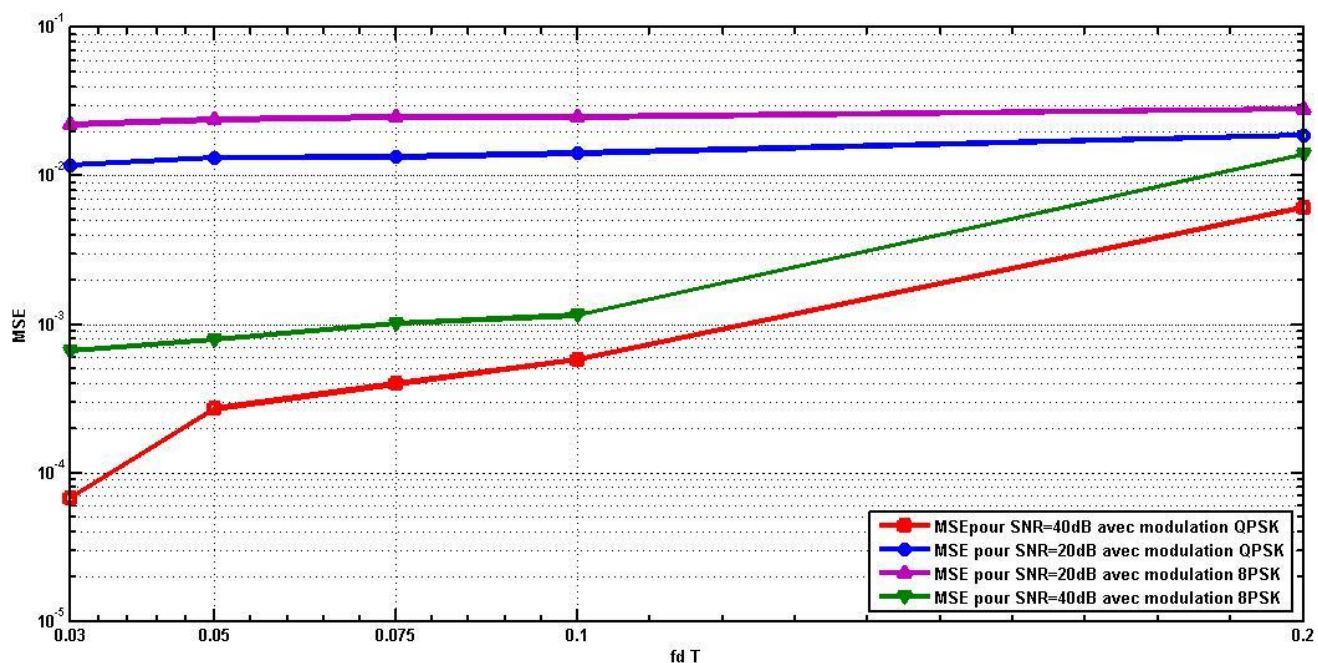


Fig. 4.6 MSE en fonction de $f_d T$ pour SNR=20 dB et 40 dB avec une constellation QPSK ,8PSK

Dans les figure (4.7) et (4.8) nous avons effectué une comparaison, en terme de BER, entre la méthode proposée basée sur la séparation de l'effet Doppler et celle développée par Hijazi dans [2] basée sur l'interpolation. Dans la figure (4.7) les résultats sont obtenus en fonction du paramètre Doppler pour un SNR de 40 dB, tandis que dans la figure (4.8) on présente la variation du BER en fonction du SNR pour ($f_d T = 0.1$). Nous remarquons que la méthode basée sur l'interpolation [2] présente un meilleur taux d'erreurs que la notre en présence de bruit additif. Ceci prouve, encore une fois, que notre algorithme est conçu pour traiter l'effet Doppler pur et qu'il faut lui associer des procédures de filtrage pour la réduction de l'effet du bruit AWGN.

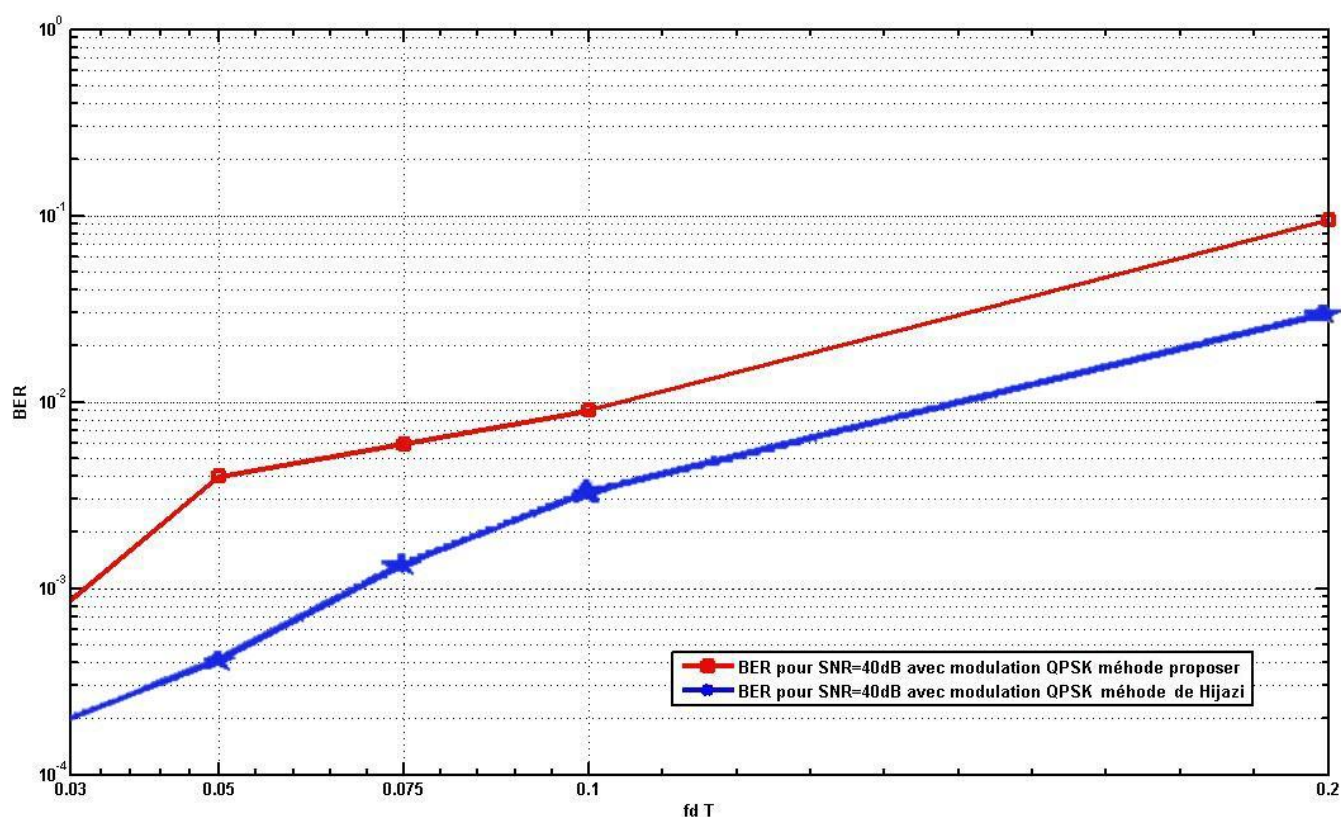


Fig. 4.7 comparaison avec la méthode d'interpolation en terme de BER

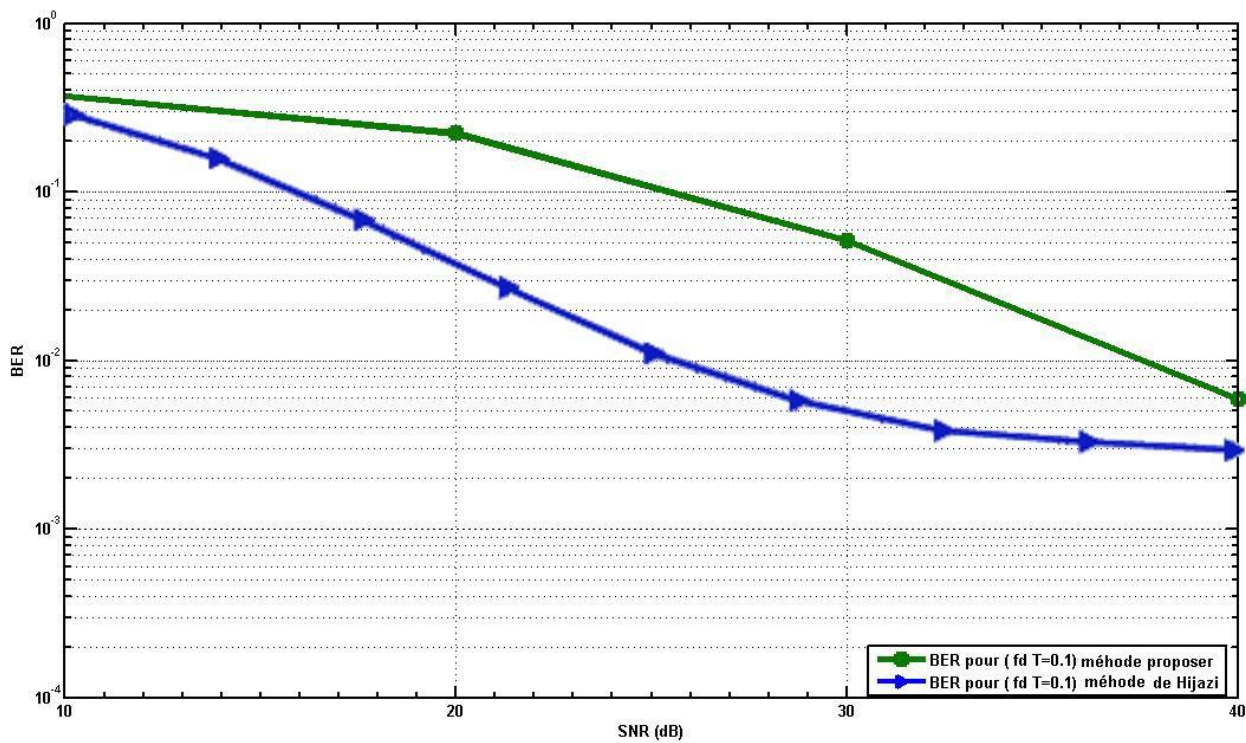


Fig. 4.8 comparaison avec la méthode d'interpolation en terme de BER

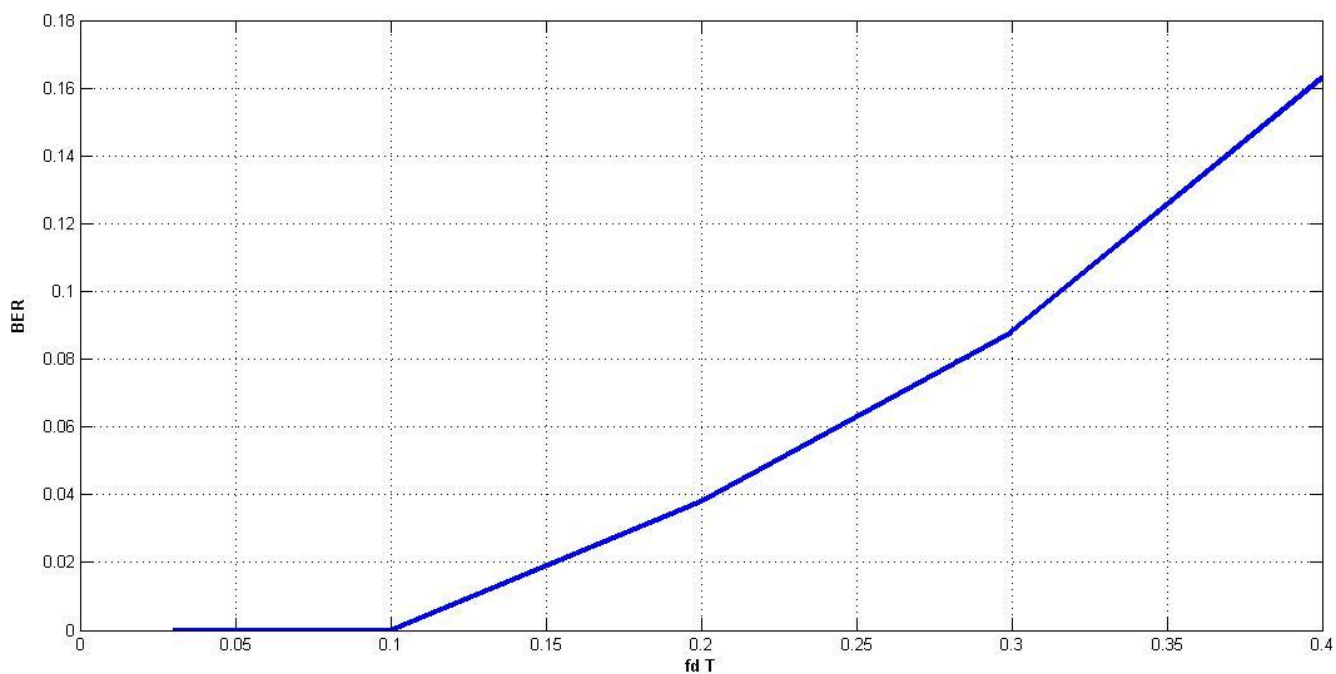


Fig. 4.9 BER en fonction de l'effet Doppler en absence de bruit AWGN

Dans la figure (4.9) nous illustrons le pouvoir de réduction de l'effet Doppler de la méthode proposée. Dans ce contexte, nous donnons la variation du BER en fonction de la mobilité en absence de bruit AWGN, pour une gamme de vitesse allant jusqu'à $f_d T = 0.4$, correspondant à une vitesse de 1300km/h. Nous constatons que l'effet de la mobilité est complètement éliminé dans la plage Doppler allant de $f_d T = 0.03$ à $f_d T = 0.1$. Dans cette gamme de vitesse, notre algorithme offre la possibilité de restituer toutes les données transmises (BER=0), malgré l'importance de l'effet Doppler auquel le signal est soumis.

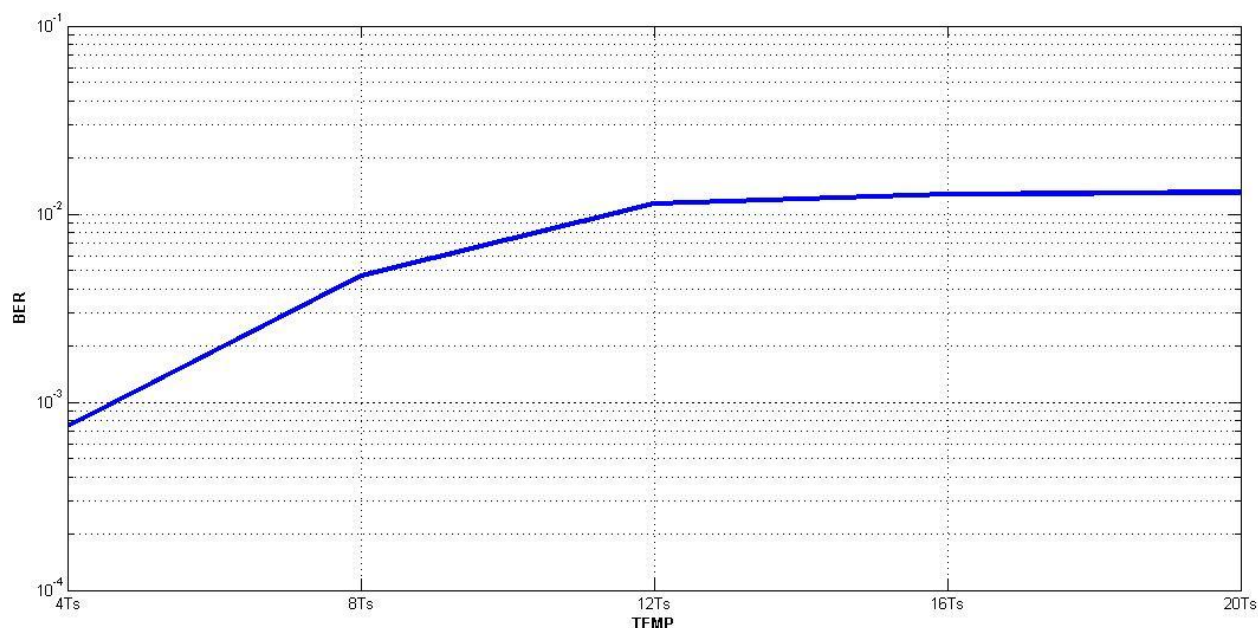


Fig. 4.10 BER en fonction de l'intervalle de temps entre deux séquences de mise à jour

Dans la figure 4.10, nous mettons l'accent sur l'importance du temps séparant deux séquences de mise à jour consécutives vis-à-vis des performances de la méthode proposée. Il est facile de constater que les performances de l'algorithme proposé, en termes de BER, sont intimement liées à ce paramètre.

Conclusions et Perspectives

Dans ce travail, nous avons étudié et analysé deux techniques récemment publiées pour l'estimation du canal et la réduction des interférences entre sous porteuses dans une transmission avec modulation OFDM. Préalablement à cela, nous nous sommes attelé à présenter un état de l'art dans le domaine de la modulation OFDM ainsi que dans celui des techniques d'estimation du canal dans les communications mobiles.

Nous avons décrit l'aspect mathématique pour la modélisation aussi bien analogique que numérique des systèmes OFDM. Dans ce sens, nous avons mis en évidence l'origine des interférences ICI au niveau d'une communication à canal Radio mobile.

Parallèlement à l'analyse et aux tests des deux techniques sus citées, nous avons proposé un algorithme pour l'élimination successive des ICI en se basant sur une idée simple, consistant à séparer l'estimation du Gain du canal de celle de l'effet Doppler. La technique proposée a été modélisée sur le plan mathématique puis implémentée sur le plan algorithmique. Les principaux résultats de simulation montrent que notre méthode d'estimation est robuste et efficace en présence d'effet Doppler important. Comparativement à une méthode, récemment publiée [2], basée sur l'interpolation, nous pouvons faire ressortir les constatations suivantes:

- L'algorithme proposé présente de meilleures performances que la méthode présentée en [2] en absence de bruit additif. Ceci est valable même en situation de grande mobilité, ce qui nous permet de le destiner au traitement de l'effet Doppler pur.
- En présence de bruit AWGN important (SNR faibles et moyens), notre algorithme perd en robustesse ce qui le prédestine à fonctionner en association avec des procédures de filtrage du bruit.
- La complexité de calcul de notre algorithme reste relativement acceptable par rapport à celle de la méthode proposée en [2]. En effet,

cette dernière nécessite énormément de calculs notamment pour effectuer l'interpolation en traitant plusieurs symboles OFDM simultanément. En contre partie, notre méthode effectue uniquement une inversion d'une matrice 12×12 pour chaque symbole OFDM (au lieu d'une interpolation complète).

Enfin, il est important de noter que l'algorithme proposé permet d'adapter les méthodes d'estimation avec données pilotes du type « bloc » dans des situations de grande mobilité. Rappelons que les techniques dites du type « bloc » ont été initialement conçues pour les canaux à faible mobilité [1,2] et de ce fait elles ne sont pas adaptées pour des effets Doppler importants.

Liste des variables

$\tau_l(t)$	Retard du $l^{\text{ème}}$ trajet
$h(t, \tau)$	Réponse impulsionnelle du canal physique
f_d	Fréquence Doppler
T	Durée d'un symbole
$r(t)$	Signal OFDM émis
$s(t)$	Signal OFDM reçu
L	Nombre de trajets
$h_l(t)$	Gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet.
$\delta(t)$	Impulsion de Dirac
$R_{h_l}(\Delta t)$	Fonction d'autocorrélation
σ_l^2	Variance
$\alpha_l(t)$	Module du gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet
$\Phi_l(t)$	Phase du gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet
$J_0(\cdot)$	Fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0
T_u	Période (utile ou active) du symbole
T_c	Temps de cohérence du canal
T_g	Durée du préfixe cyclique
T_s	Période d'échantillonnage
N	Nombre de sous-porteuses du système OFDM
N_g	Longueur du préfixe cyclique
$V = N + N_g$	Nombre d'échantillons dans un symbole OFDM
$\Psi_k(t)$	Forme d'onde (filtre de réception) du modulateur OFDM
$\phi_m(t)$	Forme d'onde (filtre d'émission) du modulateur OFDM
$\delta_{m,k}$	Symbole de Kronecker.
$X_{(n)}$	$n^{\text{ème}}$ symbole OFDM émis
\otimes	Convolution linéaire
$z(t)$	Bruit blanc additif Gaussien (AWGN)
$Y_{(n)}$	$n^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu
$Z(m)$	Bruit complexe durant le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM

$H_{(n)}$	Matrice du canal durant le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM
$\bar{h}_l^{(n)}$	Moyenne du gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet durant le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM
Q	Matrice de transformation de Fourier
$g_e(t)$	Filtre d'émission
$g_r(t)$	Filtre de réception
E_b	L'énergie moyenne par bit
T_b	Durée d'un bit
N_b	Nombre de bits par symbole
X_p	Données pilotes transmises
y_p	Signaux pilotes reçus
Z_p	Bruit Blanc Additif Gaussien associé aux signaux pilotes
h_l^0	Moyenne du gain complexe du $l^{\text{ème}}$ trajet
a_l	Pente du gain complexe du $l^{\text{ème}}$ trajet

References Bibliographiques

- [1] Henrik Schulze, Christian Lüders. Scholtz, “Theory and Applications of OFDM and CDMA”. *Edition J. Wiley and sons, 2005*
- [2] H. Hijazi. “Estimation de canal radio mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM “. *Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 2008.*
- [3] L. Hanzo, T. Keller, « OFDM and MC-CDMA for Broadband multiuser communications, WLAN and Broadcasting », *Edition John Wiley and Sons, 2nd edition, 2006, ISBN-13 978-0-470-03007-3.*
- [4] Salvatore RAGUSA, « Écrêtage Inversible pour l’Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles », *Thèse de doctorat, UJF de Grenoble, 2006.*
- [5] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, “An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels”, *IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 27-32, Jan. 1999.*
- [6] S.Tomasin, A.Gorokhov, H.Yang, J.P.Linnartz, “Iterative Interference Cancellation and Channel Estimation for Mobile OFDM”, *IEEE Trans. Commun, vol. 4, NO. 1, Jan 2005*
- [7] H. Hijazi and L. Ros. “Polynomial Estimation of Time-Varying Multi-path Gains with Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems”. *IEEE Trans. Vehic. Techno., Vol. 58, No. 1, pp. 140–151, Jan 2009.*
- [8] Y.Peng, K. Zheng, Y.Kim, Y.Lee “Iterative partial interference cancellation based detector for OFDM systems over doubly selective Rayleigh fading channels”, *IEEE International Symposium on Personal, indoor and mobile radio communications, PIMRC’07, 2007.*

- [9] M. L. Moher and J. H. Lodge. "A Modulation and Coding Strategy for Rician Fading Channels". *IEEE Journal on Select. Areas in Commun.*, Vol. 7(9), pp. 1347–1355, December 1989.
- [10] W. C. Jakes, « *Microwave Mobile Communication* », *Piscataway, NJ : IEEE Press, 1983.*
- [11] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng, and Z. Cao. "Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading Channels Based on Parametric Channel Modeling". *IEEE Trans Commun.*, Vol. 49, No. 3, pp. 467–479, March 2001.
- [12] Y. Mostofi and D. Cox. "ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems". *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 12, pp. 765–774, March 2005.

RESUME

Dans ce mémoire nous avons abordé le problème d'estimation du canal en vue de la réduction de l'effet des interférences entre sous porteuses (ICI) dans des communications mobiles avec modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). La mobilité ainsi que la rapidité de fluctuation du canal sont les principaux facteurs qui causent la perte d'orthogonalité d'un système OFDM et introduisent, par conséquent, les interférences du type ICI au niveau du récepteur. La correction de ce type de problème fait appel aux méthodes d'estimation du canal. C'est ainsi que nous avons étudié et testé deux techniques, basées sur l'utilisation des signaux pilotes, pour l'estimation du canal. Dans ce sens, nous avons proposé un algorithme d'élimination des ICI en séparant la phase d'estimation des gains du canal de celle du traitement de l'effet Doppler ce qui le rend plus efficace pour faire face au problème de la mobilité.

ABSTRACT

In this work, we addressed the problem related to the channel estimation in order to reduce the effects of Inter Carriers Interferences (ICI) in mobile communications with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. Mobility and fast fading are the main factors that destroy the orthogonality and consequently cause ICI interferences in OFDM receivers. Cancellation of ICI needs in general channel estimation techniques. Then, we studied and analyzed two different channel estimation techniques known as pilots assisted methods. We have also, proposed an ICI-cancellation algorithm by separating the gain estimation stage from the Doppler effect, which gives more efficiency to our algorithm in presence of mobility.

ملخص

في هذا العمل سوف نتطرق الى مشكلة التنبؤ بحالة القناة بهدف التقليل من التداخل بين القنوات ICI في اتصال لاسلكي باستخدام طريقة التحويل (Orthogonal Frequency OFDM Division Multiplexing) , من أهم أسباب التداخل بين القنوات : الحركة خلال الاتصال و سرعة تغير حالة القنوات . لتصحيح هذا النوع من المشاكل نستخدم طرق التنبؤ بحالة القناة estimation du canal لهذا السبب درسنا و جربنا طريقتين تعتمدان على معلومات ارشادية pilots من أجل التنبؤ بحالة القناة. في هذا السياق اقترحنا خوارزم من أجل الحد من أثر التداخل (intercarrier ICI interference) ، و بالفصل بين التنبؤ بحالة القناة و تأثير Doppler مما يجعل الخوارزم فعال في مواجهة أثر الحركة خلال الاتصال