



HAL
open science

Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile.

Youssef Nasser

► **To cite this version:**

Youssef Nasser. Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile.. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006. Français. NNT: . tel-00214147

HAL Id: tel-00214147

<https://theses.hal.science/tel-00214147v1>

Submitted on 23 Jan 2008

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

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

*À mes parents, frères et sœur
À Nour et Dodo
À ma fiancée Nada et sa famille
Au Liban*

Remerciements

« Quand vous travaillez, vous êtes une flûte, où, à travers son cœur, les soupirs de vos heures se métamorphosent en mélodie.

Qui parmi vous souhaiterait rester tel un roseau vierge de son, alors qu'autour de vous tout chante à l'unisson ?

Le travail est l'amour rendu visible. »

Gibran Khalil Gibran (Philosophe Libanais)

Lorsqu'on commence à écrire nos remerciements, on sent que c'est le début d'une nouvelle période. Ce travail s'est déroulé au Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information (LETI) du Commissariat à l'Energie Atomique de Grenoble (CEA-G) en collaboration avec le Laboratoire des Images et des Signaux (LIS).

Je remercie grandement M. Mathieu des Noes qui m'a encadré au CEA durant ces trois années et sans lequel mon travail et l'aboutissement de ce mémoire n'auraient pas vu le jour. Merci pour votre confiance, votre disponibilité, vos encouragements et surtout pour votre humour. Je remercie aussi mes encadrants universitaires M. Laurent Ros et Mme Geneviève Jourdain qui m'ont suivi durant cette période avec tout leurs enthousiasmes, leurs disponibilités et surtout pour leurs approches scientifiques et pédagogiques dans la façon de résoudre les problèmes. Je tiens à spécifier un grand merci à M. Ros qui, sans lui, je n'aurais pas eu cette thèse.

Naturellement, j'exprime mes gratitudeux aux membres du jury qui sans eux, mes travaux de recherche n'auraient pas donné lieu à cette thèse. Pour cela, je remercie sincèrement M. Philippe Loubaton de l'université de Marne-la-Vallée qui a accepté de présider ce jury, M. Jean-François Hélaré de l'INSA de Rennes et M. Michel Terré du CNAM-Paris qui ont accepté de participer à ce jury en tant que rapporteurs et bien sûr, je remercie M. David Mottier de Mitsubishi-Rennes pour sa participation en tant qu'examineur.

Un grand merci à tous les gens du laboratoire LCNA du CEA-LETI pour leur aide, chacun à sa manière. Je spécifie notamment M. Julien Barletta, M. Dimitri Ktenas et M. Jean-Benoit Pierrot. Aussi, un grand merci à tous les thésards (Rafi, Moussa, Chadi, Marina, Mounir, Mathieu, Cédric,...), DRT (Simon, ...) et stagiaires avec qui j'ai partagé ces trois années.

Mes sincères remerciements vont également à tous mes amis qui m'ont soutenu et encouragé pendant ces trois ans (Wassim, Habib, Hassan, Faten, Ali, Jouj, Kamal, Chadi, Hussein...)

Mes pensées vont également à tous les membres de ma famille pour leur encouragement, leur soutien et surtout pour leur humour qui m'a permis de franchir les difficultés. Bien sûr, un grand merci à ma fiancée *Nada* pour son amour encourageant et à sa famille pour son soutien quotidien.

RESUME EN FRANÇAIS

Dans le cadre des systèmes de communications radio mobiles de la 4^{ème} génération, on s'est intéressé aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de transmission à porteuses multiples.

La thèse consiste à étudier en premier lieu les performances des différents types de combinaisons de l'OFDM et du CDMA, appelées sous le nom générique « OFDM-CDMA », dans un environnement parfaitement synchronisé dans une liaison descendante avec les mêmes conditions de transmission : charge du système, constellation, rendement du codage, ... Une fois la comparaison des différents systèmes établie dans un contexte parfaitement synchronisé, on traitera le problème des imperfections de transmission : erreurs de synchronisation, imperfections Radio Fréquences (RF), estimation du canal, effet Doppler. Les différents types d'erreurs de synchronisation étudiés dans le manuscrit sont la synchronisation de la fenêtre temporelle, la synchronisation des fréquences porteuse, et d'échantillonnage. Les imperfections RF étudiées consistent en le bruit de phase et la gigue d'horloge. Les sensibilités de l'OFDM-CDMA à ces erreurs sont évaluées en fonction du Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB) en sortie du détecteur en tenant compte de l'orthogonalité entre les codes d'étalement.

Finalement, on s'intéresse à évaluer les performances de ces systèmes en terme du Taux d'Erreur Binaire (TEB) en sortie du décodeur et à faire le lien entre le RSIB en sortie du détecteur et le TEB en sortie du décodeur. En conclusion de ce travail, on peut tirer des limites tolérées sur les imperfections de transmission de ces systèmes ainsi qu'une comparaison entre leurs performances.

MOTS-CLEFS

Radio Communications mobiles, Systèmes de la 4^{ème} génération, Transmission multi-porteuses, Accès multiple à répartition par codes, Etalement à deux dimensions, Synchronisation, Imperfections Radio Fréquence (RF), Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB), orthogonalité des codes, RSIB exponentiel effectif, canal multi-trajet.

ABSTRACT

In the research area of wireless communications, the combination of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Code Division Multiple Access (CDMA) has been investigated for the fourth generation telephony systems.

In this thesis, a detailed description of the two dimensional (2D) spreading system, called « OFDM-CDMA », is developed for the downlink communication scheme. The goal of this the thesis is multifold. First, a comparison between the performance of different spreading schemes is identified to show the benefit supported by the 2D solution with respect to the 1D spreading solutions. Second, it is known that these different solutions implement a large number of sub-carriers and as a consequence, will be high sensitive to Radio Frequency (RF) impairments and synchronization errors. Thus, we established the sensitivities of these multi carrier spreading systems to these impairments as well as their sensitivities to channel estimation errors and Doppler spread while the orthogonality between codes is accounted for. These sensitivities are given in terms of the Signal to Interference and Noise Ratio (SINR) at the output of the detector. In order to show how these sensitivities may change with the channel coding, we established a relation between the link level measure expressed in terms of the SINR and the system level measure expressed in terms of the Bit Error Rate (BER) at the output of the channel decoder. Eventually, we gave granted limits on the values of the impairments as well as a comparison between degradations of different spreading schemes due to these impairments.

KEYWORDS

Radio mobile Communications, 4th generation systems, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Code Division Multiple Access (CDMA), 2Dimension spreading, Synchronization, Radio Frequency (RF) impairments, Signal to Interference and Noise Ratio (SINR), Effective Exponential SINR Mapping (EESM), multi-path channel.

TABLE DES MATIERES

Table des Matières.....	1
Liste des Figures	5
Notations et Sigles.....	9
Introduction	15
1 Les techniques de transmission de base des systèmes radio-mobile de la 4G.....	21
1. <i>Le canal radio mobile.....</i>	22
1.1. Analyse physique.....	22
1.2. Modèle mathématique en bande de base	24
1.2.1. Le modèle du canal statique	24
1.2.2. Le canal en mobilité	25
2. <i>La modulation OFDM.....</i>	28
2.1. Principe de l'OFDM	29
2.2. Avantages et inconvénients de l'OFDM	32
3. <i>L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC)</i>	33
3.1. Principe de l'AMRC	33
3.2. Avantages et inconvénients	35
4. <i>Conclusion.....</i>	36
2 Les modulations OFDM-CDMA.....	38
1. <i>Description des combinaisons.....</i>	39
1.1. Le MC-CDMA	39
1.2. Le MC-DS-CDMA	40
1.3. L'OFDM-CDMA (étalement à 2 dimensions)	41
1.3.1. Principe de l'OFDM-CDMA.....	41
1.3.2. Les techniques de détection.....	45
1.3.3. Avantages de l'OFDM-CDMA	49
2. <i>Performances des modulations OFDM-CDMA</i>	50
2.1. Résultats sans codage canal.....	50
2.1.1. Comparaison des systèmes d'étalement dans un contexte simple	50

2.1.2. Résultats en canaux Bran.....	51
2.2. Résultats avec codage canal	52
3. Conclusion.....	56

3 Les erreurs de synchronisation déterministes dans les systèmes OFDM-CDMA.....58

1. <i>Modèle du canal discret équivalent en bande de base</i>	59
1.1. Introduction	59
1.2. Application à l'OFDM	59
1.3. Application à l'OFDM-CDMA.....	61
2. <i>Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur de synchronisation</i>	61
2.1. Expression générale du symbole détecté.....	61
2.2. Expression matricielle du symbole détecté	63
2.3. Calcul du RSIB.....	65
2.3.1. Expression du RSIB en sortie du détecteur	65
2.3.2. Expression simplifiée du RSIB en utilisant des propriétés asymptotiques	66
3. <i>Les systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de synchronisation déterministes</i>	68
3.1. Erreur de synchronisation temporelle.....	68
3.2. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse.....	69
3.3. Erreur de synchronisation de fréquence d'horloge	71
4. <i>Performances des systèmes d'étalement en présence des erreurs de synchronisation-simulations et comparaisons</i>	72
4.1. Hypothèses de simulation.....	72
4.2. Validation du modèle asymptotique.....	73
4.2.1. Comparaison des RSIB théorique et mesuré	73
4.2.2. Comparaison du Taux d'Erreur Binaire	76
4.3. Comparaison des systèmes d'étalement	78
5. Conclusion.....	81

4 Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs variables et à l'effet Doppler .84

1. <i>Le bruit de phase</i>	85
1.1. Description physique du bruit de phase.....	85
1.2. Modélisation du bruit de phase du VCO	86
1.3. Les systèmes OFDM-CDMA en présence du bruit de phase.....	88
1.3.1. Expression du RSIB	88
1.3.2. Les fonctions poids.....	90
1.3.3. Résultats de simulation.....	92
2. <i>La gigue d'horloge</i>	94
2.1. Modélisation de la gigue d'horloge.....	94
2.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence de la gigue d'horloge	94
2.2.1. Expression du RSIB	94
2.2.2. Les fonctions poids.....	95
2.2.3. Résultats de simulation.....	97
3. <i>L'erreur d'estimation du canal</i>	99

3.1. Modélisation de l'erreur d'estimation.....	99
3.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur d'estimation du canal	100
3.2.1. Expression du RSIB	100
3.2.2. Résultats de simulation.....	101
4. <i>L'effet Doppler</i>	103
4.1. Modélisation de l'effet Doppler	104
4.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence de l'effet Doppler	104
4.2.1. Expression du RSIB	104
4.2.2. Résultats de simulation.....	105
5. <i>Conclusion</i>	107

5 Les systèmes OFDM-CDMA avec imperfections et codage canal.....109

1. <i>Chaîne de transmission avec codage canal</i>	110
2. <i>Les coefficients LRV en OFDM-CDMA</i>	111
2.1. Introduction	111
2.2. Calcul des coefficients LRV	111
3. <i>Estimation des performances en sortie du décodeur</i>	114
3.1. Méthode du RSIB Exponentiel Effectif (MREE).....	115
3.1.1. Introduction	115
3.1.2. Expression de la méthode MREE en BPSK	115
3.1.3. Expression généralisée de la méthode MREE.....	116
3.1.4. Expression de la méthode MREE dans un système OFDM	116
3.1.5. Expression de la méthode MREE dans un système OFDM-CDMA.....	117
3.1.6. Expression du paramètre λ	117
4. <i>Résultats de simulation</i>	118
4.1. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse.....	118
4.2. Erreur de synchronisation de fréquence d'horloge	121
4.3. Le bruit de phase.....	122
4.4. La gigue d'horloge	124
4.5. L'erreur d'estimation du canal.....	125
4.6. L'effet Doppler.....	127
5. <i>Conclusion</i>	130

Conclusions et Perspectives132

6 Annexes136

1. <i>Modèle du canal discret équivalent lors d'une erreur de synchronisation</i>	136
2. <i>Comparaison des interférences des systèmes MC-CDMA et MC-DS-CDMA</i>	139
2.1. Erreur de synchronisation temporelle.....	139
2.1.1. Réception avec une avance de fenêtre temporelle ($k_0 \geq 0$).....	139
2.1.2. Réception avec un retard de fenêtre temporelle ($k_0 < 0$).....	139
2.2. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse.....	142
2.3. Erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage.....	144
3. <i>Caractéristiques des canaux Bran</i>	146

4. <i>Les codes de Walsh-Hadamard</i>	146
5. <i>Expressions des interférences en présence du bruit de phase</i>	147
5.1. Hypothèse de petits signaux	147
5.2. Hypothèse de faibles variations.....	148
6. <i>Les relations entre les mesure lien et mesure système</i>	149
6.1. La Méthode Quasi Statique (MQS).....	149
6.2. La Méthode à base du Calcul de la Capacité (MCC).....	149
6.3. La Méthode du RSIB Logarithmique Effectif (MRLE).....	150
Publications	151
Références	152

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1- Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale)	23
Figure 1.2- Les différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile.....	24
Figure 1.3- Le modèle de transmission d'ondes de Clarke	27
Figure 1.4- Spectre Doppler (spectre en U).....	28
Figure 1.5- Schéma synoptique des modulations OFDM	29
Figure 1.6- Représentation temporelle de l'OFDM (Symboles avec préfixe cyclique).....	30
Figure 1.7- Représentation fréquentielle équivalente de l'OFDM	32
Figure 1.8- L'étalement de spectre par séquence directe (ESSD).....	34
Figure 1.9- Schéma synoptique des modulations CDMA	35
Figure 2.1- Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-CDMA [49]	40
Figure 2.2- Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-DS-CDMA [49].....	41
Figure 2.3- Schéma de transmission en OFDM-CDMA	42
Figure 2.4- Allocation temps-fréquence en OFDM-CDMA	43
Figure 2.5- Intérêt de l'étalement temporel (Canal Rayleigh, 1 trajet, pleine charge, QPSK, V _m =150km/h)	51
Figure 2.6- Intérêt de l'étalement fréquentiel (Canal à 4 trajets, τ _{max} =20 échantillons à F _s =20MHz, pleine charge, QPSK, V _m =3km/h)	51
Figure 2.7- Comparaison du TEB des 3 systèmes d'étalement (Canal BranA, pleine charge, QPSK, V _m =3km/h)	52
Figure 2.8- Comparaison du TEB des 3 systèmes d'étalement (Canal BranA, pleine charge, 16QAM, V _m =3km/h)	52
Figure 2.9- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement à Eb/N ₀ =8dB à l'entrée du récepteur [63], pleine charge, codage convolutif de rendement R=1/2	53
Figure 2.10- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets- QPSK)	53
Figure 2.11- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets-16QAM)	54
Figure 2.12- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets-QPSK)	55
Figure 2.13- Comparaison des systèmes d'étalement (canal BranA).....	55
Figure 2.14- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal BranE)	56
Figure 3.1- Schéma de transmission en OFDM-CDMA	59
Figure 3.2- Schéma de transmission compte tenu des erreurs de synchronisation.....	60
Figure 3.3- Schéma équivalent du canal comprenant les erreurs de synchronisation	60
Figure 3.4- Les trois cas d'erreur de synchronisation temporelle	69

Figure 3.5- Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence porteuse ($N\Delta F T_s=0.1$)	70
Figure 3.6- Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence d'horloge ($N\Delta T/T_s=0.1$)	72
Figure 3.7- Validation du modèle asymptotique (les trois systèmes d'étalement, canal gaussien, pleine charge)	74
Figure 3.8- Validation du modèle asymptotique (MC-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)	74
Figure 3.9- Validation du modèle asymptotique (MC-DS-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)	74
Figure 3.10- Validation du modèle asymptotique (les trois systèmes d'étalement, canal gaussien)	75
Figure 3.11- Validation du modèle asymptotique (OFDM-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)	75
Figure 3.12- Validation du modèle asymptotique (MC-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)	76
Figure 3.13- Comparaison du TEB entre le modèle asymptotique et la simulation (Canal Bran A)	76
Figure 3.14- Distributions des interférences lors d'une erreur de synchronisation temporelle (canal BranA)	77
Figure 3.15- Comparaison du TEB entre le modèle asymptotique et la simulation (OFDM-CDMA, canal Bran A, pleine charge)	78
Figure 3.16- Comparaison du TEB moyen entre le modèle asymptotique et la simulation (OFDM-CDMA Bran A, pleine charge)	78
Figure 3.17- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur temporelle, canal Bran A, pleine charge)	79
Figure 3.18- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence porteuse, canal Bran A, pleine charge)	79
Figure 3.19- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence porteuse, canal Bran A, quart de charge)	79
Figure 3.20- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence d'horloge, canal Bran A, pleine charge)	80
Figure 3.21- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence d'horloge, canal Bran A, quart de charge)	80
Figure 3.22- Sensibilité à la charge lors d'une erreur de fréquence porteuse (canal gaussien)	81
Figure 3.23- Sensibilité des différentes bandes à une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage (OFDM-CDMA BranA pleine charge)	81
Figure 4.1- Illustration du bruit de phase $\theta(t)$	85
Figure 4.2- Schéma détaillé de transmission en présence du bruit de phase	86
Figure 4.3- Schéma équivalent du bruit de phase dans la PLL	86
Figure 4.4- DSP du bruit de phase	87
Figure 4.5- DSP du bruit de phase du VCO filtré	88
Figure 4.6- Schéma de transmission en bande de base en présence du bruit de phase	89
Figure 4.7- La fonction poids $W_1(f)$, effet de l'IEP ($N=64, N_F=8$)	91
Figure 4.8- La fonction poids $W_2(f)$, effet de l'IEB ($N=64, N_F=8$)	91
Figure 4.9- Validation du modèle asymptotique	92
Figure 4.10- Dégradations des systèmes d'étalement (canal gaussien, pleine charge)	93
Figure 4.11- Comparaison des dégradations des différents systèmes d'étalement (canal BranA, pleine charge)	93

Figure 4.12- Comparaison des dégradations des différents systèmes d'étalement (quart de charge)	94
Figure 4.13- La fonction poids $W_1(f)$, effet de l'IEP ($N=64, N_F=8$)	96
Figure 4.14- La fonction poids $W_2(f)$, effet de l'IEB ($N=64, N_F=8$)	97
Figure 4.15- Maximum de la fonction poids $W_1(f)$ ($N=N_c=N_F=64$)	97
Figure 4.16- Validation du modèle asymptotique canal BranA, pleine charge	98
Figure 4.17- Dégradation du RSIB (canal BranA, pleine charge)	98
Figure 4.18- Dégradation du RSIB (canal BranA, quart de charge)	99
Figure 4.19- Dégradation du RSIB (canal gaussien, pleine charge)	99
Figure 4.20- Structure éventuelle de distribution de pilotes	100
Figure 4.21- Validation du modèle asymptotique (canal BranA, pleine charge, MRC, $E_b/N_0=20\text{dB}$)	102
Figure 4.22- Résultats de simulation (canal BranA, pleine charge, MEQM, $E_b/N_0=20\text{dB}$)	102
Figure 4.23- Comparaison des dégradation en OFDM-CDMA entre les détecteurs CRM et MEQM	103
Figure 4.24- RSB nécessaire des pilotes en fonction de la charge (canal Gaussien)	103
Figure 4.25- Validation du modèle asymptotique (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)	106
Figure 4.26- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)	106
Figure 4.27- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, quart de charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)	106
Figure 4.28- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=10\text{dB}$)	107
Figure 5.1- Chaîne de transmission OFDM-CDMA complète	110
Figure 5.2- Partitions de la partie en phase I de la constellation 16QAM	113
Figure 5.3- Partitions de la partie en Quadrature de phase Q de la constellation 16QAM	113
Figure 5.4- Modélisation du calcul du paramètre λ	117
Figure 5.5- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	119
Figure 5.6- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	119
Figure 5.7- Validation de la méthode MREE (MC-DS-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	119
Figure 5.8- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	120
Figure 5.9- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	120
Figure 5.10- Validation de la méthode MREE (MC-DS-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	120
Figure 5.11- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	121
Figure 5.12- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	121
Figure 5.13- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	122
Figure 5.14- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	122

Figure 5.15- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	123
Figure 5.16- Résultats de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	123
Figure 5.17- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	123
Figure 5.18- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	124
Figure 5.19- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	124
Figure 5.20- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)	125
Figure 5.21- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)	125
Figure 5.22- Validation du modèle (OFDM-CDMA, canal BranA, CRM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)	126
Figure 5.23- Sensibilité à l'estimation du canal (MC-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)	126
Figure 5.24- Sensibilité à l'estimation du canal (OFDM-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)	127
Figure 5.25- Sensibilité à l'estimation du canal (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)	127
Figure 5.26- Validation du modèle (MC-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)	128
Figure 5.27- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)	128
Figure 5.28- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)	129
Figure 5.29- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)	129
Figure 5.30- Validation du modèle (OFDM-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)	129
Figure 6.1 Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($k_0=-5$ éch., CFZ, canal Gaussien)	142
Figure 6.2- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($k_0=-5$ éch., MEQM, canal BranA)	142
Figure 6.3- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T_s=0.1$, $N=64$, CFZ, canal BranA)	144
Figure 6.4- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T_s=0.1$, $N=64$, MEQM, canal BranA)	144
Figure 6.5- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T/T_s=0.1$) $N=64$	145
Figure 6.6- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T/T_s=0.1$) $N=64$	145

NOTATIONS ET SIGLES

Sigles

1G, 2G, 3G, 4G	1 ^{ère} Génération, 2 ^{ème} Génération, 3 ^{ème} Génération, 4 ^{ème} Génération
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes
BAM	Bruit d'Accès Multiple
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDMA	Code Division Multiple Access
CFZ	Combinaison par Forçage à Zéro
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CPE	Common Phase Error
CRM	Combinaison à Rapport Maximal
DSP	Densité Spectrale de Puissance
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
IEB	Interférence Entre sous Bandes
IEP	Interférence Entre sous Porteuses
IES	Interférence Entre Symboles
LRV	Logarithme du Rapport de Vraisemblance
MCC	Méthode du Calcul de la Capacité
MC-CDMA	Multi Carrier Code Division Multiple Access

MC-DS-CDMA	Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access
MCIM	Méthode du Calcul de l'Information Mutuelle
MEQM	Minimisation d'Erreur Quadratique Moyenne
MQS	Méthode Quasi Statique
MREE	Méthode du RSIB Exponentiel Effectif
MRLE	Méthode du RSIB Logarithmique Effectif
MV	Maximum de Vraisemblance
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Préfixe Cyclique
PLL	Phase Locked Loop
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Fréquence
RI	Réponse Impulsionnelle
RSB	Rapport Signal sur Bruit
RSIB	Rapport Signal à Interférence plus Bruit
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TFD, TFDI	Transformée de Fourier Discrète, TFD Inverse
UMTS	Universal Mobile Telephony System
WH	Walsh Hadamard

Symboles

v	Longueur de l'intervalle de garde
α	Charge du système
B	Bande passante du signal
B_n	Bande de coherence normalisée
D	Facteur de diffusion du bruit de phase

f_d	Fréquence Doppler
F_{RX}	Fréquence porteuse du récepteur
F_{TX}	Fréquence porteuse de l'émetteur
i,j	Indices respectifs de symboles 2D d'émission et de réception
L	Nombre de trajets du canal
q,l	Indices respectifs de symboles OFDM d'émission et de réception
N	Nombre de sous porteuses
N_c	Facteur d'étalement
N_F	Facteur d'étalement fréquentiel
N_T	Facteur d'étalement temporel
n,p	Indices respectifs de sous porteuses d'émission et de réception
S	Nombre de sous bandes
T_s	Période d'échantillonnage
t_s	Temps symbole QAM
W	Etalement du canal (en nombre d'échantillons)
s,w	Indices respectifs des sous bandes d'émission et de réception

Notations

$y(t,u)$	Signal continu en t et continu en u
$y(t,u]$	Signal continu en t et discret en u
$y[t,u)$	Signal discret en t et continu en u
$\underline{\underline{X}}$	Matrice X
\underline{X}	Vecteur X
$\underline{\underline{X}}^H$	Matrice hermitienne de $\underline{\underline{X}}$ (transposée conjuguée)
$x(.)$	Signal en sortie de l'émetteur
$r(.)$	Signal en entrée du récepteur
$R(.)$	Signal en sortie de la TFD

$\underline{\underline{H}}$	Matrice du canal
$\underline{\underline{Z}}$	Matrice d'égalisation du canal
$\underline{\underline{C}}$	Matrice des codes d'étalement de tous les utilisateurs
$\underline{\underline{U}}$	Matrice des codes d'étalement des utilisateurs interférents
$\underline{\underline{P}}$	Matrice des puissances de tous les utilisateurs
$\underline{\underline{Q}}$	Matrice des puissances des utilisateurs interférents
ϕ	Fonction de transfert équivalente introduisant les TFD-PC-TFDI et les erreurs de synchronisation
ψ	Fonction de Dirichlet

INTRODUCTION

DURANT les dernières décennies, les demandes de nouveaux services de communications avec des débits élevés et une bonne qualité de service sont devenues de plus en plus fréquentes. En outre, avec l'émergence de la téléphonie mobile et de l'Internet, les exigences de nos jours sont de plus en plus diversifiées. Ainsi, on remarque bien que le besoin de communiquer de la voix et des messages de texte n'est plus unique mais on désire transmettre de l'image, de la vidéo et des données en temps réel « *n'importe quand, n'importe qui et n'importe où* » [81]. Ainsi, de grandes révolutions dans le monde des communications ont éclaté: on connaît par exemple le passage de la transmission de données en ISDN « *Integrated Services Digital Network* » sur des câbles torsadés à des débits de 128kbit/sec à la transmission de données en ADSL « *Asymmetric Digital Subscriber Line* » ou bien VDSL « *Very high bit rate Digital Subscriber Line* » à des débits pouvant atteindre quelques Mbit/sec en liaison descendante et 800kbit/sec en voie montante. Aussi, on connaît récemment le système WIFI qui a fait son apparition pour pouvoir atteindre des débits de quelques dizaines de Mbits/sec sur des distances relativement moyennes. Quant à la communication mobile, la première génération 1G a fait son apparition avec des systèmes analogiques tels que le système AMPS « *Advanced Mobile Phone Service* » au début des années 80 puis avec des systèmes numériques de la deuxième génération 2G aux débuts des années 90 tels que le système européen GSM « *Global System Mobile* » et le système américain IS-95 basé sur le CDMA « *Code Division Multiple Access* ». Ce passage du mode analogique au mode numérique fut une étape importante dans le monde des communications puisqu'il a permis d'augmenter énormément la qualité de service. Après ce passage, d'importantes évolutions de la 2G sont arrivées pour définir ce qu'on appelle 2G+: on cite par exemple les systèmes GPRS et EDGE où on peut atteindre des débits de 144kbit/sec et 384kbit/sec respectivement.

Cette évolution incessante des standards a mené au système de communications de la 3G connu sous le nom UMTS « *Universal Mobile Telephony System* » et développé par l'ETSI puis par la 3GPP et basé sur la technique « *Wideband CDMA* ». La norme UMTS exploite le nouveau protocole de communication W-CDMA et de nouvelles bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz. L'objectif de la 3G était de définir un système de communications standardisé au niveau mondial dans un contexte de transmission multi environnements (pico cellules, micro cellules, macro cellules, zones urbains et rurales, piéton, véhiculaire...). En théorie, le débit en 3G devait atteindre 2 Mbps à partir d'une connexion d'un lieu fixe et 384 kbps en mouvement. Bien qu'on soit encore loin de la promesse initiale, le maximum en Europe a été fixé à 384 kbps: soit 64 à 128 kbps en liaison montante et 128 à 384 kbps en liaison descendante, même en mouvement (train, voiture). Ce « haut débit » mobile n'est pas si éloigné des vitesses de transmission proposées dans le cadre des premières offres d'accès à l'Internet avec des modems filaires. L'UMTS présente des avantages qui s'appliquent autant aux communications vocales qu'aux transferts de données. Comme la technologie exploite une bande de fréquences plus large, elle permet de faire passer trois fois plus d'appels. En théorie, le système UMTS devrait donc remédier à la saturation des réseaux existants et proposer des services de meilleure qualité. Le débit cinq à dix fois plus rapide laisse apparaître le développement de nouvelles applications, notamment dans le domaine du multimédia et facilite l'accès aux données, web et e-mails, en situation de mobilité.

La Corée du Sud est le premier pays au monde à avoir inauguré un réseau 3G. Cependant, pour les opérateurs coréens le constat est rude : le passage à la 3G représente un risque certain puisque les perspectives de recettes sont incertaines. Le succès de l'UMTS au Japon baptisé sous le nom de FOMA « *Freedom Of Mobile Multimedia Access* » est toutefois à nuancer. Initialement prévu pour mai 2001, ce service 3G basé sur la technologie UMTS a été lancé au Japon en octobre 2001. FOMA ne couvre actuellement que le grand Tokyo. La couverture nationale est prévue en 2006-2007, les débits proposés vont de 64 kbit/s à 384 kbit/s. En Europe, conçu pour être déployé aux débuts de l'année 2002, ce système ne fit son apparition qu'en fin de l'année 2004 en France. Ce n'est pas une révolution de la même ampleur que la 2G dans les années 90, mais elle pourrait grandement faire évoluer les usages: accès haut débit à l'Internet sans fil, visiophonie et messages vidéo ainsi que la réception de la télévision sur le téléphone...

Dans un avenir proche, les spécialistes s'intéressent déjà à une évolution de l'UMTS, la technologie HSDPA « *High Speed Downlink Package Access* » qui garantirait enfin les 2 Mbps de débit réel initialement espérés par le UMTS. Le déploiement des réseaux 3,5G serait planifié pour 2006 au Japon et un an plus tard en Europe.

Après la 3G, la 4G ?

L'industrie mondiale des télécommunications y pense déjà, et la quatrième génération de téléphonie mobile serait prévue pour un lancement à l'horizon 2007-2010 au Japon. Des tests sont d'ores et déjà conduits sur la base de la technologie « *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* ». La combinaison de ces techniques avec celles de la 3G ont permis de proposer et de définir plusieurs systèmes de communications afin de concevoir des débits de quelques Mbit/sec en vitesse véhiculaire.

Objectifs et plan de la thèse

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire Communications Numériques et Algorithmes (LCNA) appartenant au Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information (LETI) du Commissariat à l'Energie Atomique (CEA) de Grenoble en collaboration avec le Laboratoire des Images et des Signaux (LIS) de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG) .

Dans le cadre des systèmes de communications radio mobiles de la 4^{ème} génération, nous nous sommes intéressés aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de transmission à porteuses multiples. La première proposition **de la combinaison de l'étalement fréquentiel avec de la transmission multi-porteuses** du type OFDM « *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* » a fait son apparition en 1993 par Linnartz [101]. Sa proposition, appelée **MC-CDMA** « *Multi Carrier Code Division Multiple Access* », fut une étape importante dans le passage à des débits au delà de ceux proposés par la 3G puisque, avec une telle combinaison, on pourrait bénéficier de la diversité de l'étalement fréquentiel et de la simplicité de la mise en œuvre des techniques multi-porteuses. Cependant, cette combinaison souffre du Bruit d'Accès Multiple (BAM) provenant des utilisateurs communicants. Ainsi, **une combinaison de l'étalement temporel avec les systèmes multi-porteuses** a été proposée sous le nom **MC-DS-CDMA** « *Multi Carrier Direct Sequence CDMA* » pour remédier au problème de BAM [14]. Elle offre également des débits élevés, présente un niveau inférieur du bruit mais offre moins de diversité. En 2002, Persson et Ottosson [63] ont proposé une nouvelle mise en œuvre de ces techniques. Leur proposition, baptisée sous le nom générique **OFDM-CDMA, consiste à faire conjointement de l'étalement temporel et fréquentiel combiné à la transmission multi-porteuses** afin de gagner de la diversité et de minimiser le bruit des utilisateurs interférents.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont porté sur la comparaison des systèmes COFDM (OFDM codé) et MC-CDMA [40][41][36]. Dans ces études, on a démontré que les performances du COFDM l'emportent sur celles du MC-CDMA sauf dans le cas de petites constellations et de rendement du codage du canal faible. Comme le MC-DS-CDMA présente une certaine forme de l'OFDM (peu de diversité fréquentielle), on peut dire que le MC-DS-CDMA présente les mêmes avantages que le COFDM vis à vis du MC-CDMA.

D'autre part, dans un réseau multicellulaire, il est bien connu que ces hypothèses de petites constellations et de faible rendement sont utilisés par les mobiles aux bornes des cellules. Ceci veut dire que le MC-CDMA est plus bénéfique dans un contexte multicellulaire aux bornes des cellules alors que le MC-DS-CDMA est plus bénéfique dans un contexte monocellulaire. **L'étalement dans les domaines temporel et fréquentiel permet d'optimiser les performances quelque soit la position du mobile dans la cellule.**

Les chercheurs de l'opérateur japonais NTTDoCoMo ont présenté cette proposition d'étalement à deux dimensions comme la solution optimale pour les communications à débits et qualité de service variables [4][6][43][54][55]. Ils ont ainsi mené plusieurs études pour en conclure la priorité de l'étalement temporel par rapport à l'étalement fréquentiel [55]. Cependant, leurs résultats ne sont pas appropriés puisque ils utilisent un entrelaceur qui dépend du facteur de l'étalement fréquentiel. Aussi, ils ont comparé les systèmes avec un nombre d'utilisateurs constant mais à charge variable en variant le facteur d'étalement ce qui rend la supériorité d'un système assez ambiguë.

C'est dans ce contexte que s'inscrit ma thèse dont voici les lignes directrices.

- Elle consiste à réaliser un état de l'art sur les différents types de combinaisons de l'OFDM et du CDMA et leurs performances dans un environnement parfaitement synchronisé **pour une liaison descendante** avec les mêmes conditions de transmission : charge, vitesse du mobile, taille de l'entrelaceur... *A la fin de cette comparaison, il faut déduire des conclusions de la supériorité éventuelle d'un système d'étalement donné.*
- Une fois la comparaison des différents systèmes établie dans un contexte parfaitement synchronisé, on traitera le problème des imperfections de transmission : erreurs de synchronisation, bruit de phase, gigue d'horloge, estimation du canal, effet Doppler. Les différents types d'erreurs de synchronisation étudiés dans ce manuscrit sont la synchronisation de la fenêtre temporelle, la synchronisation des fréquences porteuse, et d'échantillonnage, le bruit de phase et la gigue d'horloge. On étudie aussi dans ce manuscrit l'effet Doppler et l'erreur d'estimation du canal. Or, il est bien connu que les systèmes à base de porteuses multiples sont sensibles à ces imperfections. On se focalise dans ce travail sur ce problème assez peu traité jusque lors pour les systèmes OFDM-CDMA. On essaie alors de répondre à la question suivante: quelle configuration d'étalement parmi celles citées ci-dessus présente le plus de sensibilité aux *erreurs de synchronisation et quelles sont les limites qu'on pourrait admettre pour une telle erreur.*

Les travaux existants dans la littérature ont montré la sensibilité des systèmes OFDM, MC-CDMA et MC-DS-CDMA aux erreurs de synchronisation [25][52][53][82][83][84][85][86]. Dans les systèmes à base du CDMA, les performances sont généralement déterminées en fonction de la dégradation du Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB). Celui-ci, dépendant des codes d'étalement, devient rapidement complexe à évaluer dès que le nombre des utilisateurs et la longueur du code d'étalement deviennent élevés. Pour s'affranchir de ce calcul complexe, ces travaux évaluent une espérance suivant les codes en supposant des codes d'étalement du type i.i.d. c.à.d. l'orthogonalité entre les codes n'est pas prise en compte. Cependant, dans une liaison descendante dans les systèmes OFDM-CDMA, les codes choisis sont orthogonaux. Pour prendre en compte cette orthogonalité dans l'étude des performances, on propose un modèle analytique du calcul du Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB) basé sur une représentation matricielle. Profitant de cette représentation et de quelques propriétés de la théorie des matrices aléatoires et de la probabilité libre, on pourra déduire un modèle analytique indépendant des codes d'étalement des utilisateurs. Ceci constitue un point très important dans l'estimation des performances au niveau des terminaux.

On utilisera alors ce modèle simplifié pour déduire les dégradations du RSIB et les performances en terme du Taux d'Erreur Binaire (TEB).

- Une fois le modèle analytique du RSIB établi en sortie du détecteur, un autre problème se pose. *Comment peut-on relier ce modèle aux performances obtenues en terme du TEB après le codage canal?* Pour cela, on adapte une méthode de prédiction du TEB proposée initialement au 3GPP2 aux systèmes OFDM-CDMA. Cette solution permettra alors de faire le lien entre les mesures liaison et les mesures système. On démontrera que cette solution est indépendante du type d'étalement, du modèle du canal, du type de l'imperfection... Elle ne dépendra que du type de la modulation et du codage du canal.
- Tout au long de ce document, on suppose que la communication se fait en liaison descendante et qu'on se focalise sur l'étude des performances seulement.

Détaillons maintenant le plan du rapport ainsi que les contributions et les résultats.

Ce document est divisé en cinq grands chapitres:

- Le **premier chapitre** fait un rappel sur les problèmes de transmission en radio mobile et les différentes fluctuations que peut subir un signal transmis. On aborde plus particulièrement le modèle de propagation à travers le canal, les différents paramètres régissant la variation du canal de transmission et la modélisation de ces paramètres dans une chaîne de simulation. Après avoir introduit le modèle du canal, une présentation assez brève des modulations OFDM et CDMA est décrite. Du point de vue technique, ces modulations constituent la base des modulations de la 4^{ème} génération.
 - Ayant rappelé les principes de base des techniques CDMA et OFDM, il est alors possible d'introduire au **chapitre 2** les trois principales techniques qui associent une modulation multi-porteuses du type OFDM avec la technique d'accès multiple CDMA. Les deux techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA réalisent respectivement un étalement fréquentiel et temporel des données. Longuement étudiées [14][18][24][30][39][40][41][101], chacune de ces techniques possède ses caractéristiques et ses performances. Elles seront introduites succinctement. Cependant, la nouvelle technique appelée OFDM-CDMA a retenu notre attention et a fait l'objet de quelques études récentes [4][6][54][55][63]. On l'étudie alors en détails tout en expliquant les différentes techniques de détection ainsi que le bénéfice qu'on peut en attendre par rapport aux autres techniques. Plusieurs résultats sont alors présentés dans des contextes différents.
 - Dans le **chapitre 3**, on propose un modèle analytique de la fonction de transfert du *canal équivalent* qui tient compte des erreurs de synchronisation et des imperfections RF (constantes et variables) ainsi qu'un modèle analytique du calcul du RSIB en présence de ces imperfections. Le modèle du canal équivalent permet d'écrire le signal en réception d'une manière unique comme étant la TFDI du produit des symboles transmis sur les différentes sous porteuses et des coefficients de cette fonction de transfert. Cette écriture permet alors d'avoir un modèle général de modélisation des différentes erreurs. Le RSIB est de grande importance dans l'évaluation du niveau de la liaison et de la qualité de service ainsi que dans le calcul du TEB de la communication. Cependant, puisqu'il dépend des codes d'étalement, le récepteur devrait l'évaluer chaque fois qu'un nouvel utilisateur se connecte au réseau. En s'appuyant sur la théorie des matrices aléatoires [12][17][28], on arrive à un modèle s'affranchissant de la connaissance des codes d'étalement. Ceci
-

simplifiera énormément l'exploitation du RSIB. Les erreurs de synchronisation étudiées dans ce chapitre sont celles de fenêtre temporelle (constante), de fréquence porteuse (déterministe) et de fréquence d'horloge (déterministe). Plusieurs types de résultats ainsi que des limites sur les erreurs admises sont alors établis.

- **Le chapitre 4** fournit des résultats de performances théoriques et de simulation en présence d'erreurs de synchronisation aléatoires (bruit de phase, gigue d'horloge), en présence de l'effet Doppler et d'erreur d'estimation du canal. Dans ce chapitre, on présente d'une façon détaillée l'origine de chacune de ces erreurs puis son impact sur les systèmes OFDM-CDMA. En se servant du modèle analytique développé au chapitre 3, on donnera un modèle analytique des performances sans codage canal des systèmes OFDM-CDMA. En particulier, on élabore des fonctions poids comme celles données par Stott [86] en OFDM dans le cas du bruit de phase et de la gigue d'horloge. Ces fonctions sont de grande utilité pour les ingénieurs ayant à concevoir des synthétiseurs de fréquence.

Une comparaison entre les résultats analytiques et de simulation ainsi que les limites admises sur ces imperfections sont alors présentées.

- Après avoir présenté les performances des systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de synchronisation sans codage canal, **le chapitre 5** évaluera l'impact du codage canal sur ces performances. Celles ci seront alors mesurées en terme du TEB en sortie du décodeur. Pour cela, on évoquera tout d'abord les expressions des coefficients des Logarithmes des Rapports de Vraisemblance LRV nécessaires pour le décodage, en présence des erreurs de synchronisation. Ensuite, on évoquera le problème de relation entre le modèle de mesure de la liaison en sortie du détecteur et le modèle de performance en sortie du décodeur canal. Pour cela, on présentera différentes relations existantes puis on adaptera une solution proposée initialement au 3GGP2 par Ericsson [22] au système OFDM-CDMA. On montrera dans ce chapitre que cette relation est très simple à implémenter, présente peu de paramètres à régler et donne des résultats très précis.

Finalement, une conclusion et des perspectives du travail sont fournies tandis que le chapitre 6 est dédié aux annexes.

1 LES TECHNIQUES DE TRANSMISSION DE BASE DES SYSTEMES RADIO-MOBILE DE LA 4G

La communication entre deux mobiles n'est pas établie par un lien radio électrique direct ni par un système centralisé autour d'une unité de contrôle centrale gérant les différents mobiles. La zone géométrique à couvrir est divisée en cellules possédant chacune une station de base. La communication est alors assurée par des liens entre la station de base et les différents mobiles. Elle est assurée par allocation d'un canal à chaque mobile. Un canal utilise généralement deux fréquences de transmission: l'une permet de communiquer l'information de la station de base vers le mobile et s'appelle voie descendante de communication, l'autre permet de communiquer l'information du mobile vers la station de base et s'appelle voie montante.

Le canal de transmission constitue le problème central auquel il faut faire face dans les différentes solutions de transmission proposées. Lorsque on envoie un symbole à travers le canal, celui-ci sera reçu sous forme de versions superposées retardées et atténuées ce qui peut générer de l'interférence entre les symboles transmis. Un remède serait alors d'augmenter l'intervalle de temps entre ces symboles mais au détriment du débit souhaité. Afin de maintenir des débits élevés et annuler l'interférence entre symboles, un remède plus sophistiqué consiste en une transmission parallèle des données ayant des durées suffisamment longues comme le réalise l'OFDM « *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* ».

Un autre aspect de transmission consiste en l'accès multiple: dans un réseau cellulaire, chaque utilisateur veut pouvoir détecter sa propre information et annuler au mieux les signaux des autres utilisateurs. Trois techniques différentes d'accès multiple sont généralement envisagées pour établir une communication simultanée entre plusieurs utilisateurs. Les deux grands principes d'Accès Multiple par Répartition de Temps AMRT ou bien l'Accès Multiple par Répartition de Fréquence AMRF représentent les deux techniques les plus classiques. Dans le premier cas, le temps de transmission global est organisé en un ensemble de trames dont chacune est divisée en un certain nombre de slots (un slot est équivalent à un intervalle temporel) suivant les normes et les applications. Ainsi, l'utilisateur concerné transmet pendant un certain nombre de slots tandis que les autres utilisateurs sont en silence. Dans le deuxième cas, la bande de transmission allouée est divisée en un certain nombre de sous-bandes. Chaque utilisateur est autorisé à émettre sur une sous-bande de fréquence qui lui est allouée pour la communication. La distinction entre les utilisateurs se fait dans le domaine fréquentiel. Bien sur, des combinaisons de ces deux types d'accès multiple peuvent être envisagées afin de permettre une plus grande flexibilité de transmission comme c'est le cas du standard GSM. Dans le 3^{ème} cas d'Accès Multiple par Répartition de Codes AMRC (étalement de spectre), toutes les ressources en temps et en fréquence sont allouées à tous les utilisateurs simultanément [7]. La distinction entre les différents utilisateurs se fait par les codes qui leur sont associés ce qui entraîne quelques contraintes sur les codes

d'étalement. Cette technique est à la base de la solution développée par la 3GPP pour le UMTS et largement utilisée dans les propositions de transmission de la 4^{ème} génération (4G).

Tenant compte de ces aspects de transmission, on introduira dans ce chapitre une description des problèmes liés au canal ainsi que les techniques de base des solutions de la 4G.

1. Le canal radio mobile

1.1. Analyse physique

La liaison entre la station de base et le mobile est dépendante du canal radio mobile. Dans une communication sur un canal radio mobile, le signal transmis est soumis à deux types de perturbations : le bruit additif et les perturbations de propagation à travers le canal.

⊕ Le bruit:

Le premier type de perturbations provient directement de l'agitation thermique des électrons dans la matière qui ne sont pas à une température absolue nulle ($T=0^{\circ}\text{K}$). Cette agitation provoque un mouvement chaotique et donc des accélérations aléatoires des électrons dans toutes les directions. Ce bruit est appelé bruit thermique et possède une distribution normale. La densité spectrale de puissance de rayonnement moyenne (monolatérale notée N_0) de la distribution du bruit thermique émise par un corps porté à une certaine température a été modélisée par la loi de Planck. Aux fréquences radio, elle est approximée par $\gamma_b(f) = K_B T$ (exprimée en Watt/Hz) où K_B est la constante de Boltzmann et vaut 1.38×10^{-23} Joules.K⁻¹ et T est la température du corps qui émet le rayonnement exprimée en Kelvins.

⊕ Les perturbations de propagation: En communications numériques, un autre type de perturbations pourrait apparaître. Il correspond aux atténuations dues à la propagation et à la superposition multiple et incohérente de signaux radioélectriques en réception. Ainsi, on distingue:

- L'atténuation moyenne (« *Path loss* » en anglais): La puissance du signal reçue diminue globalement en moyenne en fonction de la distance d parcourue par l'onde électromagnétique avec une atténuation donnée sous forme d^n où n est un réel positif qui dépend de la liaison entre la station de base et le mobile. Lorsque la station de base et le mobile sont en vue directe (« *Line Of Sight LOS* » en anglais), la puissance moyenne du signal diminue en puissance de 2 en fonction de la distance ($n=2$). L'atténuation en puissance est alors donnée par $Att(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$ où λ est la longueur d'onde du signal transmis. Lorsque la station de base et le mobile ne sont pas en vue directe, la puissance du signal diminue avec une puissance plus grande de 2. Elle est alors comprise entre 3 et 5 suivant le type d'environnement [74].
- La propagation par trajets multiples: Elle est due aux réflexions, de diffractions et à la diffusion du signal transmis sous forme d'onde électromagnétique comme le montre la Figure 1.1. Ainsi, on reçoit au niveau du récepteur une multitude d'ondes arrivant avec des amplitudes, des phases et des délais différents dont l'énergie est difficile à récupérer entièrement. Cette multitude d'ondes se traduit **par une sélectivité fréquentielle du canal** c.à.d. ses composantes fréquentielles ne sont pas soumises au même niveau d'atténuation. Bien que cette sélectivité présente un gain de diversité fréquentiel, elle introduit une perte des propriétés du signal transmis.
- L'effet Doppler: Cet effet est dû à la mobilité du mobile et/ou des objets dans le canal radio mobile. Pour les systèmes à ondes stationnaires travaillant à une fréquence porteuse autour de quelques GHz, la distance entre un nœud et un ventre sera de quelques centimètres ce qui induit un changement rapide des amplitudes et des phases pour le moindre mouvement ce qui fait varier le canal au cours du temps. Ces fluctuations caractérisées généralement par un évanouissement rapide du canal introduisent **une**

sélectivité temporelle du signal transmis mais dégradent aussi la communication. Elles seront étudiées ultérieurement en détails.

- L'évanouissement à long terme (« *Shadowing* » en anglais): Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines...) ce qui résulte en une atténuation plus ou moins prononcée. Contrairement aux fluctuations dues aux trajets multiples, on qualifie ce type de fluctuations comme étant fluctuations à long terme comparativement à la longueur d'onde. De nombreuses études modélisent cet évanouissement comme une variable aléatoire de loi log-normale [61] qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation.

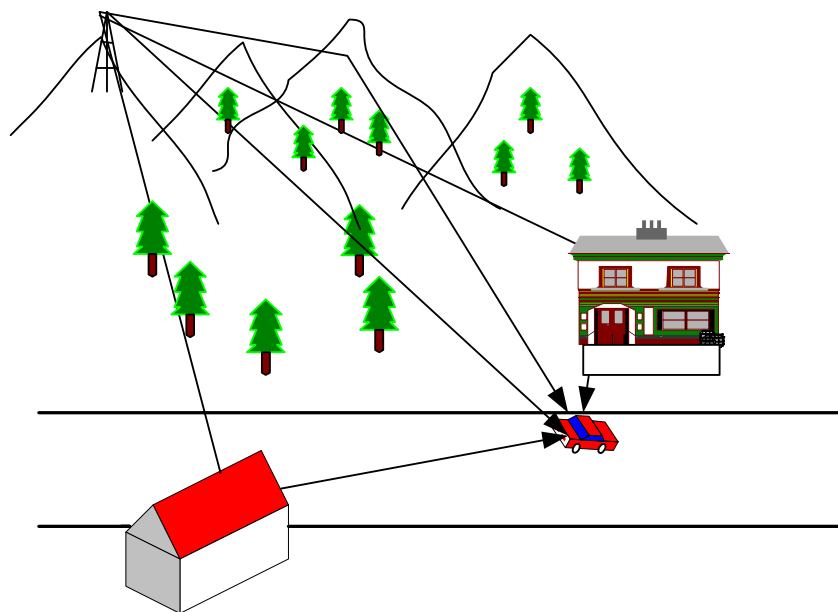


Figure 1.1- Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale)

La Figure 1.2 récapitule les différentes sources de perturbations. Généralement, les variations de la puissance reçue dues aux effets de l'évanouissement à long terme et l'atténuation moyenne sont compensées par un contrôle de puissance au niveau de l'émetteur. Elles ne sont pas étudiées dans ce document. On s'intéressera particulièrement à l'effet Doppler et à la propagation par trajets multiples.

En large bande, le canal de propagation est souvent décrit par la Réponse Impulsionnelle (RI) d'un filtre sélectif en fréquence et variable en temps. La RI représente ainsi les différents échos que subit le signal en transmission. En raison du mouvement du mobile ou bien des objets environnants, chaque version retardée du signal émis subit une modulation supplémentaire correspondant à l'effet Doppler. On va voir que cette modulation parasite sera d'autant plus grande que la vitesse du mobile et/ou la fréquence porteuse sont plus grandes.

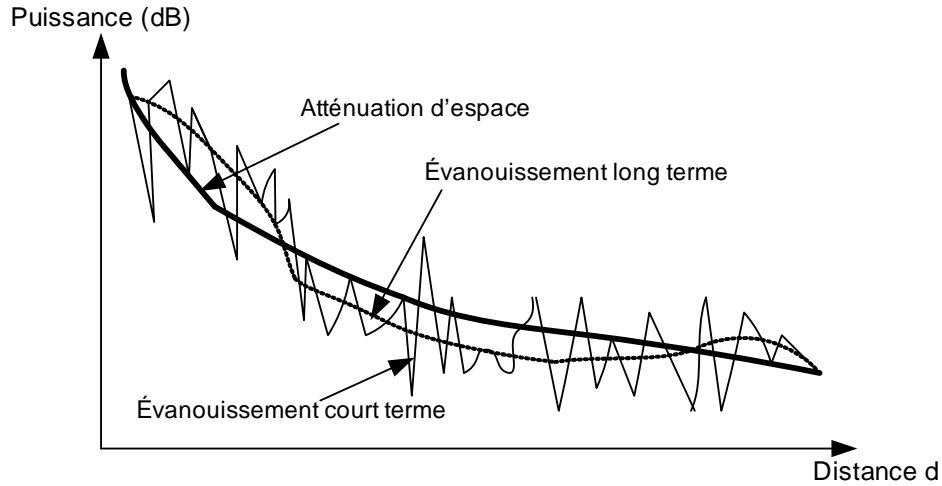


Figure 1.2- Les différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile

1.2. Modèle mathématique en bande de base

1.2.1. Le modèle du canal statique

Dans une chaîne de transmission classique, le signal temporel d'information complexe en bande de base $x(t)$ est tout d'abord converti autour de la fréquence porteuse f_{TX} avant que sa partie réelle ne soit émise à travers le canal. Le signal Haute Fréquence (HF) transmis s'écrit

$$x^{HF}(t) = \Re\{x(t) \exp(j2\pi f_{TX} t)\} \quad (1.1)$$

Le signal complexe (démodulé par la fréquence de réception f_{RX} (supposée égale à f_{TX}) reçu en bande de base s'exprime directement par le filtrage du signal complexe transmis en bande de base auquel s'ajoute le bruit thermique [70].

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \rho_{\ell} \exp(-j2\pi f_{TX} \tau_{\ell}) x(t - \tau_{\ell}) + n(t) \quad (1.2)$$

Dans (1.2), L est le nombre de trajets de transmission (nombre de versions retardées du signal émis), les coefficients $\rho_{\ell} \exp(-j2\pi f_{TX} \tau_{\ell})$ expriment les amplitudes complexes des trajets où ρ_{ℓ} est le module de l'atténuation physique du trajet ℓ et $\varphi_{\ell} = (-j2\pi f_{TX} \tau_{\ell})$ représente le déphasage de la porteuse dû au retard de propagation du trajet. Compte tenu de l'unicité de l'enveloppe complexe $r(t)$ obtenue à partir du signal reçu $r^{HF}(t)$, le signal reçu en **bande de base** s'écrit alors :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) x(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.3)$$

La RI du canal en bande de base peut alors s'écrire d'une manière unique :

$$g(\tau) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \rho_{\ell} \exp(-j2\pi f_{TX} \tau_{\ell}) \delta(\tau - \tau_{\ell}) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} \delta(\tau - \tau_{\ell}) \quad (1.4)$$

Où α_{ℓ} est l'amplitude complexe du canal ayant un module carré égal à la puissance du trajet et une phase aléatoire.

1.2.2. Le canal en mobilité

Lorsque le mobile est en mouvement, le modèle du canal n'est plus constant, il devient évolutif en temps. En d'autres termes, les amplitudes, les phases et les retards du canal dépendent du temps et sont notés $\alpha_\ell(t)$, $\varphi_\ell(t)$ et $\tau_\ell(t)$. La RI du canal (en bande de base) est alors décrite par l'équation générale de la forme

$$g(\tau, t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell(t) \delta(\tau - \tau_\ell(t)) \quad (1.5)$$

Notons que des changements significatifs du canal de transmission sont nécessaires pour que le module $\rho_\ell(t)$ du trajet ℓ change suffisamment. Cependant, en travaillant avec une fréquence porteuse f_{TX} égale à quelques GHz, la phase $\varphi_\ell(t)$ change d'une valeur de 2π dès que $\tau_\ell(t)$ change de $1/f_{TX}$ qui est un rapport très petit et très facile à atteindre. En plus, cela implique que l'estimation de la phase $\varphi_\ell(t)$ du trajet ℓ se fait d'une manière indépendante du retard τ_ℓ pour une meilleure estimation. Ceci ramène à une hypothèse de phase aléatoires indépendantes des délais des trajets en réception. Le canal donné en (1.5) peut être modélisé en temps discret par un filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) en échantillonnant sa version filtrée avec la fréquence F_s . Sa durée sera alors $W.T_s$ où W représente le nombre d'échantillons dû aux L trajets du canal et T_s est la période d'échantillonnage.

1.2.2.1. Modèle aléatoire du canal

La modélisation aléatoire du canal est basée sur le fait que le canal global (incluant la vitesse du mobile) est aléatoire. Un modèle classique consiste à considérer que la RI du canal $g(\tau, t)$ est **stationnaire au sens large du terme et que les diffuseurs sont non corrélés**. Ainsi, on aboutit au modèle WSSUS « Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering » donné dans [8]. On montre en pratique que le modèle WSSUS caractérise les variations à court terme avec des déplacements jusqu'à des valeurs maximales de quelques dizaines de longueur d'onde.

Pour un modèle du type WSSUS, les paramètres statistiques du canal peuvent être caractérisés par 4 fonctions d'auto corrélation définies chacune en fonction de deux variables temporelle et fréquentielle. Ces fonctions sont liées 2 à 2 par des Transformées de Fourier (TF).

On définit la fonction d'auto-corrélation du canal par $\gamma_g(\tau_1, \tau_2, t_1 - t_2) = E[g^*(\tau_1, t_1)g(\tau_2, t_2)]$. En raison de la stationnarité, elle ne dépend pas des instants t_1 et t_2 , mais de leur écart $\Delta t = t_1 - t_2$ et se réduit à $\gamma_g(\tau_1, \tau_2, t_1 - t_2) = \gamma_g(\tau_1, \tau_2, \Delta t)$. En raison de trajets non corrélés, la fonction d'auto corrélation se traduit par $\gamma_g(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = \gamma_g(\tau_1, \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2)$ qui sera une fonction à deux variables dépendant de la différence de retard entre deux trajets. Pour $\Delta t = 0$, la fonction $\gamma_g(\tau, 0)$ traduit le spectre de puissance des délais du canal.

Considérons la fonction de transfert du canal variant en temps t . Dans le plan temps fréquence, on définit l'auto corrélation de la fonction de transfert du canal par $\gamma_h(f_1, f_2, \Delta t) = E[h^*(f_1, t_1)h(f_2, t_2)]$ où h^* est le conjugué complexe de h . Avec l'hypothèse WSSUS, cette fonction ne sera dépendante que de la différence de fréquence entre f_1 et f_2 à cause de la décorrélation en fréquence entre les composantes fréquentielles sur f_1 et f_2 . Ainsi, on obtient $\gamma_h(\Delta f, \Delta t)$ qui traduit l'auto corrélation temps fréquence connue en anglais sous le nom « *spaced-time spaced-frequency correlation function* ».

A partir du profil de puissance défini par les fonctions d'auto corrélation, il est possible de tirer certains paramètres du canal tels que le retard moyen du canal, l'écart type par rapport à cette moyenne et **l'excursion maximale du canal** τ_{max} . D'autres paramètres caractérisant la sélectivité du canal sont utilisés pour quantifier et dimensionner les systèmes de radio communications. Il s'agit de **la bande de cohérence du canal** B_{coh} caractérisée comme étant le support de $\gamma_h(\Delta f, 0)$ et **du temps de cohérence du canal** T_{coh} caractérisé comme étant le support de $\gamma_h(0, \Delta t)$.

La bande de cohérence du canal correspond à l'écart fréquentiel minimal pour que deux composantes spectrales du canal soient décorrélées ou bien elle correspond à la bande de fréquence sur laquelle les composantes fréquentielles du canal sont corrélées. Diverses approximations de la bande de cohérence sont exprimées dans la littérature. Dans ce document, on la définit comme étant l'inverse de l'excursion maximale du canal [70]:

$$B_{coh} = \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.6)$$

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la bande de cohérence du canal. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées d'une façon différente que d'autres fréquences. Par contre, si la bande du signal est bien inférieure à la bande de cohérence alors, le canal est considéré comme non sélectif ou plat. Dans ce cas, la réponse en fréquence du canal varie très peu dans la bande du signal.

L'estimation de la bande de cohérence du canal est une étape nécessaire dans le dimensionnement du système de communications. En effet, pour un canal ayant un nombre non négligeable de trajets de propagation, on définit l'**ordre de diversité fréquentielle** de transmission par le rapport entre la largeur de bande du signal B et la bande de cohérence du canal

$$D_f = \frac{B}{B_{coh}} \quad (1.7)$$

L'ordre de diversité fréquentielle est de grande importance dans la mesure du gain de traitement à travers le canal. C'est une mesure du nombre de répliques fréquentielles différentes du signal reçu.

Le temps de cohérence du canal mesure la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses du canal à l'émission de deux impulsions sont décorrélées. En d'autres termes, le temps de cohérence du canal correspond à l'ordre de grandeur du temps pour lequel la RI du canal est stationnaire. Il est relié à la fréquence Doppler maximale par [70]

$$T_{coh} = \frac{1}{f_d} \quad (1.8)$$

Si la durée du slot transmis est supérieur au temps de cohérence alors le canal est dit sélectif en temps. Dans le cas contraire, il est non sélectif en temps. **Le gain de diversité temporelle** est défini par le rapport entre la durée d'un slot et le temps de cohérence.

$$D_t = \frac{T_{slot}}{T_{coh}} \quad (1.9)$$

Le gain de diversité total sera alors défini comme étant le produit du gain fréquentiel et du gain temporel. Un système bien adapté au canal est un système qui permet de bien exploiter ces deux gains de diversité.

1.2.2.2. L'effet Doppler

Lorsque le canal varie, une distorsion de fréquence supplémentaire due à l'effet Doppler apparaît sur les phases des différents trajets. En effet, la fréquence porteuse subit un décalage supplémentaire qui dépend de la vitesse du mobile, de la fréquence porteuse f_{TX} et de l'angle formé entre le vecteur d'onde et le vecteur représentant la vitesse du mobile. L'effet Doppler a été introduit dans deux modèles généraux, l'un donné par Clarke [15], l'autre donné par Parsons [61].

Le modèle de Clarke est le modèle le plus utilisé. Il repose sur l'hypothèse que le vecteur d'onde caractérisé par le vecteur \vec{k} se propage dans un plan (XOY) et que le vecteur de vitesse \vec{V}_M suit la direction X dans ce plan (Figure 1.3). La vitesse du mobile introduit alors un décalage Doppler donné par

$$f_{\Delta} = \frac{V_M}{\lambda} \cos(\zeta) \quad (1.10)$$

Où ζ est l'angle formé entre l'onde incidente et le vecteur de mouvement du mobile. La valeur maximale que peut atteindre le décalage Doppler est donnée par $f_d = \frac{V_M}{\lambda}$. Pour des transmissions en micro ondes, on pourra toujours considérer que cet effet est à « bande étroite » et qu'une translation de f_d est appliquée sur l'ensemble du signal.

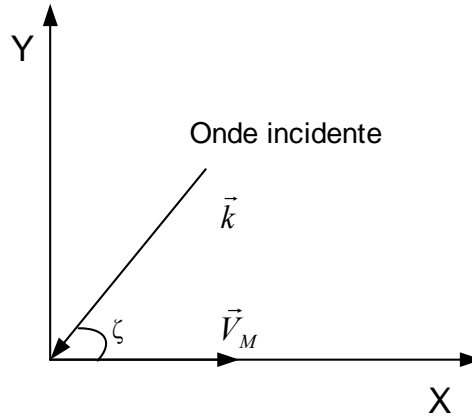


Figure 1.3- Le modèle de transmission d'ondes de Clarke

Le caractère dynamique de chaque trajet est caractérisé par sa fonction d'auto corrélation temporelle exprimée par

$$\gamma_{\alpha_{\ell}}(\Delta t) = E[\alpha_{\ell}(t)\alpha_{\ell}^*(t-\Delta t)] \quad (1.11)$$

Les trajets sont non corrélés entre eux. On associe alors à chaque trajet un spectre Doppler défini par la TF de la fonction d'auto corrélation donnée en (1.11). Le spectre Doppler correspond à l'élargissement subi en réception par la réponse fréquentielle lors d'une transmission d'une raie pure. Le support de ce spectre possède une valeur maximale égale à $f_d = V_M/\lambda$ et sa forme dépend de la distribution spatiale des obstacles et de la vitesse du mobile.

Afin de mieux introduire l'effet Doppler dans (1.5), on va considérer que chaque macro-trajet ($\ell = 0, \dots, L-1$) est formé d'une multitude de micro-trajets arrivant chacun avec une amplitude, une phase et une fréquence différentes. L'équation du modèle du canal sera alors :

$$g(\tau; t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{I_{\ell}-1} \alpha_{\ell k} \exp[j(2\pi f_{d\ell k} t + \varphi_{\ell k})] \delta(\tau - \tau_{\ell k}) \quad (1.12)$$

Où I_{ℓ} est le nombre de micro trajets associé au trajet ℓ . Les paramètres $\alpha_{d\ell k}$, $f_{d\ell k}$, $\varphi_{d\ell k}$ représentent respectivement les amplitudes, les fréquences Doppler et les phases associées à chaque micro trajet k de chaque macro trajet ℓ . Concrètement, on suppose aussi que les retards et les modules des différents micro trajets sont assimilés aux retards et aux modules des macro-trajets respectifs. En d'autres termes, l'équation (1.12) s'écrit d'une façon générale sous la forme :

$$g(\tau; t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_{\ell} \delta(\tau - \tau_{\ell}) \sum_{k=0}^{I_{\ell}-1} \exp[j(2\pi f_{d\ell k} t + \varphi_{\ell k})] \quad (1.13)$$

Afin de caractériser le spectre Doppler, une distribution uniforme d'angle d'arrivée est considérée dans le modèle de Jakes [38]. On démontre que pour une diffusion isotrope et lorsque le nombre de micro trajets est suffisamment grand, la fonction d'auto corrélation d'un macro trajet ℓ est exprimée par

$$\gamma_{\alpha_\ell}(\Delta t) = \sigma_{\alpha_\ell}^2 \cdot J_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (1.14)$$

Où $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et $\sigma_{\alpha_\ell}^2$ est la puissance du trajet ℓ .

Sa Densité Spectrale de Puissance (DSP) vaut alors (Figure 1.4) :

$$S_{\alpha_\ell}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\alpha_\ell}^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} & \text{pour } |f| \leq f_d \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.15)$$

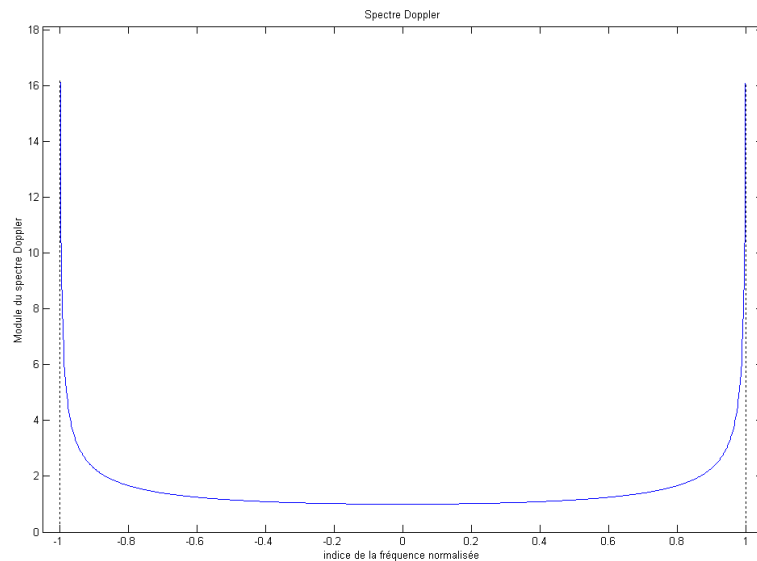


Figure 1.4- Spectre Doppler (spectre en U)

2. La modulation OFDM

Dans un système de communications, un signal à l'entrée d'un récepteur est écrit comme étant une convolution du signal émis avec la RI du canal suivant l'équation

$$r_l(u) = \int_{-\infty}^{\infty} g_l(\tau) x_l(u - \tau) d\tau + n_l(u) \quad (1.16)$$

Où l'indice l , remplaçant la variable t dans (1.5), représente le bloc d'un ensemble d'échantillons durant lequel la RI du canal $g_l(\tau)$ est invariante en temps et $x_l(u)$ représente le signal émis. Le but sera alors de trouver le signal émis à travers (1.16). Cette étape est connue sous le nom de déconvolution et la difficulté concerne principalement la sélectivité du canal puisque pour $g(\tau) = \delta(\tau)$, la déconvolution n'est pas nécessaire.

L'idée originale des modulations multi-porteuses est de transformer l'étape de déconvolution dans le domaine temporel par une égalisation simplifiée dans le domaine fréquentiel afin de récupérer le signal émis. En utilisant un intervalle de garde d'une façon adéquate, l'effet convolutif du canal en domaine temporel pourrait être transformé en un effet multiplicatif dans le domaine fréquentiel. Ainsi, en décomposant la bande passante occupée par le signal émis en un ensemble de sous-bandes étroites (appelées sous-porteuses), on pourrait supposer que le canal est constant sur chaque sous-bande ce qui facilite l'opération d'égalisation en réception.

2.1. Principe de l'OFDM

Les modulations multi-porteuses OFDM ont été conçues sur le principe suivant: en émission, le signal fréquentiel est transmis sur un certain nombre N d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On répartit ainsi un flux binaire (ou de symboles) à **un rythme t_s** , sur l'ensemble de sous-porteuses ayant chacune un débit réduit. Comparativement à un système mono porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par N . On obtient **un symbole OFDM de durée utile $T_{OFDM}=N \cdot t_s$** , ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'Interférence Entre Symboles (IES). En réception, une opération inverse est réalisée en utilisant des mises en forme adaptées à celles de transmission. Dans le cas d'exponentielles complexes, on utilise la Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI) en émission et la Transformée de Fourier Discrète (TFD) en réception.

Le modèle de transmission en OFDM détaillé dans [18] est très bien expliqué (Figure 1.5). On va l'introduire dans ce document avec nos notations.

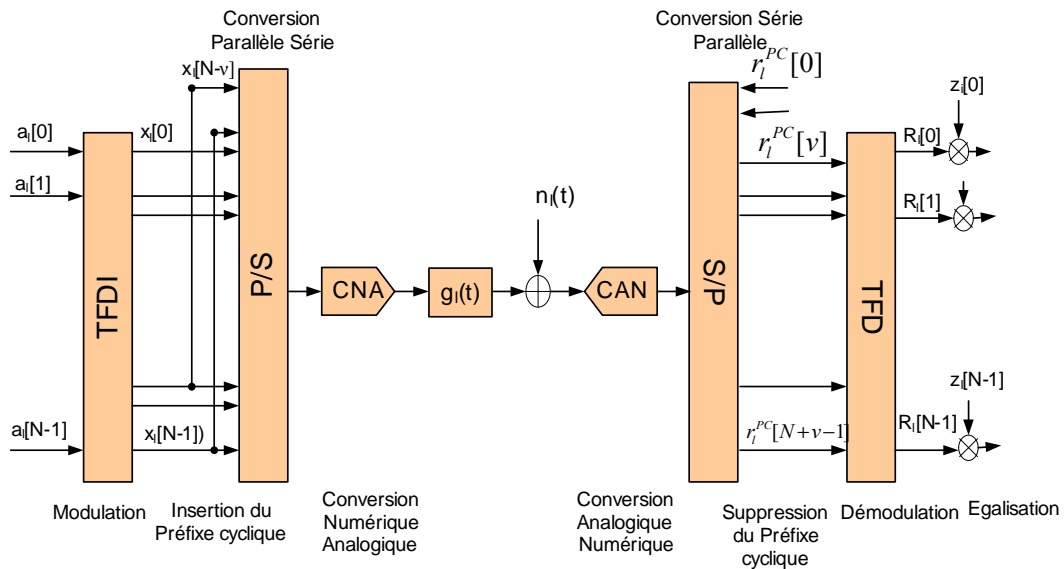


Figure 1.5- Schéma synoptique des modulations OFDM

Sans perte de généralité, on va considérer le modèle discret de l'OFDM sans bruit additif. Le débit des symboles $a_l[n]$ est réparti sur N sous porteuses. Les données sont transmises par blocs de taille N appelés symboles OFDM fréquentiels: $\underline{a}_l = [a_l[0], \dots, a_l[n], \dots, a_l[N-1]]^T$ où n représente l'indice de la sous-porteuse. Chaque symbole fréquentiel OFDM est alors converti dans le domaine temporel par une Transformée de Fourier Discrète Inverse TFDI représentée par la matrice \underline{F}_N^H de taille $N \times N$ ce qui permet d'obtenir le symbole OFDM temporel $\underline{x}_l = [x_l[0], \dots, x_l[k], \dots, x_l[N-1]]^T = \underline{F}_N^H \underline{a}_l$ où $x_l[k]$ est le signal temporel discret à l'instant k à l'intérieur du bloc OFDM l .

$$x_l[k] = \sum_{n=0}^{N-1} a_l[n] \exp\left(j.2\pi. \frac{kn}{N}\right) \text{ pour } k=0, \dots, N-1 \quad (1.17)$$

À la sortie de la TFDI, un intervalle de garde de v échantillons est ajouté au début de chaque symbole temporel. Il consiste en un Préfixe Cyclique (PC) obtenu en copiant les v derniers échantillons du symbole OFDM temporel (Figure 1.6). Le symbole OFDM total sera modélisé alors par $\underline{x}_l^{PC} = [x_l[N-v], \dots, x_l[N-1], x_l[0], \dots, x_l[N-1]]^T$. Le choix de l'intervalle de garde est primordial puisqu'il est conçu pour qu'il soit plus grand que la RI du canal afin d'éliminer l'effet

d'IES. Aussi, il permet de transformer la convolution linéaire du canal en une convolution circulaire ce qui évite l'Interférence Entre Porteuses (IEP) malgré un canal sélectif en fréquence. Généralement, on utilise un intervalle de garde plus grand que W mais pas trop grand pour ne pas limiter l'efficacité spectrale du système. Celle-ci peut être augmentée en augmentant le nombre de sous-porteuses dans le système. Cependant, un compromis doit être fait à ce niveau car en augmentant N , le canal pourrait devenir sélectif en temps ce qui annule le bénéfice de la stationnarité sur le symbole l ainsi que la transformation de la convolution linéaire en convolution circulaire grâce au préfixe cyclique. Aussi, pour une bande de fréquence donnée, un choix de N assez élevé réduit l'espacement entre sous-porteuses et augmente la sensibilité aux erreurs de synchronisation [67].

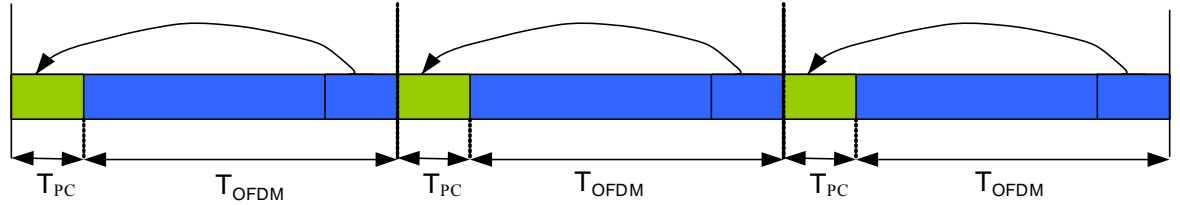


Figure 1.6- Représentation temporelle de l'OFDM (Symboles avec préfixe cyclique)

Après une conversion Parallèle Série (P/S) et une Conversion Numérique Analogique (CNA), le signal est transmis à travers un canal sélectif en fréquence.

Pour un symbole OFDM transmis, la RI du canal peut être représentée par le vecteur $\underline{g}_l = [g_l[0], \dots, g_l[W-1], 0, \dots, 0]^T$ de taille N dont les W premiers échantillons représentent la RI réelle du canal.

En réception, après une Conversion Analogique Numérique (CAN), le signal discrétisé (avec le PC) peut être écrit :

$$\underline{r}_l^{PC} = \begin{bmatrix} r_l^{PC}[0] \\ r_l^{PC}[1] \\ \vdots \\ \vdots \\ r_l^{PC}[N+v-1] \end{bmatrix}_{(N+v) \times 1} = \underline{\underline{G}}_{IIS} \begin{bmatrix} x_l^{PC}[N-v] \\ \vdots \\ x_l^{PC}[N-1] \\ x_l^{PC}[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ x_l^{PC}[N-1] \end{bmatrix}_{(N+v) \times 1} + \underline{\underline{G}}_{IES} \begin{bmatrix} x_{l-1}^{PC}[N-v] \\ \vdots \\ x_{l-1}^{PC}[N-1] \\ x_{l-1}^{PC}[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ x_{l-1}^{PC}[N-1] \end{bmatrix}_{(N+v) \times 1} \quad (1.18)$$

Avec

$$\underline{\underline{G}}_{IIS} = \begin{bmatrix} g_l[0] & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ g_l[W-1] & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & g_l[W-1] & \dots & g_l[0] \end{bmatrix}_{(N+v) \times (N+v)}$$

$$\text{et } \underline{\underline{G_{IES}}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & g_l[W-1] & \cdots & g_l[1] \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & g_l[W-1] \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(N+v) \times (N+v)}$$

$\underline{\underline{G_{IS}}}$ représente l'Interférence Intra Symboles dans un symbole OFDM générée par la sélectivité fréquentielle du canal et $\underline{\underline{G_{IES}}}$ représente l'Interférence Entre deux Symboles OFDM successifs (l-1) et l. Après suppression des v premiers échantillons représentant l'intervalle de garde, l'IES est totalement éliminée et le vecteur des échantillons résiduels peut s'écrire :

$$\begin{bmatrix} r_l^{PC}[v] \\ r_l^{PC}[v+1] \\ \vdots \\ r_l^{PC}[N+v-1] \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} & g_l[W-1] & \cdots & g_l[0] & & \\ & & \ddots & & \ddots & \\ 0_{v-(W-1)} & & & & & \\ & & & & & \ddots \\ & & & g_l[W-1] & \cdots & g_l[0] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_l[N-v] \\ \vdots \\ x_l[N-1] \\ x_l[0] \\ \vdots \\ x_l[N-1] \end{bmatrix}_{(N+v) \times 1} \quad (1.19)$$

L'équation (1.19) peut s'écrire après quelques manipulations comme :

$$\underline{r_l} = \begin{bmatrix} r_l[0] \\ \vdots \\ r_l[N-1] \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} g_l[0] & 0 & \cdots & g_l[W-1] & \cdots & g_l[1] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & g_l[W-1] \\ g_l[W-1] & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & g_l[W-1] & \cdots & g_l[0] \end{bmatrix}_{N \times N} \times \underline{\underline{F}}_N^H \times \begin{bmatrix} a_l[0] \\ \vdots \\ a_l[N-1] \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

L'utilisation du préfixe cyclique nous a permis de transformer la matrice de convolution linéaire du canal en une matrice circulaire. Cette matrice circulaire est alors diagonalisable dans le domaine de Fourier [34]. Le signal reçu dans le domaine fréquentiel sur chaque porteuse n s'exprime par :

$$R_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} r_l[k] \exp\left(-j.2\pi.\frac{kn}{N}\right) \text{ pour } n=0, \dots, N-1 \quad (1.21)$$

Et le signal reçu sur l'ensemble des sous-porteuses s'exprime sous forme matricielle par :

$$\begin{aligned}
 \underline{R}_l &= \begin{bmatrix} R_l[0] \\ \vdots \\ R_l[N-1] \end{bmatrix} = \underset{=N}{F} \times \begin{bmatrix} g_l[0] & 0 & \cdots & g_l[W-1] & \cdots & g_l[1] \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ g_l[W-1] & & & & & g_l[W-1] \\ 0 & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & g_l[W-1] & \cdots & g_l[0] \end{bmatrix} \times \underset{=N}{F^H} \times \begin{bmatrix} a_l[0] \\ \vdots \\ a_l[N-1] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_l[0] & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & h_l[1] & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & h_l[N-1] \end{bmatrix}_{N \times N} \times \begin{bmatrix} a_l[0] \\ \vdots \\ a_l[N-1] \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Où $h_l[n]$ représente la TFD de la RI discrète $g_l[k]$ du canal sur la sous-porteuse n et $R_l[n]$ représente le signal reçu sur la sous-porteuse n .

L'équation (1.22) montre que le symbole reçu sur chaque porteuse n est égal au produit du symbole émis par le coefficient du canal. Afin de récupérer les symboles émis, une correction de la distorsion du canal est nécessaire. Celle-ci sera faite par une multiplication des symboles reçus donnés en (1.22) par la matrice diagonale d'égalisation:

$$\underline{\underline{Z}}_l = \begin{bmatrix} z_l[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & z_l[N-1] \end{bmatrix} \tag{1.23}$$

Notons que l'ajout du bruit gaussien ne change pas les relations établies dans (1.18)-(1.22). Toutefois, il faut simplement ajouter le bruit au vecteur reçu. Le système équivalent du bout en bout en OFDM sera alors représenté d'une façon simple par la Figure 1.7.

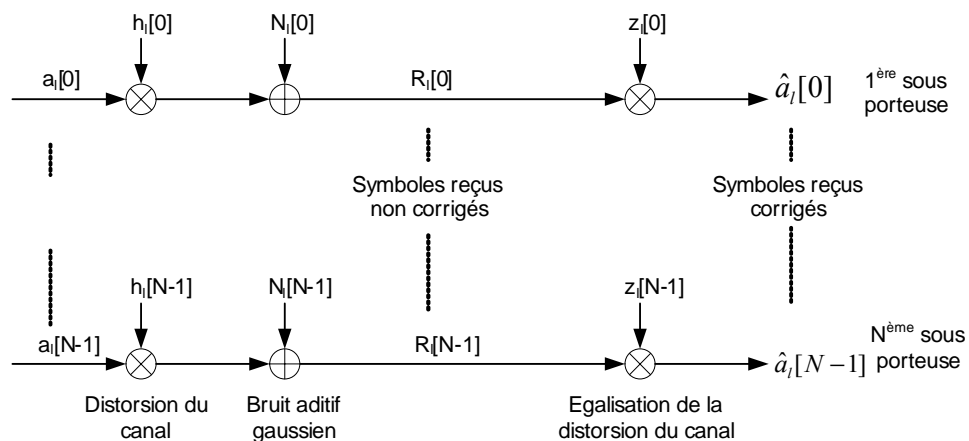


Figure 1.7- Représentation fréquentielle équivalente de l'OFDM

2.2. Avantages et inconvénients de l'OFDM

L'OFDM présente les avantages suivants :

- L'intérêt principal de l'OFDM réside dans la simplicité de l'égalisation des distorsions du canal. Contrairement aux systèmes à mono porteuse où la correction de l'atténuation du canal nécessite une inversion de matrice souvent complexe à implémenter, l'OFDM présente la possibilité d'égalisation de cet effet par simple multiplication par un coefficient d'égalisation sur chaque sous-porteuse.
- En plus, dans un système à mono porteuse, lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente, le nombre de coefficients du canal à estimer augmente et donc la complexité du récepteur augmente elle-aussi ce qui n'est pas le cas pour l'OFDM qui nécessite tout simplement une seule estimation quelque soit la fréquence d'échantillonnage.
- D'autre part, l'OFDM présente une utilisation efficace de la bande de fréquence allouée en se servant des porteuses orthogonales.

Cependant, l'OFDM présente quelques inconvénients. On distingue :

- l'OFDM présente quelques points faibles par rapport aux systèmes mono-porteuse. En effet, une simple égalisation du canal fait perdre à l'OFDM le gain de diversité. En outre, un évanouissement sélectif sévère du canal sur une porteuse donnée pourrait perdre toute l'information transmise sur celle-ci [91] ce qui explique l'effet dramatique des performances de l'OFDM non codé. Généralement, des méthodes basées sur le codage (codage convolutif, diversité de constellation, turbo code...) sont utilisées avec de l'entrelacement pour combattre un tel évanouissement.
- Aussi, l'OFDM est très sensible aux erreurs de synchronisation [65][66][67]. Celles-ci créent de l'IEP et détruisent l'orthogonalité de sous-porteuses.
- Finalement, l'OFDM est sensible aux distorsions non linéaires introduites par les amplificateurs de puissance de l'émetteur, ce qui détruit l'orthogonalité des sous-porteuses.

Notons que même si on n'a pas parlé d'un aspect multi-utilisateur en OFDM, ceci pourrait être mis en œuvre en allouant un certain nombre de sous porteuses à chaque utilisateur. Néanmoins, cet aspect ne sera pas pris en compte dans ce document puisque l'accès multiple sera assuré par d'autres techniques telles que l'accès multiple par répartition par les codes.

3. L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC)

3.1. Principe de l'AMRC

L'AMRC connu en anglais sous le nom « Code Division Multiple Access (CDMA) » est une technique de transmission dans laquelle une séquence pseudo aléatoire indépendante des données est utilisée pour étaler l'énergie du signal sur une bande de fréquence plus grande que celle des données. En réception, le signal est désétalé en utilisant une réplique synchronisée de la séquence aléatoire. La présentation traditionnelle de du CDMA consiste en la multiplication des symboles de données par une séquence pseudo-aléatoire comme le montre la Figure 1.8.

L'étalement de spectre a fait son apparition vers les années 1940. En effet, grâce à sa résistance aux interférences, il permet de combattre des brouilleurs. Cependant, aucune information n'a été dévoilée à cette époque à cause de son utilisation en domaine militaire. Le brevet d'invention a été déposé par les deux acteurs de Hollywood « *Hedy Lamarr* » et « *George Antheil* » en juin 1941.

Dans une liaison descendante, la station de base émet d'une façon synchrone des données à N_u utilisateurs communicants. Chaque symbole de donnée $a_{l,m}$ d'un utilisateur m à l'instant $l t_s$ est tout d'abord étalé par la séquence d'étalement C_m de longueur N_c choisie généralement à partir d'un ensemble de codes orthogonaux. Les symboles étalés des différents utilisateurs sont alors additionnés pour permettre une liaison d'un point en multi-point (Figure 1.9). Les séquences

pseudo-aléatoires utilisées sont généralement périodiques de période $t_s = N_c \times T_c$ où T_c est la période des chips. Le signal numérique étalé d'un utilisateur m s'écrit après sa mise en forme comme :

$$d_m(t) = \sum_l \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{P_m} a_{l,m} c_m[k] v(t - lt_s - kT_c) \quad (1.24)$$

Où P_m est la puissance de l'utilisateur m , $v(t)$ est la fonction de mise en forme du symbole transmis, $c_m[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ chip de durée T_c de la séquence \underline{C}_m de l'utilisateur m supposée à énergie normalisée.

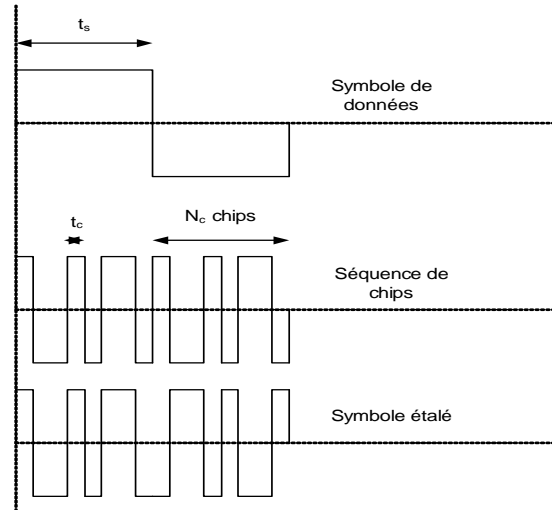


Figure 1.8- L'étalement de spectre par séquence directe (ESSD)

Le signal émis à travers le canal de transmission en liaison descendante s'écrit alors comme une superposition des signaux des différents utilisateurs

$$x(t) = \sum_l \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{P_m} a_{l,m} c_m[k] v(t - lt_s - kT_c) \quad (1.25)$$

En réception, le synoptique simplifié du récepteur élémentaire en CDMA d'un utilisateur m comprend principalement la fonction de désétalement. Celle-ci consiste à multiplier le signal reçu par le code conjugué synchronisé et d'intégrer ce produit sur une durée symbole pour former la variable de décision nécessaire pour la détection de chaque symbole.

Le filtre adapté est le détecteur le plus simple à mettre en œuvre dans un système AMRC (CDMA). Il consiste à réaliser en réception une opération de désétalement comme si l'utilisateur en question était seul sur le canal. En d'autres termes, il s'agit de considérer le bruit provenant des utilisateurs interférents appelé Bruit d'Accès Multiple (BAM) comme un bruit additif. Après désétalement, le signal est alors échantillonné d'une manière synchrone au temps symbole. En supposant que le signal transmis passe à travers un canal à trajets multiples du type Rayleigh et qu'il est entaché par un bruit additif gaussien de variance σ_b^2 , le symbole à l'entrée de l'unité de décision peut s'écrire :

$$\hat{a}_{l,0} = \underbrace{\sqrt{P_0} a_{l,0} \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell \gamma_{00}[lt_s - \tau_\ell]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{m=1}^{N_u-1} \sqrt{P_m} a_{l,m} \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell \gamma_{0m}[lt_s - \tau_\ell]}_{\text{BAM}} + \underbrace{\sum_{k=0}^{N_c-1} \int_0^{T_c} c_0^*[k] v(\tau) n(kT_c + \tau_\ell - \tau) d\tau}_{\text{BBAG}} \quad (1.26)$$

Où $\gamma_{0m}(\tau) = (v^H * c_0^H * c_m^H * v)(\tau)$ est la fonction d'intercorrélation entre les codes d'étalement des utilisateurs 0 et m avec les fonctions de mise en forme d'émission et de réception.

Lorsque le nombre d'utilisateurs est important, le terme du BAM peut être assimilé à du bruit additif gaussien [71]. Cependant, si ce terme est négligé, il dégrade la détection ce qui explique les performances médiocres du détecteur adapté. En outre, si la puissance des différents utilisateurs est augmentée, le BAM augmente et les performances se dégradent. Un système CDMA est alors limité par le BAM. Une détection multi-utilisateurs exploitant la connaissance à priori des codes des utilisateurs interférents permet d'améliorer très sensiblement les performances. On se limitera à donner la référence [76] pour plus de détails sur les types de récepteurs en CDMA.

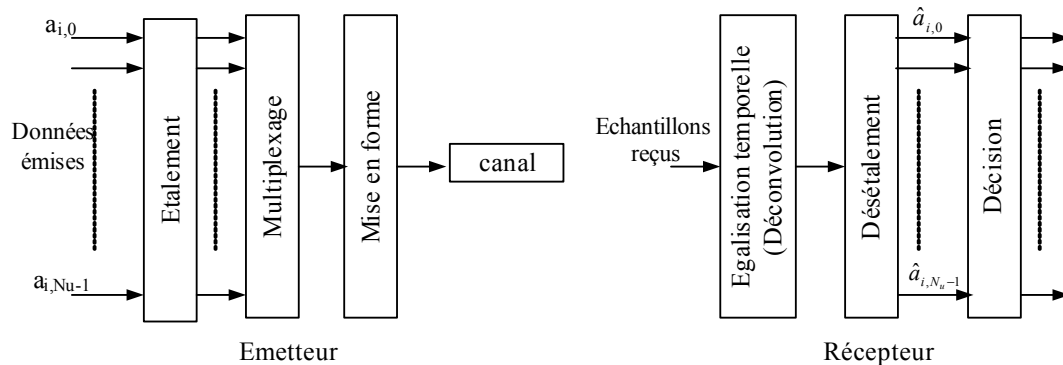


Figure 1.9- Schéma synoptique des modulations CDMA

3.2. Avantages et inconvénients

L'étalement de spectre possède des avantages majeurs. On distingue.

- La possibilité d'allouer la même bande de fréquence aux différents utilisateurs. La distinction des signaux des différents utilisateurs se fait à partir des codes d'étalement alloués à chacun d'eux.
- Aussi, la possibilité d'utiliser la même bande de transmission que d'autres systèmes de communications à condition de respecter un niveau de puissance spécifié dans les normes (IS-95).
- La résistance aux brouilleurs du signal émis est assurée grâce à l'opération de désétalement qui fait chuter le niveau de puissance des brouilleurs.
- Une bonne robustesse aux interceptions est assurée parce que seul le couple TX/RX connaît le code d'étalement.
- La possibilité d'utiliser la diversité des trajets: pour un utilisateur donné, on peut bénéficier de l'énergie des trajets secondaires.
- L'allocation des bandes (ressources) au niveau multi cellulaire n'est plus contraignante puisque la même bande de fréquence est allouée à toutes les cellules. La distinction entre cellules se fait pratiquement par des codes suffisamment longs dits codes d'embrouillage ayant le même rythme que les codes d'étalement.

En ce qui concerne les inconvénients, l'étalement de spectre présente aussi quelques problèmes majeurs.

- Inefficacité d'allocation spectrale: cet inconvénient est dû au fait d'allouer une large bande ce qui rend la possibilité d'allouer une bande étroite beaucoup plus difficile.
- La dégradation des performances dans un contexte multi-utilisateur : lorsque le canal brise d'une manière importante l'orthogonalité des codes des différents utilisateurs, un BAM vient s'ajouter au signal reçu.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une introduction sur le problème de transmission dans un canal radio mobile ainsi que la modélisation du canal dans le cas où le mobile est fixe ou lorsqu'il se déplace vite.

Deux techniques de base envisagées pour la 4^{ème} génération ont été présentées: l'OFDM qui offre une grande flexibilité d'allocation de ressources sur les différentes sous porteuses et le CDMA qui offre une grande robustesse vis à vis des brouilleurs ainsi qu'une simplicité de gestion de l'accès multiple. En combinant ces deux méthodes d'une façon ou d'une autre, on pourrait alors bénéficier des avantages de chacune d'elles.

Les différentes possibilités de combinaison de ces deux techniques sont présentées, étudiées et comparées dans le chapitre suivant.

2 LES MODULATIONS OFDM-CDMA

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux associations des techniques de porteuses multiples du type OFDM avec les techniques d'étalement par les codes du type CDMA. Une de ces combinaisons, appelée MC-CDMA « *Multi Carrier Code Division Multiple Access* », associe l'étalement par les codes dans le domaine fréquentiel avec les modulations à porteuses multiples. Parmi les différentes combinaisons, elle est la première à être exposée au Japon en 1993 [101]. Par la suite, deux autres techniques dérivées appelées MC-DS-CDMA [14] « *Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access* », et MT-CDMA « *Multi Tone Code Division Multiple Access* », sont apparues [92] et ont fait l'objet de plusieurs études. Elles consistent à faire de l'étalement par les codes dans le domaine temporel avec des modulations à porteuses multiples et sont mieux adaptées au contexte d'une liaison montante. En 2002, Persson et Ottosson [63] ont proposé une combinaison des techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA. Cette technique, appelée dans ce document sous le nom générique OFDM-CDMA, est conçue pour profiter des avantages offerts par le MC-CDMA et le MC-DS-CDMA. En effet, les performances d'une communication dépendent du compromis entre la diversité de transmission et la perte d'orthogonalité des codes d'étalement. Ces deux facteurs dépendent fortement des conditions de transmission, du canal de propagation, de la charge et de l'interférence inter cellulaire et par conséquent de la méthode d'étalement.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont porté sur la comparaison des systèmes COFDM (OFDM codé) et MC-CDMA [36][40][41]. Dans ces études, il est démontré que les performances du COFDM **l'emportent** sur celles du MC-CDMA **sauf dans le cas de petites constellations et de rendement faible du codage du canal**. Or, le MC-DS-CDMA représente une certaine forme de l'OFDM (pas de diversité fréquentielle), on peut dire que le MC-DS-CDMA présente les mêmes conclusions vis à vis du MC-CDMA. D'autre part, dans un réseau multicellulaire, il est bien connu que les hypothèses de petites constellations et de faible rendement sont utilisées par les mobiles aux bornes des cellules. Ceci veut dire que le MC-CDMA est plus bénéfique dans un contexte multicellulaire aux bornes des cellules alors que le MC-DS-CDMA est plus bénéfique dans un contexte monocellulaire. L'étalement à deux dimensions dans les domaines temporel et fréquentiel occupera alors une position intermédiaire de performances.

L'opérateur japonais NTTDoCoMo a mené plusieurs études sur cette solution d'étalement à deux dimensions [4][6]. Dans ces travaux, les chercheurs de NTTDoCoMo ont donné la priorité à l'étalement temporel [4][6][54][55]. Cependant, ces résultats ne sont pas très appropriés puisqu'on y utilise un entrelaceur bit qui dépend de l'étalement fréquentiel. Aussi, on fait varier la taille de l'étalement avec un nombre d'utilisateurs fixe ce qui amène à des charges différentes des systèmes.

Notre étude dans ce chapitre porte principalement sur les solutions MC-CDMA, MC-DS-CDMA et OFDM-CDMA. Les deux premières techniques seront décrites d'une façon brève puisqu'elles constituent des techniques particulières du système généralisé d'étalement à 2 dimensions OFDM-CDMA. Quant à cette dernière, une représentation mathématique du signal à chaque étape sera donnée. Elle sera suivie par les principales techniques de détection. Notre apport dans ce chapitre

consiste en des comparaisons des performances données en terme du Taux d'Erreur Binaire TEB entre les différentes solutions sous plusieurs hypothèses de simulation **sans** et **avec codage canal**.

1. Description des combinaisons

1.1. Le MC-CDMA

Le MC-CDMA a fait son apparition lors d'un congrès au Japon en 1993. Depuis, il a fait l'objet de plusieurs études intéressantes [30][41][79][101] et il a été surtout comparé avec le DS-SS-SS-SS [13][20] et le COFDM [36][41].

La Figure 2.1 représente la structure complète d'un émetteur-récepteur MC-CDMA. **Le MC-CDMA est basé sur la concaténation de l'étalement fréquentiel avec l'OFDM.** Il consiste à copier les données d'un utilisateur donné m sur des répliques différenciées par les chips du code d'étalement de cet utilisateur. Dans une liaison descendante, la station de base alloue à chaque utilisateur un code d'étalement C_m choisi à partir d'un ensemble N_u codes orthogonaux (les codes de Walsh Hadamard par exemple). L'attribution aux utilisateurs des codes orthogonaux permet l'accès multiple à travers la même bande de fréquence. Ainsi, les répliques de la même donnée de chaque utilisateur sont transmises sur un ensemble de sous porteuses définies par l'OFDM ce qui permet d'exploiter la diversité fréquentielle du canal de transmission. De plus, le fait d'étaler dans le domaine fréquentiel permet d'espérer une restitution complète de l'énergie dissipée dans le canal ce qui n'est pas toujours le cas avec du DS-SS-SS-SS où on peut facilement perdre de l'énergie à cause de trajets non résolus. Dans un système où on utilise N sous-porteuses de données et un étalement avec des codes de longueur N_c , on pourrait transmettre $S=N/N_c$ symboles de données par utilisateur par symbole OFDM. Dans ce cas, on parle de S sous-bandes de largeur $B \times N_c/N$ chacune où B représente la largeur de bande du signal. Une fois la répartition sur les fréquences terminée, le signal est transmis comme un signal OFDM conventionnel.

En réception, on suppose que le signal est bien synchronisé. Après la réception du signal, des opérations réciproques à celles de l'émetteur y sont appliquées. Une suppression du préfixe cyclique permet d'éliminer l'IES. Une transformation dans le domaine fréquentiel via la TFD permet de restituer le signal fréquentiel. L'égalisation de l'effet du canal se réalise par une simple multiplication par un coefficient d'égalisation par sous-porteuse comme dans le cas de l'OFDM. Afin d'exprimer le message d'information transmis par l'utilisateur m , une corrélation par le code d'étalement de l'utilisateur en question est réalisée dans le domaine fréquentiel.

Un avantage majeur du MC-CDMA consiste en son gain de diversité fréquentiel. En effet, puisque l'étalement se fait dans le domaine fréquentiel, le symbole reçu est constitué de N_c répliques soumises à des coefficients différents du canal ce qui augmente son énergie reçue et augmente la qualité de la détection. Ce gain de traitement augmente avec la taille de l'étalement mais ce sera au détriment de la perte d'orthogonalité des codes et par suite à une dégradation des performances. En effet, lorsque la longueur des codes d'étalement augmente, les chips des différents codes seront soumis à des coefficients du canal plus en plus diversifiés ce qui rend le produit scalaire des répliques des signaux des différents utilisateurs non nul. Ceci amplifie le BAM et dégrade les performances. Malheureusement, le MC-CDMA ne bénéficie pas de diversité temporelle surtout lorsque le mobile varie rapidement.

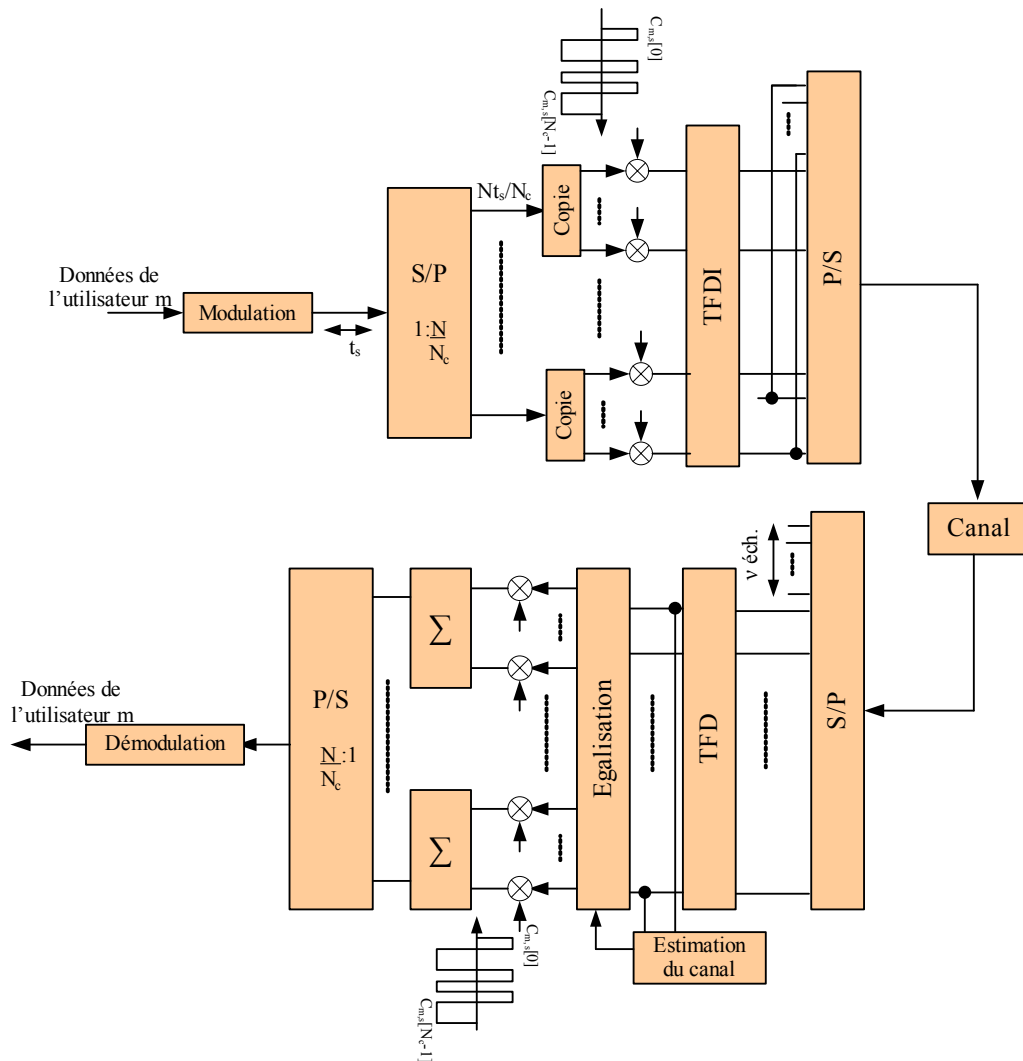


Figure 2.1- Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-CDMA [49]

1.2. Le MC-DS-CDMA

La technique MC-DS-CDMA « *Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access* » a été proposée pour la première fois en 1993 aux Etats Unis par Chouly [14]. Cette technique consiste à étaler dans le domaine temporel les différentes données sur chaque sous-porteuse du système OFDM avec un code identique.

Le schéma de transmission du MC-DS-CDMA est donné par la Figure 2.2. La principale différence avec une chaîne de transmission du MC-CDMA consiste dans la partie CDMA où les chips d'un symbole étalé en temps sont transmis successivement sur une sous-porteuse donnée dans les symboles OFDM. Ainsi, au niveau du détecteur, on peut bénéficier de la diversité temporelle de transmission mais pas de la diversité fréquentielle. Quant au récepteur MC-DS-CDMA, sa structure classique est constituée d'un corrélateur conventionnel suivi le plus souvent de la technique de combinaison à rapport maximal. Bien sûr, les autres techniques de combinaison peuvent être aussi appliquées.

Le MC-DS-CDMA présente une flexibilité de l'allocation des ressources au niveau des sous porteuses c.à.d. on envoie les données sur les porteuses qui ont un rapport signal à bruit maximal. Toutefois, à cause des évanouissements du canal, la diversité fréquentielle peut seulement être exploitée si un processus approprié du codage de canal est mis en œuvre. Quant à la diversité temporelle, elle est bien exploitée par le MC-DS-CDMA. Cependant, elle est généralement d'un

ordre plus petit que la diversité fréquentielle sauf si le canal varie rapidement. Notons aussi que l'orthogonalité des codes est généralement conservée au détriment du gain de diversité temporelle.

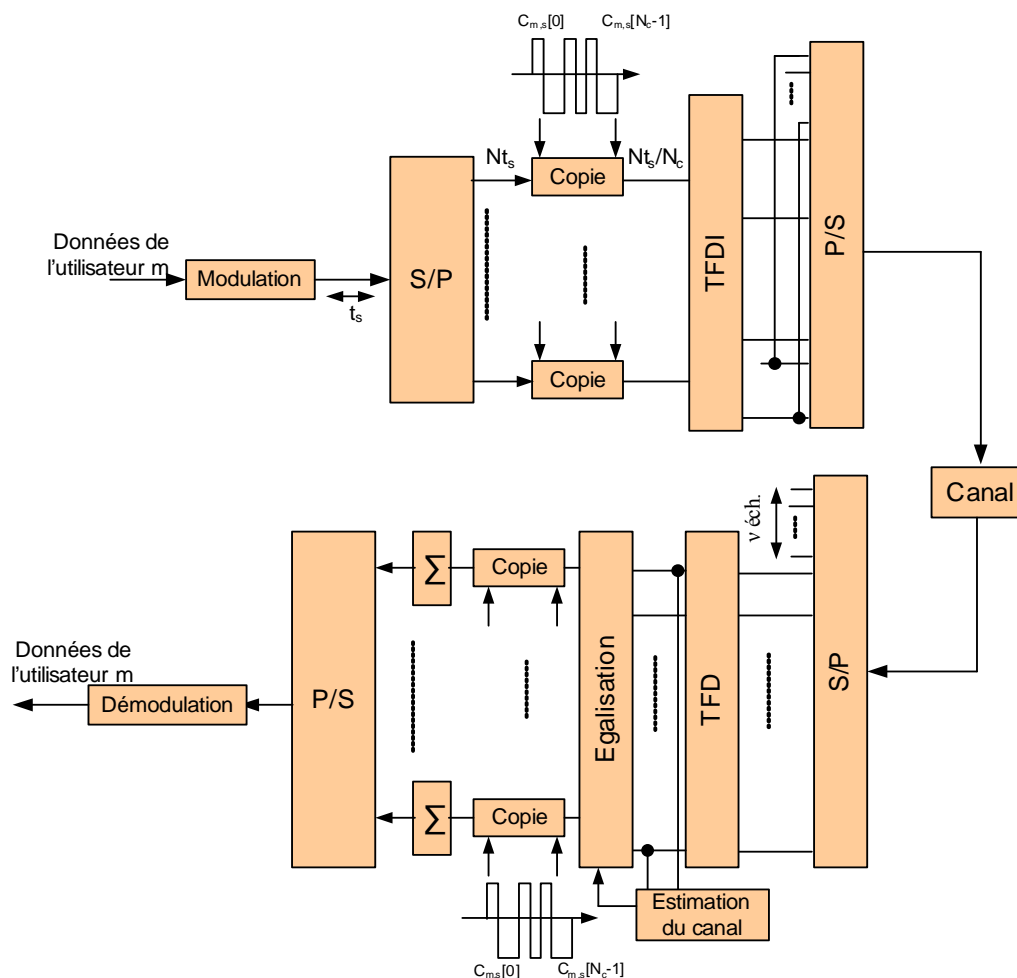


Figure 2.2- Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-DS-CDMA [49]

1.3. L'OFDM-CDMA (étalement à 2 dimensions)

La technique OFDM-CDMA consiste à étaler conjointement en temps et en fréquence les données des différents utilisateurs (Figure 2.3). Ainsi, on pourrait bénéficier de la diversité temporelle et fréquentielle du canal de transmission. La technique OFDM-CDMA a été proposée par Persson lors d'un congrès en 2002 [63]. Depuis, l'opérateur japonais NTTDoCoMo n'a cessé de la présenter comme la solution optimale pour les futures générations de téléphonie radio mobile en la montrant sous plusieurs contextes [6][43][54][72]. Dans leurs études, les chercheurs de NTTDoCoMo ont essayé de trouver un optimum entre le gain de diversité et la perte d'orthogonalité des systèmes utilisant les techniques d'étalement par les codes combinées à celles à portuses multiples.

1.3.1. Principe de l'OFDM-CDMA

Un des principaux intérêts de l'OFDM-CDMA réside dans la flexibilité de l'allocation des ressources sur un plan temps-fréquence ce qui implique une répartition spectrale très pertinente et par suite un débit d'information adapté aux différentes situations et aux différents utilisateurs en jouant sur le facteur d'étalement fréquentiel et temporel. D'autre part, une autre flexibilité peut aussi provenir de l'allocation de plusieurs codes d'étalement à un seul utilisateur si celui-ci veut augmenter son débit. Dans ce document, on se limitera au principe d'un code par utilisateur.

Le schéma de transmission en OFDM-CDMA est donné par la Figure 2.3. Dans une communication en liaison descendante où N_u codes sont actifs, la station de base alloue un code de taille N_c chips à chaque utilisateur. Les données à envoyer à chaque utilisateur seront tout d'abord étalées par ce code choisi à partir d'un ensemble de codes orthogonaux comme les codes de Walsh Hadamard. Elles sont ensuite multipliées par un code long d'embrouillage utilisé pour minimiser l'interférence inter cellulaire puis elles sont ensuite ajoutées terme à terme avant d'être transmises simultanément afin de permettre l'accès multiple. Les données additionnées sont alors réparties sur un plan temps-fréquence de taille $N_T \times N_F$ où N_F représente la taille de l'étalement fréquentiel et N_T la taille de l'étalement temporel comme le montre la Figure 2.4. On envoie chaque fois un paquet de N_T chips sur une fréquence, on saute à la fréquence voisine, on alloue un deuxième paquet de N_T chips et on continue la procédure d'allocation jusqu'à ce qu'on ait N_F paquets de N_T chips chacun. On vérifie que pour $N_F=1$, le système est équivalent au MC-DS-CDMA et pour $N_T=1$, le système correspond au MC-CDMA. L'ensemble des N_F fréquences de transmission sont distribuées de façon à former une sous bande s . Une fois la distribution fréquence-temps terminée sur une sous-bande s , la distribution des paquets de chips d'un autre symbole étalé sur une autre sous bande se fait de la même façon.

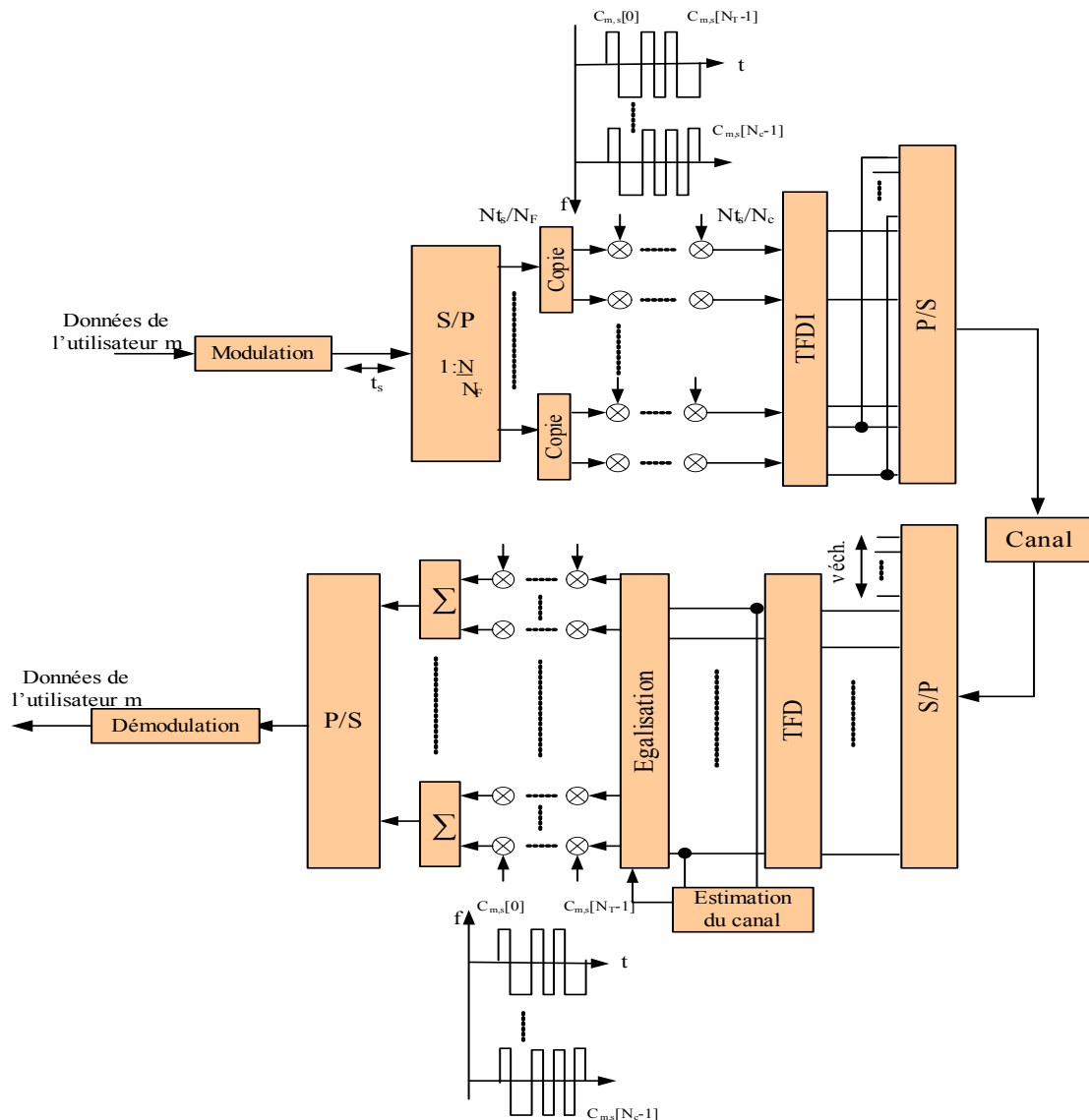


Figure 2.3- Schéma de transmission en OFDM-CDMA

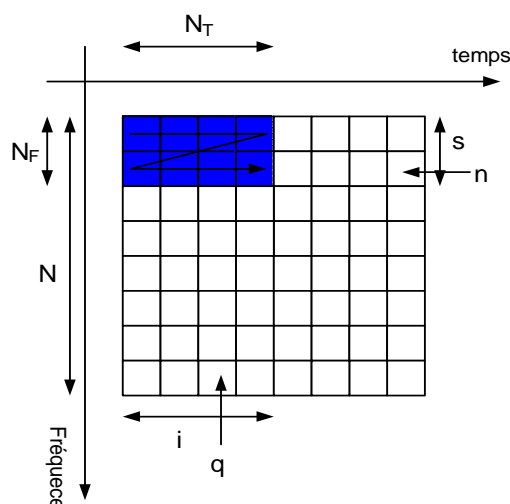


Figure 2.4- Allocation temps-fréquence en OFDM-CDMA

L'ensemble de N chips d'une colonne de la représentation temps-fréquence est transmis vers le domaine temporel par application du principe de l'OFDM (TFDI+PC). On saute à la colonne suivante, on transmet un deuxième paquet formé par la colonne de N chips et on continue le processus jusqu'à l'envoi de N_T colonnes. Si on note par B la largeur de bande du signal, une sous bande de taille N_F sous porteuses possède une largeur de bande égale à $B \times N_F / N$ et le nombre total de sous bandes dans le système est égal à $S = N / N_F$. Donc, en OFDM-CDMA, chaque utilisateur envoie simultanément (au maximum) S symboles de données pendant N_T durées d'un symbole OFDM. Le Tableau 2.1 donne les caractéristiques principales de l'OFDM-CDMA. Dans ce tableau, T_s représente la période d'échantillonnage (Sampling Time) et t_s représente le rythme du symbole QAM. On note aussi que, à l'exception de la diversité, les caractéristiques sont indépendantes du type de l'étalement.

Tableau 2.1- Caractéristiques de l'OFDM-CDMA

Gain de traitement	N_c
Nombre de sous porteuses	N
Durée symbole binaire ou QAM	$t_s = N_c \cdot T_s$
Séparation sous porteuses	$\frac{N_c}{N t_s}$
Largeur de bande	$B = \frac{N_c}{t_s} = \frac{1}{T_s}$
Durée symbole OFDM	$\frac{N t_s}{N_c} = N T_s$
Diversité	Temporelle et fréquentielle

Dans ce qui suit, on notera par i le bloc OFDM-CDMA formé par ces S symboles de données et par q un symbole OFDM de ce bloc.

Afin de faciliter la représentation du signal transmis, nous nous limiterons dans un premier temps à l'étude du signal dans une bande s donnée. Ainsi, en sortie du module d'allocation temps fréquence, les chips s'expriment par

$$d_{i,q}[sN_F + n] = \sum_{m=0}^{N_u-1} \sqrt{P_m[s]} a_{i,m}[s] c_{m,s}[nN_T + q] \quad (2.1)$$

$$q = 0, \dots, N_T - 1; s = 0, \dots, S - 1, n = 0, \dots, N_F - 1$$

Dans (2.1), $d_{i,q}[sN_F + n]$ représente l'échantillon transmis sur la porteuse n de la bande s. Cette donnée étalée appartient au symbole OFDM q du bloc OFDM-CDMA i. $P_m[s]$ représente la puissance d'émission de l'utilisateur m sur la bande s. $a_{i,m}[s]$ représente le symbole QAM de données envoyé par l'utilisateur m sur la bande s du bloc OFDM-CDMA i. $c_{m,s}[nN_T + q] \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{N_c}} \right\}$ représente le chip normalisé en puissance de l'utilisateur m alloué sur une distribution temps-fréquence de la bande s. La dépendance du chip de l'indice de la sous-bande s est dû au code long d'embrouillage utilisé qui rend les codes d'étalement différents sur chaque sous-bande. N_u représente le nombre d'utilisateurs actifs.

Après le passage à travers la TFDI et l'insertion du PC de taille v échantillons, le signal temporel peut alors s'écrire :

$$x_{i,q}[k] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} d_{i,q}[sN_F + n] e^{j2\pi \frac{k(sN_F + n)}{N}} \quad (2.2)$$

$$k = -v, \dots, N - 1$$

Dans (2.2), la TFDI est réalisée par une double somme sur l'indice de la sous-bande s et la sous-porteuse n.

En pratique, le signal passe à travers une conversion numérique analogique CNA suivie d'une transformation en haute fréquence HF avant d'être transmis à travers le canal.

En supposant que le canal est invariant sur un symbole OFDM, sa RI $g(\tau, t)$ donnée par l'équation (1.5) sera modélisée dans ce qui suit par un modèle discret plus compact donné par $g_{i,q}[k]$. Dans cette modélisation, le couple (i,q) caractérise le temps t du symbole OFDM q du bloc i durant lequel le canal est invariant. L'indice k représente le k^{ème} échantillon de la RI du canal caractérisant le retard τ du symbole OFDM q dans le symbole OFDM-CDMA i.

En réception, après élimination des v premiers échantillons représentant l'intervalle de garde, le signal peut être écrit comme étant

$$r_{i,q}[u] = \sum_{k=0}^{W-1} g_{i,q}[k] x_{i,q}[u-k] + n_{i,q}[u] = \sum_{k=-v}^{N-1} x_{i,q}[k] g_{i,q}[u-k] + n_{i,q}[u] \quad (2.3)$$

$$u = 0, \dots, N - 1$$

On suppose que l'intervalle de garde v est conçu plus grand que la longueur W de la RI du canal afin d'éliminer totalement l'IES. $n_{i,q}[u]$ représente le bruit additif gaussien de moyenne nulle et de variance σ_b^2 . Après avoir effectué la fonction de démodulation OFDM, le signal sur une sous-porteuse n de la sous-bande s peut alors s'exprimer par

$$R_{i,q}[sN_F + n] = d_{i,q}[sN_F + n] \times h_{i,q}[sN_F + n] + N_{i,q}[sN_F + n] \quad (2.4)$$

Où $h_{i,q}[sN_F + n]$ représente la réponse fréquentielle du canal sur la porteuse n de la bande s. Elle peut être engendrée en formant la TFD de $g_{i,q}[k]$.

En travaillant sur une bande s de taille N_F porteuses, le signal reçu sur l'ensemble de ces N_F porteuses peut être écrit sous une forme matricielle. On note par $\underline{d}_{i,q}[s] = [d_{i,q}[sN_F], \dots, d_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T$ et $\underline{R}_{i,q}[s] = [R_{i,q}[sN_F], \dots, R_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T$ les vecteurs du signal émis et reçu respectivement sur les N_F porteuses de la bande s , par $\underline{h}_{i,q}[s] = \text{diag}\{h_{i,q}[sN_F], \dots, h_{i,q}[sN_F + N_F - 1]\}$ la matrice diagonale de taille $N_F \times N_F$ décrivant la réponse fréquentielle du canal et par $\underline{N}_{i,q}[s] = [N_{i,q}[sN_F], \dots, N_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T$ le vecteur contenant les termes du bruit blanc additif gaussien. L'équation (2.4) peut alors s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\underline{R}_{i,q}[s] = \underline{h}_{i,q}[s] \times \underline{d}_{i,q}[s] + \underline{N}_{i,q}[s] \quad (2.5)$$

C'est ce vecteur $\underline{R}_{i,q}[s]$ qui doit maintenant être traité de manière à restituer le message d'information véhiculé par l'utilisateur m . Comme pour le DS-CDMA ou l'OFDM, une technique d'égalisation plus ou moins complexe doit être appliquée afin de restituer le message d'information émis. En effet, les perturbations créées par le canal de propagation entraînent une perte d'orthogonalité entre les symboles issus des différents utilisateurs.

1.3.2. Les techniques de détection

Depuis l'apparition du MC-CDMA en 1993, plusieurs publications ont porté sur les techniques d'égalisation qui peuvent être mises en œuvre sur une liaison descendante. Ces techniques sont basées principalement sur celles utilisées en OFDM et en DS-CDMA. Etant donné la problématique du bruit d'accès multiple, ces techniques peuvent être divisées en deux grands groupes comme dans le cas du DS-CDMA: les techniques mono-utilisateur supposant le bruit d'accès multiple comme du bruit additif auquel on ne s'intéresse pas et les techniques multi-utilisateur dans lesquelles on cherche à minimiser le bruit d'accès multiple. Ces techniques sont aussi appliquées pour l'OFDM-CDMA. Généralement, les techniques multi-utilisateurs présentent de meilleures performances mais nécessitent la connaissance des codes des utilisateurs interférents. **On se limitera dans notre étude à présenter les techniques mono-utilisateur.**

1.3.2.1. Expression du signal détecté en réception

Comme nous l'avons évoqué au paragraphe précédent, les détecteurs mono-utilisateur supposent que le bruit d'accès multiple est un bruit additif qui ne contient aucune information utile pour la détection. L'étape d'égalisation en OFDM-CDMA traite chaque bande de fréquence de chaque symbole OFDM à part en multipliant le signal reçu sur chaque sous porteuse de cette bande par le coefficient d'égalisation $z_{i,q}[sN_F+n]$. Ce coefficient vise en premier lieu à corriger les distorsions apportées par le canal sur chaque porteuse. Après l'égalisation, chaque utilisateur pourrait récupérer le symbole de données en multipliant le signal sortant de l'égaliseur par le chip d'étalement de son code suivant le plan temps-fréquence donné en Figure 2.4 puis en additionnant tous les termes du produit (opération de corrélation).

Sans perte de généralité, on suppose dans la suite qu'on s'intéresse aux données de l'utilisateur 0. L'expression générale du symbole détecté sur la sous-bande s est donnée par :

$$\hat{a}_{i,0}[s] = I_0[s] + I_1[s] + I_2[s] \text{ avec}$$

$$I_0[s] = \sum_{q=0}^{N_T-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} c_{0,s}^* [nN_T + q] z_{i,q} [sN_F + n] h_{i,q} [sN_F + n] c_{0,s} [nN_T + q] \sqrt{P_0[s]} a_{i,0}[s]$$

$$I_1[s] = \sum_{m=1}^{N_u-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} c_{0,s}^* [nN_T + q] z_{i,q} [sN_F + n] h_{i,q} [sN_F + n] c_{m,s} [nN_T + q] \sqrt{P_m[s]} a_{i,m}[s] \quad (2.6)$$

$$I_2[s] = \sum_{q=0}^{N_T-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} c_{0,s}^* [nN_T + q] z_{i,q} [sN_F + n] N_{i,q} [sN_F + n]$$

Dans l'expression ci-dessus, on peut distinguer trois termes: $I_0[s]$ qui correspond au signal utile de l'utilisateur considéré, $I_1[s]$ détermine le bruit d'accès multiple correspondant aux signaux à destination des utilisateurs interférents et enfin $I_2[s]$ le bruit additif blanc gaussien pondéré par les coefficients d'égalisation $z_{i,q}[sN_F+n]$ et les chips des codes d'étalement de l'utilisateur considéré.

En supposant que les données des différents utilisateurs proviennent de sources indépendantes, le terme du bruit d'accès multiple peut alors être considéré comme une variable aléatoire gaussienne sous la condition que le nombre des utilisateurs ainsi que la longueur du code d'étalement $N_c = N_F \times N_T$ soient suffisamment élevés [102].

Ainsi, grâce aux N_c répliques de $\hat{a}_{i,0}[s]$ dont dispose le récepteur, la détection de chaque symbole $a_{i,0}[s]$ peut être améliorée sous la condition que les termes du bruit I_1 et I_2 ne soient pas très importants. Ainsi, en choisissant des coefficients d'égalisation du canal adéquats, on pourrait minimiser le bruit d'accès multiple. Le choix de ces coefficients doit être tel que le produit $z_{i,q}[sN_F+n] \times h_{i,q}[sN_F+n]$ soit indépendant des indices q et n afin de restituer l'orthogonalité du signal émis sans pour autant amplifier le bruit additif gaussien.

1.3.2.2. Expression matricielle du signal reçu

L'expression matricielle donnée en (2.5) suppose un traitement du signal reçu sur N_F porteuses de chaque symbole OFDM q . Cependant, une représentation plus simple du signal reçu consiste à mémoriser les données sur les $N_F \times N_T$ composantes, à les redistribuer sur le plan temps-fréquence puis à appliquer l'égalisation souhaitée. Cette inversion d'ordre d'application entre l'égalisation et l'allocation temps-fréquence permet alors une écriture matricielle plus simple du signal. En effet, on exprime le signal reçu des N_T composantes de la première porteuse sur les N_T composantes d'un vecteur colonne, on saute à la deuxième porteuse, on exprime les N_T signaux reçus sur les deuxièmes composantes du même vecteur colonne et on continue le processus jusqu'à l'expression des N_c composantes du signal. Quant au canal, ses coefficients sont exprimés par N_F blocs de N_T composantes sur les diagonales d'une matrice de taille $N_c \times N_c$. Ainsi, l'expression matricielle du signal reçu (après réarrangement temps-fréquence) peut s'écrire

$$\underline{R}_i[s] = \underline{H}_i[s] \underline{C} \underline{P}[s] \underline{a}_i[s] + \underline{N}_i[s] \quad (2.7)$$

Où $\underline{R}_i[s]$ est un vecteur colonne de taille $N_c \times 1$ représentant le signal reçu donné par

$$\underline{R}_i[s] = [R_{i,0}[sN_F], \dots, R_{i,N_T-1}[sN_F], \dots, R_{i,0}[sN_F + N_F - 1], \dots, R_{i,N_T-1}[sN_F + N_F - 1]]^T \quad (2.8)$$

$\underline{H}_i[s]$ est la matrice diagonale du canal de taille $N_c \times N_c$ donnée par

$$\underline{\underline{H}}_i[s] = \begin{pmatrix} h_{i,0}[sN_F] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ & h_{i,N_T-1}[sN_F] & \ddots & \\ \vdots & & \ddots & \\ & \ddots & h_{i,0}[sN_F+N_F-1] & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{i,N_T-1}[sN_F+N_F-1] \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$\underline{\underline{P}}[s]$ est la matrice des puissances des différents utilisateurs de taille $N_u \times N_u$. Elle est donnée par

$$\underline{\underline{P}}[s] = \text{diag}\{\sqrt{P_0[s]}, \dots, \sqrt{P_{N_u-1}[s]}\} \quad (2.10)$$

$\underline{\underline{a}}_i[s] = [a_{i,0}[s], \dots, a_{i,N_u-1}[s]]^T$ est le vecteur colonne représentant les données des N_u utilisateurs et $\underline{\underline{C}}$ est la matrice des codes des différents utilisateurs de taille $N_c \times N_u$.

Avec ces notations, l'égalisation consiste à multiplier le signal reçu par la matrice diagonale $\underline{\underline{Z}}_i[s]$ de taille $N_c \times N_c$ donnée par

$$\underline{\underline{Z}}_i[s] = \begin{pmatrix} z_{i,0}[sN_F] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ & z_{i,N_T-1}[sN_F] & \ddots & \\ \vdots & & \ddots & \\ & \ddots & z_{i,0}[sN_F+N_F-1] & 0 \\ 0 & \dots & 0 & z_{i,N_T-1}[sN_F+N_F-1] \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

1.3.2.3. Les techniques mono-utilisateur

a) Le filtre adapté

Rappelons tout d'abord que dans un contexte **mono-utilisateur**, le récepteur optimal vis à vis de la probabilité d'erreur consiste à comparer les signaux reçus sur les $N_F \times N_T$ composantes fréquentielles-temporelles à tous les signaux émis possibles sur les mêmes composantes ce qui correspond en d'autres termes au détecteur à maximum de vraisemblance. Sa complexité croît donc exponentiellement avec la longueur du code d'étalement. Dans un contexte **multi-utilisateur**, ce type de détecteur atteint ses meilleures performances lorsqu'on connaît les codes des utilisateurs interférents. Mais, ces performances seront obtenues au détriment de la complexité de la détection.

Pour réduire la complexité du détecteur tout en maintenant les mêmes performances dans un contexte **mono-utilisateur**, la solution **optimale selon le RSB** consiste à appliquer le **filtre adapté** sur chaque composante de la bande s . C'est pourquoi, cette technique est appelée Combinaison à Rapport signal à bruit Maximal (CRM). Cette détection fournit alors les meilleurs résultats en terme du taux d'erreur binaire dans un contexte **mono-utilisateur** puisque de multiples répliques du signal émis sont transmises sur plusieurs composantes.

La technique CRM consiste à pondérer le signal reçu sur chaque composante par la valeur complexe conjuguée du coefficient du canal, soit

$$z_{i,q}[sN_F + n] = h_{i,q}^*[sN_F + n] \quad (2.12)$$

Cette technique optimale dans un contexte **mono-utilisateur** perd ses performances dans un contexte **multi-utilisateur**. En effet, en utilisant des codes orthogonaux pour l'accès multiple, l'application des coefficients $z_{i,q}[sN_F+n]$ sur les différentes composantes d'une bande s ne permet pas de restituer l'orthogonalité des codes d'étalement perdue lors de la propagation du signal à travers le canal. Ainsi, cette technique cause un rehaussement du niveau du BAM [40].

b) La Combinaison à Gain Identique (CGI)

Cette technique déjà évoquée en OFDM consiste à pondérer les composantes d'une bande s avec un gain unitaire en multipliant le signal de chaque composante par le coefficient

$$z_{i,q}[sN_F + n] = \frac{h_{i,q}^*[sN_F + n]}{|h_{i,q}[sN_F + n]|} \quad (2.13)$$

On constate avec cette technique que la phase apportée par chaque composante est bien corrigée. Comparativement à la technique CRM, la CGI ne provoque pas d'augmentation du BAM [40].

c) La Combinaison par Forçage à Zéro (CFZ)

Cette technique consiste à réaliser l'inversion du canal en multipliant le signal émis sur chaque composante de la bande s par le coefficient

$$z_{i,q}[sN_F + n] = \frac{1}{h_{i,q}[sN_F + n]} \quad (2.14)$$

Comme le nom l'indique, cette technique force complètement le BAM à s'annuler en restaurant l'orthogonalité entre les différents utilisateurs [40].

Toutefois, le principal inconvénient de cette technique réside dans l'amplification du niveau du bruit lorsque le signal se situe dans un évanouissement profond du canal c.à.d. lorsque le terme $h_{i,q}[sN_F+n]$ tend vers 0. De ce fait, le rapport signal à bruit sur certaines composantes pourrait tendre vers 0.

Afin de remédier à cet inconvénient, une version modifiée de ce type de détection est alors proposée [100]. Cette technique appelé CFZ Contrôlée (CFZC) consiste à spécifier un seuil sur les coefficients $h_{i,q}[sN_F+n]$ au dessus duquel la technique de forçage à zéro est appliquée. Au dessous de ce seuil, un autre type d'égalisation est appliqué ou bien une valeur fixée constante du coefficient d'égalisation est appliquée. Ainsi, on retrouve comme en OFDM les coefficients d'égalisation donnés par

$$z_{i,q}[sN_F + n] = \begin{cases} \frac{1}{h_{i,q}[sN_F + n]} & \text{si } h_{i,q}[sN_F + n] > \text{seuil} \\ \text{constante} & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.15)$$

d) La technique de Minimisation d'Erreur Quadratique Moyenne (MEQM)

Cette technique déjà appliquée dans un contexte DS-SS est rencontrée dans la littérature sous le nom anglais « *Minimum Mean Square Error (MMSE)* ». Elle consiste à choisir les coefficients d'égalisation afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal reçu égalisé sur chaque composante et le signal de référence [11][70]. Il faut donc minimiser le terme

$$J_{i,q}[sN_F + n] = E \left[\varepsilon_{i,q}[sN_F + n]^2 \right] \text{ avec} \quad (2.16)$$

$$\varepsilon_{i,q}[sN_F + n] = d_{i,q}[sN_F + n] - z_{i,q}[sN_F + n] \times R_{i,q}[sN_F + n]$$

Où $E[x]$ est l'espérance de x .

En appliquant le principe d'orthogonalité [70], le terme $J_{i,q}[sN_F+n]$ est minimisé si le coefficient d'égalisation $z_{i,q}[sN_F+n]$ est choisi de telle sorte que le conjugué du signal reçu $R_{i,q}[sN_F+n]$ sur une composante de la bande s soit orthogonal à l'erreur $\epsilon_{i,q}[sN_F+n]$ de cette composante, donc

$$E[\epsilon_{i,q}[sN_F+n]R_{i,q}^*[sN_F+n]] = 0 \quad (2.17)$$

On peut vérifier que les coefficients d'égalisation sont donnés par

$$z_{i,q}[sN_F+n] = \frac{h_{i,q}^*[sN_F+n]}{|h_{i,q}(sN_F+n)|^2 + \frac{1}{RSB_{i,q}[sN_F+n]}} \quad (2.18)$$

Où $RSB_{i,q}[sN_F+n]$ est le Rapport Signal à Bruit sur une composante de la bande s donné par

$$RSB_{i,q}[sN_F+n] = \frac{E\{h_{i,q}[sN_F+n]R_{i,q}[sN_F+n]\}}{\sigma_b^2} \quad (2.19)$$

On remarque que cette technique nécessite une estimation du RSB par composante. De plus, on remarque que lorsque la variance du bruit devient très faible devant celle du signal utile, le RSB sur chaque composante tend vers l'infini et ainsi, la détection MEQM devient équivalente à celle de forçage à zéro.

Notons qu'une autre version de ce type de détection consiste à remplacer le RSB de chaque composante par un certain seuil déterminé par la qualité de transmission donnée en terme de RSB du signal de transmission. Dans ce cas, les coefficients d'égalisation deviennent

$$z_{i,q}[sN_F+n] = \frac{h_{i,q}^*[sN_F+n]}{|h_{i,q}(sN_F+n)|^2 + \frac{1}{RSB[s]}} \quad (2.20)$$

Où $RSB[s]$ est le Rapport Signal sur Bruit dans la bande s .

1.3.3. Avantages de l'OFDM-CDMA

L'OFDM-CDMA présente plusieurs avantages majeurs par rapport aux techniques classiques d'étalement à une dimension.

L'intérêt principal de l'OFDM-CDMA réside en **son ordre de diversité**. En effet, lorsque le canal est variant en temps et en fréquence, le nombre de répliques différentes augmente en fonction de l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Cependant, lorsque les diversités temporelle et fréquentielle augmentent, le niveau de BAM augmente bien que l'égaliseur essaye de restaurer l'orthogonalité des codes. C'est pourquoi, un compromis entre le gain de diversité et le niveau du BAM doit être fait.

L'étalement à deux dimensions offre aussi une **grande flexibilité d'étalement en temps ou en fréquence** en adaptant les dimensions d'étalement dans les deux domaines aux conditions de la transmission (type de la modulation, le rendement du codage canal, la charge du système...) ainsi qu'aux paramètres du canal tels que la fréquence Doppler, l'étalement temporel du canal, la vitesse du mobile... Par exemple, dans les régions aux périphériques d'une cellule où le niveau du Rapport Signal à Interférence et Bruit est faible, l'utilisation d'une modulation QPSK avec un rendement faible du codage canal est très logique afin de permettre une bonne qualité de transmission. Dans ce cas, plusieurs études ont démontré que le MC-CDMA présente de meilleures performances par rapport au MC-DS-CDMA qui constitue une certaine forme de l'OFDM [40][41][36]. Donc, le MC-CDMA est plus bénéfique dans un environnement multicellulaire alors que le MC-DS-CDMA est plus bénéfique dans un réseau monocellulaire. L'étalement à 2D se situe alors entre les deux..

2. Performances des modulations OFDM-CDMA

Nous allons maintenant évaluer et comparer les performances des trois systèmes d'étalement avec un détecteur mono-utilisateur MEQM (MMSE) sous plusieurs conditions de transmission sans et avec codage canal. Ces performances ont été évaluées à partir des simulations basées sur la méthode Monte Carlo.

Les performances de ces trois systèmes moyennés sur l'ensemble des utilisateurs actifs sont donnés en terme du Taux d'Erreur Binaire TEB en fonction du rapport E_b/N_0 moyen, où E_b est l'énergie moyenne par bit d'information utile et N_0 est la densité spectrale mono latérale du bruit. Ce rapport moyenné sur les différentes réalisations du canal pour les N_u utilisateurs et prenant en compte l'énergie ajoutée par le PC est donné par

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{(N + \nu)}{M} \frac{N_T}{S} \frac{\sum_{m=0}^{N_u-1} P_m [s]}{N_u} T_s \cdot \frac{\sum_{\ell=0}^{L-1} E(|\alpha_\ell|^2)}{\sigma_b^2} \quad (2.21)$$

Dans (2.21), on rappelle que T_s représente la période d'échantillonnage, $P_m[s]$ représente la puissance par symbole émise par l'utilisateur m , M est la taille de la constellation, α_ℓ est l'amplitude du trajet ℓ du canal. Notons que les courbes données ci-après ne prennent pas en compte l'énergie dissipée dans la suppression du préfixe cyclique

Dans toutes les simulations de ce document, l'estimation du canal est parfaite, on n'utilise pas de bande de fréquence de garde ni de fréquences pilotes. Notons aussi que la résolution des trajets du canal n'est pas réalisée. Pour cela, un sur-échantillonnage suivi d'une interpolation puis d'un sous-échantillonnage sont des opérations nécessaires à la réception. Notons aussi que la fréquence d'échantillonnage utilisée dans toutes ces simulations est égale à la largeur de bande utilisée (20MHz) et le facteur de sur-échantillonnage est égal 5. Les canaux simulés sont principalement les canaux Bran A et E donnés au Tableau 6.1 de l'annexe 6.3 et un canal à deux trajets à puissances égales et dont la bande de cohérence et la fréquence Doppler sont deux paramètres d'étude des systèmes.

Aussi, toutes les simulations données dans ce paragraphe sont faites avec des codes de Walsh-Hadamard, les modulations utilisées sont la QPSK et la 16-QAM. La largeur de bande de transmission est de 20MHz, le nombre de sous-porteuses est égal à $N=64$, l'espacement entre sous porteuses est alors de 312.5KHz, l'intervalle de garde est de 25 échantillons et la longueur des codes d'étalement N_c est fixe (=32) avec des paramètres d'étalement temporel et fréquentiel variables.

Les système MC-CDMA est choisi tel que $N_F \times N_T = 32 \times 1$, l'OFDM-CDMA possède un étalement tel que $N_F \times N_T = 8 \times 4$ et le MC-DS-CDMA possède comme paramètres $N_F \times N_T = 1 \times 32$.

On définit le paramètre de **bande de cohérence normalisée** appelé B_n par le rapport entre la bande cohérence B_{coh} et l'espacement entre porteuses. Ce paramètre permet de donner l'ordre de diversité d'une sous-bande de N_F sous porteuses.

2.1. Résultats sans codage canal

2.1.1. Comparaison des systèmes d'étalement dans un contexte simple

Dans ce paragraphe, on donne deux exemples simples de comparaison des différents systèmes d'étalement tout en conservant une longueur d'étalement constante. Le but est de donner une illustration simple sur la supériorité d'un système d'étalement par rapport à un autre dans des environnements différents.

La Figure 2.5 donne les résultats dans un canal de Rayleigh ayant un seul trajet avec une vitesse du mobile $V_M = 150 \text{ Km/h}$ et différentes valeurs du facteur d'étalement temporel. Puisque le canal est à un seul trajet, on n'a pas de diversité fréquentielle. La diversité temporelle est obtenue par la

mobilité du canal. Grâce à cette diversité temporelle, les performances avec un facteur d'étalement temporel élevé sont bien meilleures que celles avec un petit facteur d'étalement temporel. D'autre part, pour un facteur d'étalement temporel $N_T=1$, on n'a pas de gain de diversité fréquentielle (le canal est plat sur les différentes porteuses) et on retrouve bien les résultats d'un canal de Rayleigh mono trajet.

La Figure 2.6 donne les résultats pour un canal à 4 trajets ayant une bande de cohérence égale à 1MHz. On constate que dans des telles conditions de transmission (B_n égale à 3.2), un gain de diversité fréquentiel n'est possible qu'à partir d'un facteur d'étalement fréquentiel égal à 4 ($N_F=4$, $N_T=8$). Pour un facteur d'étalement fréquentiel plus grand (facteur temporel plus petit), le gain de diversité devient plus apparent comme le montre la Figure 2.6.

Une simple comparaison des Figure 2.5 et Figure 2.6 montre que dans un cas l'étalement temporel est plus bénéfique que l'étalement fréquentiel et dans un autre cas c'est l'inverse.

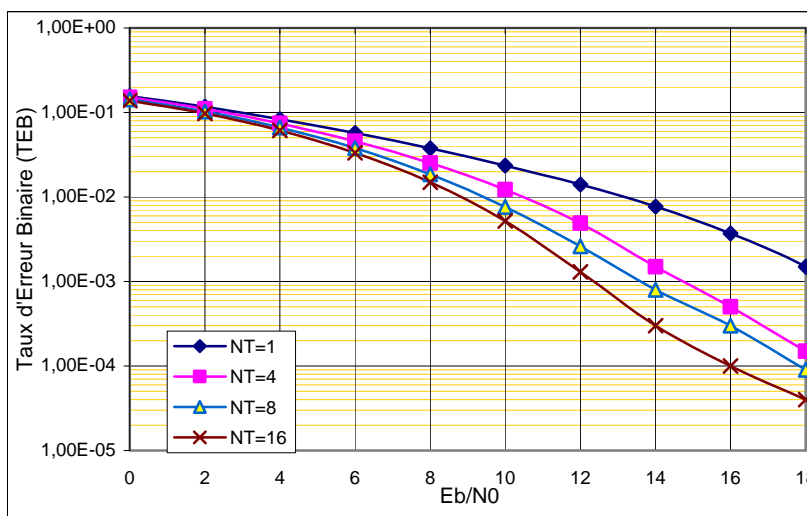


Figure 2.5- Intérêt de l'étalement temporel (Canal Rayleigh, 1 trajet, pleine charge, QPSK, $V_m=150\text{km/h}$)

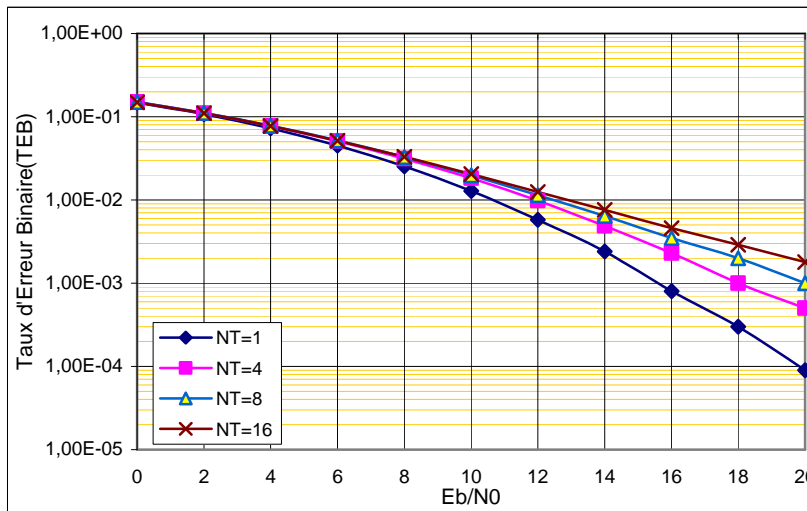


Figure 2.6- Intérêt de l'étalement fréquentiel (Canal à 4 trajets, $\tau_{\max}=20$ échantillons à $F_s=20\text{MHz}$, pleine charge, QPSK, $V_m=3\text{km/h}$)

2.1.2. Résultats en canaux Bran

Les résultats de simulation sans codage canal donnés dans les Figure 2.7 et Figure 2.8 ci-après montrent que l'OFDM-CDMA constitue un bon compromis entre le gain de diversité offert par l'étalement fréquentiel et la conservation de l'orthogonalité offerte par l'étalement temporel dans les canaux Bran à faible mobilité et à faible constellation. Cependant, il est connu que lorsque la constellation augmente, le BAM augmente par conséquent, le MC-CDMA perd sa supériorité

obtenue par le gain de diversité obtenue dans le cas de faibles constellations. On retrouve alors des systèmes d'étalement avec des performances presque similaires (Figure 2.8).

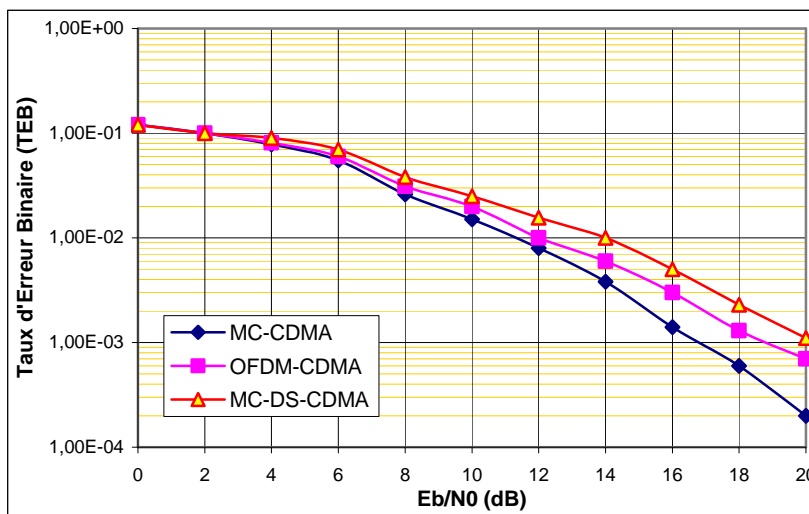


Figure 2.7- Comparaison du TEB des 3 systèmes d'étalement (Canal BranA, pleine charge, QPSK, $V_m=3\text{km/h}$)

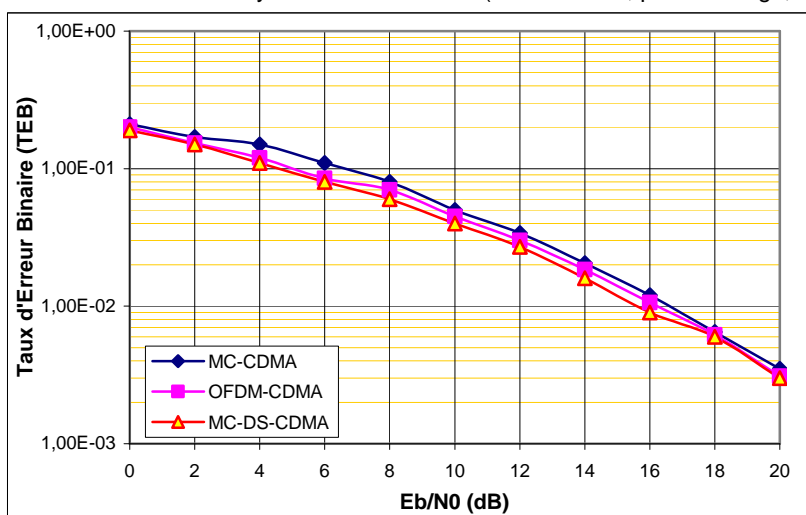


Figure 2.8- Comparaison du TEB des 3 systèmes d'étalement (Canal BranA, pleine charge, 16QAM, $V_m=3\text{km/h}$)

Les résultats sans codage canal sont donnés à titre indicatif afin de mettre en évidence le gain apporté par un type d'étalement donné dans des cas simples et réels de transmission.

Dans un système de transmission réel, le codage canal est indispensable. Il permettra d'améliorer les performances en profitant de la redondance ajoutée ainsi que du gain de diversité. Dans ce qui suit, on donnera des résultats pour mettre en évidence l'apport du codage canal.

2.2. Résultats avec codage canal

Avec le codage canal, les conclusions des comparaisons sont bien différentes puisque le rendement du codage canal et l'entrelacement bit vont beaucoup jouer sur le gain de diversité. Toutefois, les résultats dépendent toujours du rendement du code, de l'étalement, de la charge, de la vitesse du mobile ainsi que de la constellation. A titre indicatif, on donne le résultat présenté en [63] dans lequel on voit que l'étalement à deux dimensions est plus bénéfique que l'étalement à une seule dimension (Figure 2.9). Sur cette figure, on remarque que pour une vitesse donnée du mobile, les performances s'améliorent en augmentant l'étalement temporel. En effet, pour une vitesse du mobile donnée et un type du canal donné, le temps de cohérence et la bande de cohérence du canal sont bien définis et par suite les gains de diversité temporelle et fréquentielle. Ces gains sont obtenus à partir d'un certain couple optimal $N_F \times N_T$. Cependant, si on augmente

davantage l'un des deux paramètres, une perte de performance due au bruit d'accès multiple ou bien au manque de diversité apparaît.

Afin de mieux mettre en évidence cette conclusion, on va donner quelques résultats de simulation sous différents scénarios de communication. Le codage canal utilisé est le codage convolutif avec un décodeur souple de Viterbi.

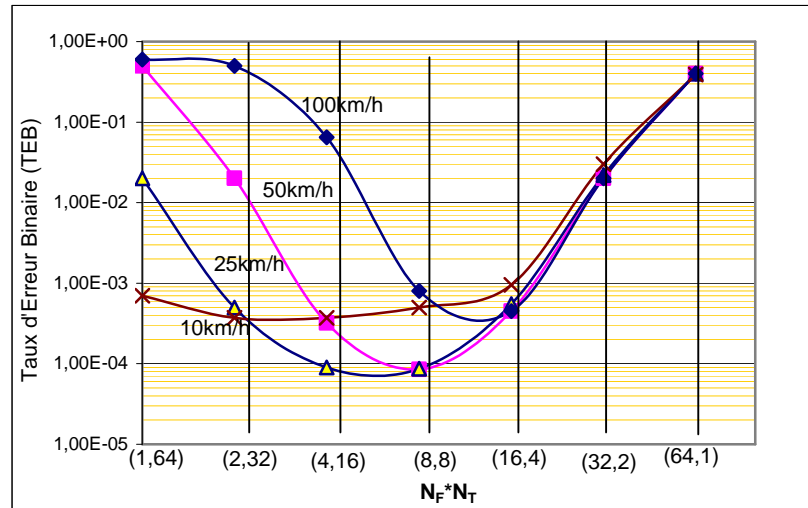


Figure 2.9- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement à $E_b/N_0=8\text{dB}$ à l'entrée du récepteur [63], pleine charge, codage convolutif de rendement $R=1/2$

Etudions tout d'abord l'effet de la bande de cohérence du canal sur les résultats. La Figure 2.10 donne le Rapport E_b/N_0 en entrée du récepteur nécessaire pour atteindre un Taux d'Erreur Binaire $\text{TEB} = 10^{-4}$ pour différentes valeurs de facteur **d'étalement fréquentiel** et un canal à deux trajets avec deux valeurs différentes de bande de cohérence $B_{\text{coh}}=1\text{MHz}$ ($B_n=3.2$) et $B_c=100\text{KHz}$ ($B_n=0.32$). Donc, un gain de diversité fréquentielle peut être obtenu à partir d'un facteur d'étalement fréquentiel égal à 3 et 1 respectivement.

Ainsi, on remarque que pour $B_n = 3.2$, un gain de diversité optimal est obtenu pour un étalement fréquentiel $N_F=8$. La même remarque peut être donnée pour $B_n=0.32$. En effet, la diversité fréquentielle est obtenue quelque soit la valeur du facteur d'étalement fréquentiel. En augmentant cette valeur, le BAM l'emportera vite sur les résultats.

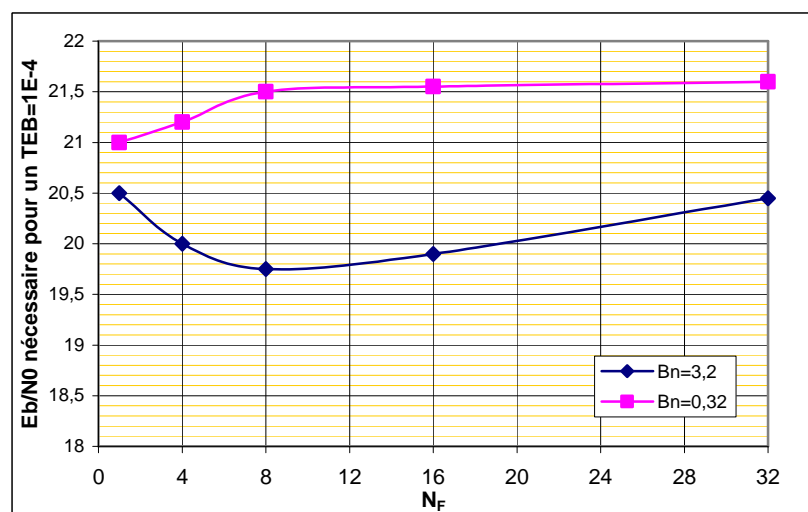


Figure 2.10- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets- QPSK)

La Figure 2.11 donne le même genre de résultats que ceux donnés en Figure 2.10 pour une modulation 16-QAM. Cependant, les résultats sont bien différents. En effet, il est connu dans la

littérature que les grandes constellations sont plus sensibles au BAM que les petites constellations c.à.d. le BAM va l'emporter sur le gain de diversité. En d'autres termes, le fait d'augmenter le facteur d'étalement fréquentiel dans le but d'augmenter le gain de diversité revient aussi à augmenter le BAM. Ceci a pour effet d'augmenter le RSB nécessaire pour atteindre un TEB donné.

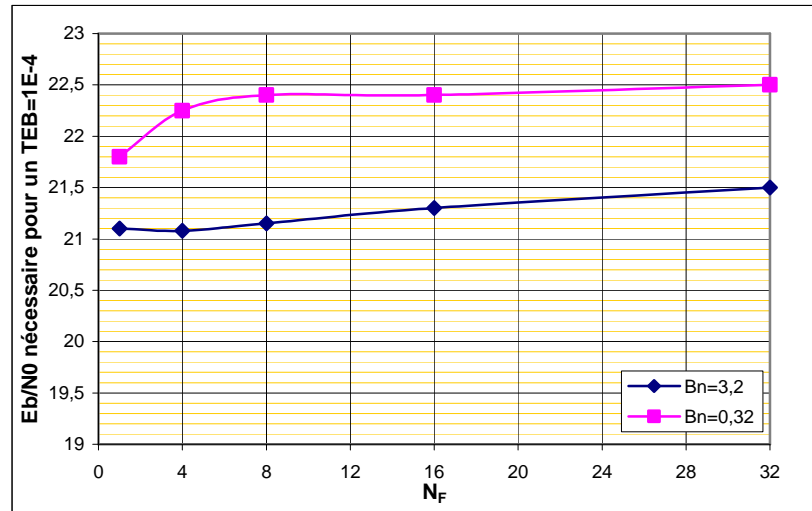


Figure 2.11- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets-16QAM)

Intéressons nous maintenant à l'influence de la vitesse du mobile. La Figure 2.12 donne le rapport E_b/N_0 nécessaire pour obtenir un $TEB=10^{-4}$ pour différentes valeurs d'étalement temporel et un canal à deux trajets avec deux valeurs différentes de temps de cohérence $T_{coh} = \frac{1}{f_d}$. On

remarque tout d'abord que lorsque la vitesse du mobile augmente, la diversité temporelle augmente et par suite le RSB nécessaire pour atteindre un $TEB=10^{-4}$ diminue. Cette conclusion est contradictoire avec le résultat donné en Figure 2.9 par [63]. En effet, la conception de l'entrelaceur temporel joue un rôle important sur les résultats. Afin de mener une comparaison nette entre les différents systèmes, il ne faut pas limiter le gain de diversité maximal qu'on peut atteindre par la taille de l'entrelaceur comme le font [54][55] et [63] qui utilisent des entrelaceurs variant en fonction du facteur d'étalement. D'autre part, on remarque sur la Figure 2.12 que pour une valeur de vitesse du mobile donnée, les performances sont meilleures lorsqu'on augmente le facteur d'étalement temporel. En effet, en augmentant celui-ci, la diversité temporelle augmente et par suite les performances s'améliorent. Néanmoins, les améliorations ne sont pas si importantes puisque généralement le gain de diversité temporel n'est pas très élevé avec les vitesses du mobile données.

Notons que dans cette figure, on n'a pas pris en compte l'effet d'Interférence Entre Porteuses IEP [52] qui pourrait se former lorsque le canal bouge vite. Celui ci sera établi ultérieurement aux chapitres 4 et 5.

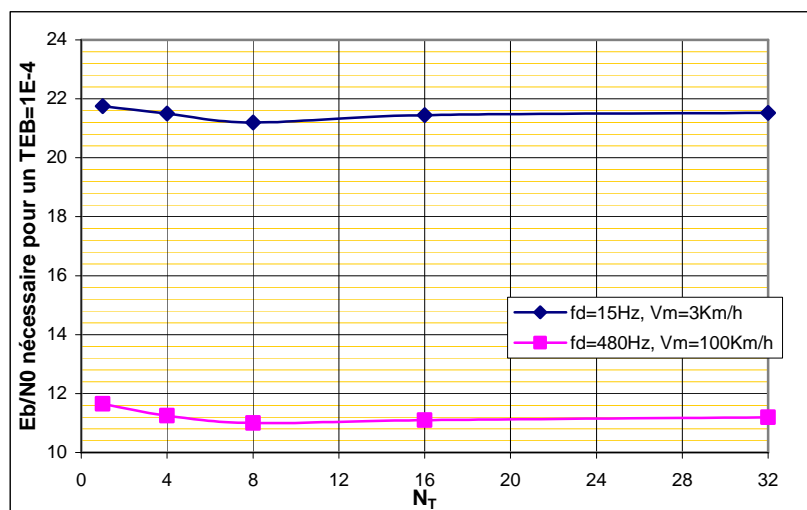


Figure 2.12- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal de Rayleigh à deux trajets-QPSK)

Finalement, dans des canaux réels tels que le BranA, la bande de cohérence normalisée du canal est égale à peu près à 8 c.à.d. un gain de diversité fréquentielle est obtenu à partir d'un facteur d'étalement fréquentiel égal à 8. Cela veut dire que le MC-CDMA ($N_F=32$) l'emporte bien sur le MC-DS-CDMA ($N_F=1$). L'OFDM-CDMA ($N_F=8$) se situe alors dans un cas intermédiaire entre les deux (Figure 2.13).

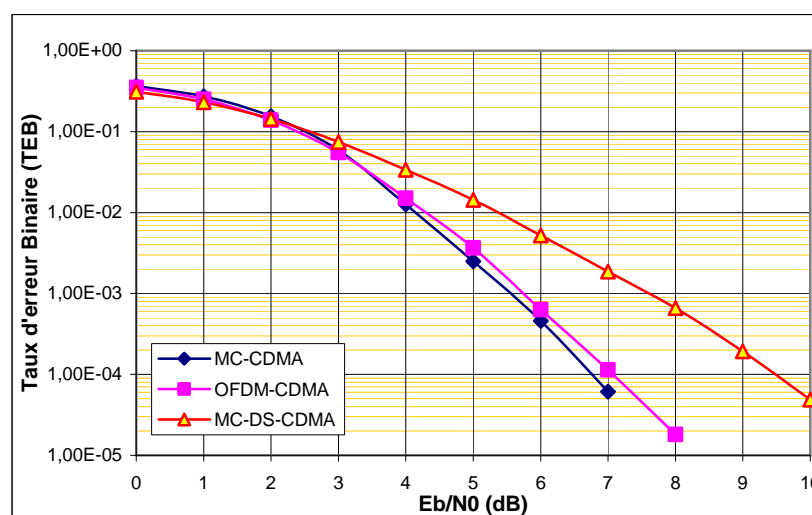


Figure 2.13- Comparaison des systèmes d'étalement (canal BranA)

Dans un canal du type BranE, des conclusions similaires que celles en BranA peuvent être déduites. Cependant, puisque la RI du canal BranE est différente, un autre compromis d'étalement temporel fréquentiel existe pour chaque vitesse du mobile et pour les différentes hypothèses de simulation. Ayant une bande de cohérence normalisée $B_n=2$, un bon compromis entre le gain de diversité et le bruit d'accès multiple est obtenu en canal BranE pour un facteur d'étalement fréquentiel égal à 4 ou 8 comme le montre la Figure 2.14.

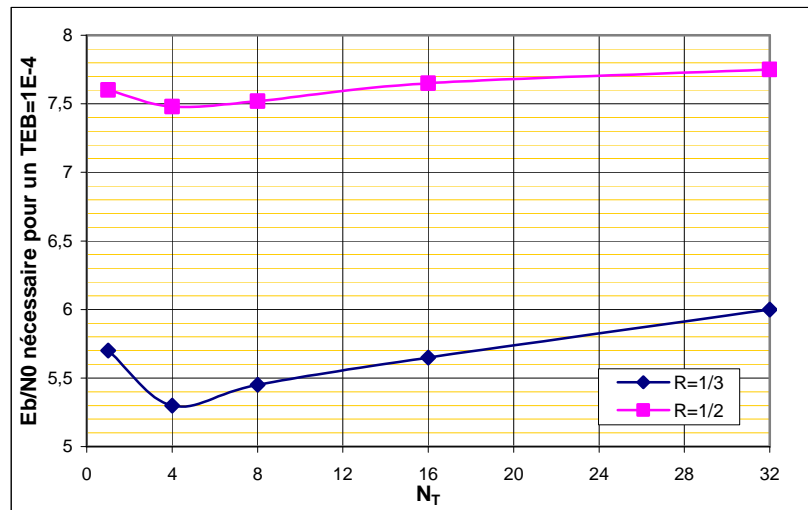


Figure 2.14- Comparaison du TEB des systèmes d'étalement suivant les facteurs d'étalement (canal BranE)

A partir des résultats donnés avec codage canal, on peut déduire que plusieurs paramètres peuvent jouer sur les performances en étalement à 2D. La bande de cohérence et le temps de cohérence du canal jouent un rôle très important dans les comparaisons ainsi que le type de la constellation. D'autres paramètres tels que le codage canal et la charge peuvent aussi jouer un rôle important sur les résultats.

D'après ce qui précède, on conclut qu'un compromis entre gain de diversité et bruit d'accès multiple exigeant un couple d'étalement (N_F, N_T) existe amenant à de meilleures performances de la communication d'où le bénéfice de l'étalement à deux dimensions.

3. Conclusion

Dans ce chapitre, on a détaillé le principe de base des trois combinaisons d'étalement avec des modulations à porteuses multiples. Les différents types de récepteurs mono-utilisateur sont évoqués ainsi qu'un modèle analytique de transmission. Les performances des trois systèmes MC-CDMA, MC-DS-CDMA et OFDM-CDMA sont alors présentées avec et sans codage canal et avec plusieurs scénarios de simulation.

A partir de ces résultats, on a pu conclure qu'un certain compromis d'étalement temporel-fréquentiel existe toujours afin d'atteindre des performances optimales du système. Celles-ci sont généralement atteintes pour un système utilisant l'étalement à 2D. Aussi, elles dépendent de plusieurs paramètres tels que le codage canal, la charge du système, la constellation, la bande de cohérence et le temps de cohérence du canal.

3 LES ERREURS DE SYNCHRONISATION DETERMINISTES DANS LES SYSTEMES OFDM-CDMA

Un problème majeur dans les techniques à base de l'OFDM est que certaines erreurs de synchronisation détruisent l'orthogonalité entre les sous porteuses et introduisent ainsi une interférence entre les symboles ou bien une interférence entre les sous porteuses. Ceci a pour effet de dégrader les performances du système de communications. Dans les systèmes OFDM-CDMA, ce problème est plus grave puisque, outre les interférences introduites, il amplifie le BAM ce qui dégrade les performances.

Dans ce chapitre, nous étudions l'effet d'une erreur de synchronisation sur les performances de l'OFDM-CDMA. Nous proposons un modèle d'un canal discret équivalent qui permet d'avoir une représentation discrète de la transmission prenant en compte les différentes erreurs de synchronisation et les filtres de mise en forme. Les performances sont mesurées par la dégradation du Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB) et le Taux d'Erreur Binaire (TEB) au niveau du récepteur. Pour cela, on propose une méthode analytique basée sur le calcul du RSIB en sortie du détecteur. Or, le calcul du RSIB dépend des codes d'étalement, il sera très difficile de le calculer lorsque le nombre d'utilisateurs et la longueur du code d'étalement deviennent élevés. D'autant plus, dans un système réel où on a besoin d'estimer le RSIB (pour l'évaluation de la qualité de service par exemple), le mobile doit le faire chaque fois qu'un nouvel utilisateur accède au réseau ou bien chaque fois qu'un utilisateur le quitte. Celui-ci complique la tâche et rend le temps d'estimation et de calcul difficile.

Dans la littérature, plusieurs études ont supposé que les codes d'étalement sont des codes aléatoires pour s'affranchir de leurs valeurs réelles dans le calcul [23][90][102]. Ceci est fait en calculant l'espérance, sur l'ensemble des codes d'étalement, des termes les comprenant. Mais, ces calculs ne prennent pas en compte l'orthogonalité des codes. Ainsi, on ne peut pas les appliquer dans le cas d'une liaison descendante de l'OFDM-CDMA qui utilise des codes orthogonaux pour la transmission. Pour résoudre ce problème, les auteurs de [17] utilisent les théories des matrices aléatoires et de la probabilité libre en supposant que les matrices des codes d'étalement suivent une loi de distribution de Haar [78]. Cette supposition est purement technique et n'a aucune influence sur leurs résultats. Leur solution va constituer notre base de calcul du RSIB en sortie du détecteur prenant en compte l'orthogonalité des codes. Ceci nous permettra de proposer des formules donnant l'impact des erreurs de synchronisation variées sur le RSIB.

Le passage au TEB se fait en passant par la fonction erfc en supposant des interférences à distributions gaussiennes. On vérifiera que cette supposition est vraie pour quelques types d'interférences seulement. Les performances en terme du RSIB et du TEB en présence des erreurs de synchronisation seront alors validées par des simulations Monte Carlo.

Vu les conclusions du chapitre précédent sur les comparaisons de performances où le choix d'un mode d'étalement est critique, on essaie dans la conclusion de ce chapitre de déduire des résultats pouvant donner une idée sur la supériorité d'une méthode d'étalement ainsi que les limites d'erreurs admises par cette méthode. Les résultats donnés dans ce chapitre concernent les erreurs de synchronisation temporelle, de fréquence porteuse et de fréquence d'échantillonnage.

1. Modèle du canal discret équivalent en bande de base

1.1. Introduction

Dans une communication numérique, le schéma classique de transmission en bande de base est formé principalement par le filtre d'émission, typiquement filtre $\frac{1}{2}$ Nyquist, par le canal physique de propagation et par le filtre adapté de réception. Dans le cas d'un système parfaitement synchronisé, les filtres de mise en forme d'émission et de réception peuvent être négligés dans la modélisation et on travaillera directement sur un modèle discret. Mais, lorsqu'une erreur de synchronisation vient perturber la réception, ces filtres de mise en forme doivent être pris en compte afin de voir comment ils peuvent agir sur la réception. Le but de cette section est de donner un modèle équivalent discret du canal qui prend en compte ces filtres ainsi que les erreurs de synchronisation. Ce modèle discret sera alors utilisé dans la représentation discrète de la transmission. Afin de simplifier notre étude, nous traitons la transmission en OFDM-CDMA comme une transmission successive de séquences de taille $(N+v)$ échantillons équivalente à la taille d'un symbole OFDM.

1.2. Application à l'OFDM

Le schéma de base d'une communication numérique est donné en Figure 3.1. Les séquences d'échantillons $x_i[k]$ de taille $(N+v)$ (k indique l'indice de l'échantillon dans la séquence l) représentant les données sont soumises à un filtre passe bas de mise en forme continue $v(t)$ (par exemple filtre $\frac{1}{2}$ Nyquist) dont la fonction de transfert est donnée par $V(f)$. Le signal est alors transmis autour de la fréquence porteuse de l'émetteur F_{TX} . Il sera ensuite émis à travers le canal dont la fonction de transfert est donnée par $h^{HF}(f)$ puis soumis à un bruit additif gaussien $n^{HF}(t)$. En réception, la conversion en bande de base se réalise par une transposition inverse autour de la fréquence porteuse du récepteur F_{RX} généralement différente de F_{TX} . Le signal passe alors à travers le filtre adapté de réception dont la fonction de transfert est donnée par $V^H(f)$ (H désigne hermitien) puis échantillonné à un rythme $T_r=1/f_r$ différent du rythme d'émission T_s telle que $T_s=1/f_s$. f_s est la fréquence d'échantillonnage d'émission et f_r est celle de réception.

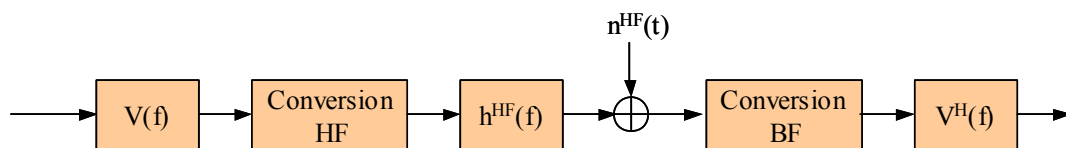


Figure 3.1- Schéma de transmission en OFDM-CDMA

Sans perte de généralité, la transmission peut être représentée par un signal équivalent en bande de base c.à.d. les enveloppes complexes des signaux. Par suite, le signal complexe en bande de base à la réception peut s'exprimer à partir du signal complexe en bande de base à l'émission soumis à la fonction de transfert du canal équivalent en bande de base auquel s'ajoute du bruit gaussien représenté en bande de base [70]. Pour prendre en compte les erreurs de synchronisation, on va faire, sans perte de généralité, les suppositions suivantes:

- Les oscillateurs de fréquence porteuse et de fréquence d'horloge de l'émetteur sont régis par les phases respectives suivantes

$$\theta_{TX}^p(t) = 2\pi F_{TX} t \text{ et } \theta_{TX}^h(t) = 2\pi f_s t \quad (3.1)$$

- Les oscillateurs de fréquence porteuse et de fréquence d'horloge du récepteur sont régis par les phases respectives suivantes :

$$\theta_{RX}^p(t) = 2\pi f_{TX} t - \Delta\theta^p(t) \text{ et } \theta_{RX}^h(t) = 2\pi f_s t - \Delta\theta^h(t) \quad (3.2)$$

Les équations (3.1) et (3.2) signifient que les oscillateurs de l'émetteur sont considérés les oscillateurs de référence. La différence de phase entre l'oscillateur de fréquence porteuse de l'émetteur et du récepteur est donnée par :

$$\Delta\theta^p(t) = \Delta\theta + \theta(t) \quad (3.3)$$

A chaque instant t, le terme $\Delta\theta$ modélise une différence de phase constante entre les oscillateurs de fréquence porteuse de l'émetteur et du récepteur et le terme $\theta(t)$ indique la différence de phase variable en temps.

La différence de phase entre l'oscillateur de fréquence d'horloge de l'émetteur et du récepteur se traduit par un retard sur les instants d'échantillonnage. Il est donné par :

$$\Delta\xi^h(t) = \Delta\theta^h(t).T_s / (2\pi) = \Delta\xi + \xi(t) \quad (3.4)$$

Le terme $\Delta\xi$ modélise une erreur sur l'instant du déclenchement de l'échantillonnage en réception (erreur de fenêtre temporelle) et $\xi(t)$ modélise une erreur de dérive des instants d'échantillonnage¹.

Le modèle de transmission en OFDM, sans bruit additif gaussien, est alors représenté par la Figure 3.2. Le but est de le remplacer par le modèle de transmission équivalent de la Figure 3.3.

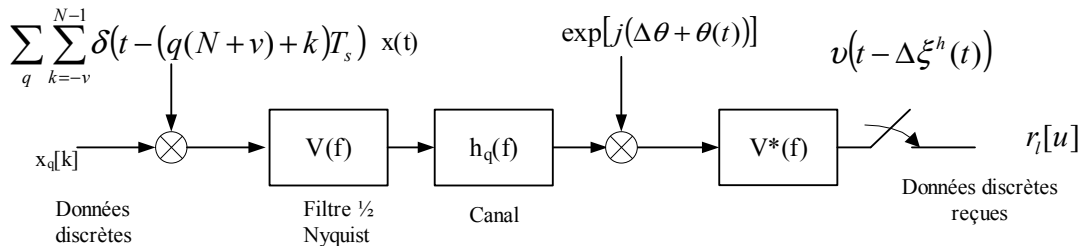


Figure 3.2- Schéma de transmission compte tenu des erreurs de synchronisation

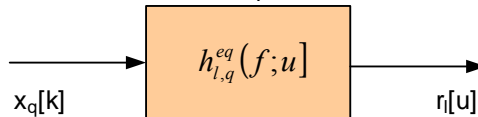


Figure 3.3- Schéma équivalent du canal comprenant les erreurs de synchronisation

Dans l'annexe 6.1, on vérifie que la fonction de transfert du canal discrétisé en fréquence n et en temps u, dans une transmission OFDM pure, est donnée par :

$$h_{l,q}^{eq}[n;u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_q[k] \exp(-j2\pi \frac{n}{NT_s} k) \right] \exp\left\{ j2\pi \frac{n}{NT_s} [\beta T_s + \Delta\xi + \xi[t_{l,u}]] \right\} \exp\{j2\pi[\Delta\theta + \theta[t_{l,u}]]\} \text{ avec} \quad (3.5)$$

$$\beta = (l - q)(N + v)$$

$$t_{l,u} = [l(N+v) + u]T_s$$

$$M_1 = \mathbb{E}[u - (N - 1)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}] + \Delta\xi] \text{ et}$$

$$M_2 = \mathbb{E}[(u + v)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}] + \Delta\xi]$$

¹ L'erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage est une erreur cumulative en fonction du temps c.à.d. elle augmente en fonction de l'instant d'échantillonnage. C'est aussi pareil pour l'erreur de synchronisation de fréquence porteuse. Cependant, leurs évaluations en temps sont linéaires. Donc, le modèle donné ici traite un problème plus général.

Dans l'équation (3.5), la notation $E[x]$ représente la partie entière de x . l'expression de la fonction de transfert est composée de trois facteurs. Le premier consiste en la TFD sur k d'une partie de la RI du canal. La troncature éventuelle de la RI du canal est due à l'erreur de synchronisation de fenêtre temporelle. Lorsque cette erreur est nulle, le premier terme devient égal à $h_l[n]$ la TFD de la RI du canal $g_l[k]$. Le deuxième facteur consiste en une rotation de phase dépendante de la porteuse n . Celle-ci est due à une erreur de synchronisation temporelle (fenêtre ou échantillonnage). Le troisième facteur consiste en une rotation de phase due à une erreur de synchronisation de fréquence porteuse. Celle-ci est indépendante de l'indice de la sous porteuse n . Finalement, lorsque le système est parfaitement synchronisé, le coefficient $h_{l,q}^{eq}[n;u]$ du canal équivalent devient égal à $h_l[n]$, la TFD de la RI du canal.

L'équation (3.5) est de grande importance puisqu'elle permet d'écrire le signal en entrée du récepteur OFDM, à chaque instant u , comme une TFDI du produit des coefficients $h_{l,q}^{eq}[n;u]$ du canal équivalent et des symboles transmis sur les différentes sous-porteuses et cela indépendamment du type de l'erreur de synchronisation. Ainsi, le signal temporel reçu à chaque échantillon u peut s'écrire comme :

$$r_l[u] = \sum_{q=l-1}^{l+1} \sum_{n=0}^{N_c-1} \left[b_q[n] h_{l,q}^{eq}[n;u] \exp\left(j2\pi \frac{nu}{N}\right) \right] + n_l[u] \quad u = 0, \dots, N-1 \quad (3.6)$$

1.3. Application à l'OFDM-CDMA

Dans un système OFDM-CDMA, nous démontrons dans (6.12) de l'annexe 6.1 que la fonction de transfert du canal se traduit par :

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n;u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_{i,q}[k] \exp\left(-j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} k\right) \right] \exp\left\{j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} [\beta T_s + \Delta\xi + \xi[t_{j,l,u}]]\right\} \exp\{j2\pi(\Delta\theta + \theta[t_{j,l,u}])\} \quad (3.7)$$

avec $\beta = (j-i)N_T(N+v) + (l-q)(N+v)$

$t_{j,l,u} = jN_T(N+v) + l(N+v) + u$

$M_1 = E\left[\left[u - (N-1)\right]T_s + \beta T_s + \xi[t_{j,l,u}]\right] + \Delta\xi$ et

$M_2 = E\left[(u+v)T_s + \beta T_s + \xi[t_{j,l,u}]\right] + \Delta\xi$

Là encore, on retrouve les trois facteurs qui traduisent les différentes erreurs de synchronisation. Dans cette équation, on note aussi que les doubles indices (j,l) , (i,q) correspondent au symbole OFDM l du symbole OFDM-CDMA j ainsi qu'au symbole OFDM q du symbole OFDM-CDMA i respectivement. Avec cette expression du canal équivalent, on pourra écrire le signal reçu comme une TFDI du produit des coefficients du canal équivalent et des symboles émis sur les différentes sous-porteuses.

2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur de synchronisation

2.1. Expression générale du symbole détecté

Depuis son apparition, l'OFDM a fait l'objet de nombreuses analyses au niveau de sa sensibilité aux erreurs de synchronisation [25][48][66]. La sensibilité des techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA aux erreurs de synchronisation a été étudiée par Steendam et Monoelclay dans des liaisons descendantes et montantes [83][84][85]. Leurs études basées principalement sur un canal Gaussien et un récepteur CFZ ne sont pas suffisantes puisqu'un canal de Rayleigh pourrait totalement changer les conclusions des comparaisons. Par ailleurs, avec un détecteur différent que celui d'un

CFZ, les conclusions pourraient aussi être différentes. D'autre part, dans leurs études, les codes sont supposés du type i.i.d. et la propriété d'orthogonalité entre les codes n'est pas prise en compte.

Dans cette section, on cherche à donner une expression générale de la détection dans un système OFDM-CDMA *en tenant compte de l'orthogonalité des codes*. Le modèle de transmission à étalement 2D est toujours celui du chapitre 2. Toutefois, il faut tenir compte des différentes erreurs. Afin de mettre cela en évidence, on supposera que la transmission se fait d'une façon idéale et que seule la réception est entachée d'erreur.

Ainsi, avec le modèle du canal équivalent donné dans la section précédente, on est capable d'écrire le signal temporel reçu à chaque instant u comme une TFDI du produit du signal fréquentiel transmis sur les différentes sous-porteuses par les coefficients du canal donnés par (3.7) comme :

$$r_{j,l}[u] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} \left[b_{i,q} [sN_F + n] h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u\right) \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.8)$$

$$u = 0, \dots, N-1$$

Dans (3.8), le terme $n_{j,l}[u]$ représente le bruit additif gaussien de variance σ_b^2 . La somme sur q représente l'interférence entre les symboles OFDM à l'intérieur d'un symbole 2D et la somme sur i représente l'interférence entre les symboles OFDM-CDMA (cf. Figure 2.4). Cette double somme est due à une erreur de synchronisation temporelle. Le terme $h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u]$ représente la fonction de transfert du canal sur la porteuse n de la bande s qui prend en compte les différentes erreurs de synchronisation.

Après le passage à travers la TFD, le signal sur la porteuse d'intérêt p de la bande d'intérêt w peut s'écrire

$$R_{j,l}[wN_F + p] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} b_{i,q} [wN_F + p] \phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q) + \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} n_{j,l}[u] \exp\left(-j2\pi \frac{wN_F + p}{N} u\right) \quad (3.9)$$

Où la fonction ϕ représente les coefficients multiplicatifs de passage entre les symboles sur les différents sous-porteuses d'émission et ceux des sous-porteuses de réception. Elle rassemble donc la TFDI avec l'intervalle de garde, le canal équivalent comprenant les erreurs de synchronisation ainsi que la TFD de réception avec la suppression de l'intervalle de garde. Elle traduit la TFD suivant l'instant d'échantillonnage u de la fonction $h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u]$. Elle est donnée par :

$$\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \quad (3.10)$$

Cette fonction est très importante puisqu'elle rassemble globalement la transmission. **C'est le point clé dans la modélisation des différentes erreurs et dans les différentes représentations ultérieures.** Pour un système de transmission sans erreur de synchronisation c.a.d. $w=s$, $p=n$, $l=q$, $j=i$, cette expression est égale à la TFD $h_{j,l}[sN_F+n]$ de la RI du canal.

Sans perte de généralité, on va supposer comme au chapitre précédent qu'on est intéressé par les données de l'utilisateur 0. Après égalisation du canal par les coefficients $z_{j,l}[wN_F+p]$, et redistribution sur un plan temps-fréquence, le symbole détecté de l'utilisateur 0 est obtenu en désétalant par son propre code $C_0^H[w]$. Le symbole détecté s'exprime par :

$$\begin{aligned}
\hat{a}_{j,0}[w] &= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} [wN_F + p] R_{j,l} [wN_F + p] \\
&= \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} (wN_F + p) \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} [b_{i,q} [sN_F + n] \phi_{j,i} (w, s, p, n, l, q)] \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} [wN_F + p] \sum_{u=0}^{N-1} n_{j,l} [u] \exp\left(-j2\pi \frac{wN_F + p}{N} u\right)
\end{aligned} \tag{3.11}$$

A la différence de (2.6) où le symbole détecté contient trois termes simples, on remarque que lorsque le système fait une erreur de synchronisation, le symbole détecté devient plus complexe. En effet, en plus du BAM et du bruit gaussien, l'IES et l'Interférence Entre Porteuses (IEP) viennent perturber la transmission ce qui dégrade les performances. D'autre part, on voit que la dissémination des différents termes agissant sur le symbole reçu est assez complexe, c'est pourquoi on va adopter une représentation matricielle dans la suite. Cette représentation va nous permettre en plus de proposer une méthode simple et efficace pour l'estimation du RSIB.

2.2. Expression matricielle du symbole détecté

Dans un système parfaitement synchronisé, on remarque que la matrice $\underline{\underline{H}}_j[s]$ du canal donnée en (2.7) et (2.9) est diagonale puisqu'elle correspond au seul effet du canal sur les sous-porteuses concernées. Mais, à cause des erreurs de synchronisation, la matrice du canal n'est plus diagonale puisqu'elle prend en compte l'interférence entre les sous-bandes et les sous-porteuses de chaque bande ainsi que de l'interférence entre les symboles. On la définit alors par

$$\begin{aligned}
\underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s] &= \begin{pmatrix} \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,0,0] & \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,0,1] & \cdots & \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,0,N_F-1] \\ \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,1,0] & \cdots & \cdots & \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,0,N_F-1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,N_F-1,n] & \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,N_F-1,1] & \cdots & \underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,N_F-1,N_F-1] \end{pmatrix} \\
\underline{\underline{A}}_{j,i}[w,s,p,n] &= \begin{pmatrix} \phi_{j,i}(w,s,p,n,0,0) & \phi_{j,i}(w,s,p,n,0,1) & \cdots & \phi_{j,i}(w,s,p,n,0,N_T-1) \\ \phi_{j,i}(w,s,p,n,1,0) & \cdots & \cdots & \phi_{j,i}(w,s,p,n,1,N_T-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \phi_{j,i}(w,s,p,n,N_T-1,0) & \phi_{j,i}(w,s,p,n,N_T-1,1) & \cdots & \phi_{j,i}(w,s,p,n,N_T-1,N_T-1) \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

L'équation (3.12) évoque le fait que la matrice du canal dépend des couples d'indices (j,i) et (w,s) et non plus des indices j et w seuls comme c'était le cas en (2.7). En fait, pour $i \neq j$, la matrice $\underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]$ évoque l'IES et pour ($i=j$ et $s \neq w$), elle évoque l'IEB.

D'autre part, on voit bien que les composantes de cette matrice sont issues de la fonction $\phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q)$. Malheureusement, dans une transmission réelle, il est plus facile d'estimer la partie diagonale de $\underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]$. Donc, en ce qui concerne l'égalisation, on ne considère que les termes diagonaux ($j=i$, $w=s$ et $p=n$). Et donc, la matrice d'égalisation du canal $\underline{\underline{Z}}_j[w]$ de taille $N_c \times N_c$ est définie à travers sa diagonale. Pour un égaliseur du type MEQM, les coefficients de $\underline{\underline{Z}}_j[w]$ sont donnés par

$$z_{j,l}[wN_F + p] = \frac{\phi_{j,j}^*(w, w, p, p, l, l)}{|\phi_{j,j}(w, w, p, p, l, l)|^2 + \frac{1}{RSB[w]}} \quad (3.13)$$

$$\text{avec } \phi_{j,j}(w, w, p, p, l, l) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_{(j,l)(j,l)}^{eq}[wN_F + p; u]$$

$\phi_{j,j}(w, w, p, p, l, l)$ est la moyenne temporelle de la fonction de transfert du canal sur N échantillons c.a.d la durée utile du symbole OFDM. $RSB[w] = \frac{\alpha \bar{P}[w]}{\sigma_b^2}$ est le RSB sur la bande w où $\alpha = N_u/N_c$ est

la charge du système et $\bar{P}[w] = \frac{1}{N_u - 1} \sum_{m=1}^{N_u-1} P_m[w]$ est la puissance moyenne des utilisateurs interférents dans la bande w .

Afin d'avoir une représentation matricielle complète, on définit aussi les matrices $\underline{\underline{C}}[s]$ de taille $N_c \times N_c$ et $\underline{\underline{U}}[s]$ de taille $N_c \times (N_u - 1)$ qui correspondent respectivement aux codes embrouillés de tous les utilisateurs dans la bande s et aux codes embrouillés des utilisateurs interférents. Les puissances de ces derniers sont données par la matrice $\underline{\underline{Q}}$ de taille $(N_u - 1) \times (N_u - 1)$. On définit aussi le vecteur $\underline{\underline{a}}_i[s]$ de taille $(N_u - 1) \times 1$ traduisant les données des utilisateurs interférents.

$$\begin{aligned} \underline{\underline{U}}[s] &= \left(\underline{\underline{C}}_1[s], \underline{\underline{C}}_2[s], \dots, \underline{\underline{C}}_{N_u-1}[s] \right)_{N_c \times (N_u-1)} \\ \underline{\underline{Q}}[s] &= \text{diag} \left(\sqrt{P_1[s]}, \dots, \sqrt{P_{N_u-1}[s]} \right) \\ \underline{\underline{a}}_i[s] &= \left[a_{i,1}(s), a_{i,2}(s), \dots, a_{i,N_u-1}(s) \right]^T \end{aligned} \quad (3.14)$$

En utilisant les représentations matricielles données en (3.12), (3.13) et (3.14), l'expression générale du symbole détecté de l'utilisateur 0 sur la bande w est donnée par :

$$\begin{aligned} \hat{a}_{j,0}[w] &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad \text{avec} \\ I_0 &= \sqrt{P_0[w]} \underline{\underline{C}}_0^H[w] \underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w, w] \underline{\underline{C}}_0[w] \underline{\underline{a}}_{j,0}[w] \\ I_1 &= \underline{\underline{C}}_0^H[w] \underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w, w] \underline{\underline{U}}[w] \underline{\underline{Q}}[s] \underline{\underline{a}}_j[w] \\ I_2 &= \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \underline{\underline{C}}_0^H[w] \underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w, s] \underline{\underline{C}}[s] \underline{\underline{P}}[s] \underline{\underline{a}}_j[s] \\ I_3 &= \sum_{\substack{i=j+1S-1 \\ i=j-1S=0 \\ i \neq j}} \underline{\underline{C}}_0^H[w] \underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w, s] \underline{\underline{C}}[s] \underline{\underline{P}}[s] \underline{\underline{a}}_i[s] \\ I_4 &= \underline{\underline{C}}_0^H[w] \underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{N}}_j[w] \end{aligned} \quad (3.15)$$

Dans l'expression ci-dessus, on peut distinguer cinq termes: I_0 qui correspond au signal utile de l'utilisateur considéré, I_1 détermine le bruit interférence d'accès multiple correspondant aux signaux à destination des autres utilisateurs dans la bande étudiée w , I_2 correspond à l'interférence portée sur la bande w par les signaux de toutes les autres bandes de tous les utilisateurs, I_3 représente l'IES (dûe à une erreur de synchronisation temporelle) et I_4 le bruit additif blanc gaussien pondéré par les coefficients d'égalisation $z_{j,q}[wN_F + n]$ et les chips des codes d'étalement de l'utilisateur considéré.

C'est le symbole estimé $\hat{a}_{j,0}[w]$ qu'il faut maintenant analyser afin de bien préciser les limites de tolérance d'une erreur de synchronisation. En effet, les perturbations provoquées par le canal de transmission incluant des erreurs de synchronisation entraînent non seulement une perte

d'orthogonalité entre les signaux issus des différents utilisateurs mais aussi de l'interférence provenant des autres bandes et des autres symboles. Une bonne façon pour déterminer ces limites consiste alors à estimer le RSIB en sortie du récepteur. Ceci permet de préciser les valeurs à partir desquelles le signal utile des symboles estimés devient perturbé par une erreur de synchronisation.

2.3. Calcul du RSIB

Dans une communication entre une station de base et le mobile, plusieurs paramètres doivent être estimés par le mobile afin de permettre une communication fiable. Un des paramètres importants est le RSIB puisqu'il permet de décrire la qualité de service du mobile en question. En effet, l'estimation du RSIB permet au mobile de trouver la capacité de transmission, sa fiabilité et le débit maximal qu'il peut demander. Cependant, cette estimation nécessite une connaissance préalable des codes d'étalement lorsqu'on est dans un contexte du CDMA ce qui complique la tâche d'estimation.

Dans cette section, on propose une nouvelle méthode d'estimation du RSIB indépendamment des codes d'étalement rendant la phase d'estimation plus simple. Aussi, l'estimation du RSIB permet de décrire l'effet des erreurs de synchronisation sur la qualité de transmission ainsi que sur les performances des systèmes.

2.3.1. Expression du RSIB en sortie du détecteur

En sortie du détecteur, le RSIB d'un utilisateur donné sur chaque bande w du symbole j est obtenu en calculant les variances des différents termes de (3.15) formant le symbole reçu. En supposant que les symboles de données sont indépendants identiquement distribués de moyenne nulle et de variance unité, les différentes interférences deviennent décorrélatées. Le RSIB est alors par :

$$RSIB_j[w] = \frac{E|I_0|^2}{E|I_1|^2 + E|I_2|^2 + E|I_3|^2 + E|I_4|^2} \quad (3.16)$$

Les expressions des variances des interférences sont données par :

$$\begin{aligned} E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \underline{C}_0^H[w] \underline{Z}_j[w] \underline{H}_{j,j}[w, w] \underline{C}_0[w] \right|^2 \\ E|I_1|^2 &= \underline{C}_0^H[w] \underline{Z}_j[w] \underline{H}_{j,j}[w, w] \underline{U}[w] \underline{Q}^2[w] \underline{U}^H[w] \underline{H}_{j,j}[w, w]^H \underline{Z}_j[w]^H \underline{C}_0[w] \\ E|I_2|^2 &= \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \underline{C}_0^H[w] \underline{Z}_j[w] \underline{H}_{j,j}[w, s] \underline{C}[s] \underline{P}^2[s] \underline{C}^H[s] \underline{H}_{j,j}[w, s]^H \underline{Z}_j[w]^H \underline{C}_0[w] \\ E|I_3|^2 &= \sum_{\substack{i=j-1 \\ i \neq j}}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \underline{C}_0^H[w] \underline{Z}_j[w] \underline{H}_{j,i}[w, s] \underline{C}[s] \underline{P}^2[s] \underline{C}^H[s] \underline{H}_{j,i}[w, s]^H \underline{Z}_j[w]^H \underline{C}_0[w] \\ E|I_4|^2 &= \frac{\sigma_b^2}{N_c} \text{tr} \left(\underline{Z}_j[w] \underline{Z}_j[w]^H \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

L'expression du RSIB donnée par (3.16) et (3.17) paraît assez complexe. En effet, il faut pour chaque symbole reçu connaître les codes des différents utilisateurs, leurs puissances d'émission ainsi que les coefficients d'estimation du canal. En plus de la complexité du calcul, il faut le réinitialiser chaque fois que la station de base change l'ensemble des codes alloués aux utilisateurs. Pour remédier à ce problème, une bonne solution consistera en une estimation du RSIB indépendamment des codes d'étalement et des puissances des différents utilisateurs. En se basant sur quelques propriétés des matrices aléatoires et de la probabilité libre, on propose dans la suite une méthode d'estimation du RSIB qui dépend seulement de la longueur des codes d'étalement, des coefficients du canal et de la charge du système ce qui facilite sa mise en œuvre.

2.3.2. Expression simplifiée du RSIB en utilisant des propriétés asymptotiques

Tse et Hanly sont les pionniers de l'application de la théorie des matrices aléatoires à l'analyse des systèmes CDMA dans un contexte de récepteur multi-utilisateurs [90]. Leur idée de base était d'utiliser la distribution asymptotique des valeurs propres des matrices aléatoires. Ils ont alors démontré que, pour des codes d'étalement du type i.i.d., lorsque le nombre d'utilisateurs et la longueur du code d'étalement augmentent vers l'infini avec un rapport $\alpha=N_u/N_c$ constant, le RSIB appelé RSIB asymptotique tend vers une valeur qui ne dépend que de la distribution des puissances des différents utilisateurs. Shamaï et Verdu ont obtenu en même temps le même résultat que Tse et Hanly en admettant une puissance égale pour tous les utilisateurs [93]. Toutefois, le modèle avec des matrices aléatoires i.i.d. n'est pas vérifié dans une liaison descendante du type DS-CDMA ou bien OFDM-CDMA puisqu'il ne prend pas en compte l'orthogonalité des codes.

Du point de vue technique, les matrices telles que les matrices de WH ne sont pas du type i.i.d., et requièrent par la suite une étude plus approfondie afin de connaître leur comportement pour des dimensions larges des systèmes. Un premier recours à des théories mathématiques de base telles que la théorie de la probabilité libre, initialement introduite par Voiculescu [97] pour la solution des problèmes d'opérateurs algébriques, a constitué une bonne directive pour Tse et Evans [23]. Depuis, plusieurs études ont été menées pour appliquer cette théorie dans le cadre des communications. Pour considérer l'orthogonalité des codes d'étalement, les auteurs de [17] supposent que la matrice d'étalement suit une loi de distribution de Haar. Cette loi repose sur le fait que la distribution des valeurs propres de la matrice d'étalement reste inchangée par multiplication à droite par une matrice unitaire². Bien sûr, cette supposition tirée des propriétés de la théorie des probabilités libres reste technique et ne sert que pour se passer de la dépendance des codes d'étalement. En effet, les simulations données en [17] et [39] pour un égaliseur MEQM et un système MC-CDMA valident le modèle analytique et font bien avancer les études menées dans ce domaine. Dans [12], on se sert aussi de cette théorie pour comparer les performances asymptotiques d'un détecteur MEQM optimal et sous optimal d'un système DS-CDMA utilisant des codes orthogonaux.

En ce qui concerne notre étude, on va utiliser quelques propriétés des matrices aléatoires et de la probabilité libre afin de déterminer une expression simplifiée du RSIB appelé **RSIB asymptotique**.

Propriété 1: Cette propriété a été initialement donnée en [23]. Si $\underline{C}_m = \frac{1}{\sqrt{N_c}} [c_m(0), \dots, c_m(N_c - 1)]^T$ est un vecteur dont les entrées sont des variables aléatoires complexes indépendantes identiquement distribuées de moyenne nulle, de variance unité et de moment d'ordre 8 fini, et \underline{M} est une matrice déterministe uniformément bornée alors,

$$\underline{C}_m^H \underline{M} \underline{C}_m \xrightarrow{N_c \rightarrow \infty} \frac{1}{N_c} \text{tr}(\underline{M}) \quad (3.18)$$

Propriété 2: Soit \underline{C} une matrice aléatoire unitaire de taille $N_c \times N_u$ ayant une distribution de Haar. \underline{C} peut être décomposée en un jeu d'un vecteur \underline{C}_0 de taille N_c et d'une matrice \underline{U} de taille $N_c \times (N_u - 1)$ donnée par (3.14) : $\underline{C} = (\underline{C}_0, \underline{U})$. On vérifie d'après l'appendice IV de [12] que

$$\underline{U} \underline{Q}^2 \underline{U}^H \xrightarrow{N_c \rightarrow \infty} \alpha \bar{P} (\underline{I} - \underline{C}_0 \underline{C}_0^H) \quad (3.19)$$

² Une matrice A est dite unitaire si elle vérifie la relation $A A^H = A^H A = I$ où I est la matrice identité et H désigne le transposé conjugué.

Où $\underline{\underline{Q}}$ est la matrice donnée en (3.14), \bar{P} est la puissance moyenne de utilisateurs interférents et $\underline{\underline{I}}$ est la matrice identité.

On rappelle que la nécessité de cette distribution est seulement technique et n'influe pas sur les résultats. Toutefois, elle simplifie la déduction de la propriété. Cette décomposition est très utile dans un système CDMA. En effet, la matrice des codes d'étalement est décomposée en un vecteur contenant le code de l'utilisateur en question et une autre matrice contenant les codes des utilisateurs interférents. En réception, si on ne connaît pas les codes des utilisateurs interférents, cette propriété nous permettra de s'affranchir de cette information.

Propriété 3: Cette propriété est donnée en [28] pour démontrer « l'indépendance » entre la matrice des codes et celle des coefficients du canal.

Encore une fois, on se base sur le fait que $\underline{\underline{C}}$ est une matrice aléatoire unitaire de taille $N_c \times N_u$ ayant une distribution de Haar pour en déduire que $\underline{\underline{CQ}}^2 \underline{\underline{C}}^H$ et $\underline{\underline{Z}}^H \underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{HZ}}$ sont asymptotiquement indépendantes presque partout. En d'autres termes, on vérifie que si $\underline{\underline{C}}$ vérifie les conditions notées ci-haut, on obtient

$$\frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}} \underline{\underline{HC}} \underline{\underline{Q}}^2 \underline{\underline{C}}^H \underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{Z}}^H \right) \xrightarrow{N_c \rightarrow \infty} \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}} \underline{\underline{HH}}^H \underline{\underline{Z}}^H \right) \times \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{C}} \underline{\underline{Q}}^2 \underline{\underline{C}}^H \right) \quad (3.20)$$

Pour plus de détails sur la théorie de la probabilité libre, [9] constitue une bonne référence. Dans ce qui suit, on utilise ces propriétés pour déduire une forme simplifiée de l'estimation du RSIB indépendamment des codes d'étalement.

Ainsi, en supposant que $\underline{\underline{C}}_0[w]$ est aléatoire, (3.18) est utilisée pour évaluer et simplifier $E|I_0|^2$. En plus, $\underline{\underline{C}}_0[w]$ et $\underline{\underline{C}}[s]$ sont pratiquement indépendants à cause de l'utilisation des codes d'embrouillage différents dans les différentes bandes, on peut déduire que $E|I_2|^2$ et $E|I_3|^2$ peuvent s'écrire d'après (3.18)

$$\begin{aligned} E|I_2|^2 &= \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,s] \underline{\underline{C}}[s] \underline{\underline{P}}^2[s] \underline{\underline{C}}^H[s] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]^H \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) \\ E|I_3|^2 &= \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{i=j-1 \\ i \neq j}}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s] \underline{\underline{C}}[s] \underline{\underline{P}}^2[s] \underline{\underline{C}}^H[s] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]^H \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

En appliquant (3.19) pour le calcul de $E|I_1|^2$ et (3.20) pour le calcul de $E|I_2|^2$ et $E|I_3|^2$ dans (3.21), on obtient

$$\begin{aligned} E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,w] \right) \right|^2 \\ E|I_1|^2 &= \alpha \bar{P}[w] \left(\frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,w]^H \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) - \left| \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,w] \right) \right|^2 \right) \\ E|I_2|^2 &= \frac{\alpha}{N_c} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \bar{P}[s] \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,j}[w,s] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]^H \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) \\ E|I_3|^2 &= \frac{\alpha}{N_c} \sum_{\substack{i=j-1 \\ i \neq j}}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s] \underline{\underline{H}}_{j,i}[w,s]^H \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) \\ E|I_4|^2 &= \frac{\sigma_b^2}{N_c} \text{tr} \left(\underline{\underline{Z}}_j[w] \underline{\underline{Z}}_j[w]^H \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

L'équation (3.22) montre que le RSIB peut être maintenant estimé en sortie du module d'estimation du canal puisque on n'a besoin que des estimées de coefficients du canal sur les différentes sous-porteuses. Toutefois, on doit vérifier que la longueur des codes est suffisamment grande. D'autre part, la nécessité de connaissance des puissances des différents utilisateurs est transformée en la nécessité de la connaissance de la puissance moyenne des utilisateurs interférents ainsi que la puissance de l'utilisateur en question. Aussi, on remarque que le RSIB dépend fortement de la charge du système: il est d'autant plus élevé que la charge du système est faible. Ceci constitue ce qu'on appelle le modèle asymptotique dans la suite. Finalement, on appellera $I[w]=E|I_0|^2 + E|I_1|^2 + E|I_2|^2 + E|I_3|^2 + E|I_4|^2$ l'interférence totale due à une erreur de synchronisation.

3. Les systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de synchronisation déterministes

Dans cette section, on étudie l'effet d'une erreur de synchronisation déterministe sur les systèmes OFDM-CDMA. Par déterministe, on veut dire que l'erreur prend une valeur déterministe tout au long de la transmission. Dans cette section, on traite séparément les erreurs de synchronisation temporelle k_0 (la fenêtre de la TFD), de fréquence porteuse telle que $\Delta F = F_{TX} - F_{RX} = \text{constante}$ où F_{TX} et F_{RX} sont les fréquences porteuses respectives d'émission et de réception, et de fréquence d'échantillonnage telle que $\Delta T = T_s - T_r$ où T_s et T_r sont les périodes d'échantillonnage d'émission et de réception.

3.1. Erreur de synchronisation temporelle

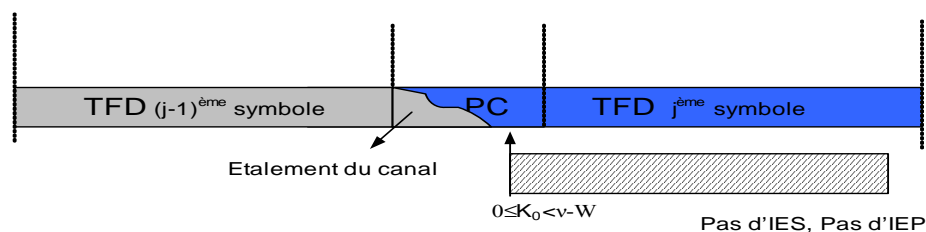
Pour une erreur de synchronisation de fenêtre temporelle, les équations (3.3) et (3.4) deviennent :

$$\Delta\theta^p(t) = 0 \text{ et } \Delta\xi^h(t) = \Delta\xi = k_0 T_s \quad (3.23)$$

Trois cas peuvent se présenter:

- Si le coefficient k_0 vérifie la relation $0 \leq k_0 \leq v - W$, aucune interférence entre les symboles ne se produit et on peut récupérer correctement le signal fréquentiel à travers la TFD grâce à la structure du symbole OFDM. C'est la plage de bonne synchronisation.
- Si le coefficient k_0 est positif vérifiant la relation $v - W \leq k_0 \leq v$, une interférence supplémentaire s'ajoute au signal utile provenant du symbole OFDM précédent.
- Si le coefficient k_0 est strictement négatif ($k_0 < 0$), une interférence supplémentaire provenant du symbole OFDM suivant ainsi que de l'IEP s'ajoutent au signal utile.

Les trois cas sont détaillés par la Figure 3.4. On note que si $l=0$ ou $l=N_T-1$, l'interférence sera introduite d'un symbole OFDM appartenant à un symbole OFDM-CDMA différent.



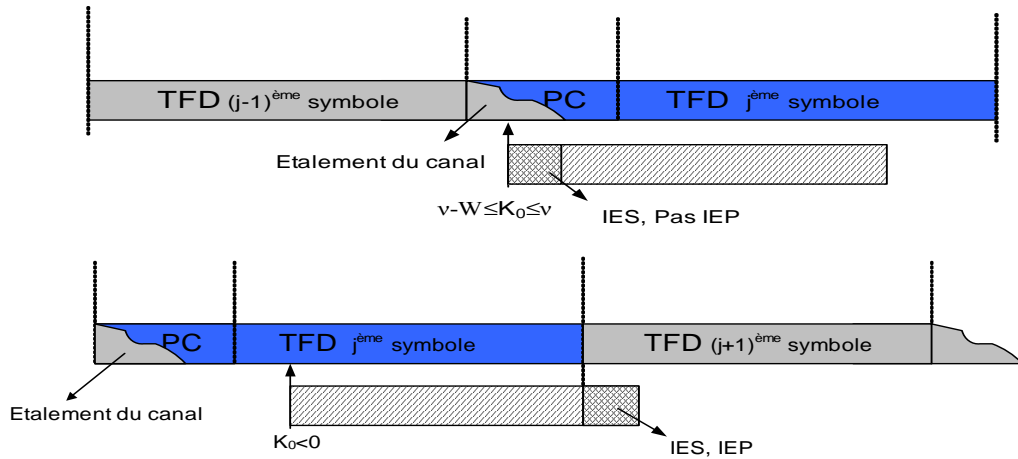


Figure 3.4- Les trois cas d'erreur de synchronisation temporelle

Dans le cas d'une erreur de synchronisation de fenêtre temporelle, le signal en entrée du récepteur OFDM s'écrit :

$$r_{j,l}[u] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \left[b_{i,q} [sN_F + n] h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u] \exp \left(j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u \right) \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.24)$$

$u = 0, \dots, N-1$

Où $h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u]$ est donnée par

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_i[k] \exp \left(-j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} k \right) \right] \exp \left(j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} (k_0 T_s + \beta) \right) \quad (3.25)$$

avec $\beta = (j-i)N_T(N+v) + (l-q)(N+v)$
 $M_1 = \mathbb{E} \left[\lfloor u - (N-1) \rfloor T_s + \beta T_s + k_0 T_s \right]$ et
 $M_2 = \mathbb{E} \left[\lfloor (u+v) \rfloor T_s + \beta T_s + k_0 T_s \right]$

D'après cette équation, on voit bien que la fonction de transfert du canal à chaque instant u se traduit par la TFD d'une partie de la RI du canal multipliée par une rotation de phase dépendante de la sous-porteuse. On peut noter que la partie de la RI du canal sur laquelle s'applique la TFD dépend elle-même de u . Cette partie peut augmenter ou diminuer suivant la valeur de k_0 .

Les composantes de la matrice du canal sont alors régies par la fonction ϕ donnée par

$$\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_{(j,l),(i,q)}^{eq} [sN_F + n; u] \exp \left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u \right) \quad (3.26)$$

Malheureusement, une expression simple du RSIB n'est pas facile à établir comme dans d'autres cas d'erreurs de synchronisation. Cela est dû à la troncature de la RI du canal dans certains cas. Néanmoins, les performances obtenues par cette modélisation seront données et validées dans les sections suivantes.

3.2. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse

L'erreur de synchronisation de fréquence porteuse se traduit par une rotation de phase appliquée aux échantillons temporels reçus à chaque instant u en entrée du récepteur OFDM. Elle traduit la différence constante de fréquence entre la valeur de la fréquence porteuse de transmission et celle de réception et produit une rotation de phase cumulative sur les échantillons temporels aux instants $t_{j,l,u} = jN_T(N+v) + l(N+v) + u$. Cette rotation est donnée par :

$$\Delta\theta^p(t_{j,l,u}) = \theta(t_{j,l,u}) = 2\pi.\Delta F.T_s \times u \quad (3.27)$$

Où on suppose que la dérive de fréquence porteuse est remise à zéro au début de chaque symbole OFDM. Elle sera donc indépendante des indices du symbole OFDM l et du symbole $2D$ j . Les échantillons temporels s'écrivent alors :

$$r_{j,l}[u] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[b_{j,l}[sN_F + n] h_{(j,l),(j,l)}^{eq}[sN_F + n; u] e^{j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u} \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.28)$$

$$u = 0, \dots, N-1$$

avec $h_{(j,l),(j,l)}^{eq}[sN_F + n; u] = e^{j2\pi u \Delta F T_s} h_{j,l}[sN_F + n]$

On voit que dans ce cas, les échantillons reçus deviennent indépendants des indices i et q puisqu'on n'a plus d'IES. La fonction ϕ est alors donnée par :

$$\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, l) = h_{j,l}[sN_F + n] \Psi_N \left(\Delta F T_s + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \times \exp \left(j\pi(N-1) \left(\Delta F T_s + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \right) \quad (3.29)$$

Où Ψ_N est la fonction de Dirichlet définie par $\Psi_N(x) = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi N x)}{\sin(\pi x)}$.

D'après (3.29), on remarque que l'erreur de fréquence porteuse se traduit par une rotation de phase des différents coefficients du canal pondérés par la fonction de Dirichlet. D'autre part, compte tenu des coefficients d'égalisation, l'égaliseur ne permet de corriger que la partie $\phi_{j,i}(w, w, p, p, l, l)$ correspondante à $w=s$ et $p=n$. La rotation de phase résiduelle introduira de l'IEP et se traduira par une perturbation de la constellation comme le montre la Figure 3.5 pour une modulation QPSK et un canal gaussien.

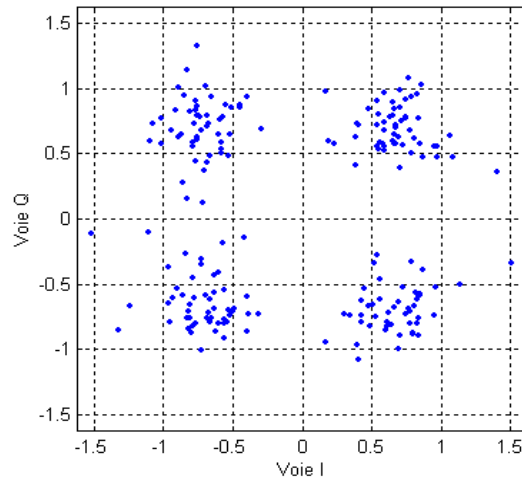


Figure 3.5- Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence porteuse ($N\Delta F T_s=0.1$)

Ainsi, les expressions des différentes puissances de (3.22), pour un égaliseur du type MEQM seront données par :

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= \frac{P_0[w]}{N_c^2} \left| \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} \frac{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2}{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
I[w] &= \frac{\alpha}{N_F} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{q=0}^{N_F-1} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{h_{j,l}^*[wN_F+p]h_{j,l}[sN_F+n]\psi_N(\Delta FT_s)\psi_N\left(\Delta FT_s + \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)}{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
-\alpha \bar{P}[w] &= \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} \frac{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2}{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 + \frac{\sigma^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} \left| \frac{h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)}{|h_{j,l}[wN_F+p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2
\end{aligned} \tag{3.30}$$

On voit que, dans ce cas d'erreur de synchronisation, une expression plus simple du RSIB est donnée. En annexe 6.2, on va profiter de l'expression (3.30) pour comparer les interférences des différents systèmes d'étalement.

3.3. Erreur de synchronisation de fréquence d'horloge

A la différence de l'erreur de fréquence porteuse, l'erreur de synchronisation de fréquence d'horloge se traduit par une rotation de phase qui dépend de la sous porteuse en question à chaque instant u . Elle traduit une dérive sur les instants d'échantillonnage donnée par

$$\Delta \xi^h(t_{j,l,u}) = u \times \Delta T \tag{3.31}$$

En supposant une dérive de fréquence d'échantillonnage sur un symbole OFDM, les échantillons temporels s'écrivent alors

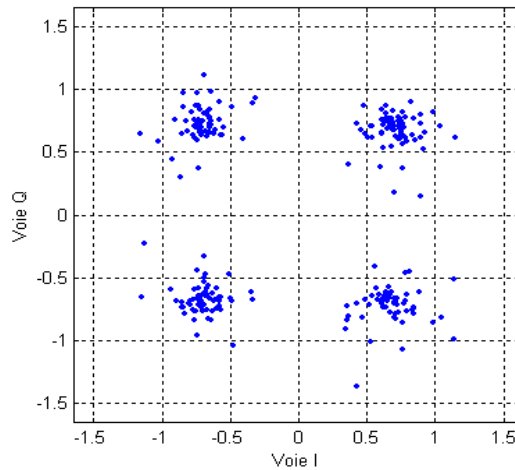
$$\begin{aligned}
r_{j,l}[u] &= \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[b_{j,l}[sN_F+n] h_{j,l}[sN_F+n] e^{j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u} e^{j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u \Delta T / T_s} \right] + n_{j,l}[u] \\
u &= 0, \dots, N-1
\end{aligned} \tag{3.32}$$

La fonction ϕ est alors donnée par

$$\begin{aligned}
\phi_{j,l}(w, s, p, n, l, l) &= h_{j,l}[sN_F+n] \psi_N \left(\frac{sN_F+n}{N} \frac{\Delta T}{T_s} + \frac{(w-s)N_F+(p-n)}{N} \right) \\
&\times \exp \left(j\pi(N-1) \left(\frac{sN_F+n}{N} \frac{\Delta T}{T_s} + \frac{(w-s)N_F+(p-n)}{N} \right) \right)
\end{aligned} \tag{3.33}$$

On voit que les différentes composantes de la matrice du canal sont formées par le produit des coefficients du canal par une rotation de phase dépendante de l'indice de la sous porteuse et pondérées par les fonctions de Dirichlet. Malheureusement, l'égaliseur ne peut corriger qu'une partie de cette phase alors que la partie résiduelle introduira de l'IEP et par conséquent une perturbation de la constellation (Figure 3.6). Une simple comparaison entre la Figure 3.5 et la Figure 3.6 (pour la même valeur relative de désynchronisation) montrent que l'effet d'une erreur d'échantillonnage est plus faible que celui d'une erreur de fréquence porteuse. Pour un égaliseur du type MEQM, les expressions des différentes puissances de (3.22) seront données par :

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= \frac{P_0[w]}{N_c^2} \left| \sum_{p=0}^{N_c-1} \sum_{q=0}^{N_c-1} \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
I[w] &= \frac{\alpha}{N_c} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} \frac{\left| h_{j,j}'' [wN_F + p] h_{j,j} [sN_F + n] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \psi_N \left(\frac{sN_F + n \Delta T}{N T_s} + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} \quad (3.34) \\
\frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_c} &= \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\sum_{p=0}^{N_c-1} \sum_{q=0}^{N_c-1} \left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} + \frac{\sigma_b^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sum_{q=0}^{N_c-1} \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]}
\end{aligned}$$

Figure 3.6- Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence d'horloge ($N\Delta T/T_s=0.1$)

4. Performances des systèmes d'étalement en présence des erreurs de synchronisation- simulations et comparaisons

Dans cette section, on utilisera le modèle analytique asymptotique ci dessus pour mesurer la sensibilité des différents systèmes d'étalement aux erreurs de synchronisation. Pour cela, on commence par une validation du modèle en terme du RSIB et du TEB à travers des simulations Monte Carlo. Afin de comparer les différents systèmes, on utilisera la dégradation du RSIB comme paramètre de comparaison. **La comparaison des systèmes (entre eux) en terme du Taux d'Erreur Binaire n'est malheureusement pas valable à ce stade puisqu'on ne prend pas en compte le codage du canal.** Celui ci sera pris en compte au chapitre 5.

4.1. Hypothèses de simulation

Les simulations sont réalisées dans un canal gaussien ainsi que dans le canal BranA avec des codes de Walsh-Hadamard combinés avec des codes d'embrouillage de Gold [21]. Le Tableau 3.1 suivant récapitule les hypothèses de simulation.

Tableau 3.1- Hypothèses de simulation

MC-CDMA	$N_F \times N_T = 32 \times 1$
OFDM-CDMA	$N_F \times N_T = 8 \times 4$

MC-DS-CDMA	$N_F \times N_T = 1 \times 32$
Embrouillage	19 codes de Gold de longueur 128 chips
Détection	MEQM
Taille de la TFD (N)	64 porteuses
Délai du canal (W)	13 échantillons en canal BranA 1 échantillon en canal Gaussien
Intervalle de garde (v)	25 échantillons
Constellation	QPSK
Bande passante	20 MHz

4.2. Validation du modèle asymptotique

Afin de valider notre modèle, des comparaisons entre les performances asymptotiques et les performances obtenues dans une chaîne de simulation Monte Carlo ont été réalisées en terme du RSIB et du TEB.

4.2.1. Comparaison des RSIB théorique et mesuré

Dans cette partie, on compare les RSIB asymptotique et de simulation dans un canal Gaussien et dans un canal BranA. Cependant, puisque le canal BranA est un canal variant en temps, on est amené à comparer le RSIB moyen sur un ensemble suffisant de réalisations du canal. Les différents RSIB sont donnés en fonction de la valeur de l'erreur de synchronisation et du rapport E_b/N_0 moyen donné en (2.21). **Dans toutes le figures suivantes, le terme RSIB dans la légende indique un RSIB moyenné sur les réalisations du canal.**

4.2.1.1. Erreur de synchronisation temporelle

Les Figure 3.7, Figure 3.8, et Figure 3.9 montrent la validité du modèle asymptotique lors d'une erreur de synchronisation temporelle pour les trois systèmes d'étalement MC-CDMA, MC-DS-CDMA et OFDM-CDMA dans un canal gaussien et dans un canal BranA. Elles montrent aussi que lorsque le récepteur déclenche son échantillonnage à droite de l'instant idéal ($k_0 < 0$), les performances seront tout de suite dégradées à cause de l'IES provenant du symbole 2D suivant. Par contre, si le récepteur déclenche son échantillonnage à gauche de l'instant idéal ($k_0 > 0$), les performances des systèmes sont conservées quelque soit l'offset temporel dans un canal gaussien et pour un offset qui n'excède pas la différence entre l'intervalle de garde et le délai d'étalement du canal ($0 \leq k_0 < v - W$). En effet, dans de tels cas, grâce à la structure des symboles OFDM (contenant un préfixe cyclique), seule une rotation de phase est obtenue en sortie de la TFD et sera corrigée par l'égaliseur. Dans le cas contraire, une IES provenant du symbole précédent vient dégrader les performances.

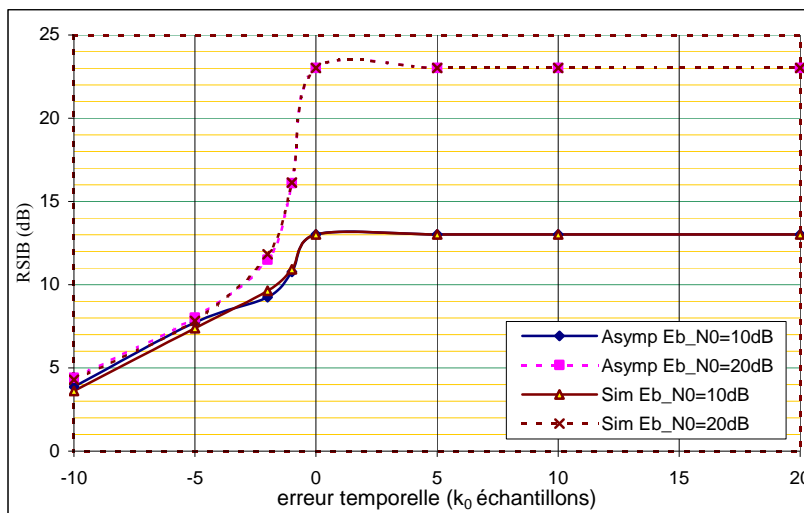


Figure 3.7- Validation du modèle asymptotique (les trois systèmes d'étalement, canal gaussien, pleine charge)

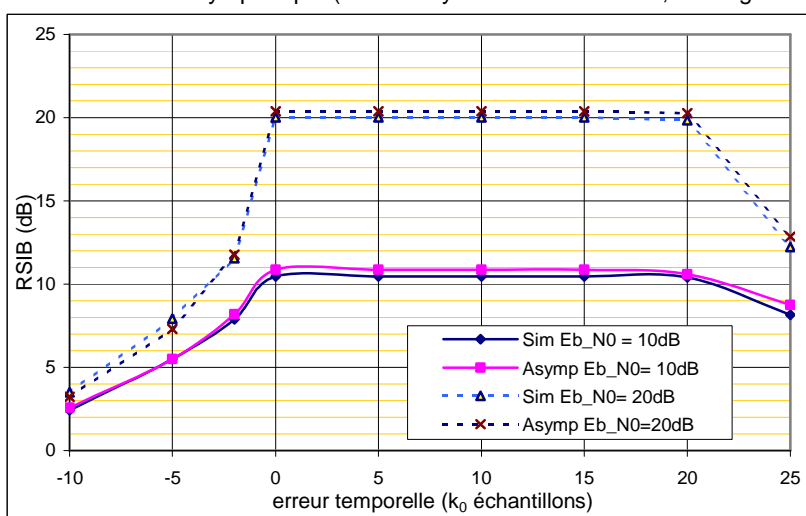


Figure 3.8- Validation du modèle asymptotique (MC-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)

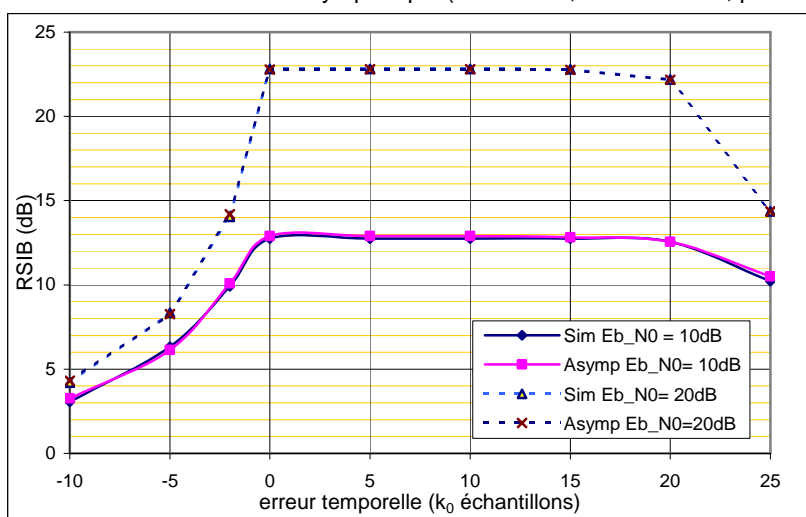


Figure 3.9- Validation du modèle asymptotique (MC-DS-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)

4.2.1.2. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse

Les Figure 3.10 et la Figure 3.11 donnent une comparaison du RSIB asymptotique et simulé pour les différents systèmes d'étalement en présence d'une erreur de synchronisation de fréquence porteuse et valident notre modèle. Elles indiquent aussi que les systèmes d'étalement deviennent

sensibles à une erreur de synchronisation dès que $N\Delta F T_s \geq 0.02$ selon le niveau du E_b/N_0 moyen d'entrée ce qui correspond à **un décalage égal à 2% de l'espacement entre porteuses**. En plus, ceci implique qu'à partir de cette sensibilité et pour une bande de fréquence donnée et une période d'échantillonnage donnée, les valeurs d'erreur de ΔF admises par les systèmes diminuent lorsque le nombre de porteuses N augmente.

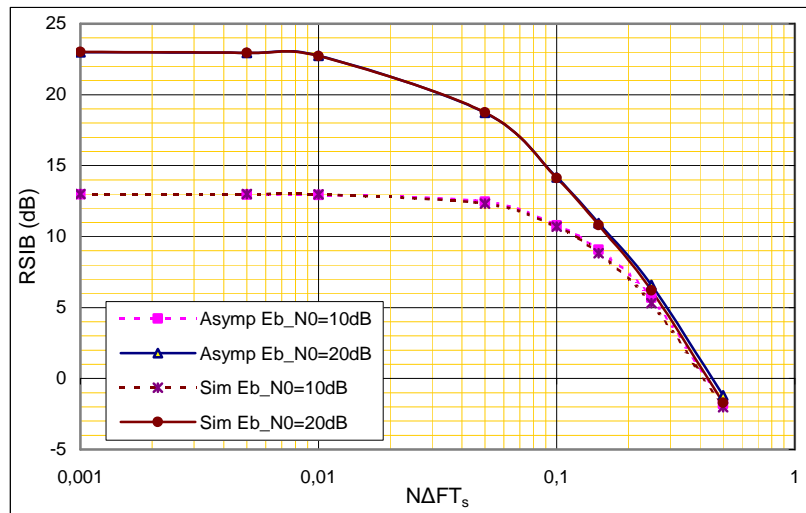


Figure 3.10- Validation du modèle asymptotique (les trois systèmes d'étalement, canal gaussien)

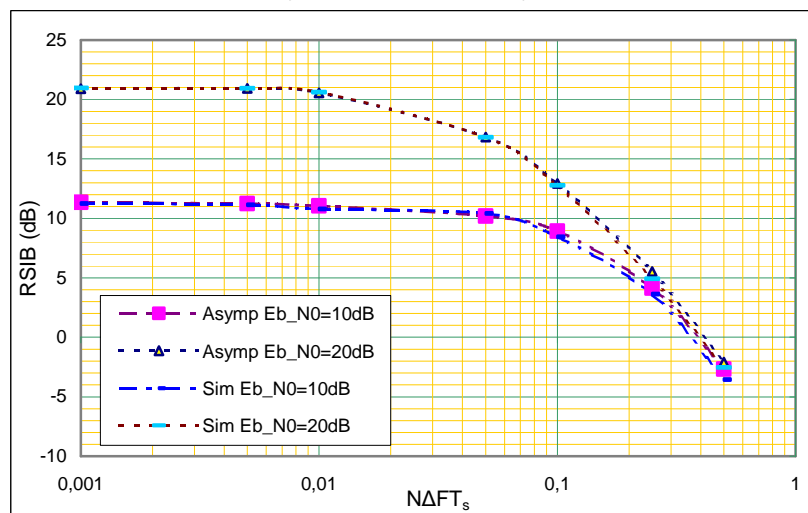


Figure 3.11- Validation du modèle asymptotique (OFDM-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)

4.2.1.3. Erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage

En cas d'erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage, les différents termes de l'équation (3.33) dépendent de l'indice de la sous-bande w et de la sous-porteuse p . Par suite, la dégradation dépend de la sous-bande étudiée w . La Figure 3.12 donne une comparaison entre les RSIBs asymptotique et simulé de la 1^{ère} bande du MC-CDMA dans un canal BranA et montre encore une fois la validité de notre modèle. En outre, elle montre que le système d'étalement est sensible aux erreurs de synchronisation de fréquence d'échantillonnage dès que celle-ci excède 0.05 et cela dépendamment du rapport E_b/N_0 .

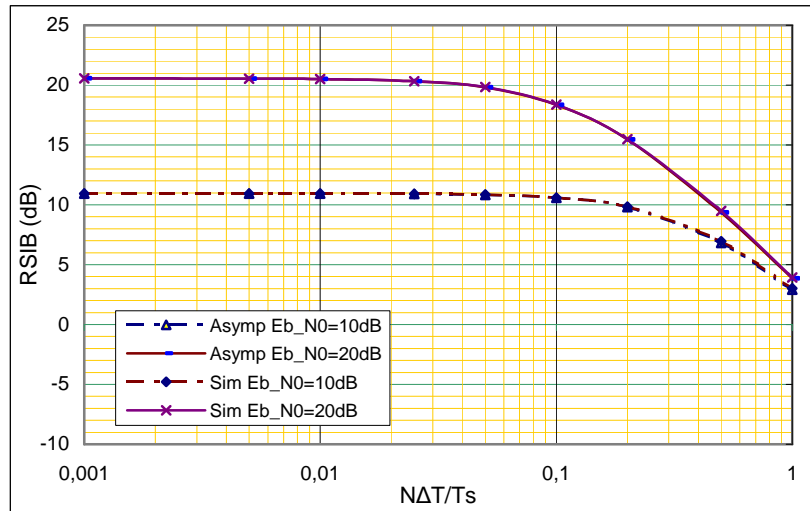


Figure 3.12- Validation du modèle asymptotique (MC-CDMA, Canal Bran A, pleine charge)

4.2.2. Comparaison du Taux d'Erreur Binaire

Le TEB dans une transmission où **les interférences sont gaussiennes** s'obtient pour une modulation QPSK par la fonction $Q(x)$ [70]:

$$TEB = E \left[Q(\sqrt{RSIB}) \right] \quad (3.35)$$

Où

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt \quad (3.36)$$

Les auteurs de [102] démontrent que le BAM en sortie d'un récepteur linéaire d'un système DS-CDMA est asymptotiquement gaussien lorsque le facteur d'étalement tend vers l'infini. Cette propriété permet alors d'utiliser le RSIB comme un critère d'évaluation des performances données en terme du TEB.

Nous avons étudié par simulation les résultats obtenus par la formule (3.35). Les résultats donnés par la Figure 3.13 pour des systèmes OFDM-CDMA parfaitement synchronisés dans un canal BranA à pleine charge montrent la validité de notre modèle. Ceci montre la validité de la distribution gaussienne du BAM ainsi que du passage du RSIB au TEB à travers (3.35).

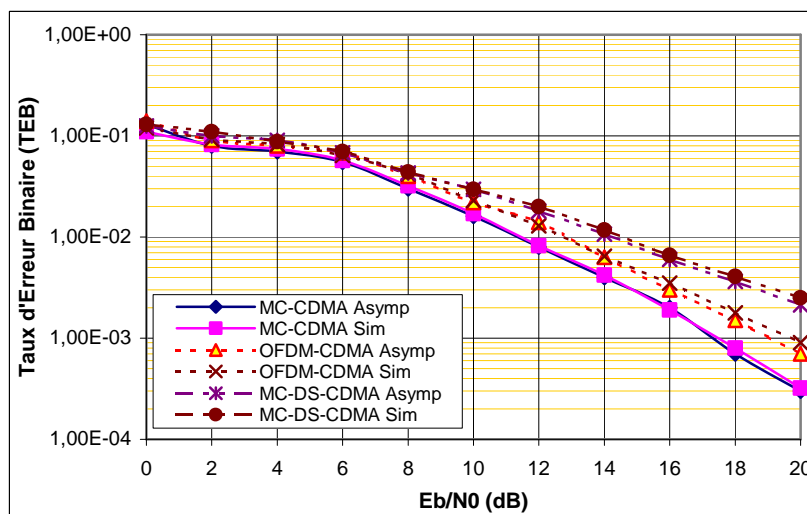


Figure 3.13- Comparaison du TEB entre le modèle asymptotique et la simulation (Canal Bran A)

Cependant, lorsque le récepteur n'est pas parfaitement synchronisé, de nouvelles interférences (éventuellement non gaussiennes) apparaissent en sortie du détecteur. Ceci implique que le passage du RSIB au TEB suivant (3.35) peut être erroné selon le type des interférences.

La Figure 3.14 donne la distribution sur 10000 échantillons des différents types d'interférence sur deux bandes dans un système OFDM-CDMA pour une erreur de synchronisation temporelle $k_0=5$ échantillons et un $E_b/N_0=20\text{dB}$. La conclusion sur la distribution des différentes interférences est faite à l'aide du kurtosis. Celui-ci est la mesure du taux de crête de la distribution d'un signal aléatoire. Il est défini par $ku = \frac{\mu_4}{\mu_2^2}$ où μ_n est le moment d'ordre n d'une distribution donnée. Pour

un signal à **distribution gaussienne, le kurtosis est égal à 3**. Un signal est dit sous-gaussien si son kurtosis est inférieur à 3 et il est sur-gaussien si son kurtosis est supérieur à 3. On remarque bien que le BAM et l'IEB sont quasiment gaussiens puisqu'ils ont un kurtosis proche de 3 par contre, l'IES n'est pas du tout gaussienne ayant un kurtosis voisin de 5.

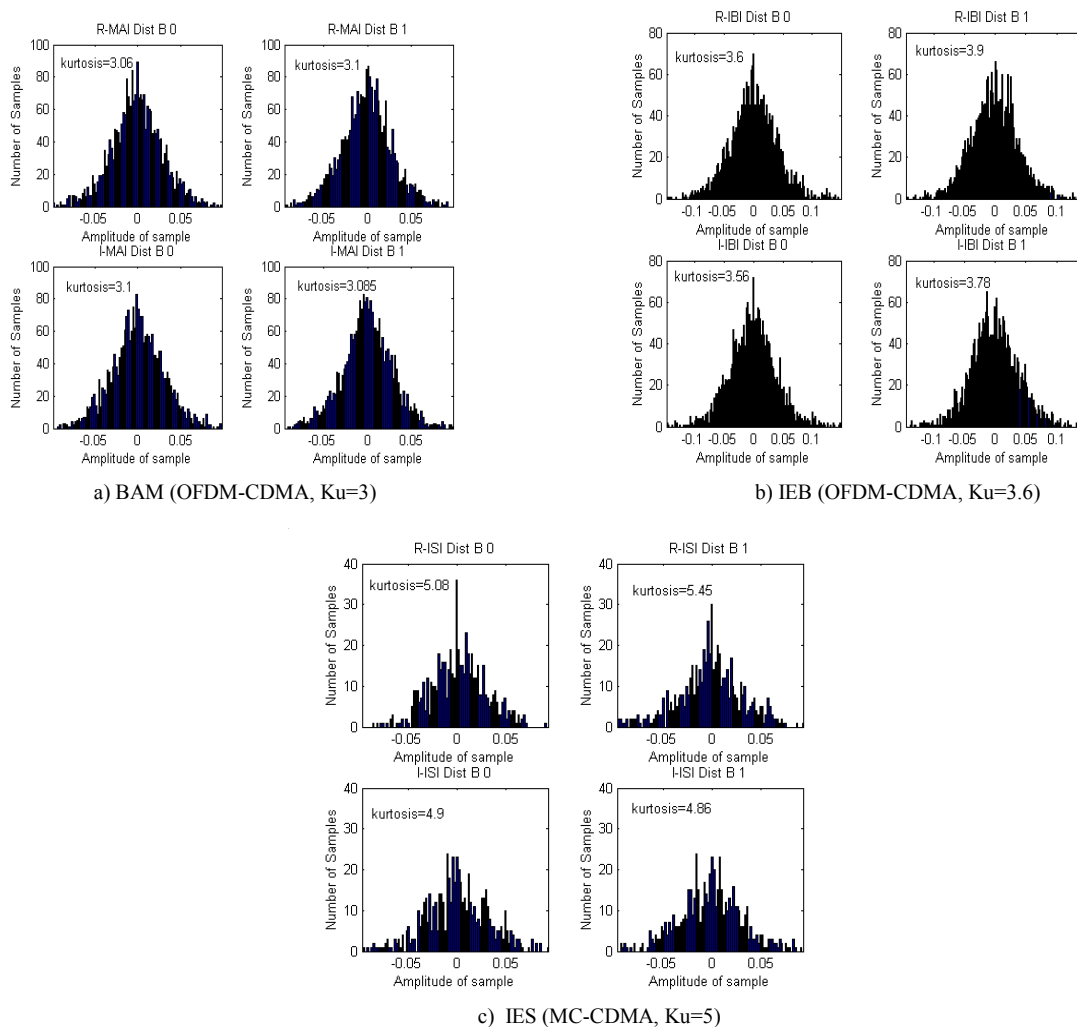


Figure 3.14- Distributions des interférences lors d'une erreur de synchronisation temporelle (canal BranA)

La Figure 3.15 montre la différence entre le TEB obtenu à partir du RSIB asymptotique en passant par (3.35) et celui obtenu par simulation. On remarque bien que lorsque le système est bien synchronisé $0 < k_0 < 15$, les deux méthodes donnent les mêmes résultats. Mais, lorsque l'IES perturbe le signal reçu, une différence des deux méthodes devient nette.

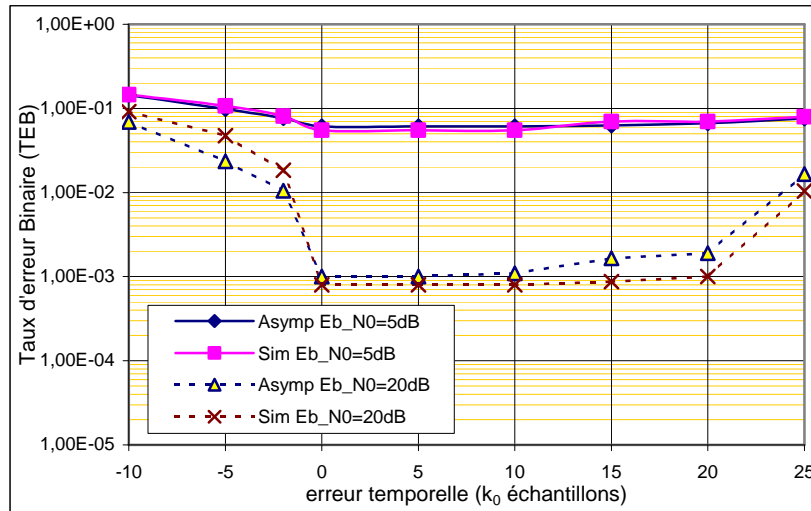


Figure 3.15- Comparaison du TEB entre le modèle asymptotique et la simulation (OFDM-CDMA, canal Bran A, pleine charge)

Lorsque la fenêtre de la TFD est bien estimée ($k_0=0$), mais pas le rythme de fréquence porteuse ou d'échantillonnage, les simulations et la théorie donnent les mêmes résultats comme le montre la Figure 3.16 ($k_0=0$). Dans ce cas, l'IES est bien nulle mais pas l'IEB qui, elle, a une distribution gaussienne.

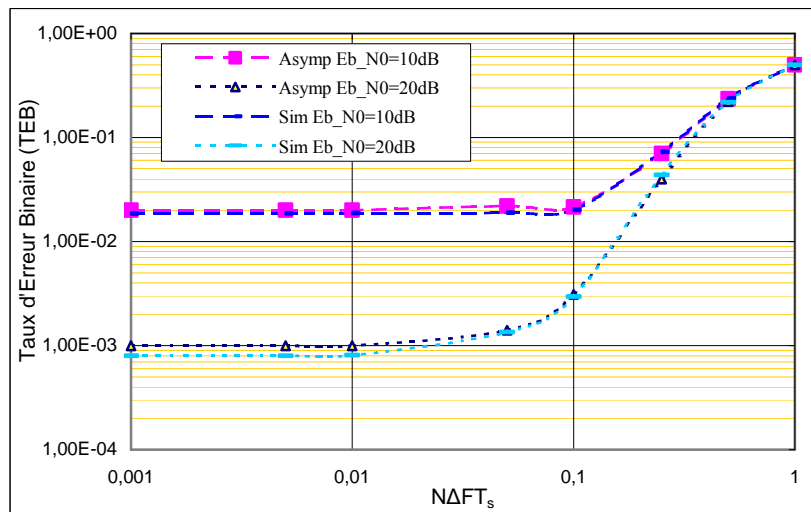


Figure 3.16- Comparaison du TEB moyen entre le modèle asymptotique et la simulation (OFDM-CDMA Bran A, pleine charge)

4.3. Comparaison des systèmes d'étalement

La comparaison de la sensibilité des différents systèmes d'étalement aux erreurs de synchronisation est donnée en terme de dégradation du RSIB mesurée par :

$$Deg_{(dB)} = E \left[10 \times \log_{10} \left(\frac{RSIB_{max}}{RSIB} \right) \right] \quad (3.37)$$

Où $RSIB_{max}$ est le Rapport Signal à Interférence plus Bruit obtenu lorsqu'il n'y a pas d'erreur de synchronisation. Dans ce cas, seuls le BAM et BBAG perturbent le système.

Nous nous limitons à quelques résultats de comparaison donnés en canal BranA par les Figure 3.17, Figure 3.18, Figure 3.19, Figure 3.20 et Figure 3.21 où on peut facilement déduire que les trois systèmes d'étalement sont identiquement sensibles aux erreurs de synchronisation quelque

soit la charge. Dans ces figures, le terme « Dégradation » représente une dégradation moyenne sur les réalisations du canal et sur les différentes sous-bandes.

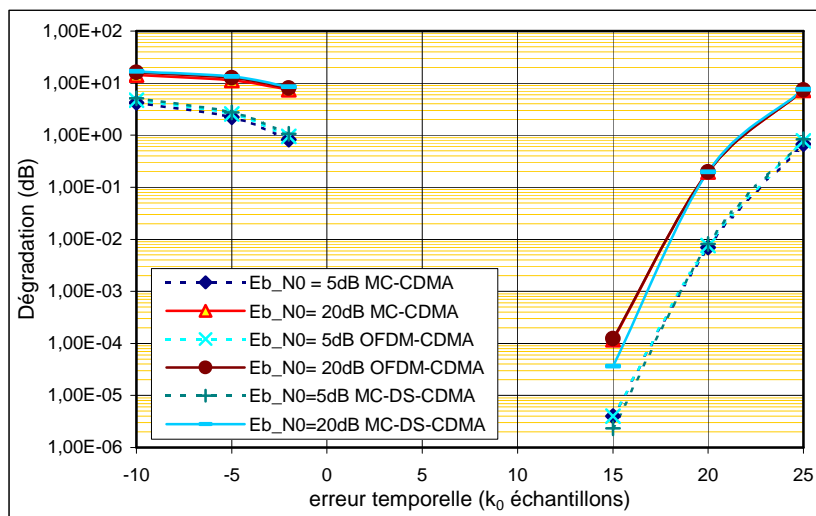


Figure 3.17- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur temporelle, canal Bran A, pleine charge)

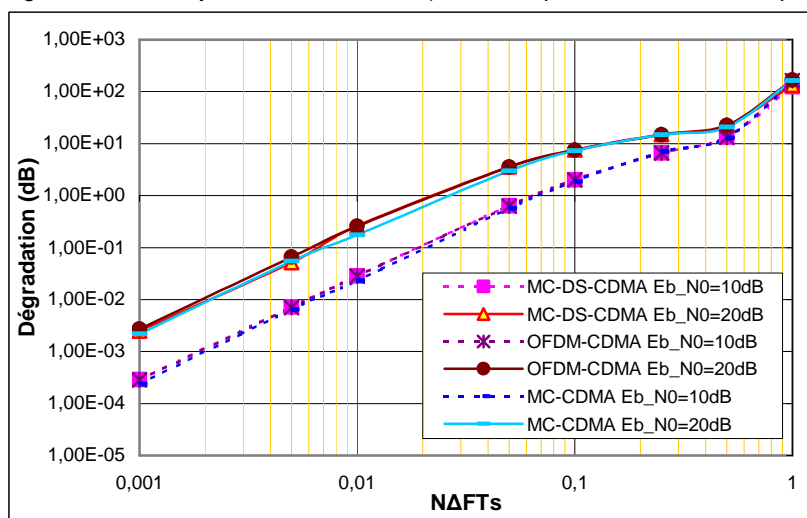


Figure 3.18- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence porteuse, canal Bran A, pleine charge)

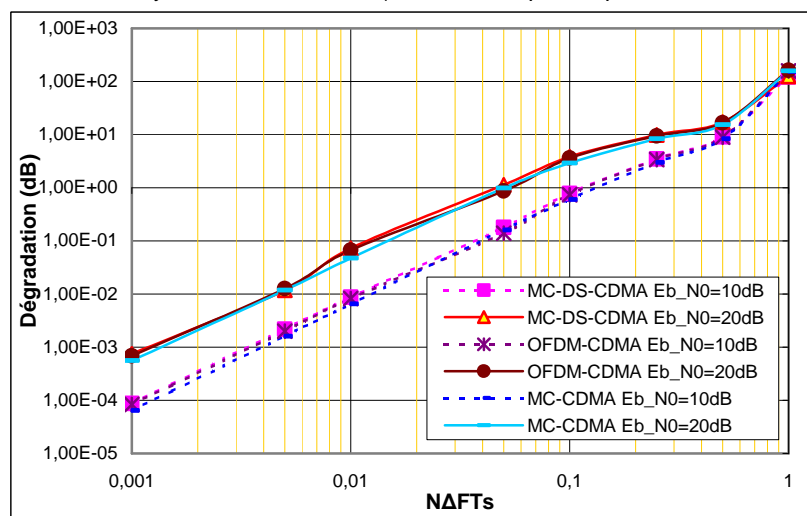


Figure 3.19- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence porteuse, canal Bran A, quart de charge)

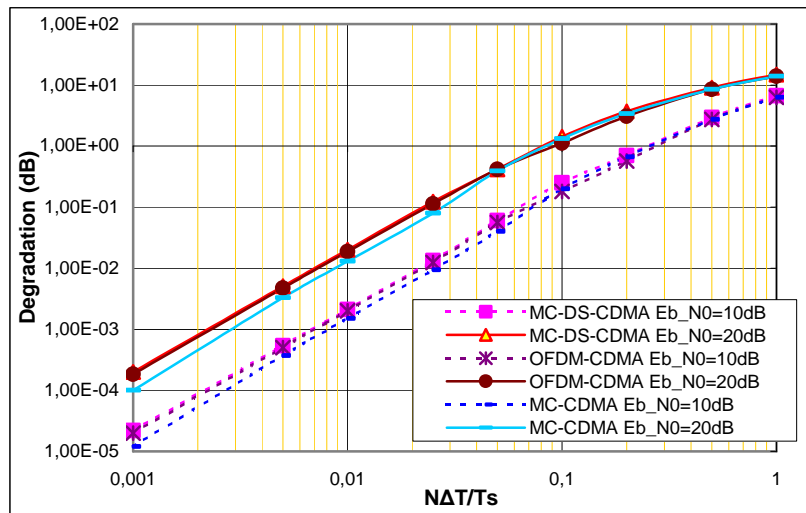


Figure 3.20- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence d'horloge, canal Bran A, pleine charge)

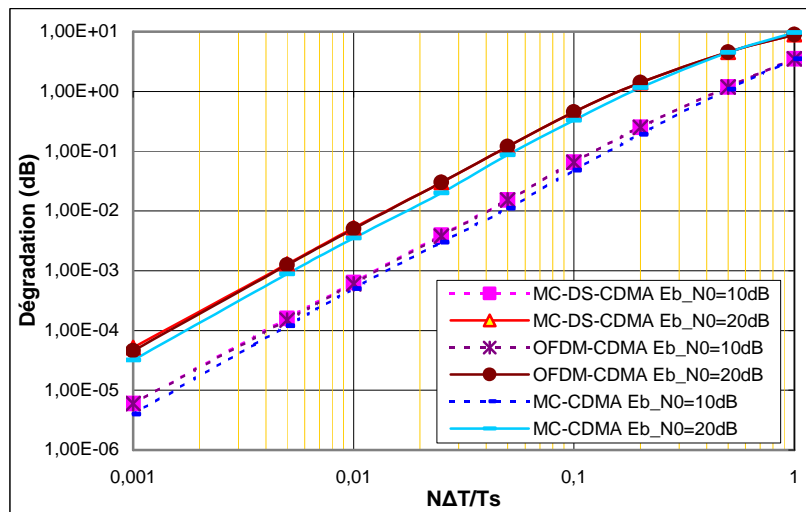


Figure 3.21- Dégradations des systèmes d'étalement (erreur de fréquence d'horloge, canal Bran A, quart de charge)

On peut déduire de ces figures que ces dégradations augmentent avec la charge quelque soit le canal. Il faut aussi indiquer que pour une erreur temporelle (Figure 3.17), une dégradation de plus de 1dB apparaît dès qu'on décale l'instant d'échantillonnage à droite ($k_0 < 0$). Cette perte est moins apparente pour un décalage à gauche ($k_0 > 0$) pour lequel une perte de 1dB n'apparaît qu'à partir de 20 échantillons de décalage. Pour une erreur de fréquence porteuse, une perte de 1dB apparaît pour des valeurs de $N\Delta T_s \geq 0.02$ selon le niveau du E_b/N_0 et de la charge (Figure 3.18, Figure 3.19). Pour une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage, la perte est moins apparente à de telles valeurs: 1dB est perdu à partir de $N\Delta T_s \geq 0.05$ ce qui veut dire que l'effet d'une erreur de fréquence porteuse est bien plus grave (Figure 3.21, Figure 3.22). Ces conclusions ont très importants pour la vérification d'opération des algorithmes d'estimation des erreurs de synchronisation. En d'autres termes, à partir de ces limites, on peut vérifier si un algorithme d'estimation donne des résultats admissibles ou non.

Il faut noter que la conclusion que les dégradations dépendent de la charge est contradictoire avec celle donnée pour un système MC-DS-CDMA et une erreur de fréquence porteuse en [83]. En effet, les auteurs de [83] supposent que l'égaliseur permet d'éliminer totalement le bruit d'accès multiple en MC-DS-CDMA et non pas en MC-CDMA. En d'autres termes, [83] suppose que la sensibilité du MC-DS-CDMA est indépendante de la charge et que les deux systèmes sont identiquement sensibles à l'erreur de fréquence porteuse à pleine charge seulement. Bien sûr, la supposition de [83] n'est pas réaliste parce que même si on arrive à restituer l'orthogonalité des codes perdue par la distorsion du canal, on ne peut pas le faire lorsque l'orthogonalité est due à

l'erreur de synchronisation. Cette conclusion de dépendance est validée en Figure 3.22 pour les trois systèmes d'étalement et à différentes charges. Elle peut être aussi déduite de l'équation (3.30).

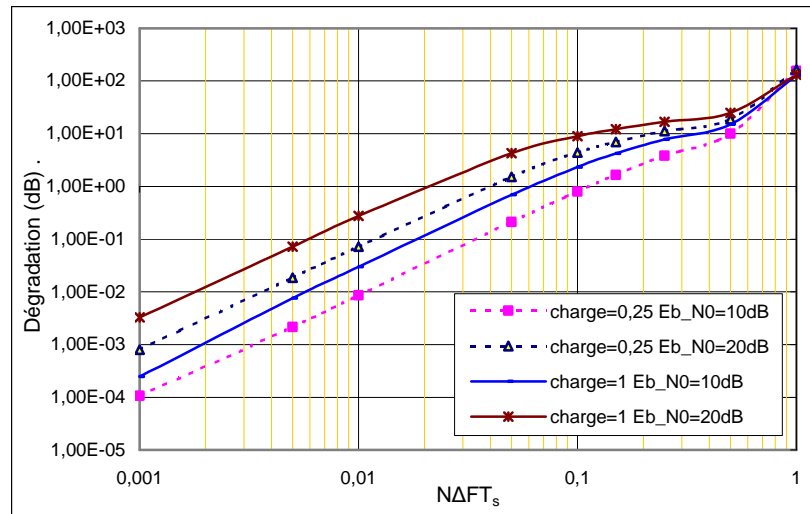


Figure 3.22- Sensibilité à la charge lors d'une erreur de fréquence porteuse (canal gaussien)

Finalement, on veut rappeler que lors d'une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage, la dégradation augmente avec l'indice de la bande comme le montre l'équation (3.33) pour laquelle la fonction Ψ_N désignant l'interférence augmente avec l'indice w de la bande. A cause de l'allure du spectre du signal, celle-ci atteint son maximum pour la bande située au milieu de la bande du signal allouée. La Figure 3.23 montre bien cette sensibilité en fonction de la bande dans un système OFDM-CDMA. Ajoutons que à cause de cette sensibilité croissante, une bande de fréquence de garde sera nécessaire pour éliminer la possibilité de repliement de spectre.

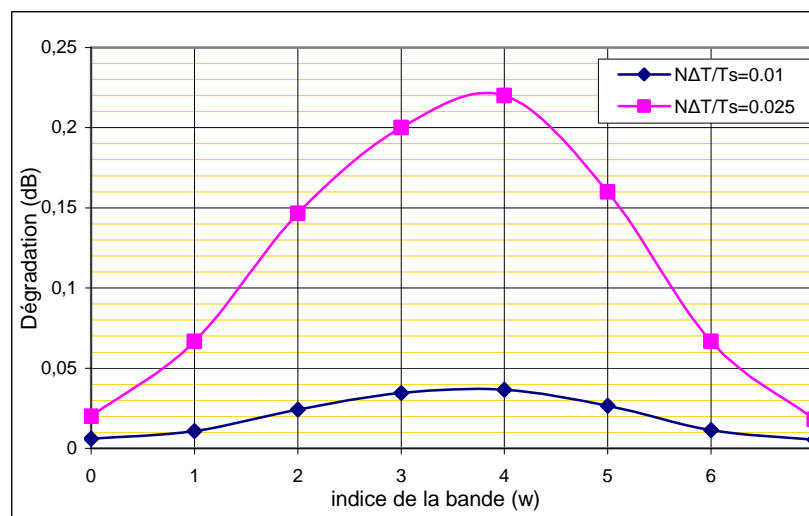


Figure 3.23- Sensibilité des différentes bandes à une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage (OFDM-CDMA Brana pleine charge)

5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a développé une méthode de comparaison des performances des différents systèmes d'étalement en présence d'une erreur de synchronisation déterministe en réception. Pour cela, nous avons calculé le Rapport Signal à Interférence plus Bruit en entrée du module de décision. A partir de ce calcul, on a proposé un modèle analytique asymptotique indépendant des codes d'étalement. Ce calcul, largement validé par des résultats de simulation, nous a permis de donner les expressions des dégradations, des interférences ainsi que du TEB lorsque les différentes interférences induites ont une distribution gaussienne.

On peut déduire que lorsqu'une erreur de synchronisation temporelle est introduite dans le système, l'Interférence Entre Symboles n'est pas gaussienne. D'autre part, on peut conclure que les trois systèmes de communication ont la même sensibilité aux erreurs de synchronisation déterministes quelque soit la charge.

On a aussi donné quelques limites sur les erreurs de synchronisation. Celles-ci se récapitulent par : $0 \leq k_0 < v - W$, $N\Delta T_s = 0.02$ et $N\Delta T/T_s = 0.05$.

Finalement, en Annexe 6.2 on approfondit encore plus les expressions asymptotiques pour comparer les interférences du MC-CDMA et MC-DS-CDMA purs. On y démontre que l'interférence en MC-CDMA est une moyenne sur les bandes des interférences en MC-DS-CDMA pour un égaliseur CFZ. Cette conclusion n'est plus valable pour un égaliseur MEQM et un canal sélectif en fréquence.

Le travail de ce chapitre a fait l'objet de plusieurs papiers de conférence et d'un papier de revue soumis.

4 SENSIBILITE DES SYSTEMES OFDM-CDMA AUX ERREURS VARIABLES ET A L'EFFET DOPPLER

Au chapitre précédent, on a présenté les sensibilités des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation déterministes constantes. Ces erreurs qui peuvent être d'origines différentes (physique ou d'estimation) influencent beaucoup les performances des systèmes OFDM-CDMA. Cependant, le problème des erreurs de synchronisation est bien plus complexe puisque dans un système physique réel, on arrive rarement à une réalisation avec une erreur constante. En effet, les synthétiseurs de fréquence sont souvent entachés d'erreurs de synchronisation aléatoires et/ou variables dont nous allons étudier l'impact sur les performances d'un système de transmission.

Dans ce chapitre, on s'intéresse plus précisément aux sensibilités des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation suivantes : le bruit de phase, la gigue d'horloge, l'erreur d'estimation du canal ainsi que l'effet Doppler.

Du point de vue de l'état de l'art, le bruit de phase et la gigue d'horloge ont été étudiés dans plusieurs travaux pour l'OFDM notamment ceux présentés par Stott [86], Pollet et Moeneclaey [5][64][65] et pour le MC-CDMA [84][88]. On note dans ces études que Stott était bien le pionnier du développement de l'effet du bruit de phase sur l'OFDM d'une façon très claire et très facile à comprendre. Les travaux en MC-CDMA de [84][88] considèrent un canal gaussien et ne prennent pas en compte l'orthogonalité des codes. Par rapport à l'erreur d'estimation du canal, on trouve peu d'études qui la traitent seule [77] ainsi que pour l'effet Doppler [1][53][98]. L'étude de Linnartz [53] sur l'effet Doppler considère le cas particulier d'un canal à profil exponentiel en donnant les performances en terme du Taux d'Erreur Binaire TEB appelé « TEB local » déduit d'un RSIB local. Celui-ci est calculé par une espérance des interférences sur les réalisations du canal et non pas par une espérance sur la fonction $Q[\text{RSIB}]$. Finalement, on note que l'étude proposée par NTT DoCoMo [1] pour la définition des paramètres du 3GPP LTE à base de l'OFDM montre que le bruit de phase et l'effet Doppler sont les deux facteurs les plus exigeants pour la détermination des paramètres d'un système OFDM.

Dans ce chapitre, on va étudier séparément chacun de ces phénomènes. Notre travail généralise à l'étalement 2D quelques études précédentes. Il est donc plus générique. Le modèle analytique asymptotique est identique à celui présenté au chapitre précédent. Cependant, il faut bien prendre en compte le caractère aléatoire des paramètres en définissant des critères moyens de réalisation. Pour le bruit de phase et la gigue d'horloge, on présentera les fonctions poids qui facilitent la compréhension de l'effet de ces phénomènes sur les performances d'un système OFDM-CDMA.

Notons que les types de problèmes étudiés dans ce chapitre n'introduisent pas de l'IES. Alors, afin de simplifier notre modélisation, on va omettre les indices i et j représentant les symboles

OFDM-CDMA des différentes expressions. En d'autres termes et sans perte de généralité, on travaillera sur un symbole OFDM-CDMA donné.

1. Le bruit de phase

1.1. Description physique du bruit de phase

Dans un système de communications, les synthétiseurs de fréquences sont utilisés afin de permettre de passer de la bande de base aux hautes fréquences ou inversement ainsi que pour générer la fréquence d'échantillonnage.

En pratique, un synthétiseur de fréquence est réalisé à partir d'un oscillateur commandé en tension appelé en anglais « Voltage Controlled Oscillator (VCO) ». Cependant, dû aux imperfections de réalisation technologiques, un synthétiseur de la fréquence radio f_0 ne peut jamais être réalisé avec un pic sur cette fréquence. Il est souvent entaché d'erreur de réalisation et par suite une largeur de bande $2 \times LB$ est obtenue autour de la fréquence f_0 . Dans une représentation temporelle, un synthétiseur de fréquence idéal autour de la fréquence f_0 est présenté par la fonction $s(t) = a \times \sin(2\pi f_0 t)$. Sous l'effet du bruit des composants du synthétiseur, une phase vient perturber cette fonction en générant le signal non idéal $s(t) = a \times \sin(2\pi f_0 t + \theta(t))$ où $\theta(t)$ est le signal aléatoire parasite caractérisant la fluctuation aléatoire sur l'instant d'une transition et il est appelé bruit de phase (Figure 4.1).

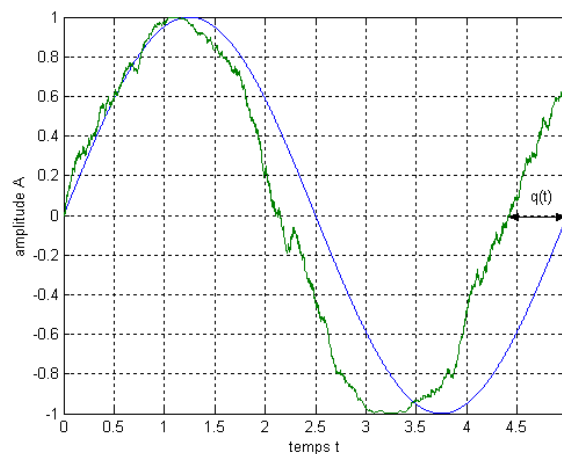


Figure 4.1- Illustration du bruit de phase $\theta(t)$

Afin de réduire cette bande passante, le VCO est généralement introduit dans une boucle à verrouillage de phase « Phase Locked Loop (PLL) » commandée par un oscillateur ultra stable travaillant à une basse fréquence.

La Figure 4.2 montre le schéma de transmission réelle dans une transmission à base de l'OFDM dans laquelle le VCO est introduit dans une PLL. A partir de cette figure, on peut déduire que le bruit de phase est originaire de deux oscillateurs. L'oscillateur de fréquence travaille à basse fréquence et donc, il est caractérisé par un bruit de phase à basses fréquences. Le VCO travaille à haute fréquence et donc caractérisé par un autre type de bruit de phase à déterminer. En appelant $F_B[z]$ la fonction de transfert du filtre en boucle fermée de la PLL (filtre passe-bas), la Densité Spectrale (DSP) du bruit de phase de la sortie peut être écrite sous la forme (Figure 4.4) :

$$S_{\theta}(f) = S_{ref}(f) \times |F_B(f)|^2 + S_{VCO}(f) \times |1 - F_B(f)|^2 \quad (4.1)$$

Où $S_{ref}(f)$ et $S_{VCO}(f)$ représentent respectivement les DSP de l'oscillateur de référence et du VCO (lorsque le VCO est non asservi).

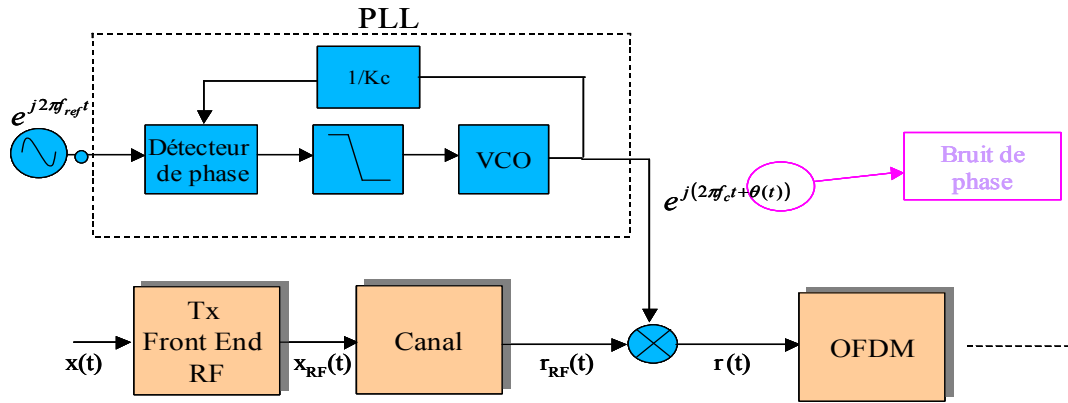


Figure 4.2- Schéma détaillé de transmission en présence du bruit de phase

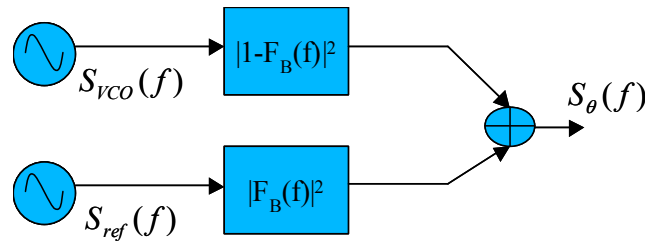


Figure 4.3- Schéma équivalent du bruit de phase dans la PLL

En pratique, l'effet du bruit de phase de l'oscillateur de référence est négligeable puisque c'est un bruit basse fréquence facile à filtrer. Il reste donc le bruit de phase du VCO. Dans ce cas, l'expression (4.1) devient :

$$S_{\theta}(f) = S_{VCO}(f) \times |1 - F_B(f)|^2 = S_{VCO}(f) \times |F(f)|^2 \quad (4.2)$$

Le filtre $F_B[z]$ de la PLL en boucle en fermée est un filtre passe bas. Par conséquent, la fonction $F[z]$ est un filtre passe-haut dont les coefficients sont synthétisés suivant la fréquence de coupure de la PLL et le coefficient de résonance du filtre. Pour un filtre d'ordre 2, la fonction de transfert filtre de la PLL est donnée par :

$$F[z] = 1 - F_B[z] = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.3)$$

La fréquence de coupure de la PLL est un paramètre primordial dans la conception. En effet, elle doit être choisie la plus élevée possible pour filtrer convenablement le bruit de phase et la plus faible possible pour réduire le bruit additif. On verra aussi que dans les systèmes à base de l'OFDM, la fréquence de coupure doit constituer un compromis entre les deux effets produits par le bruit de phase. Afin de déduire l'allure spectrale du bruit de phase en sortie de la PLL, il reste donc à caractériser la DSP du bruit de phase du VCO. Ceci sera étudié dans la section suivante.

1.2. Modélisation du bruit de phase du VCO

Plusieurs études ont été menées pour caractériser le bruit de phase $\theta_{VCO}(t)$ du VCO en fonction de la fréquence f ou bien caractériser sa Densité Spectrale de Puissance DSP mono latérale $S_{\theta}(f)$ (exprimée en rad^2/Hz) [51][57]. Selon le modèle de Leeson [51], l'oscillateur peut être vu comme un résonateur fonctionnant à la fréquence f_0 et caractérisé par un coefficient de qualité Q lié à la demi-bande passante LB du résonateur par la relation classique $Q = \pi f_0 / LB$. La théorie repose sur un modèle de filtrage linéaire du bruit de phase. En entrée du dispositif résonateur, du bruit blanc et du bruit en $1/f$ de phase est présent, provenant du bruit thermique, de grenaille, ou de scintillement dans les composants de l'oscillateur. Ce bruit de phase va perturber la fréquence du résonateur.

Selon que ce bruit intervient dans la bande passante du résonateur ou pas, il va être intégré dans la fonction de transfert du système reliant la phase à la fréquence.

En sortie du dispositif, on retrouve trois contributions prépondérantes dans la DSP de $\theta_{vco}(t)$ (Figure 4.4):

- Le plancher de bruit blanc correspond à l'ajout à notre oscillateur, du bruit blanc.
- La partie en $1/f^2$ pouvant être interprété comme du bruit blanc de pulsation
- La partie en $1/f^3$ directement lié au bruit de scintillement des composants du résonateur.

En utilisant le modèle de Leeson, on peut démontrer [37] que l'expression de la DSP du bruit de phase est donnée par la relation suivante :

$$S_{\theta_{vco}}(f) = \frac{2FK_B T}{P_r} \left(1 + \frac{f_o^2}{4f^2 Q^2}\right) \left(1 + \frac{F_t}{f}\right) \quad (4.4)$$

Où F est le facteur du bruit de résonateur, K_B est la constante de Boltzman, P_r est la puissance du signal du résonateur, F_t est la fréquence qui sépare le plancher en $1/f^2$ avec celui en $1/f^3$.

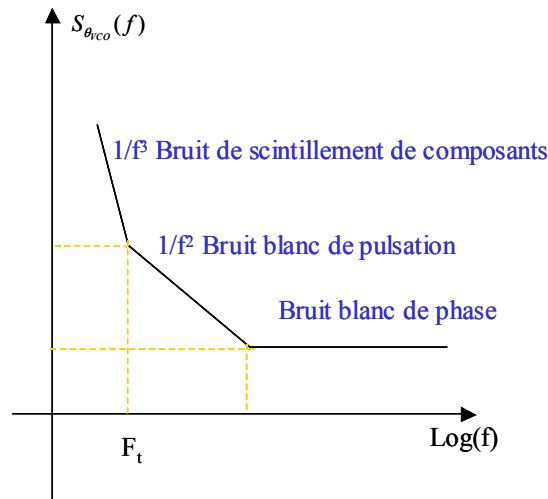


Figure 4.4- DSP du bruit de phase

D'une manière plus concrète, on trouve bien les trois composantes (les 3 planchers exprimés ci-dessus). Cependant, la partie en $1/f^3$ est difficile à modéliser dans un système réel ; d'autant plus, cette partie est généralement supprimée lorsque le signal de sortie du VCO est filtré par le filtre passe haut de la PLL. D'autre part, la partie du bruit blanc est généralement à DSP faible et facile à modéliser. Il reste donc la partie en $1/f^2$ de l'expression précédente.

On définit alors le facteur de diffusion D par $D = \frac{FK_B T}{P_r} \frac{(2\pi f_o)^2}{8Q^2}$. La modélisation du terme en $1/f^2$ de (4.4) devient :

$$S_{\theta_{vco}}(f) = \frac{2D}{(2\pi f)^2} \quad (4.5)$$

On démontre que cette expression est vraie tant que le facteur de diffusion D est plus petit que $(2\pi f)^2$ [29]. Le facteur de diffusion D caractérise la largeur de bande séparant de 3dB deux points de la DSP de $S_{\theta_{vco}}(f)$. Pour des facteurs de diffusion quelconques, l'expression de (4.5) doit être remplacée par [29] :

$$S_{\theta_{vco}}(f) = \frac{2D}{D^2 + (2\pi f)^2} \quad (4.6)$$

On reconnaît ainsi la DSP classique d'un système du 1^{er} ordre avec une fréquence de coupure, à 3dB, égale à $f_c = D/2\pi$. C'est ce modèle qu'on gardera pour la suite dans la modélisation de la partie en $1/f^2$ du bruit de phase.

En injectant (4.3) et (4.6) dans (4.2), la DSP du bruit de phase filtré (en sortie de la PLL) devient (Figure 4.5):

$$S_{\theta}(f) = S_{\theta_{vco}}(f) \times |F(e^{j2\pi f T_s})|^2 \quad (4.7)$$

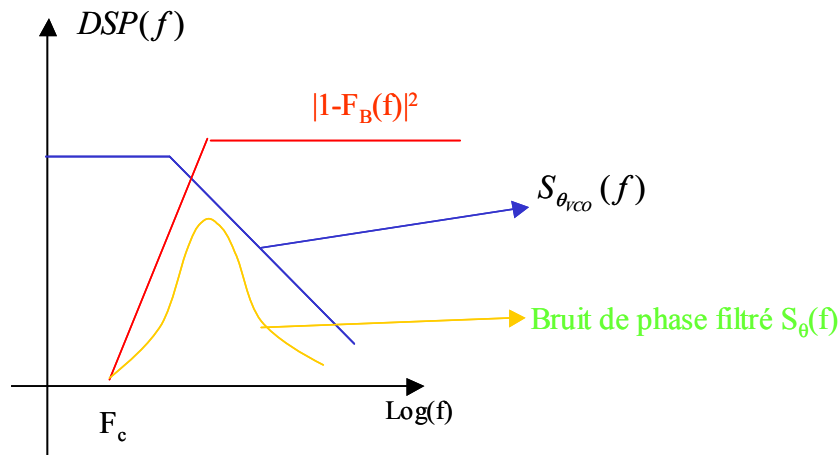


Figure 4.5- DSP du bruit de phase du VCO filtré

Ayant décrit la DSP du bruit de phase, on peut alors déterminer son allure temporelle. Puisque la partie en $1/f^3$ n'est pas considérée dans notre modélisation, il ne reste à modéliser que l'allure temporelle de $1/f^2$. Celle-ci sera décrite par un processus en mouvement Brownien aléatoire de moyenne nulle et de variance égale $2Dt$ où D est le facteur de diffusion présenté dans la section précédente et t représente le temps. D caractérise la largeur de bande séparant de 3dB deux points de la DSP du processus Brownien. Le bruit ainsi décrit possède alors des évolutions temporelles gaussiennes indépendantes qui peuvent être représentées par un bruit de Wiener à puissance finie et dont la DSP est donnée par (4.6).

Le bruit de phase discret $\theta[u]$ en sortie de la PLL (avec une période d'échantillonnage T_s) peut alors être généré à partir du bruit continu $\theta(t)|_{t=uT_s}$ d'une façon récursive d'après la relation suivante :

$$\theta[u+1] = \theta[u] + \Gamma[u] \quad (4.8)$$

Où $\Gamma[u]$ est une variable aléatoire indépendante gaussienne de moyenne nulle et de variance $2DT_s$.

1.3. Les systèmes OFDM-CDMA en présence du bruit de phase

1.3.1. Expression du RSIB

Dans notre modélisation, on a reporté tout le bruit de phase à la réception seulement en supposant que la transmission est idéale. Dans ce cas, le bruit de phase se traduit par une erreur de phase entre la fréquence porteuse de l'émetteur et celle du récepteur. Du point de vue technique, le bruit de phase dans les systèmes OFDM-CDMA se manifeste sous deux formes différentes³ : l'Erreur de Phase Commune connue en anglais sous le nom « Common Phase Error CPE » et l'Interférence Entre Porteuses IEP. La CPE altère d'une façon équivalente toutes les sous-

³ Ces deux formes existent aussi dans le cas d'une erreur constante de fréquence porteuse. Elles sont mises en évidence dans le cas du bruit de phase parce qu'elles dépendent de l'allure de la DSP du celui-ci.

porteuses en leur introduisant une rotation de phase commune. C'est un effet qui caractérise la partie basse fréquence du bruit de phase autour de la sous-porteuse en question. L'IEP introduit une interférence à chaque porteuse provenant de toutes les autres sous porteuses. Il caractérise la partie haute fréquence du bruit de phase autour de la sous-porteuse en question. On montrera que la CPE est corrigée par l'égaliseur par une rotation de phase inverse sur les coefficients du canal. Il reste donc à étudier l'effet de l'IEP.

Dans un système OFDM-CDMA, le bruit de phase se manifeste par une rotation de phase des échantillons temporels en entrée du récepteur après la conversion en bande de base, comme le montre la Figure 4.6.

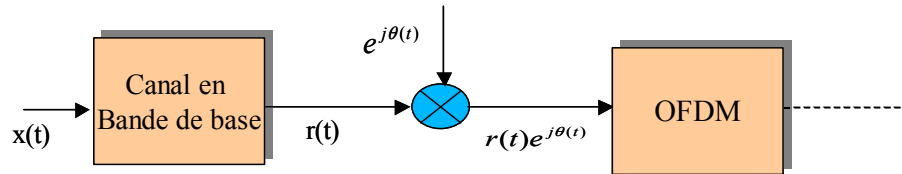


Figure 4.6- Schéma de transmission en bande de base en présence du bruit de phase

Dans notre étude, on s'intéresse à un symbole 2D reçu, donc on va omettre les indices i et j dans notre représentation. En se servant du modèle de transmission donné en (3.8), on peut facilement démontrer que les échantillons temporels reçus s'écrivent :

$$r_l[u] = \frac{e^{j\theta_l[u]}}{N} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F + n] h_l[sN_F + n] e^{j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u} + n_l[u] \quad (4.9)$$

$$u = 0, \dots, N-1$$

Où $h_l[sN_F + n]$ est la TFD de la RI du canal et $\theta_l[u]$ est la rotation de phase **aléatoire** due au bruit de phase influant le $u^{\text{ème}}$ échantillon du $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM. Après le passage à travers la TFD, le signal reçu sur la porteuse p de la bande w peut s'écrire :

$$R_l[wN_F + p] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F + n] \phi(w, s, p, n, l, l) + N_l[wN_F + p] \quad (4.10)$$

Où

$$\phi(w, s, p, n, l, l) = \frac{h_l[sN_F + n]}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \exp(j\theta_l[u]) \quad (4.11)$$

L'expression (4.11) exprime les coefficients agissant sur les données des différentes porteuses. Le double indice (l, l) dans la fonction ϕ montre qu'on n'a pas d'IES due au bruit de phase. Aussi, pour $w=s$ et $p=n$, on trouve que les données de chaque sous-porteuse sont perturbées par le même coefficient $\frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \exp(j\theta_l[u])$ qui traduit la CPE et pour $w \neq s$ et $p \neq n$, les données des différentes porteuses sont altérées par l'IEP.

Deux cas différents sont considérés dans ce document.

- Le premier cas trouvé partout dans la littérature consiste en une approximation des petits angles. Celle-ci est vérifiée par le fait que lorsque le synthétiseur de fréquence est intégré dans une PLL, les rotations de phase en sortie de la PLL sont assez petites. Dans ce cas, on peut faire l'approximation mathématique $e^{j\theta} = 1 + j\theta$ et l'expression (4.11) devient :

$$\phi(w, s, p, n, l, l) = h_l[sN_F + n] \left(\delta(w, s)(p, n) + \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \right) \quad (4.12)$$

- Le deuxième consiste en une variation temporelle petite du bruit de phase $\theta[u]$. Celle-ci est vérifiée par le fait de la correction de phase introduite par l'égaliseur. Dans ce cas, on peut faire l'approximation mathématique $e^{j(\theta[u] - \theta[u-1])} = 1 + j(\theta[u] - \theta[u-1])$.

L'évaluation des performances des systèmes OFDM-CDMA en terme du RSIB s'exprime de la même manière qu'au chapitre précédent. En se servant des outils asymptotiques, on utilise encore les expressions de l'équation (3.22) avec $E|I_3|^2=0$. Cependant, pour un certain symbole reçu, on a un ensemble aléatoire donné de coefficients de bruit de phase. Or, le bruit de phase est aléatoire, il faut alors moyenner sur ses différentes réalisations. Pour un égaliseur du type MEQM, les expressions de (3.22) deviennent avec les deux hypothèses (voir les détails du calcul dans l'annexe 6.5)

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]}} \right|^2 \\
I[w] &= \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^4}{\left[|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right]^2} - \alpha \bar{P}[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]}} \right|^2 + \frac{\sigma^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{\left[|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right]^2} \\
&+ \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{n \neq p} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[wN_F + n]|^2}{\left[|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right]^2} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \Psi_N \left(\frac{p-n}{N} - f \right) \right|^2 df \\
&+ \frac{\alpha}{N_c} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{s \neq w} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{\left[|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right]^2} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \Psi_N \left(\frac{(w-s)N_F + p-n}{N} - f \right) \right|^2 df
\end{aligned} \quad (4.13)$$

où $I[w]=E|I_1|^2 + E|I_2|^2 + E|I_4|^2$ est la puissance de l'interférence totale et Ψ_N est la fonction de Dirichlet. L'expression (4.13) montre que l'interférence totale est formée de cinq termes dont trois sont indépendants du bruit de phase et dont deux en dépendent. Il est clair que l'indépendance des trois termes du bruit de phase est dû à **la correction de l'effet de la CPE par l'égaliseur**. Ces termes (les deux premiers termes) représentent le BAM et le BBAG respectivement. Les termes dépendants du bruit de phase représentent respectivement l'IEP et l'IEB. Ils dépendent fortement de l'allure de la DSP du bruit de phase et donc, ils dépendent de la fréquence de coupure de la PLL introduite dans le synthétiseur de fréquence. Celle-ci sera alors choisie d'une façon à réduire l'IEP et par conséquent elle sera comparée à l'espacement entre porteuses.

D'autre part, on remarque que les expressions des différents termes d'interférence sont similaires avec les deux hypothèses étudiées précédemment. Cela est dû à la correction introduite par l'égaliseur sur les phases des différentes sous-porteuses ce qui amène à une approximation des petits angles en sortie de celui-ci. C'est un résultat important parce que même si on ne fait pas une approximation de petits angles, l'égaliseur vient le faire.

1.3.2. Les fonctions poids

Les expressions de (4.13), bien qu'elles soient assez simples à manipuler et interpréter, nécessitent davantage de clarification pour expliquer l'effet du bruit de phase sur les systèmes OFDM-CDMA. Pour cela, on définit pour un canal gaussien, les deux fonctions poids comme celles données en [86] pour l'OFDM et en [19] pour le MC-CDMA par :

$$\begin{aligned}
W_1(f) &= \frac{1}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \Psi_N \left(\frac{p-n}{N} - f \right) \right|^2 \\
W_2(f) &= \frac{1}{N_F} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \Psi_N \left(\frac{(w-s)N_F + p-n}{N} - f \right) \right|^2
\end{aligned} \quad (4.14)$$

Où $W_1(f)$ représente l'effet d'IEP dans la sous-bande w et $W_2(f)$ représente l'effet d'IEB sur la bande w . On peut alors approximer ces fonctions poids par :

$$W_1(f) = \begin{cases} \frac{N}{N_F} f + \frac{N_F+1}{N_F} & \text{si } \frac{-N_F-1/2}{N} \leq f \leq \frac{-1}{2N} \\ 0 & \text{si } \frac{-1}{2N} \leq f \leq \frac{1}{2N} \\ \frac{2N_F+1}{1-2N_F} \left(\frac{N}{N_F} f - 1 \right) & \text{si } \frac{1}{2N} \leq f \leq \frac{N_F+1/2}{N} \end{cases} \quad (4.15)$$

$$W_2(f) = \begin{cases} \frac{2N_F+1}{2N_F-1} \left(\frac{N}{N_F} f + 1 \right) & \text{si } \frac{-SN_F}{N} \leq f \leq \frac{-(S-1)N_F-1/2}{N} \\ 1 & \text{si } \frac{-(S-1)N_F-1/2}{N} \leq f \leq \frac{-2N_F-1}{2N} \\ \frac{2N_F+1}{1-2N_F} \frac{N}{N_F} f & \text{si } \frac{-2N_F-1}{2N} \leq f \leq \frac{-1}{2N} \\ 0 & \text{si } \frac{-1}{2N} \leq f \leq \frac{1}{2N} \\ \frac{2N_F+1}{2N_F-1} \frac{N}{N_F} f & \text{si } \frac{1}{2N} \leq f \leq \frac{N_F+1/2}{N} \\ 1 & \text{si } \frac{N_F+1/2}{N} \leq f \leq \frac{(S-1)N_F+1/2}{N} \\ \frac{2N_F+1}{1-2N_F} \left(\frac{N}{N_F} f + S \right) & \text{si } \frac{(S-1)N_F+1/2}{N} \leq f \leq \frac{SN_F+1/2}{N} \end{cases}$$

En supposant une puissance moyenne égale sur les différentes bandes, l'interférence totale sur une bande w donnée par (4.13) peut s'écrire pour un canal gaussien comme

$$I[w] = \frac{\alpha \bar{P}}{(1 + 1/RSB[w])^2} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) W_1(f) df + \frac{\alpha \bar{P}}{(1 + 1/RSB[w])^2} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) W_2(f) df + \frac{\sigma^2}{(1 + 1/RSB[w])^2} \quad (4.16)$$

Les fonctions poids combinées avec l'expression (4.16) sont de grande utilité. Elles sont illustrées par les Figure 4.7 et Figure 4.8 en fonction de la fréquence normalisée par rapport à l'espacement inter porteuse. Les deux pics sur les bornes de la Figure 4.7 sont dus à la périodicité de la fonction de Dirichlet Ψ_N . Les deux figures permettent la visualisation de l'impact du bruit de phase sur la bande w . En effet, la Figure 4.7 montre que les composantes basse fréquence de la DSP du bruit de phase ont plus d'impact sur l'IEP alors que la Figure 4.8 montre que toutes les fréquences de la DSP du bruit de phase ont un impact équivalent sur l'IEB. Ceci veut dire que les différents systèmes d'étalement ont la même sensibilité à l'IEB dûe au bruit de phase.

Il est alors clair que pour éliminer l'effet du bruit de phase, on a intérêt à introduire une PLL avec une fréquence de coupure élevée. D'autre part, une PLL avec une fréquence de coupure plus grande que l'espacement entre porteuses permet d'éliminer définitivement l'IEP mais pas l'IEB.

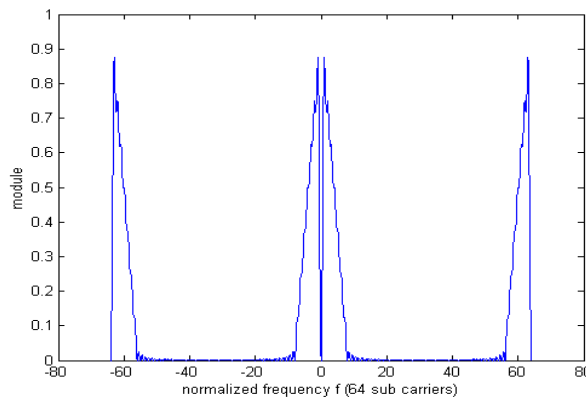


Figure 4.7- La fonction poids $W_1(f)$, effet de l'IEP ($N=64$, $N_F=8$)

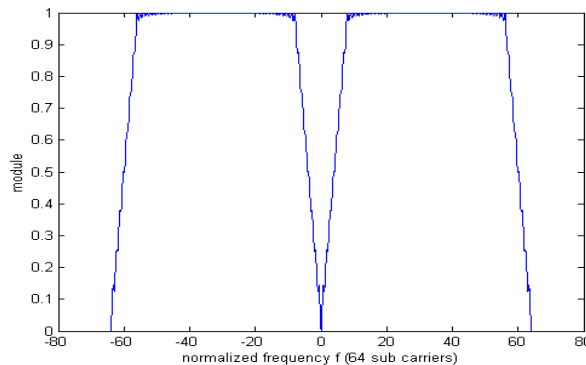


Figure 4.8- La fonction poids $W_2(f)$, effet de l'IEB ($N=64$, $N_F=8$)

1.3.3. Résultats de simulation

Dans cette section, on donne quelques résultats pour valider notre modèle asymptotique et en tirer quelques conclusions. Comme dans le chapitre précédent, les comparaisons dans un canal variant en temps se font via le RSIB moyen. Les hypothèses de simulation sont les mêmes que celles données dans le Tableau 3.1 auxquelles on ajoute les caractéristiques de la PLL :

- Filtre passe-haut de la PLL (Fréquence de coupure=100KHz) $F[z]$: $b=[0.9770 \ -1.9541 \ 0.9770]$ et $a=[1 \ -1.9881 \ 0.9882]$.
- Filtre passe-haut de la PLL (Fréquence de coupure=1MHz) $F[z]$: $b=[0.9256 \ -1.8509 \ 0.9256]$ et $a=[1 \ -1.8790 \ 0.8876]$.
- Espacement entre porteuses : 312.5kHz.

La Figure 4.9 donne une comparaison du RSIB obtenu par simulation Monte Carlo et notre modèle asymptotique en fonction du facteur de diffusion D du bruit de phase pour un canal BranA, un $E_b/N_0=20\text{dB}$, une fréquence de coupure de la PLL égale à 1MHz et pour les différents systèmes d'étalement. Il est bien clair que notre modèle donne des résultats tout à fait satisfaisants. En plus, il est bien clair que la dégradation du RSIB augmente avec le facteur de diffusion D . Une dégradation importante commence à apparaître à partir d'une limite $D_{\text{lim}}=1000\text{Hz}$.

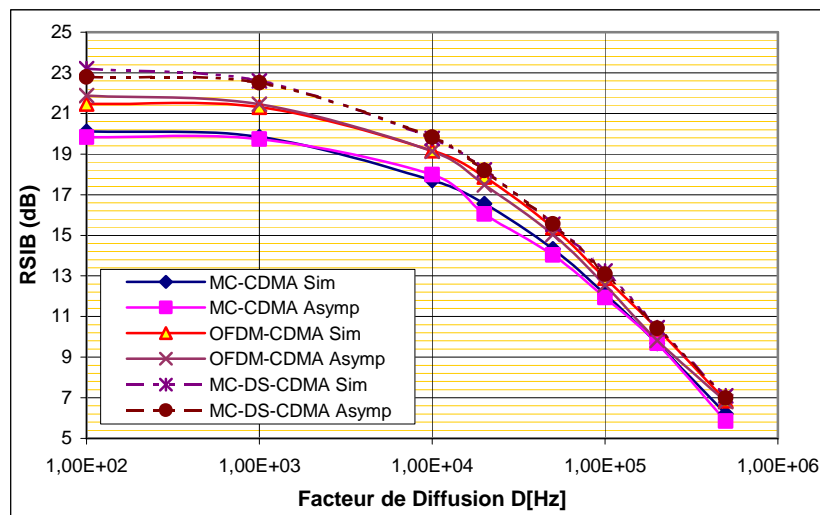


Figure 4.9- Validation du modèle asymptotique

La Figure 4.10 donne les dégradations du RSIB des différents systèmes d'étalement pour différentes valeurs du facteur de diffusion du bruit de phase en canal gaussien et à pleine charge. Cette figure montre que les trois systèmes sont identiquement sensibles au bruit de phase. Cette dernière conclusion peut être prédite des fonctions poids. En effet, pour un canal gaussien, il n'y a pas que les effets de l'IEP et de l'IEB (comme l'indique (4.16)). Les valeurs élevées de l'IEP étant éliminées par le filtre passe haut de la PLL, il ne reste que l'effet de l'IEB. Celui-ci est similaire sur toutes les sous-bandes quelque soit le système d'étalement. La Figure 4.10 montre qu'une dégradation de 1dB du RSIB apparaît pour un facteur de diffusion $D \approx 2 \times 10^4 \text{Hz}$ suivant les fréquences de coupure de la PLL. Cette **valeur limite**, admise par la conception, est plus grande que celle annoncée pour un canal BranA (Figure 4.11, $D \approx 2 \times 10^3 \text{Hz}$). On voit donc tout l'intérêt d'étudier ce qui se passe pour des canaux autres que le canal gaussien.

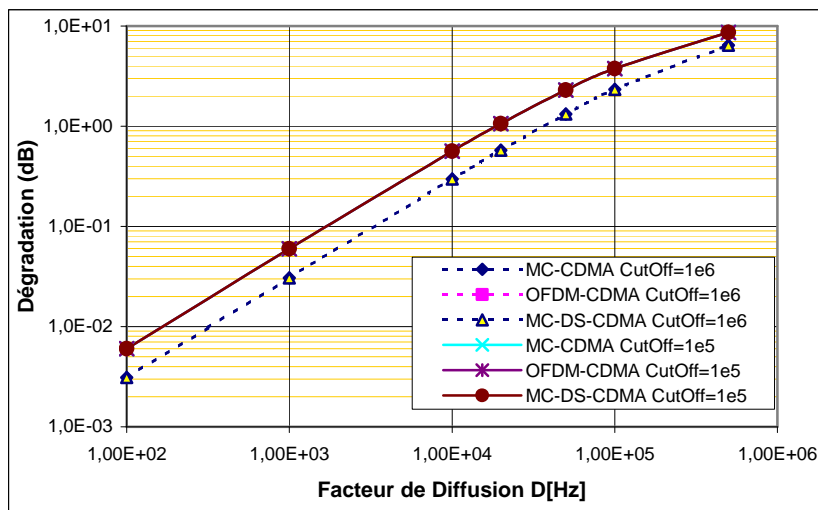


Figure 4.10- Dégradations des systèmes d'étalement (canal gaussien, pleine charge)

La Figure 4.11 et la Figure 4.12 donnent les comparaisons en terme de dégradation du RSIB des différents systèmes d'étalement pour deux fréquences de coupure de la PLL (une fréquence plus grande que l'espacement entre porteuses et l'autre plus petite), un $E_b/N_0=20\text{dB}$, un canal BranA et à pleine et quart de charge respectivement. Suivant ces figures, il est évident que d'une part, on a intérêt à choisir une PLL avec de fréquence de coupure plus élevée (plus grande que l'espacement entre les sous-porteuses) et d'autre part les trois systèmes présentent des dégradations équivalentes vis-à-vis du bruit de phase.

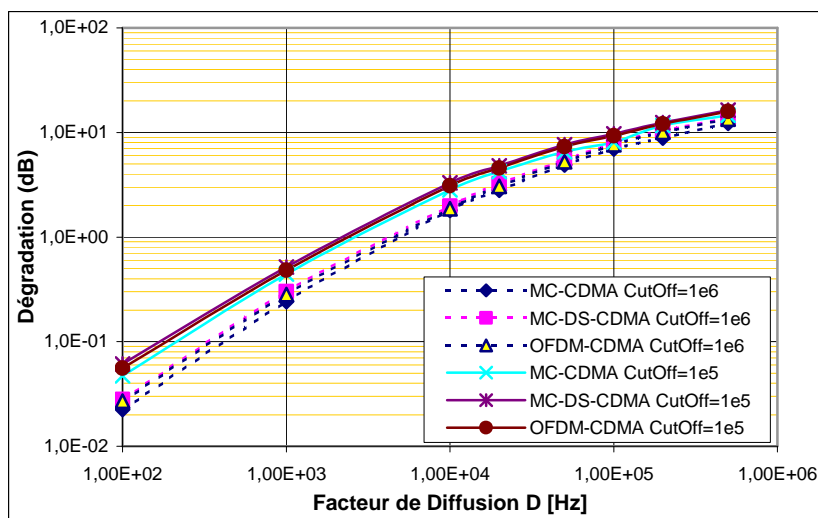


Figure 4.11- Comparaison des dégradations des différents systèmes d'étalement (canal BranA, pleine charge)

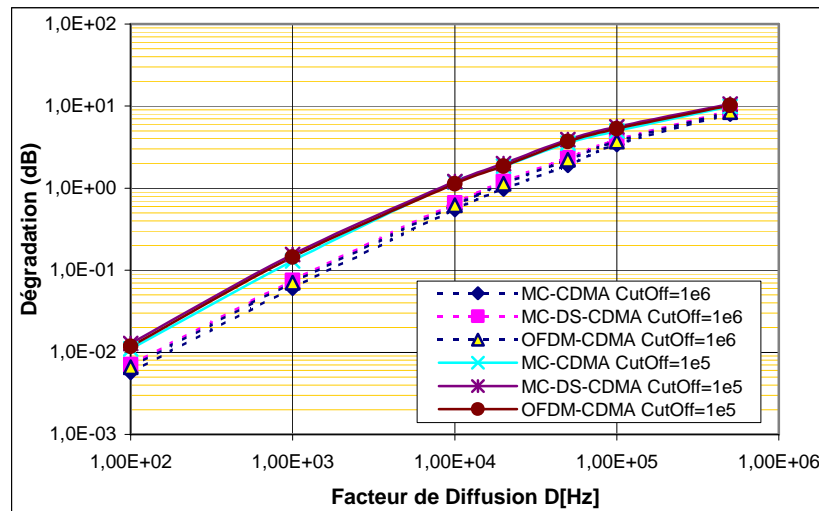


Figure 4.12- Comparaison des dégradations des différents systèmes d'étalement (quart de charge)

2. La gigue d'horloge

2.1. Modélisation de la gigue d'horloge

Dans un récepteur conventionnel, le signal reçu est échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage F_r après une conversion en bande de base. Cependant, suite aux imperfections de composants, cette fréquence est souvent entachée d'erreur comme c'est le cas des synthétiseurs de fréquences porteuses. Dans le cas du synthétiseur de la fréquence d'échantillonnage, cette erreur se manifeste sur l'instant d'échantillonnage par une variable aléatoire temporelle qui possède les mêmes caractéristiques que celles du bruit de phase. Ainsi, on pourra dire que la gigue d'horloge possède alors des évolutions temporelles gaussiennes indépendantes qui peuvent être représentées par un bruit de Wiener à puissance finie et dont la DSP est donnée par (4.6). Aussi, on pourra dire que lorsque le synthétiseur de fréquence d'échantillonnage est introduit dans une PLL, cette DSP est alors définie par l'équation (4.7).

2.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence de la gigue d'horloge

2.2.1. Expression du RSIB

Du point de vue technique, la gigue d'horloge présente deux effets différents dans un système OFDM-CDMA: une rotation de phase qui dépend de chaque porteuse et une IEP. On suppose dans cette section que le signal continu reçu en entrée du récepteur OFDM-CDMA est converti en bande de base avec la fréquence du récepteur F_{RX} supposée idéale (égale à F_{TX}) dans cette section. Le signal est alors échantillonné aux instants $t_{i,u}=[l \times (N+v)+u]T_r=[l \times (N+v)+u]T_s+\xi_l[u]$ où u est l'indice de l'instant d'échantillonnage dans le $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM et $\xi_l[u]$ est l'erreur d'échantillonnage supposée aléatoire dont les évolutions suivent la loi de Wiener. Les échantillons reçus peuvent s'écrire en se servant du modèle donné par (3.8) comme :

$$r_l[u] = \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F+n] h_l[sN_F+n] e^{-j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u} e^{j2\pi \frac{sN_F+n}{N} \xi_l[u]} + n_l[u] \quad (4.17)$$

$$u = 0, \dots, N-1$$

En suivant la même méthodologie que pour le bruit de phase, les composantes de la matrice du canal donnée en (3.12) sont régies par la fonction :

$$\phi(w, s, p, n, l, l) = \frac{h_l[sN_F + n]}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{N} \xi_l[u]\right) \quad (4.18)$$

On remarque que pour $w=s$ et $p=n$, la fonction ϕ dépend de l'indice de la sous-porteuse: une rotation de phase augmente à fur et à mesure en fonction de l'indice de la sous porteuse comme c'était le cas d'une erreur constante d'échantillonnage. Dans le cas d'un système OFDM-CDMA dont la bande est définie par $[-B/2; B/2]$, cette rotation atteint son maximum aux extrémités (c.à.d. pour $wN_F + p = \pm B/2$). Donc, on ne peut plus parler d'une erreur de phase commune comme c'est le cas du bruit de phase.

Encore une fois, on peut considérer deux hypothèses de présentation de la gigue d'horloge.

- La première consiste en une approximation des petits angles. On pourra faire l'approximation $e^{j\theta} = 1 + j\theta$ si $|\theta| \ll 1$ et par suite, lorsque $|2\pi\Delta\xi_l[u]| \ll 1$, on aura l'approximation

$$\phi(w, s, p, n, l, l) = h_l[sN_F + n] \left(\delta(w, s)(p, n) + \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \left(2\pi \frac{sN_F + n}{N} \xi_l[u] \right) \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \right) \quad (4.19)$$

- La deuxième consiste en une variation temporelle faible c.à.d. on peut faire l'approximation $e^{j(\theta[u] - \theta[k])} = 1 + j(\theta[u] - \theta[k])$.

L'évaluation des performances du système OFDM-CDMA en terme du RSIB se fait de la même manière que pour le bruit de phase. Ainsi, après le calcul du RSIB asymptotique, une moyenne sur les réalisations de la gigue d'horloge permet d'obtenir les différents termes d'interférences et le terme de la puissance utile. Pour les deux suppositions considérées précédemment, on obtient:

$$\begin{aligned} E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]}} \right|^2 \\ I[w] &= \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^4}{\left| |h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right|^2} - \alpha \bar{P}[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]}} \right|^2 + \frac{\sigma^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{\left| |h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right|^2} \\ &+ \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[wN_F + n]|^2}{\left| |h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right|^2} \left(\frac{wN_F + n}{N} \right)^2 \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \psi_N \left(\frac{p-n}{N} - f \right) \right|^2 df \\ &+ \frac{\alpha}{N_c} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{\left| |h_l[wN_F + p]|^2 + \frac{1}{RSB[w]} \right|^2} \left(\frac{sN_F + n}{N} \right)^2 \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \psi_N \left(\frac{(w-s)N_F + p-n}{N} - f \right) \right|^2 df \end{aligned} \quad (4.20)$$

Les expressions en (4.20) traduisent les mêmes effets qu'avec un bruit de phase. Cependant, il faut noter que l'effet de la gigue d'horloge est beaucoup plus petit que celui du bruit de phase. En effet, les termes incluant la DSP de la gigue d'horloge sont multipliés par le carré de l'indice de la

sous-porteuse normalisée $\left(\frac{sN_F + n}{N} \right)^2$ qui est beaucoup plus petit que 1.

2.2.2. Les fonctions poids

Comme dans le cas du bruit de phase, on définit les fonctions poids pour un canal gaussien et à puissances moyennes égales qui permettent de clarifier l'effet de la gigue d'horloge sur les systèmes OFDM-CDMA. On définit alors les deux fonctions :

$$\begin{aligned}
 W_1(f) &= \frac{1}{N_F} \sum_{p=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_c-1N_c-1} \left(\frac{wN_F + n}{N} \right)^2 \left| \psi_N \left(\frac{p-n}{N} - f \right) \right|^2 \\
 W_2(f) &= \frac{1}{N_F} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \sum_{p=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1N_c-1} \left(\frac{sN_F + n}{N} \right)^2 \left| \psi_N \left(\frac{(w-s)N_F + p-n}{N} - f \right) \right|^2
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$

Où $W_1(f)$ représente l'effet d'IEP dans la bande w et $W_2(f)$ représente l'effet d'IEB sur la bande w .

L'évaluation des expressions données en (4.21) est bien difficile à expliciter. La Figure 4.13 et la Figure 4.14 donnent une idée de l'effet de l'interférence due à la gigue d'horloge dans un système OFDM-CDMA ayant $N=64$ sous porteuses et un étalement fréquentiel égal à $N_F=8$ chips. La Figure 4.13 montre que le module de l'IEP est beaucoup plus petit que celui de l'IEB et donc l'IEP a moins d'effet sur les résultats. En plus, en comparant la Figure 4.8 et la Figure 4.14, on voit que l'effet de l'IEB du à la gigue d'horloge est plus petit que celui du au bruit de phase. Finalement, on note que $W_1(f)$ dépend du système étudié. Cette fonction atteindra son maximum en MC-CDMA pur pour $N=N_c=N_F$ (Figure 4.15).

En intégrant (4.21) dans (4.20) pour un canal gaussien, on peut déduire que l'équation (4.16) est aussi valable. On peut alors conclure de cette équation en combinaison avec les fonctions poids que les basses fréquences de la DSP agissent plus sur l'IEP alors que les hautes fréquences agissent sur l'IEB. Cependant, pour les fréquences situées à droite de la sous-bande étudiée, l'action de l'IEB atteint son maximum pour les fréquences voisines de celle-ci puis elle diminue pour les fréquences élevées. On obtient l'inverse pour les fréquences situées à gauche de la sous-bande étudiée. D'après ceci, on peut déduire que pour un canal plat, un effet total similaire est obtenu quelque soit le type d'étalement.

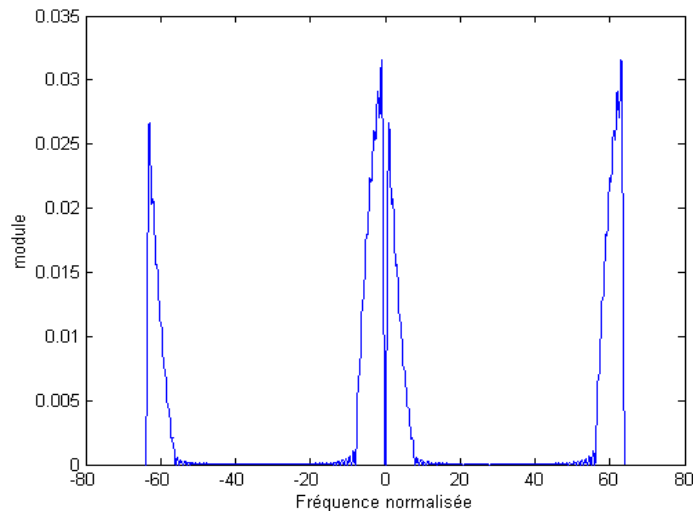
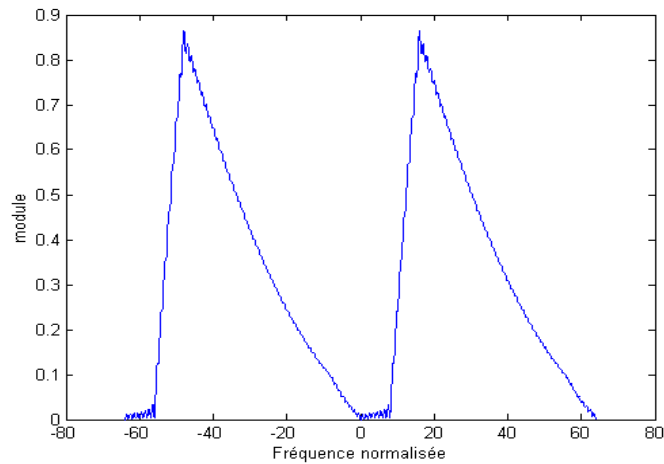
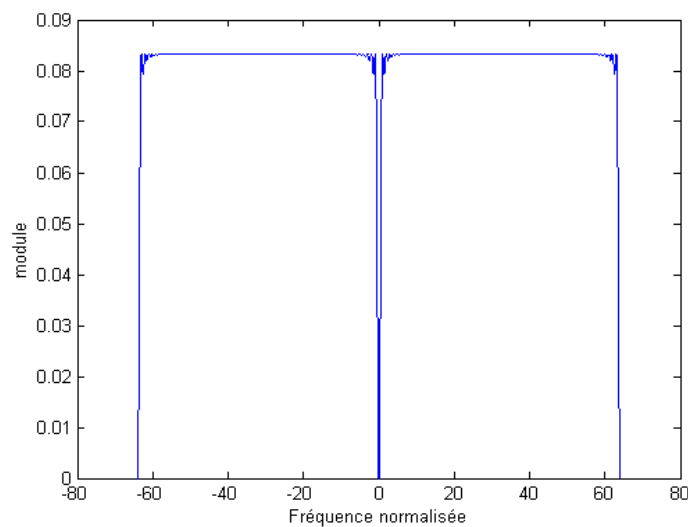


Figure 4.13- La fonction poids $W_1(f)$, effet de l'IEP ($N=64$, $N_F=8$)

Figure 4.14- La fonction poids $W_2(f)$, effet de l'IEB ($N=64$, $N_F=8$)Figure 4.15- Maximum de la fonction poids $W_1(f)$ ($N= N_c=N_F=64$)

2.2.3. Résultats de simulation

Il est bien clair d'après les amplitudes des fonctions poids données dans la section précédente que les systèmes OFDM-CDMA sont moins sensibles à la gigue d'horloge qu'au bruit de phase. Les hypothèses de simulation sont identiques à celles données en Tableau 3.1 et la PLL intégrée dans le synthétiseur de fréquence possède les mêmes caractéristiques que celle utilisée pour le bruit de phase.

La Figure 4.16 compare le RSIB obtenu en simulation Monte Carlo et celui obtenu par notre modèle asymptotique donné à travers les expressions de l'équation (4.20) pour les différentes bandes données en légende de la figure, pour un $E_b/N_0=20\text{dB}$ et une fréquence de coupure égale à 1MHz. Ces résultats montrent encore une fois la validité de notre modèle et la sensibilité assez petite des systèmes OFDM-CDMA à la gigue d'horloge sauf pour des facteurs de diffusion assez élevés ($D \geq 5 \times 10^4$ Hz).

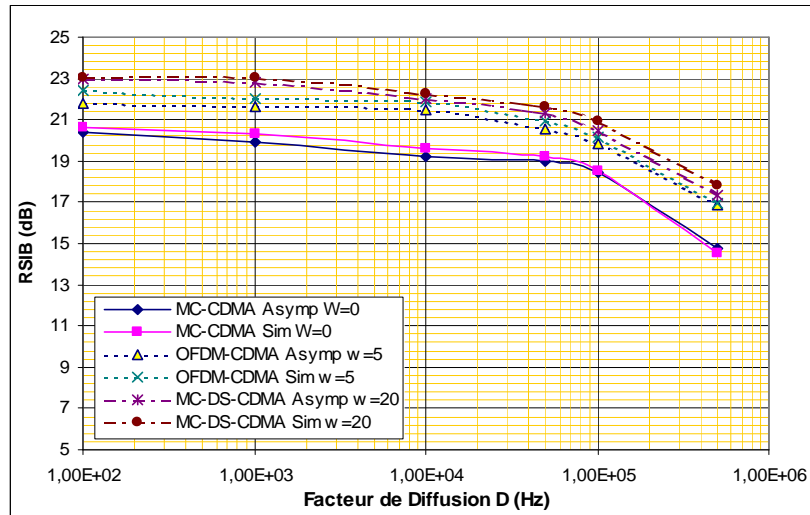


Figure 4.16- Validation du modèle asymptotique canal BranA, pleine charge

Les Figure 4.17, Figure 4.18 et Figure 4.19 donnent respectivement les dégradations du RSIB en canal BranA et en canal gaussien à pleine charge et à quart de charge pour un $E_b/N_0=20\text{dB}$ et deux fréquences de coupure de la PLL en fonction du facteur de diffusion D. Ces figures montrent qu'une dégradation de 1dB commence à apparaître à partir d'un facteur de diffusion $D \geq 3 \times 10^4$ Hz suivant les hypothèses de simulation. On peut noter que, conformément aux résultats des fonctions poids, on a intérêt à choisir des fréquences de coupure plus grandes de la PLL.

Finalement, on peut facilement déduire que les dégradations des différents systèmes sont équivalentes et augmentent avec la charge.

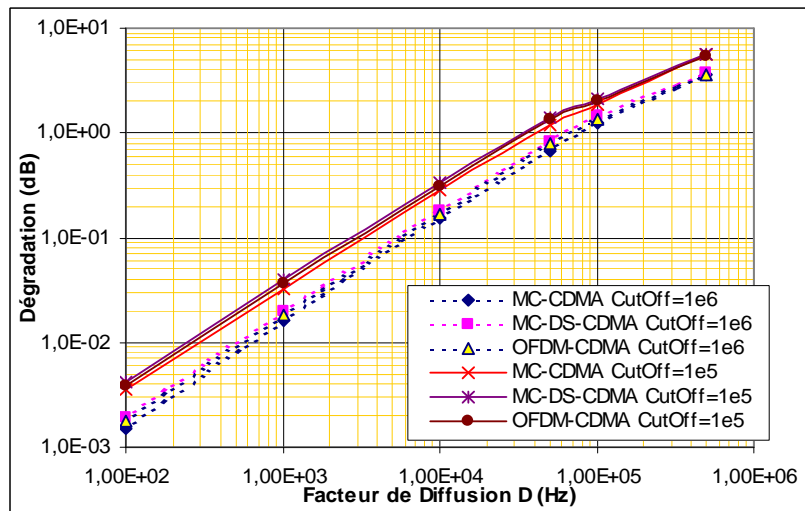


Figure 4.17- Dégradation du RSIB (canal BranA, pleine charge)

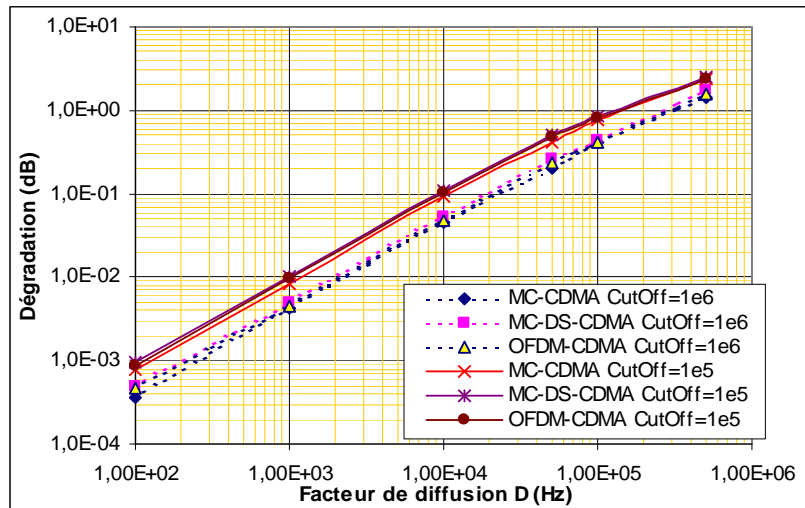


Figure 4.18- Dégradation du RSIB (canal BranA, quart de charge)

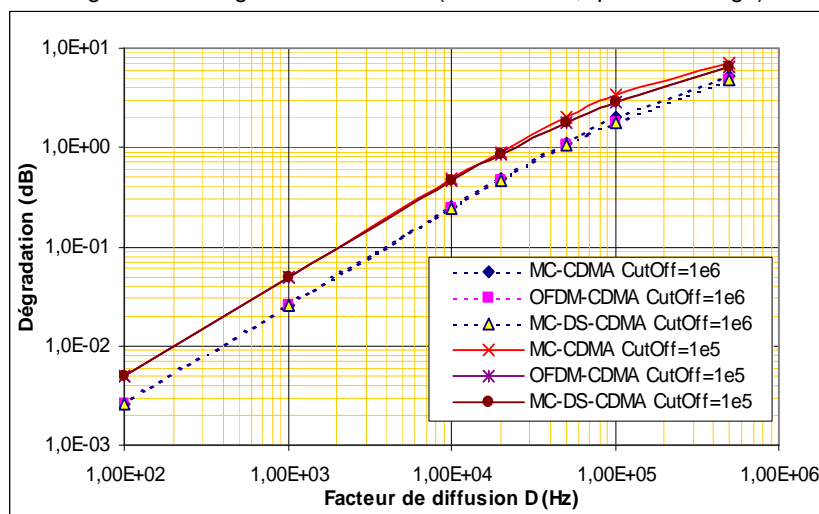


Figure 4.19- Dégradation du RSIB (canal gaussien, pleine charge)

3. L'erreur d'estimation du canal

3.1. Modélisation de l'erreur d'estimation

Dans un système de transmission, l'information sur l'état du canal est bien nécessaire et doit être estimée. Le principe de base de l'estimation du canal dans un système conventionnel est de multiplexer les symboles de données avec des symboles « pilotes ». Le récepteur sera alors capable d'estimer l'état du canal grâce aux symboles pilotes insérés. Dans un système à base de l'OFDM, on alloue généralement un certain nombre de fréquences dites fréquences pilotes pour cette estimation ainsi que pour l'estimation des erreurs de synchronisation, pour le suivi des erreurs ...

Les structures d'estimation du canal sont variées. La définition d'une structure donnée dépend principalement du compromis entre la vraisemblance de l'estimation du canal et le nombre de pilotes utilisés. Plusieurs études ont été menées en fonction de la structure des pilotes: pilotes continus en temps, pilotes continus en fréquence et structure hybride où les pilotes sont distribués en temps et en fréquence comme le montre la Figure 4.20. L'estimation du canal sur les fréquences intermédiaires se réalise par interpolation: Par exemple, dans [32][33], on a défini une structure d'interpolation optimale suivant le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne à deux dimensions temporelle et fréquentielle (Interpolation par le filtre de Wiener).

Dans notre étude, on ne s'intéresse pas au type d'interpolation utilisée mais à l'erreur d'estimation du canal sur un symbole pilote. En effet, lorsque les estimées du canal sur les symboles pilotes sont entachées d'erreur, une erreur supplémentaire sera introduite dans l'interpolation. En d'autres termes, l'interpolation, même si elle est optimale, ne peut pas minimiser cette erreur.

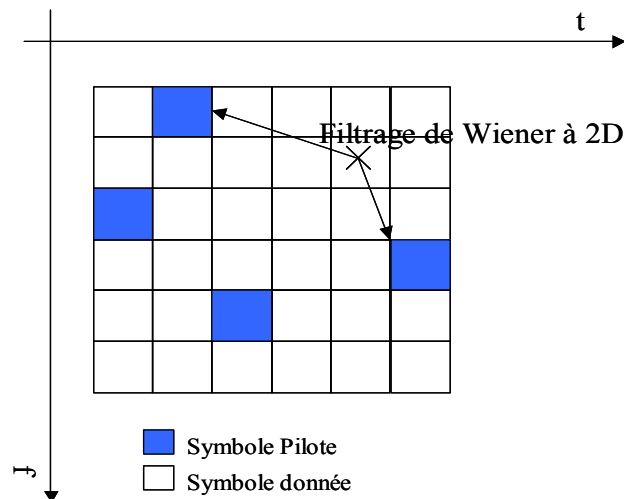


Figure 4.20- Structure éventuelle de distribution de pilotes

Sur un symbole pilote, le signal peut être écrit comme:

$$R_i^p[wN_F + p] = h_i^p[wN_F + p]d_i^p[wN_F + p] + N_i^p[wN_F + p] \quad (4.22)$$

Où $h_i^p[wN_F + p]$, $d_i^p[wN_F + p]$ et $N_i^p[wN_F + p]$ représentent respectivement le coefficient fréquentiel du canal, le symbole pilote et le BBAG sur la porteuse pilote ($wN_F + p$). L'estimation du coefficient du canal sur la sous-porteuse p selon le critère « erreur quadratique minimale » sera :

$$\begin{aligned} \hat{h}_i^p[wN_F + p] &= R_i^p[wN_F + p] / d_i^p[wN_F + p] = h_i^p[wN_F + p] + N_i^p[wN_F + p] / d_i^p[wN_F + p] \\ &= h_i^p[wN_F + p] + \mu_i^p[wN_F + p] \end{aligned} \quad (4.23)$$

Où $\mu_i^p[wN_F + p]$ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance $1/RSB^p$ et RSB^p est le Rapport Signal sur Bruit sur les fréquences pilotes.

D'après ce simple calcul, il est bien clair qu'une bonne estimation du canal nécessite un Rapport Signal sur Bruit élevé sur le symbole pilote. Cependant, on ne peut pas amplifier la puissance des pilotes indéfiniment. Donc, une valeur optimale serait à choisir afin d'obtenir un compromis entre une puissance maximale admise et de bonnes performances.

3.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur d'estimation du canal

3.2.1. Expression du RSIB

Dans cette section, on modélise l'effet d'une erreur d'estimation du canal sur le RSIB d'un système OFDM-CDMA. Pour cela, on suppose qu'on a un système « full pilot » c.à.d. on suppose que toutes les sous porteuses sont entachées d'erreur d'estimation du canal laquelle est modélisée par un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance $1/RSB^p$. En d'autres termes, on ne prend pas en compte l'effet de l'interpolation.

En réception, le symbole estimé reçu peut s'écrire de la même façon qu'en (3.15) avec $I_2=I_3=0$ (pas d'IEB et pas d'IES). L'erreur aléatoire d'estimation du canal se manifeste alors dans les coefficients d'égalisation $z_l[wN_F+p]$.

Le RSIB en sortie du détecteur pour un ensemble d'erreurs d'estimation donné sur les différentes sous porteuses d'un symbole OFDM-CDMA s'écrit alors comme dans (3.22). Pour un type de récepteur donné, il faut alors moyenner les différents termes d'interférence et de puissance utile. Cependant, pour un égaliseur du type MEQM où les coefficients d'égalisation sont donnés par $z_l[wN_F+p] = \frac{\hat{h}_l^*[wN_F+p]}{|\hat{h}_l[wN_F+p]|^2 + 1/RSB[w]} = \frac{h_l^*[wN_F+p] + \mu_l^*[wN_F+p]}{|h_l[wN_F+p] + \mu_l[wN_F+p]|^2 + 1/RSB[w]}$ et une moyenne suivant les

variables aléatoires μ paraît très difficile à calculer. Nous allons donc utiliser un détecteur du type CRM dont les coefficients sont donnés par $z_l[wN_F+p] = \hat{h}_l^*[wN_F+p] + \mu_l^*[wN_F+p]$ afin de déduire une forme analytique du RSIB. Pour un détecteur du type MEQM, on donnera des résultats de simulation tout simplement.

Sachant que le détecteur MEQM est le cas pratique, les résultats obtenus par le modèle analytique du détecteur CRM seront utilisés comme une base de validité et de conclusion sur les résultats en MEQM. En d'autres termes, on va comparer les résultats donnés par les deux détecteurs pour valider les conclusions sur l'erreur limite d'estimation du canal obtenues analytiquement.

Pour un égaliseur du type CRM, le symbole estimé reçu s'écrit

$$\begin{aligned} \hat{a}_0[w] &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad \text{avec} \\ I_0 &= \sqrt{P_0[w]} C_0^H[w] \left(\underline{\underline{H}}^H[w, w] + \underline{\underline{\Pi}}^H[w] \right) \underline{\underline{H}}[w, w] C_0[w] a_0[w] \\ I_1 &= C_0^H[w] \left(\underline{\underline{H}}^H[w, w] + \underline{\underline{\Pi}}^H[w] \right) \underline{\underline{H}}[w, w] \underline{\underline{U}}[w] \underline{\underline{Q}}[s] \underline{\underline{a}}[w] \\ I_2 &= I_3 = 0 \\ I_4 &= C_0^H[w] \left(\underline{\underline{H}}^H[w, w] + \underline{\underline{\Pi}}^H[w] \right) \underline{\underline{N}}[w] \end{aligned} \quad (4.24)$$

Où $\underline{\underline{\Pi}}^H[w]$ est une matrice diagonale de taille $N_c \times N_c$ dont les composantes sont les coefficients d'erreur d'estimation du canal $\mu_l^*[wN_F+p]$. En appliquant les outils asymptotiques puis en moyennant suivant les réalisations d'erreur d'estimation du canal, le RSIB asymptotique pour un détecteur du type CRM peut s'écrire:

$$\begin{aligned} E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} h_l[wN_F+p] \right|^2 + \frac{P_0[w]}{RSB^P N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} |h_l[wN_F+p]|^2 \\ E|I_1|^2 &= \frac{\alpha \bar{P}}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} |h_l[wN_F+p]|^4 - \alpha \bar{P} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} h_l[wN_F+p] \right|^2 + \frac{\alpha \bar{P}}{RSB^P N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} |h_l[wN_F+p]|^2 \\ E|I_4|^2 &= \frac{\sigma_b^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} |h_l[wN_F+p]|^2 + \frac{\sigma_b^2}{RSB^P N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} |h_l[wN_F+p]|^2 \end{aligned} \quad (4.25)$$

D'après l'équation (4.25), il est clair que les performances d'un système OFDM-CDMA sont meilleures lorsque le RSB sur un symbole pilote augmente indéfiniment. Par contre, lorsque RSB^P tend vers zéro, les performances seront le plus dégradées. Dans ce cas, le RSIB limite obtenu tend vers $P_0[w]/(\alpha \bar{P}[w] + \sigma_b^2)$. Donc, les performances seront données en fonction de RSB^P.

3.2.2. Résultats de simulation

La Figure 4.21 montre la validité de notre modèle asymptotique dans le cas d'un égaliseur CRM dans un canal BranA à pleine charge et un $E_b/N_0=20$ dB. Cette figure donne le RSIB obtenu en sortie du détecteur OFDM-CDMA en fonction du RSB des pilotes. Il est clair que les dégradations du système deviennent négligeables pour un RSB de pilotes $RSB^P \geq 30$ dB.

La Figure 4.22 donne le RSIB mesuré en simulation Monte Carlo en fonction du RSB des pilotes pour un détecteur du type MEQM. Cette figure permet facilement de conclure que la dégradation des systèmes OFDM-CDMA est négligeable pour un RSB des pilotes $RSB_P \geq 30\text{dB}$.

Cette conclusion est très importante puisque même si on n'arrive pas à donner un modèle analytique pour un détecteur du type MEQM, on pourra quand même donner des conclusions équivalentes à celles données pour un détecteur CRM. Ceci est vérifié par la Figure 4.23 qui donne une comparaison entre les dégradations du RSIB mesuré en MEQM et celui mesuré en CRM dans un canal BranA en OFDM-CDMA. Cette figure montre que la dégradation du RSIB est presque la même pour les deux types d'égaliseurs. Donc, on peut conclure que les résultats donnés en CRM sont aussi valides pour un égaliseur MEQM même si on n'arrive pas à donner un modèle analytique en MEQM.

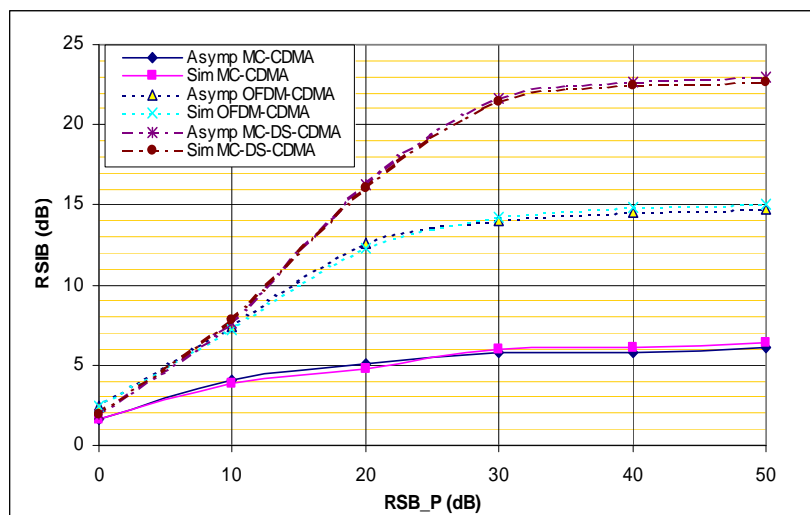


Figure 4.21- Validation du modèle asymptotique (canal BranA, pleine charge, MRC, $E_b/N_0=20\text{dB}$)

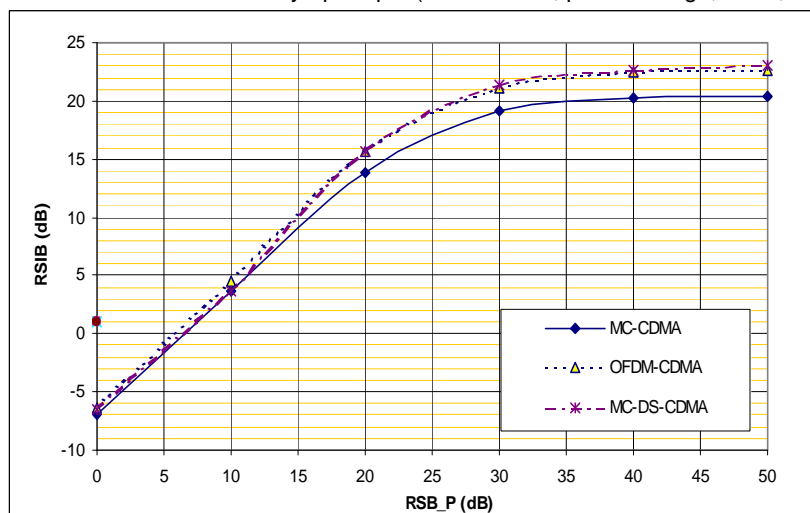


Figure 4.22- Résultats de simulation (canal BranA, pleine charge, MEQM, $E_b/N_0=20\text{dB}$)

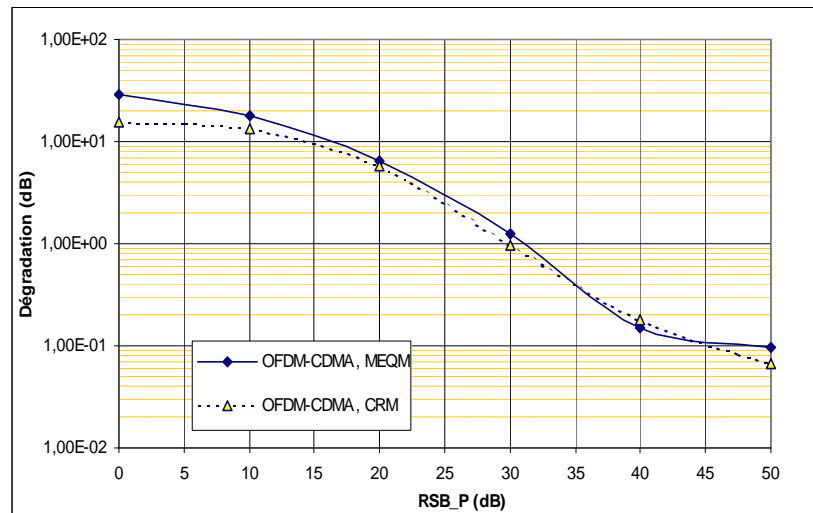


Figure 4.23- Comparaison des dégradation en OFDM-CDMA entre les détecteurs CRM et MEQM

La Figure 4.24 donne le RSB des pilotes nécessaire en fonction de la charge afin d'avoir une dégradation donnée dans un canal gaussien, un égaliseur CRM et un $E_b/N_0=20\text{dB}$. En d'autres termes, on peut préciser pour une charge donnée du système, le RSB des pilotes à choisir afin que la dégradation ne dépasse pas une limite admise par le concepteur. Cette puissance des pilotes est déduite de (4.25) et (3.37) par l'expression :

$$RSB_P^{(dB)} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\alpha \bar{P}[w]}{\sigma_b^2 (10^{Deg_{(dB)}/10} - 1)} - 1 \right) \quad (4.26)$$

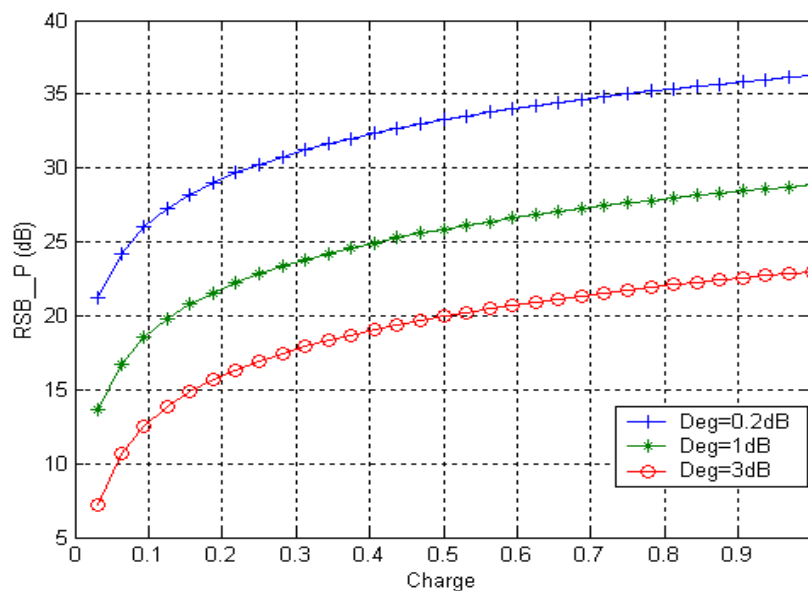


Figure 4.24- RSB nécessaire des pilotes en fonction de la charge (canal Gaussien)

4. L'effet Doppler

Les systèmes à base de l'OFDM sont très sensibles à l'effet Doppler [52]. En effet, lorsque le mobile bouge très vite, la variation du canal dans un symbole OFDM ne peut plus être considérée comme une variation lente et par conséquent, la RI du canal varie au cours d'un symbole OFDM. Cette variation du canal entraîne une perte l'orthogonalité des sous porteuses et de l'IEP prend part dans le signal reçu. Le point marquant dans la modélisation de l'effet Doppler consiste dans la

limite à partir de laquelle on ne peut plus considérer le canal comme invariant sur un symbole OFDM. Bien sûr, ce point doit être déterminé en fonction de la durée d'un symbole OFDM NT_s et de la vitesse du mobile V_M (ou bien la fréquence Doppler maximale f_d).

Du point de vue de l'état de l'art, la question de l'effet Doppler sur les dégradations d'un système OFDM a été étudiée dans [27][52][80]. Les auteurs de [27] proposent une méthode de développement en série de Taylor pour combattre l'effet d'IEP. Dans la référence [52], l'effet de l'IEP résiduelle non compensée sur les performances d'un système OFDM a été présenté et quelques limites sur les valeurs de l'effet Doppler ont été déduites. Dans [80], un égaliseur complexe pour combattre l'IEP dû à l'effet Doppler a été présenté. En MC-CDMA, l'étude de l'effet Doppler n'a pas été beaucoup étudiée. Linnartz [53] a étudié cet effet pour un canal à profil exponentiel et a proposé une méthode d'égalisation pour laquelle on est obligé d'estimer la variance de l'IEP. Par ailleurs, les performances du système MC-CDMA sont calculées par des moyennes sur les réalisations du canal des puissances d'interférences et non pas sur le RSIB instantané.

4.1. Modélisation de l'effet Doppler

Lorsque le mobile est en mouvement à des vitesses assez élevées, le canal n'est plus considéré comme constant sur un symbole OFDM. Il devient évolutif en temps. En d'autres termes, les modules, les phases et les retards du canal dépendent du temps. La RI du canal (en bande de base) est alors décrite par l'équation générale donnée en (1.5).

L'effet Doppler est explicité au chapitre 1 sous une forme générale. Dans **nos calculs ultérieurs**, on va considérer un modèle général du canal à deux variables conformément à l'équation (1.5).

4.2. Les systèmes OFDM-CDMA en présence de l'effet Doppler

4.2.1. Expression du RSIB

Puisque le canal est variant en temps dans un symbole OFDM, il faut en tenir compte dans la réception. Le signal reçu à chaque instant sera alors le résultat du produit de convolution du signal transmis et de la RI du canal générée à chaque instant. Le signal discret en entrée du récepteur OFDM, après la suppression du préfixe cyclique, sera alors :

$$r_l[u] = \sum_{k=-v}^{N-1} x_l[k]g_l[u-k;u] + n_l[u] \quad (4.27)$$

Où $g_l[k;u]$ représente la RI discrète du canal en fonction du retard k à chaque instant u .

Après le passage à travers la TFD, le signal reçu sur la porteuse p de la bande w peut s'écrire :

$$R_l[wN_F + p] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F + n] \phi(w, s, p, n, l) + N_l[wN_F + p] \quad (4.28)$$

Où ϕ est la fonction traduisant l'effet multiplicatif d'un canal quelconque sur les différentes sous-porteuses. Elle est donnée par :

$$\phi(w, s, p, n, l) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_l[sN_F + n; u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + p - n}{N} u\right) \quad (4.29)$$

où $h_l[sN_F + n; u]$ est la TFD par rapport à k de $g_l[k;u]$.

L'égalisation de l'effet du canal se traduit par la multiplication par le coefficient **fonction** du terme $\phi(w, w, p, p, l) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_l[wN_F + p; u]$. Ce coefficient ϕ n'est que la moyenne temporelle des TFD de la RI du canal obtenus durant un symbole OFDM.

L'expression du RSIB donnée en (3.16) et (3.22) est toujours valable sauf qu'il n'y a pas d'IES ($E|I_3|^2=0$). Pour un égaliseur du type MEQM, les expressions des différents termes du RSIB sont données par

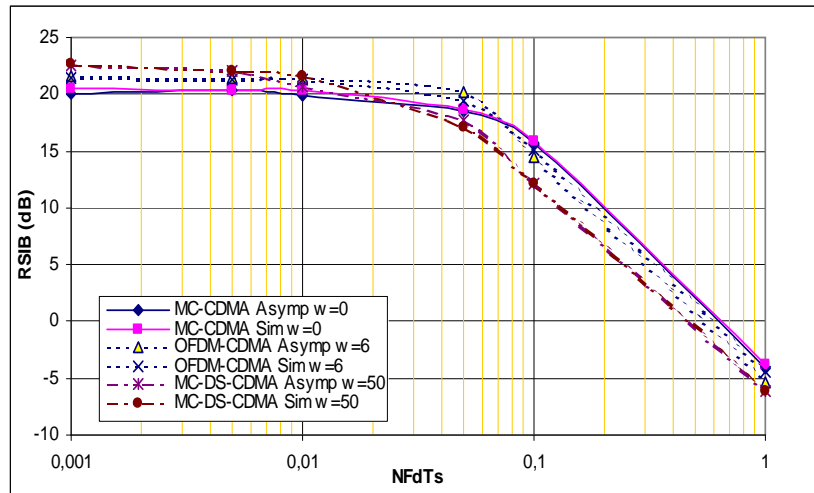
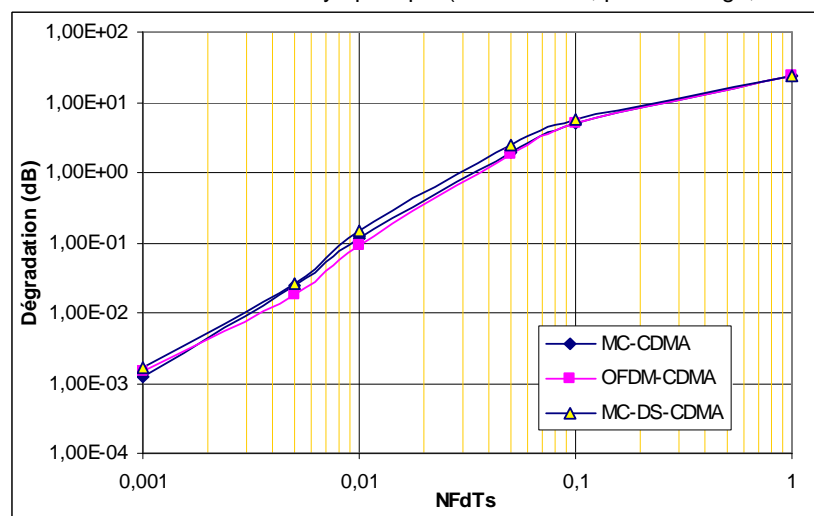
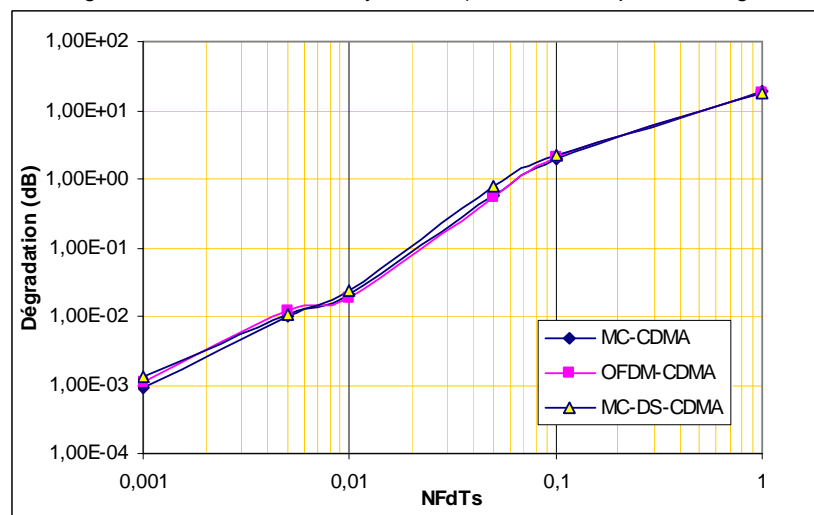
$$\begin{aligned}
 E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
 E|I_1|^2 &= \alpha \bar{P}[w] \left(\frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]} |\phi(w, w, p, n, l, l)|^2 - \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]} \right)^2 \\
 E|I_2|^2 &= \frac{\alpha}{N_c} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]} |\phi(w, s, p, n, l, l)|^2 \\
 E|I_3|^2 &= 0 \\
 E|I_4|^2 &= \frac{\sigma_b^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]}
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

4.2.2. Résultats de simulation

Dans cette section, on donne les performances des systèmes OFDM-CDMA en présence de l'effet Doppler. Puisque cet effet dépend de la variation du canal dans un symbole OFDM, les résultats dépendront alors de deux paramètres: la vitesse du mobile exprimée sous une forme de fréquence Doppler f_d et la durée d'un symbole égale à NT_s . Afin de mettre en évidence ces deux paramètres dans un seul facteur, on donnera les courbes en fonction du produit $Nf_d T_s$, qui traduit le décalage relatif d'une fréquence doppler donnée par rapport à l'espacement entre porteuses. Il est clair que lorsque ce décalage relatif devient élevé, on a plus d'IEP et les performances du système se dégradent.

Les hypothèses de simulation sont les mêmes que celles données précédemment. Le modèle du canal utilisé est celui donné par (1.13). Les résultats sont donnés pour un canal Brana.

La Figure 4.25 donne une comparaison entre le RSIB obtenu à travers le modèle asymptotique et le RSIB obtenu à travers les simulations Monte Carlo pour différentes sous-bandes, un $E_b/N_0=20$ dB et à pleine charge. On observe que notre modèle colle bien aux résultats de simulation. D'autant plus, il est remarquable que les différents systèmes deviennent sensibles à l'effet Doppler pour un décalage relatif $Nf_d T_s \geq 0.025$. Cette valeur limite est bien validée par les résultats de dégradation donnés en Figure 4.26 avec les mêmes hypothèses de simulation. Sur cette figure, on remarque qu'une dégradation de 1dB apparaît pour un décalage Doppler relatif plus grand que 0.03. Il est certain que pour des E_b/N_0 plus faibles, la dégradation des différents systèmes diminue et ainsi cette valeur limite diminue elle aussi comme le montrent la Figure 4.26, la Figure 4.27 et la Figure 4.28. Notons aussi que ces figures montrent que les trois systèmes d'étalement ont la même sensibilité à l'effet Doppler. Cette sensibilité augmente avec la charge et le nombre de sous-porteuses utilisé dans le système. Ainsi, pour un système à performance donnée, la vitesse maximale du mobile admise sera divisée par le même facteur d'augmentation du nombre de sous-porteuses afin de préserver cette performance.

Figure 4.25- Validation du modèle asymptotique (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)Figure 4.26- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)Figure 4.27- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, quart de charge, $E_b/N_0=20\text{dB}$)

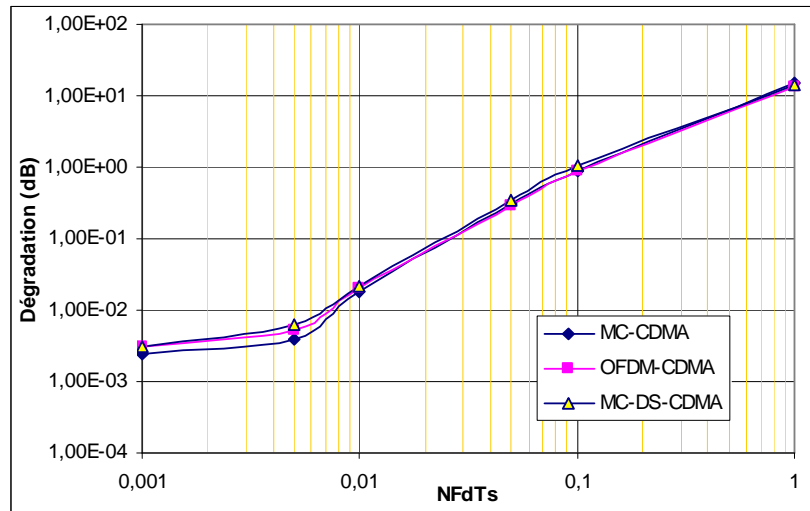


Figure 4.28- Dégradations des différents systèmes (Canal BranA, pleine charge, $E_b/N_0=10\text{dB}$)

5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les performances des systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs variables et de l'effet Doppler. On a validé le modèle asymptotique indépendant des codes d'étalement ce qui facilite beaucoup la tâche d'analyse et de calcul. Pour le bruit de phase et la gigue d'horloge, on a donné des fonctions poids comme celles proposées par Stott en OFDM pour une meilleure interprétation des effets de ces erreurs de synchronisation et pour une facilité de la conception des PLL.

D'autre part, on a montré que ces systèmes sont très sensibles surtout au bruit de phase (facteur de diffusion limite $D_{lim}=1\text{KHz}$) et à l'effet Doppler (fréquence Doppler maximale relative limite $Nf_dT_s=0.03$ ou bien 3% de l'espacement entre porteuses). Par contre, ces systèmes sont peu sensibles à la gigue d'horloge. Quant à leur sensibilité à l'erreur d'estimation du canal, elle dépend du Rapport Signal sur Bruit sur ces pilotes.

Finalement, on a vérifié que les différents systèmes d'étalement ont la même sensibilité à ces imperfections.

Ce chapitre a fait l'objet de deux articles de conférence et d'un papier de revue en cours.

5 LES SYSTEMES OFDM-CDMA AVEC IMPERFECTIONS ET CODAGE CANAL

Dans les chapitres précédents, on a présenté l'effet des erreurs de synchronisation sur les systèmes OFDM-CDMA en terme de dégradation du RSIB. On a aussi donné des limites de ces erreurs afin de ne pas dépasser les dégradations admises par la conception. Cependant, les résultats présentés ne prennent pas en compte l'effet du codage canal qui pourrait changer certaines conclusions.

Le principe de base du codage canal est de transmettre un certain nombre de bits de contrôle avec les bits de données. Ces bits permettent d'avoir une certaine redondance en réception et par suite une possibilité de correction des bits erronés. Le codage canal est souvent accompagné d'un entrelaceur bit qui permettrait d'avoir un ordre de diversité maximal. Il permet avec de l'entrelacement bit de combattre les dégradations dues à l'évanouissement du canal, au bruit d'accès multiple, à l'interférence due aux erreurs de synchronisation... et par conséquent, d'améliorer les performances.

D'autre part, dans une chaîne de transmission, il est intéressant de faire le lien entre les performances obtenues en terme du RSIB en sortie du détecteur (corrélateur) et les performances obtenues en terme du TEB ou bien en terme du Taux d'Effacement de Trames (TET) en sortie du décodeur. Ce lien a souvent été fait en donnant le TEB en fonction du RSIB moyenné sur les réalisations du canal. Cependant, cette relation n'est pas toujours vraisemblable. Il se peut que les performances obtenues en sortie du décodeur soient bien différentes de celles prédites en sortie du détecteur pour des réalisations d'un canal donné. Il est alors évident qu'une relation exacte entre le TEB et le RSIB est de grande utilité.

Dans ce chapitre, on va présenter l'effet du codage canal sur les performances des systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de synchronisation, des imperfections RF, de l'erreur d'estimation du canal et de l'effet Doppler. Tout d'abord, on introduira une chaîne de transmission avec codage canal, puis on explicitera le codage canal ainsi que le décodage utilisé. Après, on présentera le calcul des Logarithmes du Rapport de Vraisemblance LRV nécessaire pour le décodage souple. Afin de faire le lien entre le RSIB obtenu en sortie du détecteur et le TEB obtenu en sortie du décodeur, on adaptera une technique utilisée initialement en OFDM et validée par la 3GPP pour les systèmes OFDM-CDMA. On montrera à travers des résultats que cette méthode permet de prédire d'une manière précise les performances des systèmes OFDM-CDMA en terme du Taux d'Erreur Binaire TEB. On note que les résultats avec le codage canal dépendent de plusieurs paramètres tels que le type du codage, le rendement du codeur, la constellation... Donc, les résultats donnés dans ce chapitre sont à titre indicatif pour valider la méthode de prédiction du TEB.

1. Chaîne de transmission avec codage canal

D'une façon générale, les différents systèmes de transmission implémentent le codage canal afin d'atteindre des performances et une qualité de transmission imposée par le type du service. Le schéma de transmission avec codage canal est donné en Figure 5.1.

Dans une chaîne de transmission, le codage canal est souvent accompagné d'un entrelaceur. Celui-ci est indispensable dans l'optimisation du codage canal et l'amélioration des performances. En effet, le rôle d'un entrelaceur est de distribuer les données transmises sur des points de transmission assez lointains afin d'éliminer (ou bien de minimiser) l'occurrence des paquets d'erreurs nuisant énormément à la qualité de transmission. Un bon entrelaceur est donc celui qui permet de distribuer les données en entrée du récepteur d'une façon décorrélée. On définit par N_E la profondeur d'entrelacement comme étant le nombre de bits sur lequel l'entrelacement est réalisé.

Dans une transmission OFDM-CDMA, N_{info} bits d'information de chaque utilisateur sont appliqués au module du codage canal. Celui-ci permet alors d'ajouter des bits de redondance afin d'arriver à un ensemble de N_{cod} bits codés. Le rendement du codage R est alors défini par le rapport $N_{\text{info}}/N_{\text{cod}}$. Les bits ainsi codés sont dirigés vers un entrelaceur bit qui permet de distribuer les bits en temps. La profondeur d'entrelacement est choisie d'une façon à augmenter la diversité tout en conservant un retard minimal de réception. Les bits entrelacés sont alors dirigés vers un modulateur QAM dont les sorties sont des nombres complexes appartenant à une certaine constellation.

A partir de ce point, les opérations normales des techniques CDMA et OFDM sont appliquées sur les symboles obtenus. En réception, les opérations inverses de l'OFDM et du CDMA sont appliqués au signal reçu. Les symboles complexes obtenus en sortie du décorrelateur (désétalement) sont alors dirigés vers le décodeur canal. Celui-ci exploite la redondance ajoutée dans le codeur afin de détecter et éventuellement corriger les erreurs produites par la transmission à travers le canal.

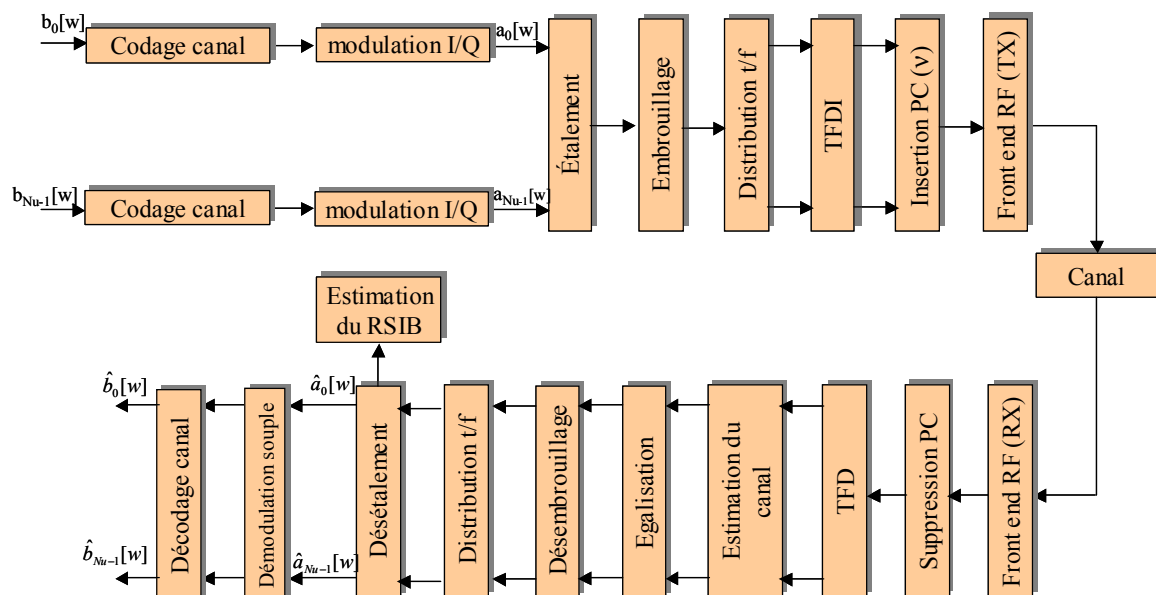


Figure 5.1- Chaîne de transmission OFDM-CDMA complète

Le décodage du canal peut se faire de deux façons: le décodage dur et le décodage souple. Le décodage dur est réalisé lorsque la décision se fait à partir des seuils durs initialement décidés par le système en sortie du démodulateur. Le mode souple est réalisé lorsque le décodage se fait à partir des valeurs complexes souples fournies par le démodulateur.

Notons que dans notre étude, on a utilisé un codage convolutif avec un décodeur souple de Viterbi [95][96].

2. Les coefficients LRV en OFDM-CDMA

2.1. Introduction

L'introduction d'un codeur en émission nécessite l'insertion d'un décodeur en réception. Le rôle du décodeur est alors de détecter les erreurs et de les corriger. Pour les codes convolutifs, vu la complexité du codage (codage avec mémoire), le décodage se réalise suivant un diagramme de treillis qui donne l'adéquation la plus appropriée au codage. Connaissant l'allure du treillis du codeur, le décodeur a pour rôle de déterminer dans le treillis la séquence de bits transmise la plus vraisemblable. Vu le nombre de séquences possibles et compte tenu de la longueur de contrainte utilisée, le décodage peut rapidement devenir très complexe. Le décodage de Viterbi est alors la solution la plus appropriée [95][96]. En décodage, le treillis est parcouru en sens inverse tout en conservant un seul chemin appelé survivant (le plus vraisemblable à la séquence reçue). Le point important dans le choix de ce chemin consiste alors dans le calcul des métriques de chaque branche du treillis puis dans la comparaison des métriques cumulées des différentes branches associées à un chemin donné. La métrique optimale à fournir en entrée du décodeur de Viterbi est donnée par le Logarithme du Rapport de Vraisemblance LRV (connu en anglais sous le nom « Log Likelihood Ratio LLR »). **Ce LRV mesure la probabilité que le bit en entrée du décodeur après la démodulation soit un '0' ou un '1'. Le LRV consiste à calculer une valeur souple pour chacun des bits à l'intérieur d'un symbole complexe QAM, et ce de manière indépendante pour les bits d'un même symbole QAM reçu.** L'idée est donc de démoduler le signal reçu en un bit souple dont le signe correspondrait au bit fourni par un détecteur dur et dont la valeur absolue indique la fiabilité de la décision du démodulateur QAM. Les valeurs souples à faire entrer au décodeur de Viterbi ne signifient pas des bits "0" ou "1" mais des valeurs réelles correspondant aux sorties du démodulateur. Pour une modulation du type 16QAM par exemple, on aura 4 valeurs souples correspondant aux 4 bits « durs ».

2.2. Calcul des coefficients LRV

Dans cette section, on considère le calcul des LRV à donner au décodeur de Viterbi afin d'optimiser le décodage. Considérons alors, une modulation M-QAM formée par la séquence binaire codée correspondante $b = \{b_{I,1} \dots b_{I,k} \dots b_{I,K} \ b_{Q,1} \dots b_{Q,k} \dots b_{Q,K}\}$, avec $M=2^{2K}$. L'indice k correspond au k^{ème} bit de la partie en phase du signal (voie I) et au k^{ème} bit de la partie en quadrature du signal (voie Q).

Le décodeur de Viterbi détermine la séquence de bits transmise la plus vraisemblable en utilisant le critère de Maximum de Vraisemblance (MV).

Pour cela, on considère tout d'abord le critère de Maximum à Postérieur MAP qui consiste à considérer la séquence de bits $\hat{b} = \{\hat{b}_{I,1}, \dots, \hat{b}_{I,k}, \dots, \hat{b}_{I,K}, \hat{b}_{Q,1}, \dots, \hat{b}_{Q,k}, \dots, \hat{b}_{Q,K}\}$ qui maximise la probabilité conditionnelle suivante

$$\hat{b} = \arg \max_{b^{(u)}} pr\{b^{(u)}|V\} \quad (5.1)$$

Où $b^{(u)}$ est la u^{ème} possible séquence de bits transmise et V est la séquence de bits souples reçue. En appliquant le théorème de Bayes et en supposant que toutes les séquences sont équiprobables, la règle de décision donnée en (5.1) est équivalente à la décision de MV qui maximise la probabilité $pr\{V|b^{(u)}\}$. Grâce à l'effet d'entrelacement, on peut alors considérer que le canal avec mémoire est transformé en un canal sans mémoire et par suite la probabilité $pr\{V|b^{(u)}\}$ est transformé en un produit des probabilités des différents éléments formant les séquences. On peut alors écrire:

$$pr\{V|b^{(u)}\} = \prod_{k=1}^K pr\{V_k|b_k^{(u)}\} \quad (5.2)$$

Où V_k est le $k^{\text{ème}}$ bit souple décidé de la séquence V et $b_k^{(u)}$ est le $k^{\text{ème}}$ bit de la $u^{\text{ème}}$ possible séquence de bits transmise. L'équation (5.2) peut alors s'écrire d'une façon équivalente suivant

$$\ln pr\{V|b^{(u)}\} = \sum_{k=1}^K \ln pr(V_k|b_k^{(u)}) \quad (5.3)$$

Or, un bit $b_k^{(u)}$ qui maximise $pr(V_k|b_k^{(u)})$ permet de minimiser $pr(V_k|-b_k^{(u)})$ pour les codes binaires, (5.1) peut être écrite d'une façon équivalente comme :

$$\hat{b} = \arg \max_{b_k^{(u)}} \sum_{k=1}^K \ln \frac{pr(V_k|b_k^{(u)})}{pr(V_k|-b_k^{(u)})} \quad (5.4)$$

Les coefficients de LRV pour un bit $b_k^{(u)}$ donné sont alors définis par :

$$LRV(b_k^{(u)}) = \ln \frac{pr(V_k|b_k^{(u)})}{pr(V_k|-b_k^{(u)})} \quad (5.5)$$

Dans ce qui suit, on supposera qu'on est intéressé par la partie réelle du signal reçu. Donc, on supposera qu'on est intéressé à un bit $b_{I,k} = 1$ (I désigne la partie réelle de b_k), (5.5) s'écrira d'une façon équivalente pour un bit comme

$$LRV(b_{I,k}) = \ln \frac{\sum pr(V_k|b_{I,k} = 1)}{\sum pr(V_k|b_{I,k} = 0)} \quad (5.6)$$

Et si on est intéressé par le bit 0, la fonction (5.6) reste toujours valable avec un signe négatif. Donc, la séquence estimée la plus probable donnée en (5.4) peut être écrite d'une façon équivalente

$$\hat{b} = \arg \max_{b_k^{(u)}} \sum_{k=1}^K b_k^{(u)} \times LRV(b_k^{(u)}) \quad (5.7)$$

Avec $LRV(b_k^{(u)})$ est le Logarithme de Rapport de Vraisemblance donné en (5.6). En suivant la partition des bits en une partie sur la voie I et une autre sur la voie Q (voir **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**), on peut écrire ces rapports, pour chaque utilisateur m et chaque sous-bande w du symbole 2D j , comme

$$LRV(b_{I,k}) = \ln \frac{\sum_{\alpha \in E_{I,k}^{(1)}} pr(\hat{a}_j[w]|a_j[w] = \alpha)}{\sum_{\alpha \in E_{I,k}^{(0)}} pr(\hat{a}_j[w]|a_j[w] = \alpha)} \quad (5.8)$$

Où α sont les symboles de référence de la constellation QAM. Par exemple, $\alpha = \{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}$ pour la constellation QPSK. $E_{I,k}^{(u)}$ est l'ensemble de points de la constellation QAM dont la partie réelle présente un bit u sur la position k comme le montre la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** pour une constellation 16-QAM. Le numérateur du logarithme dans l'équation précédente somme les probabilités de tous les symboles ayant un bit '1' sur la position k . Le dénominateur somme les probabilités pour tous les symboles ayant un bit '0' sur la position k . Ces probabilités sont des fonctions en exponentielle décroissante de la distance euclidienne entre les symboles reçus et les symboles de référence α . **Le résultat de ce rapport est une valeur souple indiquant le degré de confiance pour un bit donné $b_{I,k}$, où une valeur positive indique un '1' binaire tandis qu'une valeur négative indique un '0' binaire.**

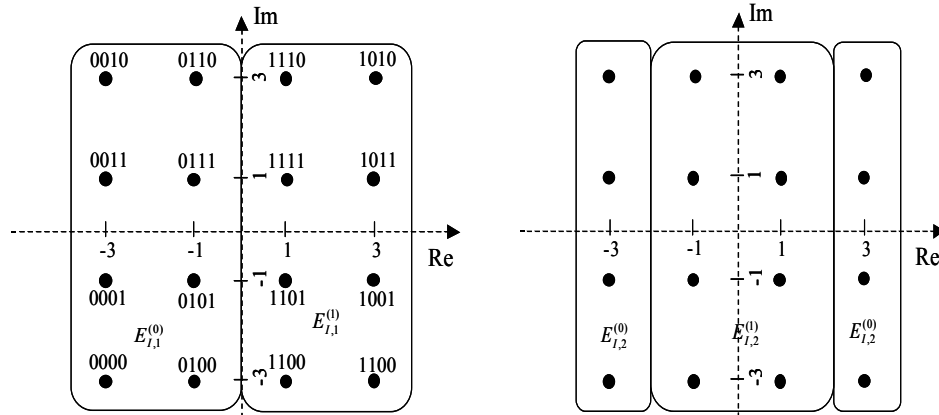


Figure 5.2- Partitions de la partie en phase I de la constellation 16QAM

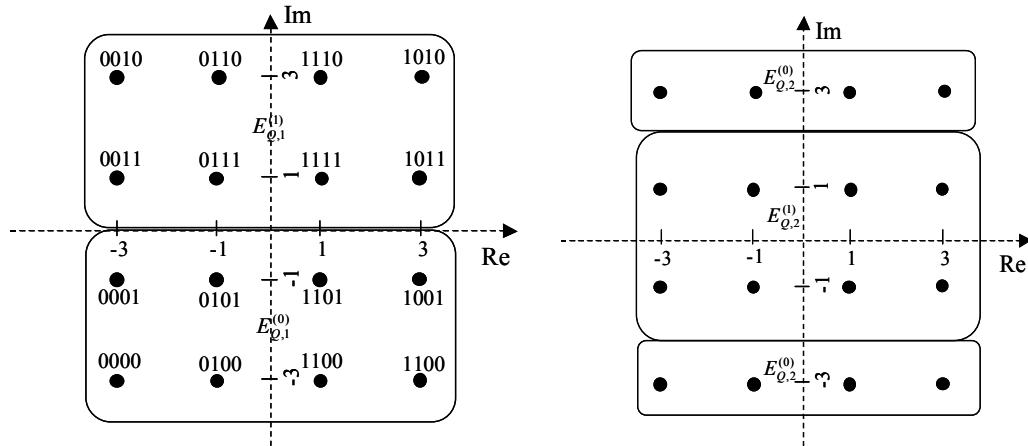


Figure 5.3- Partitions de la partie en Quadrature de phase Q de la constellation 16QAM

Le problème du calcul des LRV revient donc à calculer les différentes probabilités dans (5.8). La relation donnée en (3.15) entre les symboles transmis et ceux reçus est bien nécessaire. D'une façon générale, cette relation peut s'écrire d'une manière équivalente pour l'utilisateur de référence :

$$\hat{a}_j[w] = I_u a_j[w] + I_t \quad (5.9)$$

Où I_u traduit le coefficient par lequel le symbole émis a été multiplié lors de la transmission, I_t est le signal d'interférence totale dû à l'évanouissement du canal, aux erreurs de synchronisation et au BBAG. En supposant que cette interférence a une distribution gaussienne, la probabilité donnée en (5.8) sera exprimée par :

$$pr(\hat{a}_j[w] | a_j[w] = \alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_t^2} (\hat{a}_j[w] - I_u \alpha)^2\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} \exp\left(-\frac{|I_0|^2}{2\sigma_t^2} (\tilde{a}_j[w] - \alpha)^2\right) \quad (5.10)$$

Où σ_t^2 est la puissance de l'interférence totale composée généralement de l'interférence du BAM, de l'IEB et du BBAG et $\tilde{a}_j[w] = \hat{a}_j[w] / I_u$. Cette puissance n'est autre que l'expression $I[w]$ donnée dans les différentes expressions des chapitres précédents. En plus, en considérant α comme étant un symbole de référence, il faudra alors multiplier le facteur $(\tilde{a}_j[w] - \alpha)$ par un facteur de normalisation F_N dépendant du type de la modulation. Ce facteur est égal à $F_N = \{1, 2, 10, 42\}$ pour les modulations respectives BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Si on note par $\tilde{a}_{j,j}[w]$ la partie en phase I du symbole reçu normalisé $\tilde{a}_j[w]$, on pourra vérifier que les LRV de (5.8) pour une modulation du type QPSK seront donnés par,

$$LRV(b_{l,k}) = 4 \frac{|I_u|^2}{\sigma_t^2} \tilde{a}_{j,l}[w] \quad (5.11)$$

Dans (5.11), le rapport $\frac{|I_u|^2}{\sigma_t^2}$ n'est autre le RSIB instantané du symbole reçu. On pourra alors se servir du calcul fait dans les chapitres précédents pour le déduire. Néanmoins, dans une chaîne de simulation réelle, on est malheureusement incapable d'estimer la variance de l'IEB d'une façon exacte (vu qu'on est incapable d'estimer les éléments de la matrice $H[w,s]$ pour $w \neq s$), on est alors amené à faire une estimation sous optimale soit en négligeant cette interférence soit en la mesurant sur les fréquences des sous-porteuses nulles insérées dans le système. [89] a proposé une méthode simplifiée du calcul des LRV en faisant l'approximation $\ln \sum_k z_k = \ln \max_k z_k$. Cette méthode donne d'une part des expressions très simplifiées des LRV et d'autre part permet de se passer du calcul des différentes variances d'interférences notamment celle de l'IEB. Dans ce manuscrit, on ne donne pas ces expressions simplifiées mais on fait référence à [89] pour plus d'information. Finalement, on note que les expressions données précédemment pour la voie I seront aussi valables pour la voie Q (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**).

3. Estimation des performances en sortie du décodeur

Dans un système de transmission réel, deux modèles de liaison sont nécessaires à évaluer: le modèle de mesure de la liaison qui sert à l'allocation des ressources et l'adaptation de la liaison et le modèle de performance de la liaison qui traite les performances en terme du TEB pour une stratégie d'allocation de ressources et du traitement qui vient derrière. Pour le moment, on a présenté les performances des systèmes OFDM-CDMA en terme du RSIB en sortie du détecteur. Cette mesure peut être alors qualifiée, par exemple, comme un modèle de mesure de la liaison dans une bande donnée pour faire l'allocation de ressources. Cependant, une évaluation analytique des performances en sortie du décodeur en terme du TEB n'a pas été donnée et un modèle de liaison entre le RSIB en sortie du détecteur et le TEB en sortie du décodeur est à élaborer.

Du point de vue de l'état de l'art, la modélisation des performances en sortie du décodeur a souvent été donnée en terme du TEB comme une fonction du RSIB moyen mesuré en sortie du détecteur. Cette relation consistait alors une interface de passage entre les simulations lien et système. Cette interface peut être vérifiée si on considère que le système est toujours soumis aux mêmes conditions du canal. Cependant, cette condition n'est pas toujours vérifiée et on peut facilement donner des exemples où les performances du système sont différentes que celles prédites par cette interface de mesure [47]. Plusieurs propositions ont été faites pour faire le lien entre les mesures de la liaison et la mesure de performances. Ces propositions peuvent être récapitulées dans un seul modèle où on essaie de compresser les différents paramètres de mesure du système (RSIB, l'allocation de puissances, la charge,...) en un ou deux paramètres capables de déduire les performances en sortie du décodeur. Dans la littérature, on peut trouver quelques méthodes telles que la Méthode Quasi Statique (MQS), la méthode à base du calcul de la capacité, la méthode à base du calcul de l'information mutuelle, la Méthode du RSIB Logarithmique Effectif (MRLE), la Métrique du RSIB Exponentiel Effectif (MREE) connue en anglais sous le nom « Exponential Effective SINR Metric (EESM) ». En annexe 6 6, on donne les différentes techniques existant dans la littérature. Dans ce qui suit, on détaille la méthode MREE.

3.1. Méthode du RSIB Exponentiel Effectif (MREE)

3.1.1. Introduction

Les différentes méthodes existant dans la littérature présentent des résultats plus ou moins acceptables. Une bonne méthode d'estimation ne doit pas être ni convexe car elle va surestimer l'information ni logarithmique car elle sous estime l'information. En d'autres termes, une bonne méthode d'estimation nécessite d'avoir une fonction à allure sigmoïdale (ayant une courbe en forme de S) avec le moindre de pénalités et de paramètres possibles.

L'idée de base est toujours la même. Il faut trouver un RSIB effectif à partir d'un ensemble de RSIB générés par le canal. Ce RSIB effectif sera utilisé en combinaison avec la courbe des résultats obtenus en canal gaussien pour en déduire les performances en sortie du décodeur. En d'autres termes, l'idée de base consiste à ce que le $RSIB_{eff}$ vérifie la relation suivante :

$$TEB(\{RSIB_k\}) = TEB_{BBAG}(RSIB_{eff}) \quad (5.12)$$

Où $\{RSIB_k\}$ est l'ensemble des RSIB obtenus pour les différentes réalisations du canal et TEB_{BBAG} est le TEB obtenu pour un canal gaussien.

3.1.2. Expression de la méthode MREE en BPSK

La méthode MREE est basée sur le calcul de la borne d'union de Chernoff des probabilités d'erreurs. Pour un canal caractérisé par un certain RSIB et une modulation BPSK, la probabilité d'erreur d'un code convolutif décodé suivant l'algorithme de Maximum de Vraisemblance est majorée par [3]:

$$pr(RSIB) \leq \sum_{d=d_{min}}^{\infty} \mu_d pr_2(d, RSIB) \quad (5.13)$$

Où d_{min} est la distance minimale du code binaire, μ_d est le nombre de mots codes ayant une distance de Hamming égale à d et $pr_2(d, RSIB)$ est la probabilité d'erreur entre deux chemins du treillis ayant d bits différents pour un certain RSIB.

Pour une modulation BPSK et un canal gaussien, la probabilité d'erreur binaire peut être majorée par la limite de Chernoff suivant la relation

$$pr_2(d, RSIB) = Q(\sqrt{2RSIB \times d}) \leq e^{-RSIB \times d} \equiv pr_{2,Chernoff}(d, RSIB) = [pr_{2,Chernoff}(1, RSIB)]^d \quad (5.14)$$

Où $pr_{2,Chernoff}(1, RSIB)$ est la probabilité d'erreur symbole (la distance d est égale à 1).

En insérant (5.14) dans (5.13), on obtient la probabilité d'erreur de Chernoff suivant :

$$pr(RSIB) \leq \sum_{d=d_{min}}^{\infty} \mu_d pr_2(d, RSIB) \leq \sum_{d=d_{min}}^{\infty} \mu_d [pr_{2,Chernoff}(1, RSIB)]^d \equiv pr_{Chernoff}(RSIB) \quad (5.15)$$

Si le canal est caractérisé par deux RSIB différents avec des probabilités respectives égales à p_1 et p_2 , la probabilité d'erreur binaire ne dépend plus de la distance d seulement mais aussi de la distribution des RSIB sur les différentes positions des mots codes du treillis. Dans ce cas, la probabilité d'erreur binaire est calculée en moyennant sur les d différentes positions des RSIB. La probabilité d'erreur binaire de Chernoff est donnée par

$$pr_{Chernoff}(d, [RSIB_1, RSIB_2]) = \sum_{k=0}^d \binom{d}{k} p_1^k p_2^{d-k} e^{-(k \times RSIB_1 + (d-k) \times RSIB_2)} = (p_1 e^{-RSIB_1} + p_2 e^{-RSIB_2})^d \quad (5.16)$$

Où $p_1^k p_2^{d-k}$ représente la probabilité de l'événement « k bits sont associés au RSIB₁ et (d-k) sont associés au RSIB₂ » et $e^{-(k \times RSIB_1 + (d-k) \times RSIB_2)}$ représente la probabilité de Chernoff pour un tel événement.

On peut alors généraliser le calcul pour différents RSIB en se servant des propriétés des polynômes pour arriver à la probabilité d'erreur de Chernoff pour un certain vecteur formé de N_s RSIB donné par $\underline{RSIB} = (RSIB_1, \dots, RSIB_{N_s})$

$$pr_{Chernoff}(d, \underline{RSIB}) = pr_{Chernoff}(d, \{RSIB_1, \dots, RSIB_{N_s}\}) = [pr_{Chernoff}(1, \underline{RSIB})]^d \quad (5.17)$$

Le but du jeu dans la méthode MREE est d'obtenir un RSIB effectif caractérisant un canal équivalent ayant la même probabilité d'erreur de Chernoff qu'un canal caractérisé par N_s RSIB différents. En d'autres termes, on doit vérifier la relation

$$pr_{Chernoff}(RSIB_{eff}) = pr_{Chernoff}(\underline{RSIB}) = \left[\sum_{k=1}^{N_s} p_k e^{-RSIB_k} \right]^d \quad (5.18)$$

En se servant des probabilités d'erreur symboles, on peut alors écrire les deux relations

$$pr_{Chernoff}(1, RSIB_{eff}) = pr_{Chernoff}(1, \underline{RSIB}) \quad (5.19)$$

$$RSIB_{eff} = -\ln \left(\sum_{k=1}^{N_s} p_k e^{-RSIB_k} \right) \quad (5.20)$$

3.1.3. Expression généralisée de la méthode MREE

Les calculs précédents sont présentés pour une modulation BPSK. Pour une modulation QPSK, l'expression de la méthode MREE devient en suivant la même méthodologie:

$$RSIB_{eff} = -2 \times \ln \left(\sum_{k=1}^N p_k e^{-\frac{RSIB_k}{2}} \right) \quad (5.21)$$

Pour les modulations supérieures, l'expression de la MREE n'est pas directe. On introduira le paramètre λ pour s'ajuster au type de la modulation et du codage canal utilisés. Le RSIB effectif sera défini par :

$$RSIB_{eff} = -\lambda \times \ln \left(\sum_{k=1}^N p_k e^{-\frac{RSIB_k}{\lambda}} \right) \quad (5.22)$$

Le point clé dans cette formule est que le paramètre λ est unique pour un couple de modulation et de codage canal donnés. Cela est dû au fait qu'on veut que le RSIB effectif vérifie la relation (5.12). Or, le TEB dans un canal gaussien ne dépend que du type de la constellation et du type du codage, le résultat est alors trivial. Notons que cette formule est empirique mais elle a été validée par la 3GPP2 [3] et utilisée pour modéliser l'interface lien système.

3.1.4. Expression de la méthode MREE dans un système OFDM

Dans un système OFDM, les différents RSIB sont calculés sur les N sous porteuses. En supposant N assez grand et que les différents RSIB sont indépendants (nécessité d'un entrelaceur), la relation (5.22) devient :

$$RSIB_{eff} = -\lambda \times \ln \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} e^{-\frac{RSIB[p]}{\lambda}} \right) \quad (5.23)$$

Cette expression a été validée et utilisée dans la 3GPP2 [3] pour les systèmes OFDM afin de calculer le Taux d'Erreur par Bloc (TEBI). On va alors l'adapter à un contexte OFDM-CDMA.

3.1.5. Expression de la méthode MREE dans un système OFDM-CDMA

Dans un système OFDM-CDMA, le RSIB effectif est calculé sur J symboles 2D chacun formé de S sous-bandes (S symboles QAM) comme le montre la Figure 5.4. Le RSIB effectif sera donné par :

$$RSIB_{eff} = -\lambda \times \ln \left(\frac{1}{J \times S} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{w=0}^{S-1} e^{-\frac{RSIB_j[w]}{\lambda}} \right) \quad (5.24)$$

Où $RSIB_j[w]$ est le RSIB calcul sur la $w^{\text{ème}}$ bande du $j^{\text{ème}}$ symbole 2D en utilisant les outils asymptotiques donnés aux chapitres précédents. Une fois le RSIB effectif calculé, le TEB sera calculé en utilisant une table de conversion en canal gaussien. Celle-ci donne le TEB en fonction du RSB. Le point important de l'expression du RSIB effectif sera alors dans la mesure du paramètre λ .

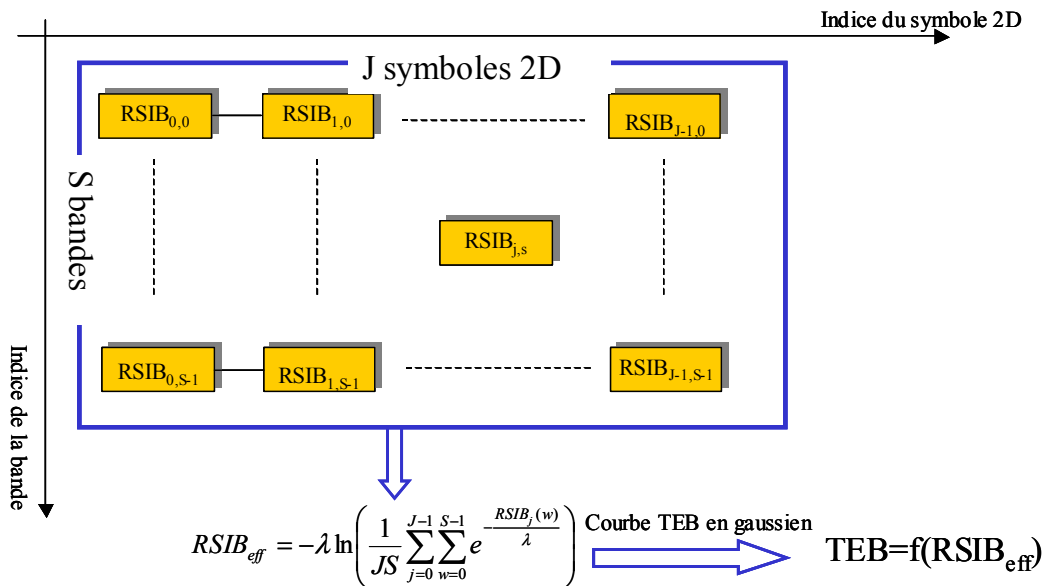


Figure 5.4- Modélisation du calcul du paramètre λ

3.1.6. Expression du paramètre λ

Vu que la courbe de référence utilisée est celle du canal gaussien, le paramètre λ ne dépendra que du type de la modulation et du type du codage. En effet, les résultats obtenus en canal gaussien ne dépendent que de ces paramètres. De plus, ce paramètre sera indépendant de la charge du système et du type d'étalement. Dans nos résultats, le paramètre λ est mesuré à travers les simulations de façon à ce que les performances exprimées en terme du TEB obtenues en simulation et celles obtenues à travers la méthode MREE soient les plus proches possibles pour un λ donné [46]. Sa détermination dans nos résultats a été faite de la façon suivante :

- Pour un E_b/N_0 donné, on fixe un certain λ donné.
- On calcule le RSIB effectif pour chaque ensemble de $J \times S$ symboles QAM.
- On déduit le TEB à partir d'une table de conversion donnée en canal gaussien.

- On revient à la deuxième étape N_p fois où N_p est le nombre de points sur lesquels les performances sont évaluées. En d'autres termes, il s'agit d'obtenir le TEB moyen appelé $TEB(\lambda)$ pour le paramètre λ considéré.

Le paramètre λ optimal sera celui qui présente le TEB moyen le plus proche de celui obtenu par la simulation. En d'autres termes, le paramètre λ optimal doit **vérifier** la relation suivante

$$\lambda_{opt} = Arg \min \{ \overline{TEB}_{sim} - \overline{TEB}(\lambda) \} \quad (5.25)$$

4. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons des résultats de simulation avec codage canal en présence des erreurs de synchronisation. Les hypothèses de simulation sont les mêmes que celles données précédemment auxquelles on ajoute les hypothèses suivantes:

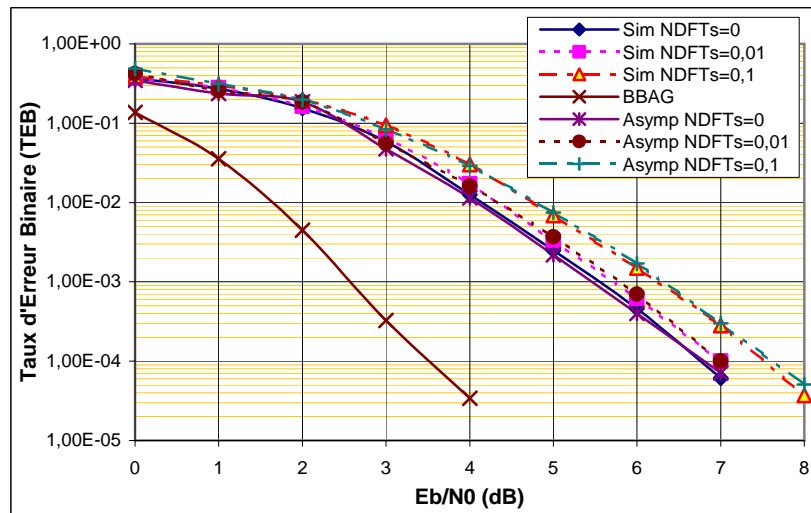
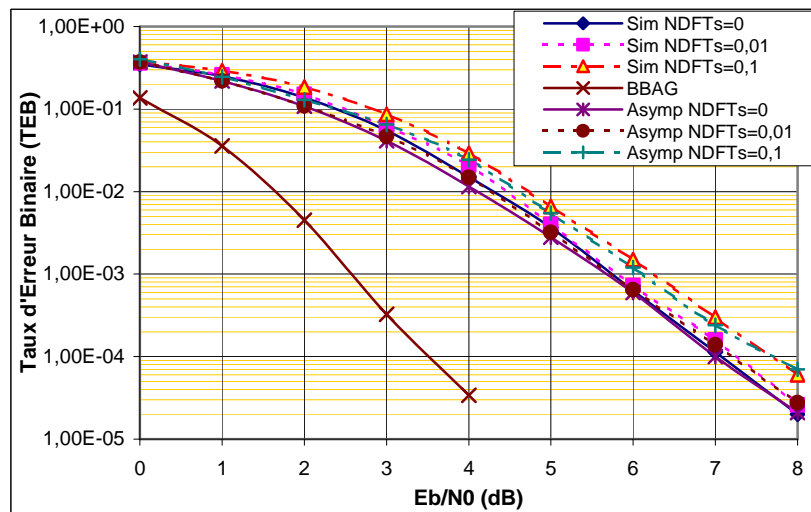
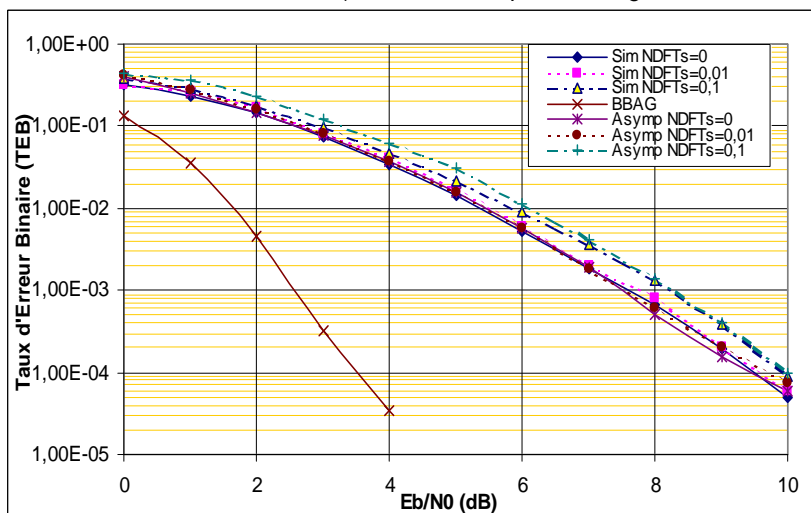
- Codage convolutif avec un rendement $R=1/2$.
- Polynômes générateurs : $p_1(x)=x^6+x^4+x^3+x+1$; $p_2(x)=x^6+x^5+x^4+x^3+1$.
- Mémoire du codeur: 6 blocs.
- Constellations: QPSK, 16-QAM.
- MC-CDMA : $N_F \times N_T = 32 \times 1$; OFDM-CDMA : $N_F \times N_T = 8 \times 4$; MC-DS-CDMA : $N_F \times N_T = 1 \times 32$.

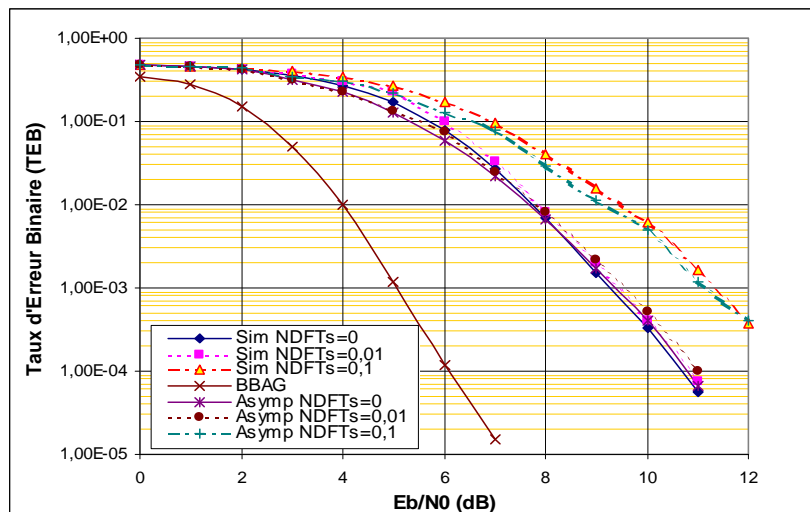
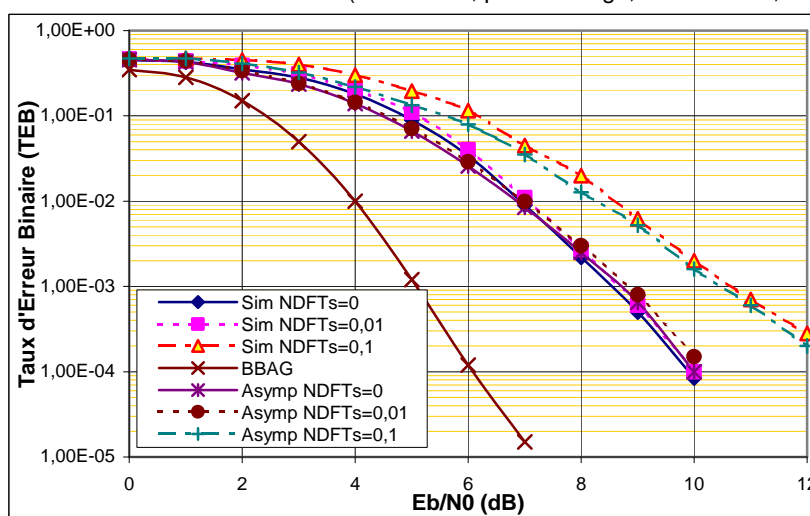
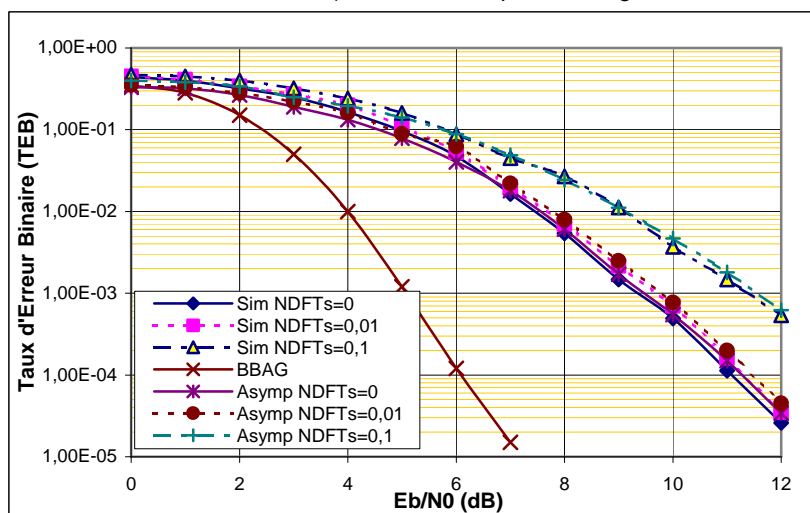
On trouvera dans ce chapitre trois types de résultats. Le premier consiste à donner des comparaisons vis à vis du rapport E_b/N_0 moyen entre le TEB obtenu par simulation et celui donné à travers la méthode MREE en combinaison avec le calcul du RSIB asymptotique. Le deuxième type de résultats consiste en des résultats obtenus avec le modèle analytique. Le troisième type de résultats consiste à donner des résultats en terme du RSIB effectif moyen calculé sur N_p points.

Le point important dans ces résultats consiste dans l'unicité du paramètre λ quelque soit le type d'erreur de synchronisation. En effet, la courbe de référence utilisée est celle en canal gaussien sans erreur de synchronisation. Aussi, on notera la signification du RSIB effectif moyen qui donne un certain ordre de grandeur sur les résultats obtenus en terme du TEB ce qui n'est pas le cas pour le RSIB moyen par exemple.

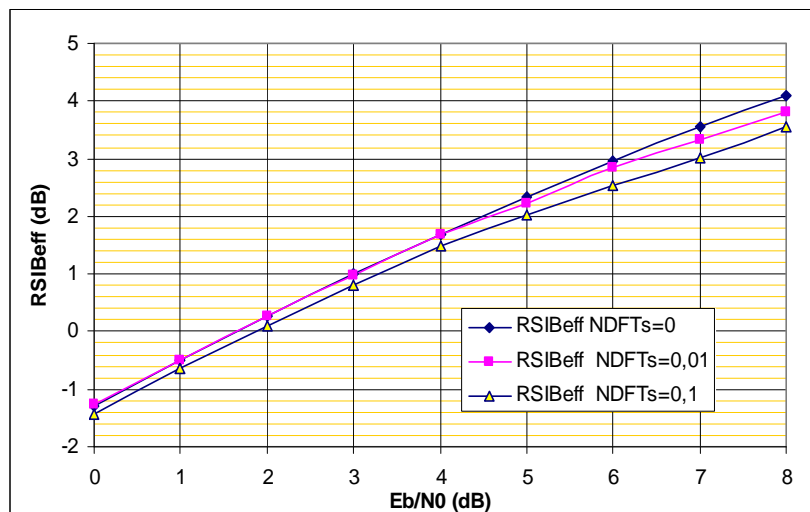
4.1. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse

Les Figure 5.5, Figure 5.6, Figure 5.7, Figure 5.8, Figure 5.9 et Figure 5.10 montrent la correspondance entre les résultats prédits par la méthode MREE et ceux obtenus par simulation pour différentes hypothèses de simulation. D'une manière générale, on peut facilement déduire de ces résultats que les différents systèmes sont sensibles à l'erreur de synchronisation de fréquence porteuse. Cette sensibilité augmente avec la constellation puisque en travaillant avec des constellations plus élevées, les systèmes deviennent plus sensibles au BAM et par suite à la valeur de l'erreur de synchronisation. Une perte de 0.3dB au moins apparaît à un $TEB=10^{-4}$, lorsqu'on passe à une erreur relative $N\Delta FT_s=1\%$. Bien sûr, cette perte augmente beaucoup avec une erreur relative plus grande. D'autre part, on remarque bien que le MC-CDMA est le système le moins sensible (en terme de perte de E_b/N_0) par rapport aux autres systèmes.

Figure 5.5- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)Figure 5.6- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)Figure 5.7- Validation de la méthode MREE (MC-DS-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)

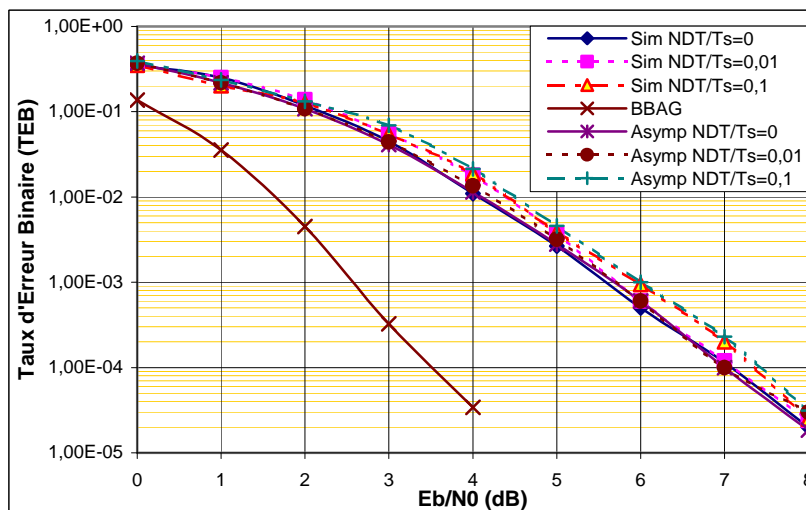
Figure 5.8- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)Figure 5.9- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)Figure 5.10- Validation de la méthode MREE (MC-DS-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)

Finalement, la Figure 5.11 donne un ordre de grandeur sur la dégradation du TEB obtenu à partir du RSIB effectif. En d'autres termes, un RSIB effectif plus grand veut dire un TEB plus petit.

Figure 5.11- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, QPSK, $\lambda=1.8$)

4.2. Erreur de synchronisation de fréquence d'horloge

Les Figure 5.12 et Figure 5.13 donnent des comparaisons entre la méthode MREE et les simulations Monte Carlo dans un système OFDM-CDMA et avec différentes hypothèses de simulations. On peut facilement remarquer que la sensibilité de ce système à l'erreur de synchronisation de fréquence d'horloge est assez petite. En effet, une perte de 0.4dB apparaît pour une erreur de synchronisation relative $N\Delta T/T_s=0.1$ qui est une valeur très grande à atteindre. Du coup, on peut dire que pour des valeurs raisonnables d'erreur de fréquence d'horloge telles que $N\Delta T/T_s \ll 0.1$, la sensibilité des systèmes OFDM-CDMA à une erreur d'horloge est presque négligeable. Il faut toutefois rappeler qu'on a supposé que l'égaliseur compense l'accumulation de phase introduite par l'erreur de fréquence porteuse.

Figure 5.12- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, QPSK, $\lambda=1.8$)

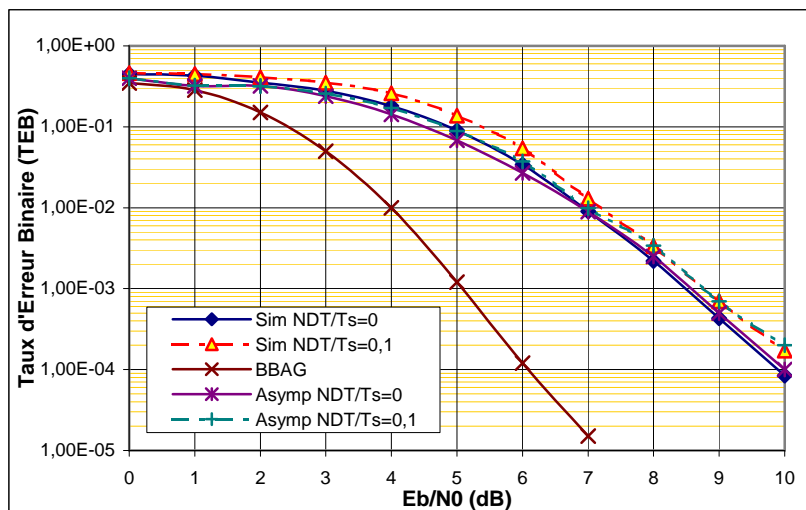


Figure 5.13- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)

La Figure 5.14 valide cette conclusion à travers le RSIB effectif moyen qui paraît constant quelque soit la valeur de l'erreur de synchronisation d'horloge.

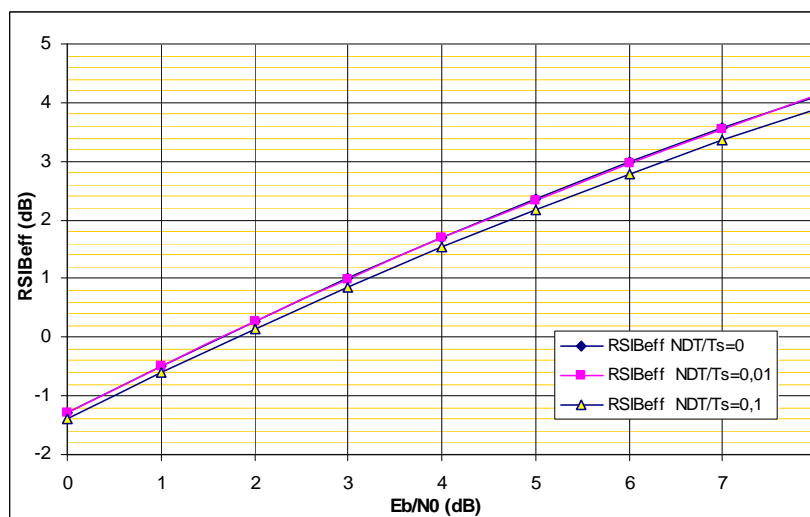
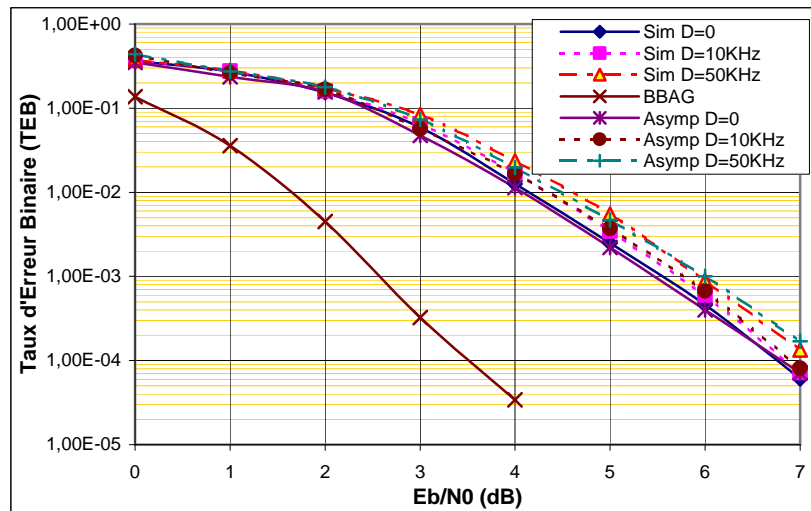
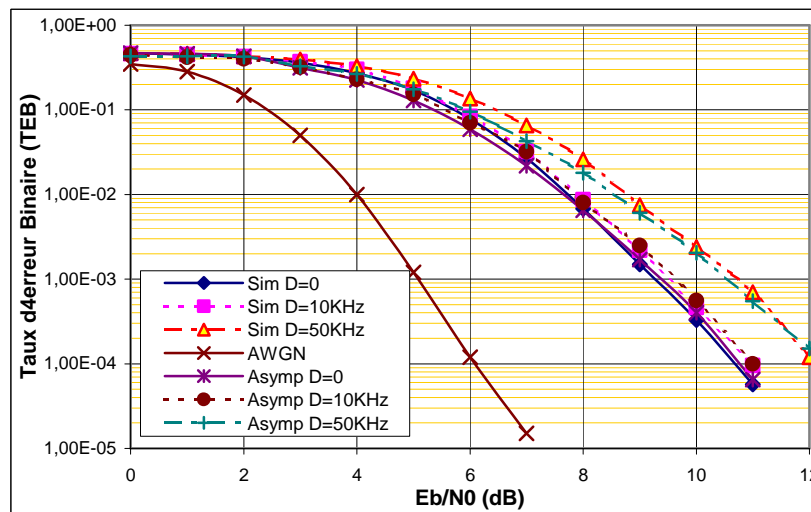
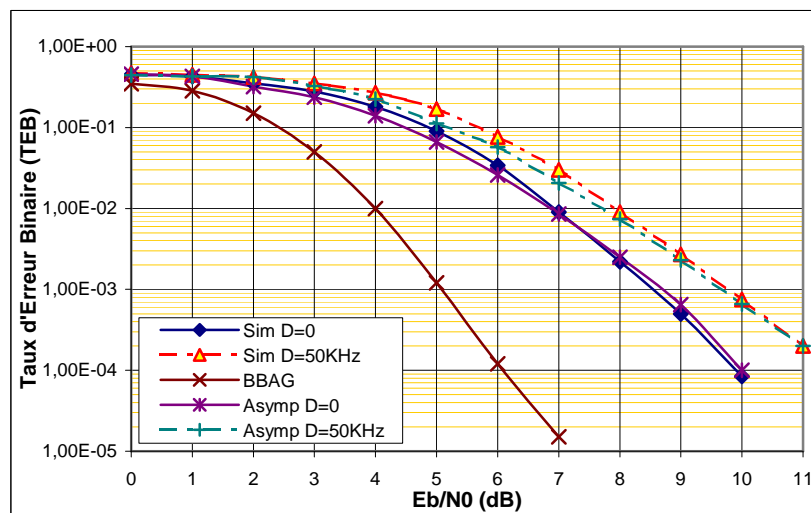
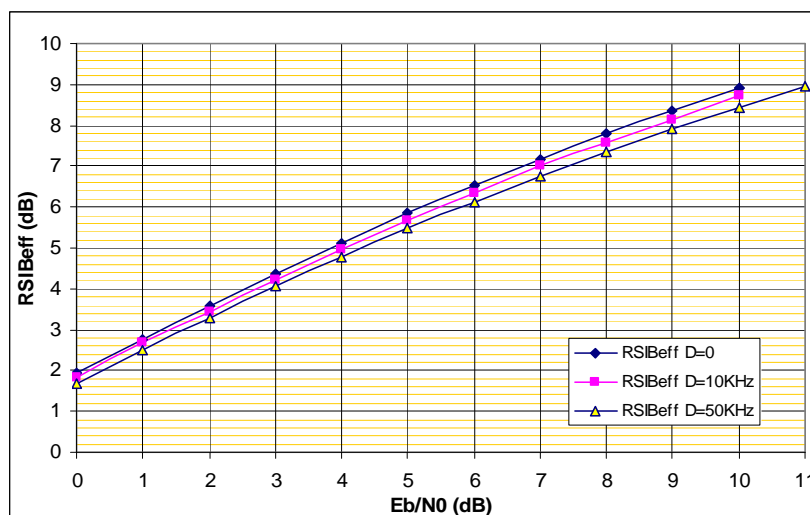


Figure 5.14- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)

4.3. Le bruit de phase

En présence du bruit de phase, on peut tirer les mêmes conclusions de similarité entre les méthodes d'obtention des résultats (Figure 5.15, Figure 5.16, Figure 5.17 et Figure 5.18). Néanmoins, on note qu'une perte de 0.3dB apparaît pour un facteur de diffusion $D_{lim}=10^4$ Hz pour un $TEB=10^{-4}$. Cette perte augmente énormément pour des facteurs de diffusion plus élevés. Cette valeur limite est importante. En effet, le codage canal permet d'élargir la limite permise du facteur de diffusion de $D_{lim}=1$ KHz obtenu sans codage canal à une valeur limite $D_{lim}=10$ KHz. Néanmoins, si on suppose que cette perte de 0.3dB en terme du RSB pour un $TEB=10^{-4}$ est élevée, il faudra bien limiter le facteur de diffusion maximal permis. Donc, on peut conclure que les résultats sans le codage canal sont de très grande importance dans la définition des marges des paramètres de conception. Le codage du canal vient élargir ces marges suivant le degré de perte permis.

Figure 5.15- Validation de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, QPSK, $\lambda=1.8$)Figure 5.16- Résultats de la méthode MREE (MC-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)Figure 5.17- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal BranA, 16QAM, $\lambda=5.5$)

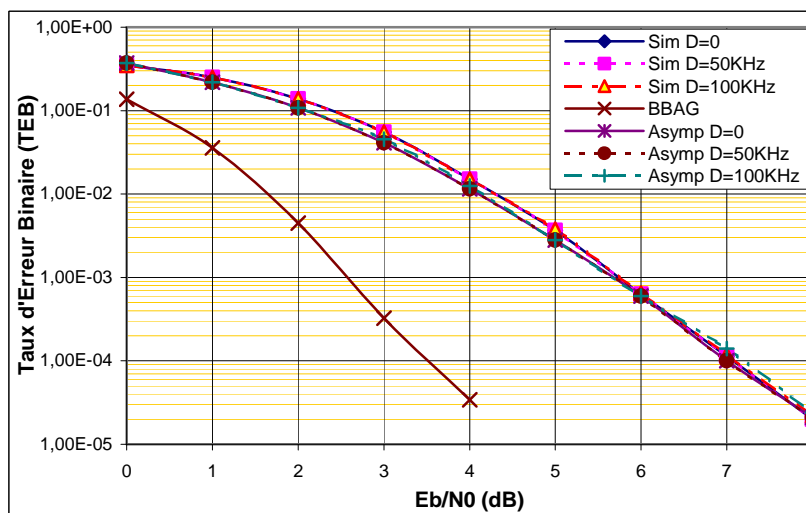
Figure 5.18- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, QPSK, $\lambda=1.8$)

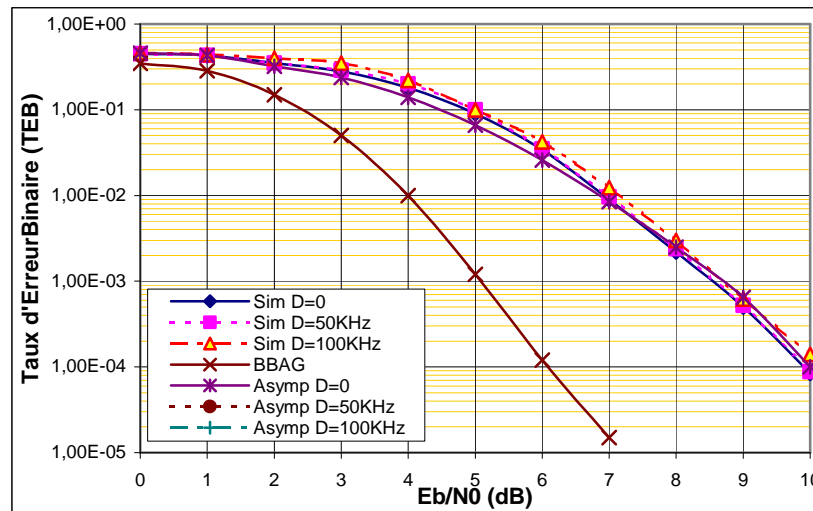
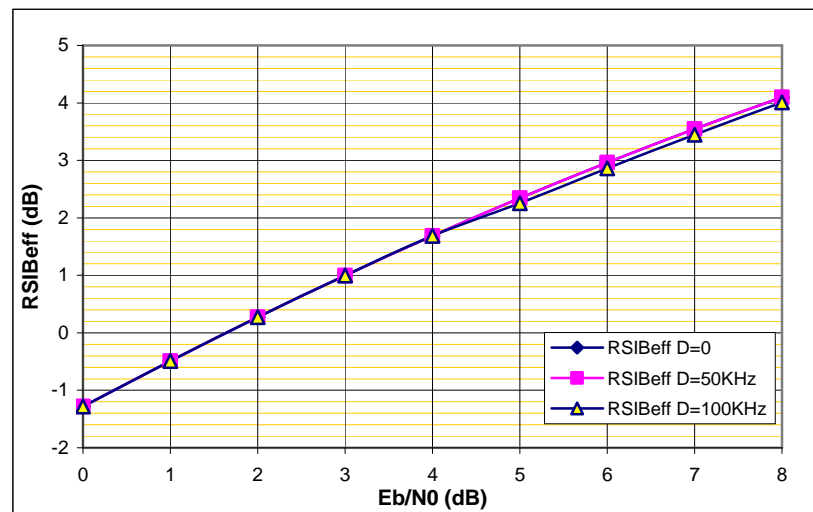
4.4. La gigue d'horloge

Les Figure 5.19 et Figure 5.20 montrent bien que les systèmes OFDM-CDMA sont presque insensibles à la gigue d'horloge même avec des facteurs de diffusion élevés et quelque soit le type de la constellation. Ces résultats étaient prévisibles à partir des résultats obtenus sans codage canal en section 2 du chapitre 4 puisque les valeurs limites du facteur de diffusion étaient assez élevées.

La Figure 5.21 indique la sensibilité du RSIB effectif vis à vis du bruit de la gigue d'horloge. Il est bien clair que le RSIB effectif est bien insensible à la gigue d'horloge.

Finalement, une comparaison entre les résultats de l'erreur constante d'horloge et de la gigue d'horloge paraît très logique. Dans la section 4.2 de ce chapitre, on a vu que les systèmes OFDM-CDMA sont peu sensibles à une erreur constante de synchronisation d'horloge. Or, cette erreur est une erreur cumulative croissante, elle aura plus d'effet sur les erreurs qu'une erreur cumulative aléatoire comme c'est la cas de la gigue d'horloge.

Figure 5.19- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, QPSK, $\lambda=1.8$)

Figure 5.20- Validation de la méthode MREE (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, 16QAM, $\lambda=5.5$)Figure 5.21- RSIB effectif moyen (OFDM-CDMA, pleine charge, canal Brana, QPSK, $\lambda=1.8$)

4.5. L'erreur d'estimation du canal

Dans cette section, on donne tout d'abord des résultats avec un égaliseur CRM pour assurer la validité de notre modèle.

Ainsi, la Figure 5.22 donne une comparaison entre les résultats obtenus à travers le modèle analytique et ceux obtenus par la simulation. Dans la légende de cette figure, le terme « parfait » signifie une estimation parfaite du canal et le terme « RSB_P » signifie le Rapport Signal sur Bruit RSB^P sur les symboles pilotes. Il est bien clair que les résultats de simulation collent bien aux résultats analytiques. Aussi, on remarque bien que le paramètre λ est indépendant du type de l'égaliseur. Finalement, on note qu'une perte de 0.6dB apparaît lorsqu'on passe d'une RSB^P=40dB à un RSB^P=20dB.

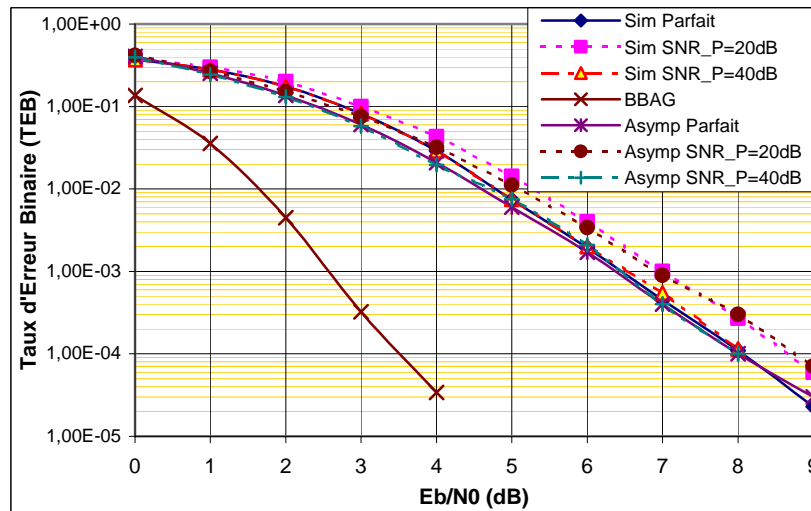


Figure 5.22- Validation du modèle (OFDM-CDMA, canal BranA, CRM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)

Pour un égaliseur du type MEQM, on donne les résultats de simulation des différents systèmes avec différentes valeurs du Rapport Signal sur Bruit RSB^P sur les symboles pilotes (Figure 5.23, Figure 5.24 et Figure 5.25). On note une perte approximative entre 0.3dB et 0.6dB à un $TEB=10^{-4}$ lorsqu'on passe d'un $RSB^P=40$ dB à 20dB selon le système d'étalement. Cette sensibilité augmente avec le facteur d'étalement fréquentiel. En effet, le système MC-CDMA souffre plus du BAM originnaire de la perte d'orthogonalité entre les codes qui est causée par la sélectivité fréquentielle du canal. Lorsqu'une erreur d'estimation du canal perturbe le système, une perte additionnelle d'orthogonalité vient s'ajouter et par suite une perte de performance. Pour le système MC-DS-CDMA, cette perte d'orthogonalité est moins prononcée puisque le MC-DS-CDMA souffre moins du BAM dans un canal sélectif en fréquence et variant lentement en temps.

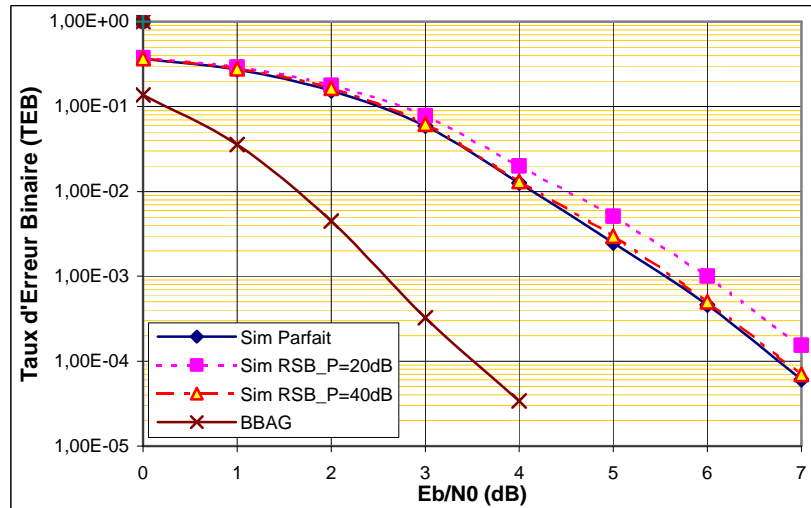


Figure 5.23- Sensibilité à l'estimation du canal (MC-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)

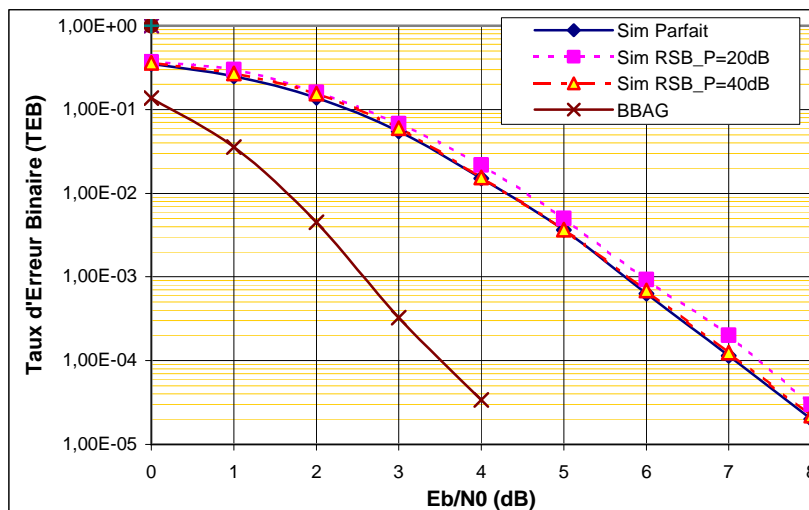


Figure 5.24- Sensibilité à l'estimation du canal (OFDM-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)

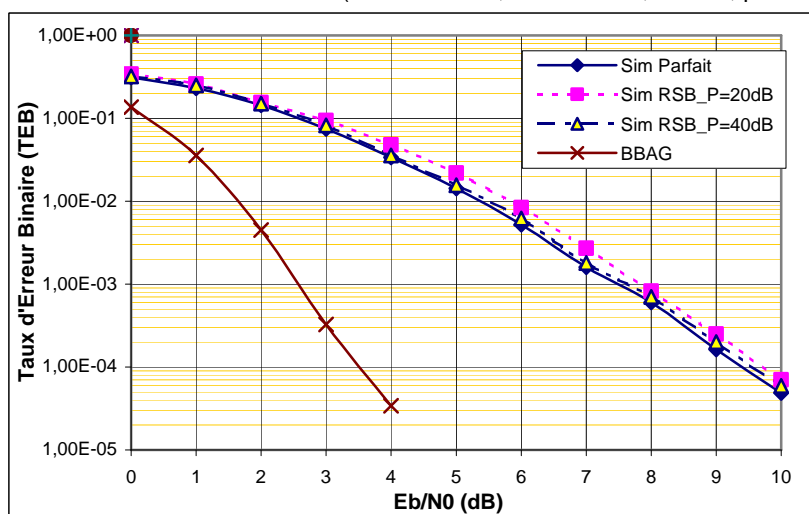


Figure 5.25- Sensibilité à l'estimation du canal (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK)

4.6. L'effet Doppler

Dans cette section, on présente quelques résultats intéressants de l'effet Doppler sur les performances des systèmes d'étalement.

Dans un contexte général, l'effet Doppler introduit une sélectivité temporelle du canal qui sera bénéfique pour le décodeur de Viterbi. Mais, il introduit aussi de l'IEB qui pourrait dégrader les performances.

D'autre part, le BAM joue aussi son rôle dans les résultats. En effet, une sélectivité temporelle plus grande signifie aussi une perte d'orthogonalité des codes des systèmes utilisant l'étalement temporel. Un compromis entre les différents phénomènes est alors à établir. Pour des systèmes à faible niveau du BAM, une augmentation de la valeur de l'effet Doppler présentera de meilleures performances compte tenu du gain de diversité obtenu. Cependant, pour des niveaux élevés du BAM, celui-ci va être prédominant sur les performances puisque une augmentation de la sélectivité du canal fait accroître le BAM.

Les résultats qu'on présente dans cette section correspondent à un canal BranA avec différentes vitesses du déplacement du mobile. Un point important à rappeler est que ce canal présente une bande de cohérence normalisée $B_n=8$. Donc, la sélectivité fréquentielle du canal est obtenue à partir d'un facteur d'étalement fréquentiel minimal $N_F=8$. Pour des valeurs de N_F plus petites que 8, le niveau du BAM ainsi que la sélectivité fréquentielle sont faibles. Ainsi, on peut remarquer d'après les Figure 5.26 et Figure 5.27 que le MC-CDMA avec une constellation du type QPSK souffre de

l'augmentation de la valeur $N_f T_s$ puisque la diversité fréquentielle est déjà obtenue avec ce facteur d'étalement fréquentiel ($N_F=32$) alors que le MC-DS-CDMA profite de la diversité temporelle lorsque la canal est en grande mobilité. On peut aussi noter qu'une simple comparaison entre la Figure 5.26 et la Figure 5.27 montre que les performances du MC-DS-CDMA emportent bien sur celles du MC-CDMA pour les grandes valeurs de $N_f T_s$ alors que le MC-CDMA emporte pour les faibles valeurs de $N_f T_s$.

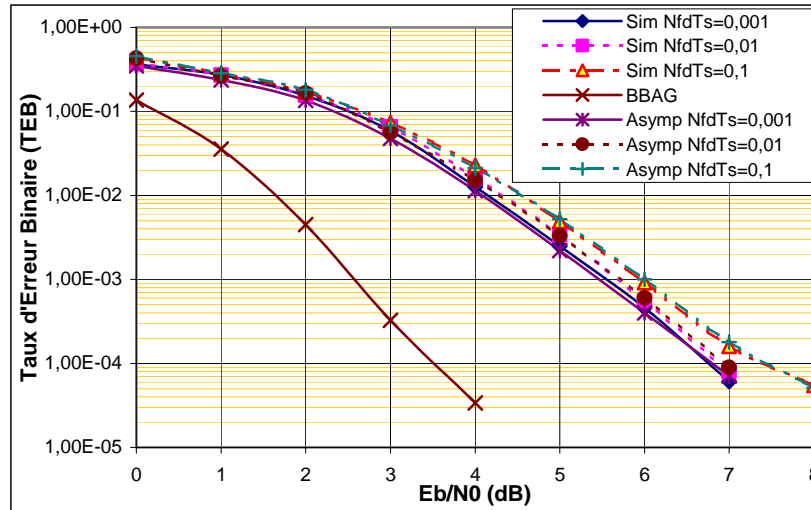


Figure 5.26- Validation du modèle (MC-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)

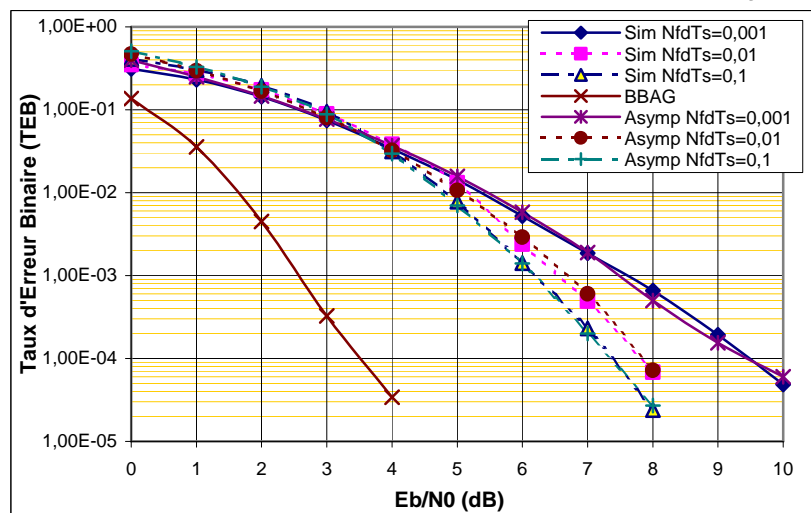


Figure 5.27- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, QPSK, $\lambda=1.8$)

Pour les grandes constellations, les conclusions ne sont pas les mêmes puisque dans ce cas, les différents systèmes d'étalement souffrent du BAM. Par conséquent, lorsque le mobile bouge plus vite, la sélectivité temporelle augmente mais aussi le BAM. La Figure 5.28 montre ce phénomène dans un système MC-DS-CDMA où les dégradations du TEB deviennent de plus en plus marquées pour des valeurs plus élevées de la vitesse du mobile. Ceci est aussi montré par la dégradation du RSIB effectif donné en Figure 5.29. Celle-ci montre un même ordre de grandeur de dégradation que le TEB.

Finalement, on note une dégradation de 0.4dB en terme de E_b/N_0 lorsque la fréquence Doppler passe d'une valeur relative $N_f T_s=0.001$ à une valeur de 0.01 dans un système OFDM-CDMA avec une constellation 16-QAM (Figure 5.30). Cette perte augmente énormément pour des valeurs de fréquence Doppler plus grandes.

D'après ce qui précède, on peut conclure que l'effet Doppler est généralement destructif pour les performances sauf dans des cas restreints. Son effet dépend de la sélectivité temporelle et

fréquentielle du canal, du BAM et de l'IEB introduits dans les différents systèmes d'étalement étudiés. Un compromis entre ces différents facteurs doit être établi.

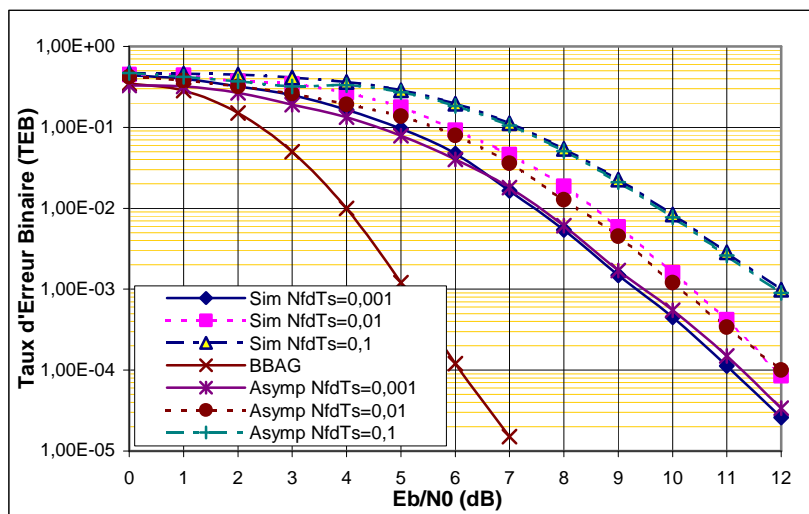


Figure 5.28- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)

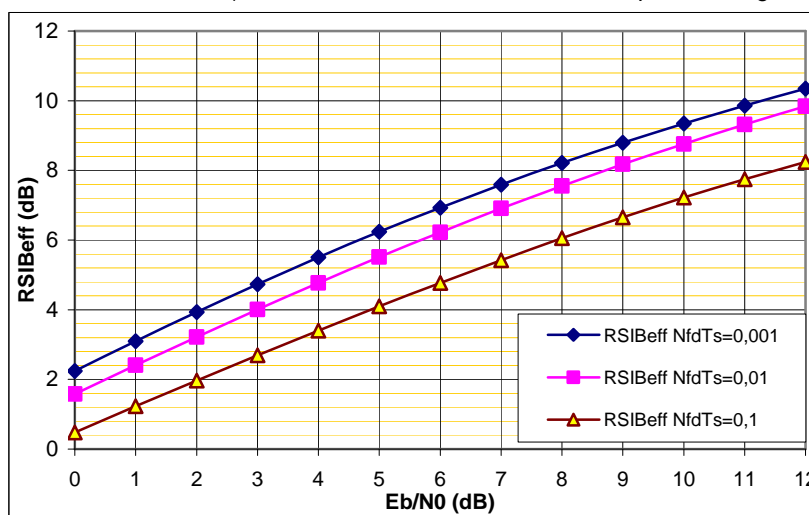


Figure 5.29- Validation du modèle (MC-DS-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)

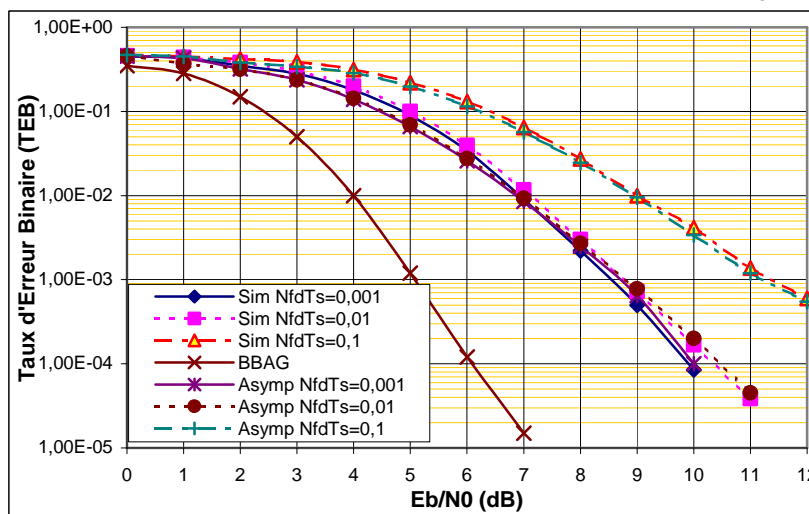


Figure 5.30- Validation du modèle (OFDM-CDMA, canal BranA, MEQM, pleine charge, 16QAM, $\lambda=5.5$)

5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en tenant compte du codage canal. Pour cela, on a adapté et validé à travers des simulations une méthode de prédiction du TEB en sortie du décodeur à partir du RSIB obtenu en sortie du détecteur.

D'une manière générale, on peut déduire que les systèmes OFDM-CDMA sont successivement plus sensibles à l'estimation du canal, à l'effet Doppler, au bruit de phase et à l'erreur de fréquence porteuse. Donc, ils sont plus sensibles aux erreurs fréquentielles qu'aux erreurs temporelles. D'autre part, un intérêt certain apparaît dans les systèmes utilisant l'étalement temporel et fréquentiel. Celui-ci se manifeste par un gain de diversité dans les deux domaines fréquentiel et temporel.

Finalement, il est clair que le codage améliore les performances et réduit les contraintes imposées sur la conception. Les valeurs limites admises sur les différentes imperfections sont un peu plus élevées que celles données sans codage. Celles-ci dépendent de la dégradation limite du TEB codé.

Le travail de ce chapitre a été publié dans un papier de conférence et a fait l'objet d'un papier de revue en cours.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le déploiement de nouveaux réseaux cellulaires requiert toujours de transmettre des données à haut débit et par suite nécessite une grande efficacité spectrale vue la largeur de bande maximale qu'on pourrait utiliser. Cette efficacité spectrale ne pourra jamais être atteinte si on ne s'offre pas de nouveaux degrés de liberté. Dans la littérature, plusieurs solutions ont été présentées ayant chacune une efficacité spectrale et un certain nombre de degrés de liberté. Généralement, ces solutions sont basées sur l'OFDM avec différentes techniques d'accès multiple. Néanmoins, la solution de combinaison des techniques d'étalement et de porteuses multiples présente aussi des avantages.

Dans ce document, on a présenté une nouvelle solution de combinaison entre les techniques d'étalement et celles de transmission à porteuses multiples. Basée sur une combinaison d'étalement conjoint en temps et en fréquence, elle présente un degré de liberté en plus et par suite une meilleure allocation de ressources de façon à être le mieux adapté à l'environnement de transmission.

Le but principal de cette thèse était de comparer la solution d'étalement à 2D avec les solutions à 1D dans un contexte de transmission parfaite et surtout dans un contexte d'imperfections de transmission. Aussi, on avait à préciser la sensibilité de ces solutions (2D et 1D) à ces imperfections en tenant compte de l'orthogonalité entre les codes et du canal de transmission.

Au chapitre 1, on a dressé une description assez détaillée du canal de transmission ainsi que de la transmission à porteuses multiples OFDM et de la technique de transmission d'accès multiple à travers des codes d'étalement CDMA.

Le chapitre 2 a décrit brièvement les techniques d'étalement en fréquence MC-CDMA et d'étalement en temps MC-DS-CDMA et a détaillé la technique d'étalement conjointe connue sous le nom OFDM-CDMA. Cette technique offrant un degré de liberté en plus par rapport aux deux autres présente une meilleure flexibilité d'allocation de ressources dans les réseaux cellulaires. On a démontré alors dans ce chapitre l'avantage apporté par cette solution en terme de performances dans des contextes différents.

Le chapitre 3 a traité le problème des erreurs de synchronisation déterministes. Pour cela, nous avons élaboré un schéma et une modélisation discrète de l'ensemble de la chaîne de transmission tenant compte des erreurs de synchronisation. Cette modélisation, développée tout d'abord pour un système OFDM, a été adaptée aux systèmes OFDM-CDMA. Elle nous a permis de décrire le signal en entrée du récepteur d'une façon unique. En se servant de cette modélisation, nous avons décrit le problème des erreurs de synchronisation déterministes, leurs origines, leurs effets au niveau physique ainsi que leurs effets sur les performances. L'évaluation des performances à ce stade a été faite en terme du RSIB et du TEB. Pour cela, on a élaboré une modélisation du RSIB d'une façon indépendante des codes d'étalement mais qui prend en compte l'orthogonalité entre eux. Cette modélisation consiste en un point clé de cette thèse puisqu'on l'avait validé pour des longueurs des codes d'étalement très raisonnables, et utilisés en pratique ($N_c \geq 32$). La passage au TEB est fait à travers la fonction erfc. Différentes comparaisons des solutions d'étalement ont été réalisées. Aussi, des limites d'erreur de synchronisation sont donnés.

Le chapitre 4 s'est intéressé aux problèmes d'erreurs variables. Cela englobe le bruit de phase, la gigue d'horloge, l'estimation du canal et l'effet doppler. Une description physique de chaque phénomène a été alors introduite et détaillée. Pour le bruit de phase et la gigue d'horloge, on a

élaboré des fonctions poids qui permettent de mieux comprendre ces phénomènes et qui facilitent la phase de la conception des PLL des oscillateurs. Cette description est alors suivie d'une étude d'impacts de ces phénomènes au niveau des performances données en terme du RSIB et du TEB. Les résultats obtenus montrent bien la sensibilité des différents systèmes d'étalement à ces erreurs.

Le chapitre 5 a traité la sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation tout en tenant compte du codage canal. Pour cela, on a rappelé la description d'une chaîne de transmission complète avec codage canal. Puis, on a détaillé le principe de codage canal convolutif utilisé dans nos simulations et le calcul des coefficients d'estimation des bits en sortie du décodeur canal. Ensuite, on a décrit brièvement les différentes méthodes qui permettent de faire le lien entre la mesure de la qualité de la liaison exprimée en sortie du détecteur et la mesure des performances en sortie du décodeur du canal. Nous avons alors détaillé une méthode appliquée initialement à l'OFDM et validée par la 3GPP puis nous l'avons adapté aux systèmes OFDM-CDMA. Cette méthode consiste en un autre point clé de cette thèse car elle nécessite peu de paramètres et par comparaison aux autres méthodes, elle présente les résultats les plus précis.

On a montré dans ce chapitre à travers les résultats analytiques et de simulation la sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux imperfections de transmission même avec le codage canal et on a quantifié les limites admissibles sur ces erreurs.

Notons qu'au chapitre 6, nous avons présenté, outre les calculs complexes, une comparaison des interférences MC-CDMA et MC-DS-CDMA purs. D'une manière générale, pour un égaliseur CFZ, l'interférence en MC-CDMA pur est égale à la moyenne des interférences sur les différentes sous porteuses en MC-DS-CDMA et cela quelque soit le type du canal. Ceci est vrai pour un égaliseur MEQM et un canal gaussien mais ne l'est plus avec d'autres types du canal.

Les apports principaux de ce travail consistent en plusieurs points:

- Comparaison de la solution d'étalement à deux dimensions (dans les domaines temporel et fréquentiel) avec les solutions d'étalement à une dimension : cette comparaison a été faite avec des scénarios différents de transmission. On a montré qu'un compromis optimal entre le gain de diversité et la perte d'orthogonalité existe toujours pour un certain facteur d'étalement temporel/fréquentiel.
- Elaboration d'un modèle du canal équivalent pour les systèmes OFDM et OFDM-CDMA qui tient compte des erreurs de synchronisation : celui-ci permet d'écrire le signal reçu d'une façon unique ce qui généralise la méthode du calcul des performances en présence de ces erreurs.
- Evaluation des performances en terme du RSIB d'une façon indépendante des codes d'étalement. Cette évaluation, utilisant des relations asymptotiques, permet de donner un outil simple pour l'étude des performances sans avoir à faire des simulations. Contrairement à ce qui existe dans la littérature, l'orthogonalité entre les codes est prise en compte.
- Adaptation d'une méthode de prédiction du TEB en sortie du décodeur en fonction du RSIB obtenu en sortie du détecteur : ceci simplifie les tâches de simulation système en les remplaçant par de simples outils mathématiques.
- Comparaison des interférences entre les différents systèmes d'étalement en se servant des outils asymptotiques.
- Evaluation et quantification des valeurs limites admissibles sur les imperfections de transmission.

D'après ce qui précède, on peut conclure d'une manière générale que le système OFDM-CDMA à 2D présente des avantages par rapport aux solutions à 1D. D'autre part, on peut conclure que les différentes solutions sont plus sensibles successivement par ordre décroissant à l'erreur

d'estimation du canal, au bruit de phase, à l'effet Doppler et à l'erreur de synchronisation de fréquence porteuse. Elles sont presque insensibles à la gigue d'horloge et à l'erreur de synchronisation d'échantillonnage constante si le codage canal est appliqué.

Du point de vue des perspectives du travail réalisé, on peut proposer plusieurs cas :

- Au niveau des performances : bien que le système 2D présente ses avantages, cette étude a été réalisée dans un contexte mono cellulaire en liaison descendante. Une conclusion sur la supériorité d'une technique de transmission sur une autre ne peut pas être donnée dans ce cas seulement. Il nous faut un développement de cette étude à un contexte multicellulaire. La comparaison des différentes solutions dans ces contextes est nécessaire puisque de nouveaux types d'interférence doivent être prises en compte.
 - Au niveau des algorithmes : un autre point important qui pourrait être abordé consiste dans les algorithmes de synchronisation et d'estimation. En effet, le nouveau degré de liberté offert par la solution 2D permettrait d'élaborer de nouveaux algorithmes de synchronisation et d'estimation.
 - Au niveau de l'interface entre la mesure lien et la mesure système : Dans notre étude, on a adapté une méthode d'interface entre la mesure lien et la mesure système. Dans cette interface, le paramètre λ est critique mais il est mesuré d'une façon empirique. Une étude analytique plus approfondie dans le choix de ce paramètre est alors nécessaire
-

6 ANNEXES

1. Modèle du canal discret équivalent lors d'une erreur de synchronisation

Le but de cette section est de donner une équation unique à chaque instant discret u du canal équivalent discret. Le modèle équivalent devra inclure le canal physique, les filtres de mise en forme et les erreurs de synchronisation aléatoires et déterministes. Cette modélisation unique nous permettra alors d'écrire les échantillons reçus en entrée du récepteur OFDM comme une TFDI du produit des coefficients fréquentiels du canal équivalent et des symboles émis sur chaque sous porteuse.

Dans le cas d'une transmission en OFDM, on va supposer qu'on envoie des séquences d'échantillons de taille $(N+v)$. Ainsi, on peut écrire le signal en sortie du filtre $V(f)$ comme

$$x(t) = \sum_q \sum_{k=-v}^{N-1} x_q[k] v(t - [q(N+v) + k]T_s) \quad (6.1)$$

Le signal obtenu est alors transmis à travers le canal dont la RI est donnée par $g_q(\tau)$ de fonction de transfert $h_q(f)$ supposée invariante sur une durée de $(N+v)$ échantillons de la séquence q . Il est alors corrompu par un bruit additif gaussien de densité spectrale de puissance mono latérale égale à N_0 puis il est perturbé par la différence de phase dû à une erreur de fréquence porteuse.

Sans perte de généralité et afin de simplifier le calcul, on ne va pas prendre en compte le bruit additif gaussien. Ainsi, en entrée du filtre de réception, le signal continu peut être écrit comme le montre la Figure 3.2 :

$$y(t) = \sum_q \sum_{k=-v}^{N-1} x_q[k] \int_{\tau=-\infty}^{\infty} v(\tau - (q(N+v) + k)T_s) g_q(t - \tau) d\tau \exp[j(\Delta\theta + \theta(t))] \quad (6.2)$$

Le signal reçu discret en sortie du filtre de réception est obtenu en discrétisant avec le dispositif de discrétisation du récepteur, le signal continu résultat de la convolution de deux filtres de Nyquist avec la réponse impulsionnelle du canal perturbée par l'erreur de synchronisation de fréquence porteuse et d'échantillonnage. Puisque on prend en compte une erreur de synchronisation temporelle constante, le modèle présente cet effet par une Interférence Entre Séquences successives (Interférence Entre Symboles IES). En notant, $t_{q,k} = [q(N+v) + k]T_s$ et $\hat{t}_{l,u} = t_{l,u} + \Delta\xi + \xi(t_{l,u})$, le $u^{\text{ème}}$ échantillon du $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM peut alors s'écrire à la réception :

$$r_l[u] = y(t) * v^*(-t) \Big|_{t=\Delta\xi^h(\hat{t}_{l,u})} = \sum_{q=l-1}^{l+1} \sum_{k=-v}^{N-1} x_q[k] \int_{\tau=-\infty}^{\infty} \gamma_v(\tau) g_q(\hat{t}_{l,u} - t_{q,k} - \tau) \exp[j(\Delta\theta + \theta(\hat{t}_{l,u}))] d\tau \quad (6.3)$$

Où $\gamma_v(\tau) = v(\tau) * v^H(\tau)$ représente le produit de convolution entre les filtres de mise en forme d'émission et de réception. Par suite, le signal reçu peut être écrit d'une façon équivalente comme

$$r_l[u] = \sum_{q=l-1}^{l+1} \sum_{k=-v}^{N-1} x_q[k] g_{l,q}^{eq}[u-k; u] \quad (6.4)$$

Où $g_{l,q}^{eq}[k; u]$ est la RI du canal équivalent discret (les retards sont discrétisés) déduite de la RI du canal équivalent continu $g_{l,q}^{eq}(\tau; u)$ par la relation $g_{l,q}^{eq}[k; u] = g_{l,q}^{eq}(\tau; u) \Big|_{\tau=kT_s}$ où

$$g_{l,q}^{eq}(\tau; u) = \int_{p=-\infty}^{\infty} \gamma_v(p) g_q((l-q)(N+v) + \tau + \Delta\xi + \xi[t_{l,u}] - p) \exp\{j2\pi[\Delta\theta + \theta[t_{l,u}]]\} dp \quad (6.5)$$

La fonction de transfert du canal équivalent continu en fréquence se traduit par la TF par rapport au retard τ de (6.5). Elle est donnée par

$$h_{l,q}^{eq}(f; u) = |V(f)|^2 \exp(j2\pi\beta f T_s) \exp\{j2\pi f [\Delta\xi + \xi[t_{l,u}]]\} \exp\{j[\Delta\theta + \theta[t_{l,u}]]\} \times \sum_{k=M_1}^{M_2} g_q[k] \exp(-j2\pi f k) \quad (6.6)$$

$$\text{avec } \beta = (l-q)(N+v)$$

$$M_1 = E[u - (N-1)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}]] + \Delta\xi \text{ et}$$

$$M_2 = E[(u+v)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}]] + \Delta\xi$$

Où $E[x]$ représenté la partie entière de x .

Dans (6.6), la somme sur k traduit la TFD d'une partie de la RI du canal dépendamment de l'erreur d'instant d'échantillonnage $\Delta\xi$. Pour $\Delta\xi=0$, cette somme traduit la TFD de toute la RI du canal. D'autre part, en supposant que $|V(f)|^2=1$ pour $f \in [-1/2T_s, 1/2T_s]$ et 0 ailleurs, la fonction de transfert du canal discret en temps et discret en fréquence se déduit alors de (6.6) pour $f=n/NT_s$ par

$$h_{l,q}^{eq}[n; u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_q[k] \exp(-j2\pi \frac{n}{NT_s} k) \right] \exp\left\{j2\pi \frac{n}{NT_s} [\Delta\xi + \xi[t_{l,u}]]\right\} \exp\{j2\pi[\Delta\theta + \theta[t_{l,u}]]\} \times \exp\left(j2\pi\beta \frac{n}{N}\right) \quad (6.7)$$

$$\text{avec } \beta = (l-q)(N+v)$$

$$M_1 = E[u - (N-1)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}]] + \Delta\xi \text{ et}$$

$$M_2 = E[(u+v)T_s + \beta T_s + \xi[t_{l,u}]] + \Delta\xi$$

L'équation (6.7) montre que la fonction de transfert du canal tenant compte des erreurs de synchronisation s'interprète comme un produit de la TFD d'une partie de la RI du canal par la rotation de phase due à l'erreur de synchronisation temporelle et la rotation de phase due à l'erreur de synchronisation de fréquence porteuse.

La fonction de transfert du canal $h_{l,q}^{eq}[n; u]$ représente aussi la TFD sur k de la RI équivalente du canal $g_{l,q}^{eq}[k; u]$. En insérant cette propriété dans l'équation (6.4), il est facile de déduire que le signal temporel reçu s'écrit comme une TFDI du produit des coefficients de la fonction de transfert du canal équivalent et des symboles de données transmis sur les différentes sous-porteuses.

- Dans un cas parfaitement synchronisé, on peut retrouver facilement la TFD de toute la RI du canal donnée par $h_l[n]$. Dans ce cas, cette fonction de transfert est indépendante de l'instant d'échantillonnage u .

- Dans le cas où une erreur de synchronisation temporelle constante perturbe le système, (6.7) devient

$$h_{l,q}^{eq}[n;u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_l(k) \exp(-j2\pi \frac{n}{NT_s} k) \right] \exp\left(j2\pi \frac{n}{NT_s} \Delta\xi\right) \times \exp\left(j2\pi\beta \frac{n}{N}\right) \quad (6.8)$$

avec $\beta = (l-q)(N+v)$

$$M_1 = \mathbb{E}\left[\left[u - (N-1)T_s + \beta T_s + \Delta\xi\right]\right] \text{ et}$$

$$M_2 = \mathbb{E}\left[\left[(u+v)T_s + \beta T_s + \Delta\xi\right]\right]$$

- Pour une erreur de synchronisation de phase de la fréquence porteuse constante, (6.7) devient

$$h_{l,q}^{eq}[n;u] = h_l[n] \exp(j\Delta\theta) \quad (6.9)$$

- Pour une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage telle qu'on n'a pas de saut ou d'ajout d'échantillon, l'équation (6.7) devient

$$h_{l,q}^{eq}[n;u] = h_l[n] \exp\left(j2\pi \frac{n}{NT_s} \xi[t_{l,u}]\right) \quad (6.10)$$

- Pour une erreur de synchronisation de fréquence porteuse, l'équation (6.7) devient

$$h_{l,q}^{eq}[n;u] = h_l[n] \exp(j\theta[t_{l,u}]) \quad (6.11)$$

Dans le cas d'une transmission OFDM-CDMA, l'équation de la fonction du transfert du canal donnée en (6.7) ainsi que les fonctions déduites seront facilement obtenues en remplaçant $h_{l,q}^{eq}[n;u]$ par $h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n;u]$ où l'indice double (j,l) (respectivement (i,q)) indique le 1^{ème} symbole OFDM du j^{ème} symbole OFDM-CDMA et $[sN_F+n]$ indique la n^{ème} sous porteuse de la sous-bande s du symbole 2D j. Rappelons que les doubles indices dans l'expression de $h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n;u]$ traduisent l'effet d'IES dû à une erreur sur l'instant d'échantillonnage entre les symboles OFDM (j,l) et (i,q). La fonction de transfert du canal sera donnée par

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n;u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_{i,q}[k] \exp(-j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} k) \right] \exp\left\{j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} [\beta T_s + \Delta\xi + \xi[t_{j,l,u}]]\right\} \exp\{j(\Delta\theta + \theta[t_{j,l,u}])\}$$

avec $\beta = (j-i)N_T(N+v) + (l-q)(N+v)$

$$t_{j,l,u} = jN_T(N+v) + l(N+v) + u$$

$$M_1 = \mathbb{E}\left[\left[u - (N-1)T_s + \beta T_s + \xi[t_{j,l,u}] + \Delta\xi\right]\right] \text{ et}$$

$$M_2 = \mathbb{E}\left[\left[(u+v)T_s + \beta T_s + \xi[t_{j,l,u}] + \Delta\xi\right]\right] \quad (6.12)$$

Finalement, on note qu'on retrouve dans (6.12) le modèle généralisé du modèle donné en [85]. Bien sûr, ce modèle se simplifie énormément suivant le type d'erreur de synchronisation étudié comme c'est le cas pour un système OFDM pur. Dans un système OFDM-CDMA, les équations (6.8) à (6.11) deviennent

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_{i,q}[k] \exp(-j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} k) \right] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} (\Delta\xi + \beta) \right)$$

avec $\beta = (j-i)N_T(N+v) + (l-q)(N+v)$ (6.13)

$$M_1 = E[u - (N-1)T_s + \beta T_s + \Delta\xi] \text{ et}$$

$$M_2 = E[(u+v)T_s + \beta T_s + \Delta\xi]$$

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] = h_{j,l}[sN_F + n] \exp(j\Delta\theta) \quad (6.14)$$

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] = h_{j,l}[sN_F + n] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} \xi[t_{j,l,u}] \right) \quad (6.15)$$

$$\text{avec } t_{j,l,u} = jN_T(N+v) + l(N+v) + u$$

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] = h_{j,l}[sN_F + n] \exp(j\theta[t_{j,l,u}]) \quad (6.16)$$

2. Comparaison des interférences des systèmes MC-CDMA et MC-DS-CDMA

Dans cette section, on exploite les expressions simplifiées des termes d'interférences données en (3.22) pour en déduire quelques conclusions sur les comparaisons entre les systèmes d'étalement MC-CDMA et MC-DS-CDMA. On se limite dans ce document à des résultats pour des erreurs de synchronisation déterministes. Cependant, on pourra vérifier les mêmes conclusions pour des imperfections RF.

2.1. Erreur de synchronisation temporelle

Lors d'une erreur de synchronisation temporelle, l'expression ϕ représentant la fonction équivalente du canal est généralement très difficile à simplifier. On se restreint alors à l'exprimer dans un cas particulier d'un canal gaussien avec un détecteur du type MEQM. Dans ce cas, deux phénomènes d'études peuvent être envisagés. Le premier consiste à supposer que le récepteur est en avance pour le déclenchement de l'échantillonnage par rapport au moment idéal c.à.d. $k_0 \geq 0$, le deuxième consiste en une supposition de retard pour le déclenchement de l'échantillonnage c.à.d. $k_0 < 0$.

2.1.1. Réception avec une avance de fenêtre temporelle ($k_0 \geq 0$)

Lorsque le récepteur est avancé temporellement par rapport à l'émetteur, un symbole OFDM débutera dans la partie du préfixe cyclique. On vérifie alors que le terme $\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q)$ est toujours nul sauf si $j=i$, $w=s$ et $l=q$. Cela implique que les composantes de la matrice du canal $H_{j,i}[w, s]$ sont elles aussi nulles sauf pour $j=i$, $w=s$ et $l=q$. Dans ce cas, le seul terme de perturbation non nul est celui du bruit additif gaussien donc on retrouve bien les performances d'un canal gaussien perturbé par un bruit blanc.

2.1.2. Réception avec un retard de fenêtre temporelle ($k_0 < 0$)

Lorsque le récepteur est en retard temporel, le symbole OFDM en question sera perturbé par le symbole OFDM suivant. Afin d'évaluer notre système, on va développer la fonction $\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q)$ sous les différents contextes pour en tirer les expressions des termes d'interférences exprimées en (3.22) pour un égaliseur du type MEQM.

En prenant en compte que pour un canal gaussien, la RI du canal $g_{i,q}[u]$ est nulle sauf pour $u=0$, on peut vérifier que

Pour $j=i$

$$\phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q) = \begin{cases} \frac{1}{N} \exp\left(-j2\pi \frac{sN_F+n}{N} k_0\right) \exp\left(-j\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (N+k_0-1)\right) \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (N+k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} & \text{si } l=q \\ \frac{1}{N} \exp\left(-j2\pi \frac{sN_F+n}{N} (k_0+N+\nu)\right) \exp\left(-j\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (k_0-1)\right) \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (-k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} & \text{si } l=q+1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (6.17)$$

Pour $j \neq i$

$$\phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q) = \begin{cases} \frac{1}{N} \exp\left(-j2\pi \frac{sN_F+n}{N} (k_0+N+\nu)\right) \exp\left(-j\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (k_0-1)\right) \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (-k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} & \text{si } l=0 \text{ et } q=N_F-1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

En insérant (6.17) dans (3.22), on obtient :

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,j} [w, w] \right) \right|^2 &= \left| \frac{(N+k_0)^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]} \right|^2 \quad (6.18) \\ \frac{1}{N_c} \text{tr} \left(\underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,i} [w, s] \underline{H}_{j,i} [w, s]^H \underline{Z}_j [w]^H \right) &= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_F-1} z_{j,i}(wN_F+p) \phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{N_F} \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \left\{ \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (N+k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 + \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 \right\} & \text{si } j=i \\ \frac{1}{N_F} \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 & \text{si } j \neq i \end{cases} \quad (6.19) \end{aligned}$$

On voit qu'avec cette hypothèse d'égalisation que la dégradation du RSIB est indépendante du facteur d'étalement temporel. Elle ne dépend que du facteur d'étalement fréquentiel.

En injectant les résultats de (6.18) et (6.19) dans (3.22), on obtiendra les différents termes d'interférences dégradant le RSIB:

$$\begin{aligned} E|I_0|^2 &= P_0 [w] \left| \frac{(N+k_0)^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]} \right|^2 \\ E|I_1|^2 &= \frac{\alpha \bar{P} [w] (N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \left\{ \frac{1}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[\left| \frac{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N} (N+k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right)} \right|^2 + \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right)} \right|^2 \right] - (N+k_0)^2 \right\} \\ E|I_2|^2 &= \sum_{\substack{s=0 \\ w \neq s}}^{S-1} \frac{\alpha \bar{P} [s]}{N_F} \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[\left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} (N+k_0)\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 + \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 \right] \quad (6.20) \\ E|I_3|^2 &= \sum_{s=0}^{S-1} \frac{\alpha \bar{P} [s]}{N_F} \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{(w-s)N_F+p-n}{N}\right)} \right|^2 \\ E|I_4|^2 &= \sigma_b^2 \frac{(N+k_0)^2 N^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / \text{RSB}[w]]^2} \end{aligned}$$

Pour un système purement MC-CDMA ($N_F = N$, $N_T = 1$, $S=1$), on obtient:

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= P_0 [w] \left| \frac{(N+k_0)^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]} \right|^2 \\
E|I_1|^2 &= \frac{\alpha \bar{P}[w] (N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N} (N+k_0)\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right) \right|^2} + \frac{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N} k_0\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right) \right|^2} \right] - (N+k_0)^2 \right\} \\
E|I_2|^2 &= 0
\end{aligned} \tag{6.21}$$

$$E|I_3|^2 = \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N} \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right)} \right|^2$$

$$E|I_4|^2 = \sigma_b^2 \frac{(N+k_0)^2 N^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2}$$

Pour un système purement MC-DS-CDMA ($N_F = 1$, $N_T = S=N$), on obtient :

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= P_0 [w] \left| \frac{(N+k_0)^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]} \right|^2 \\
E|I_1|^2 &= \alpha \bar{P}[w] \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \left\{ \sum_{s=0}^{N-1} \left[\frac{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N} (N+k_0)\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N}\right) \right|^2} + \frac{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N} k_0\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N}\right) \right|^2} \right] - (N+k_0)^2 \right\} \\
E|I_2|^2 &= \alpha \bar{P}[w] \frac{(N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \sum_{s=0}^{N-1} \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{w-s}{N} k_0\right)}{\sin\left(\pi \frac{w-s}{N}\right)} \right|^2
\end{aligned} \tag{6.22}$$

$$E|I_3|^2 = 0$$

$$E|I_4|^2 = \sigma_b^2 \frac{(N+k_0)^2 N^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2}$$

Si on appelle $I_{MC-CDMA}$, l'interférence totale d'un système MC-CDMA pur, on obtiendra

$$I_{MC-CDMA} = \frac{\alpha \bar{P}[w] (N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N} (N+k_0)\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right) \right|^2} + 2 \times \frac{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N} k_0\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{p-n}{N}\right) \right|^2} \right] - (N+k_0)^2 \right\} + \sigma_b^2 \frac{(N+k_0)^2 N^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]} \tag{6.23}$$

En appelant $I_{MC-DS-CDMA}[w]$, l'interférence totale d'un système MC-DS-CDMA pur sur une sous-bande w , on obtiendra

$$\begin{aligned}
I_{MC-DS-CDMA}[w] &= \frac{\alpha (N+k_0)^2}{[(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]]^2} \left\{ \sum_{s=0}^{N-1} P[s] \left[\frac{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N} (N+k_0)\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N}\right) \right|^2} + 2 \times \frac{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N} k_0\right) \right|^2}{\left| \sin\left(\pi \frac{w-s}{N}\right) \right|^2} \right] - (N+k_0)^2 \right\} \\
&+ \sigma_b^2 \frac{(N+k_0)^2 N^2}{(N+k_0)^2 + N^2 / RSB[w]}
\end{aligned} \tag{6.24}$$

En comparant les expressions de (6.23) et (6.24), on pourra en conclure que

$I_{MC-CDMA} = \frac{1}{N} \sum_{w=0}^{N-1} I_{MC-DS-CDMA}[w]$. **Pour un canal gaussien et un égaliseur MEQM, l'interférence en MC-CDMA est donc une moyenne de tous les termes d'interférences en MC-DS-CDMA.**

Bien sur, une conclusion analogue peut être déduite pour un égaliseur CFZ. Dans un canal à multi-trajets, l'évaluation des termes d'interférences est très difficile à développer, on se limitera dans la suite à des résultats de simulation. Les Figure 6.1 et Figure 6.2 montrent bien que pour un égaliseur du type ZF, l'interférence en MC-CDMA est égale à la moyenne sur les sous-bandes des interférences en MC-DS-CDMA mais cette conclusion n'est pas vraie pour un canal du type MEQM et un canal sélectif en fréquence comme celui du BranA.

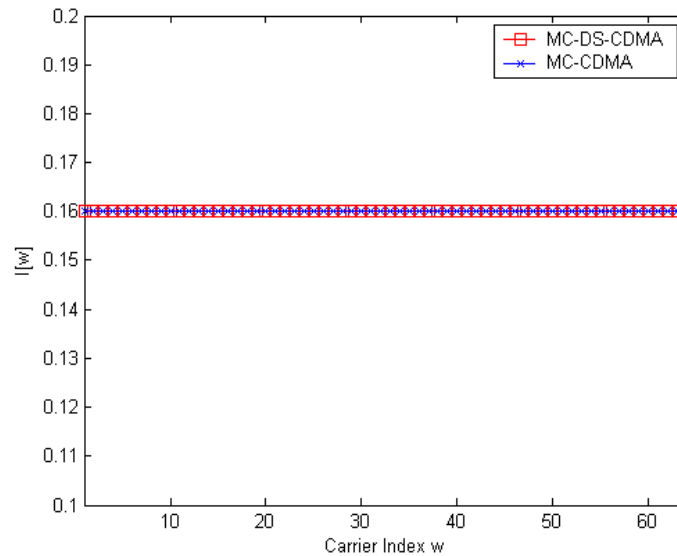


Figure 6.1 Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($k_0=-5$ éch., CFZ, canal Gaussien)

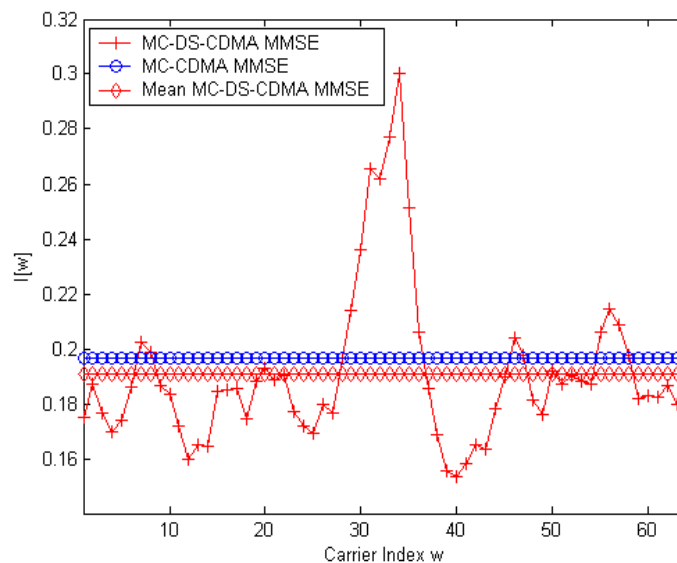


Figure 6.2- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($k_0=-5$ éch., MEQM, canal BranA)

2.2. Erreur de synchronisation de fréquence porteuse

D'une façon similaire au paragraphe précédent, une comparaison entre les différents systèmes d'étalement est envisagée. On définit alors la fonction $I[w]=E|I_1|^2+E|I_2|^2+E|I_3|^2+E|I_4|^2$. Pour un canal variant lentement pendant la durée d'un symbole 2D et un égaliseur MEQM, Les expressions de (3.22) deviennent :

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= \frac{P_0[w]}{N_F^2} \left| \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2}{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
I(w) &= \frac{\alpha}{N_F} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{h_{j,l}^*[wN_F + p]h_{j,l}[sN_F + n]\psi_N(\Delta FT_s)\psi_N\left(\Delta FT_s + \frac{(w-s)N_F + p - n}{N}\right)}{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
-\alpha\bar{P}[w] &= \left| \frac{1}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2}{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 + \frac{\sigma^2}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \left| \frac{h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)}{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2
\end{aligned} \tag{6.25}$$

On remarque bien que les différentes expressions sont indépendantes de l'étalement temporel.

- Pour un égaliseur du type CFZ où $1/RSB[w]=0$, on peut vérifier que les termes de (6.25) peuvent s'écrire

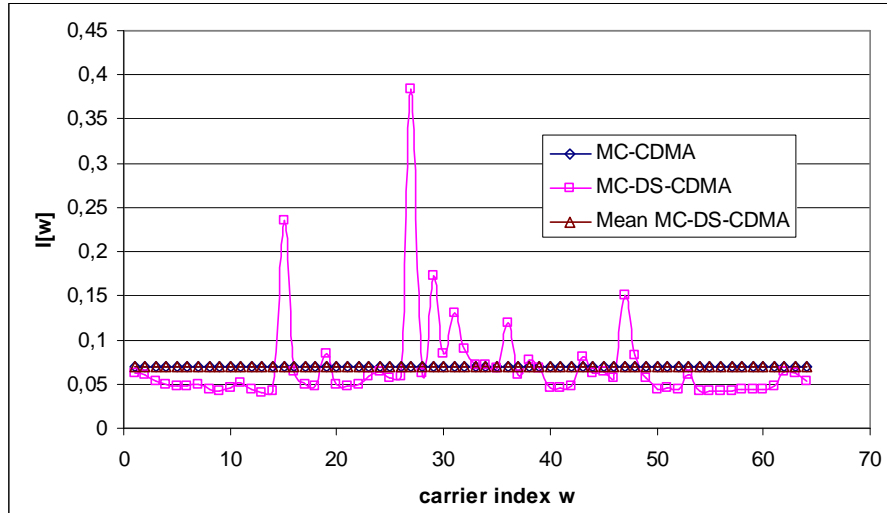
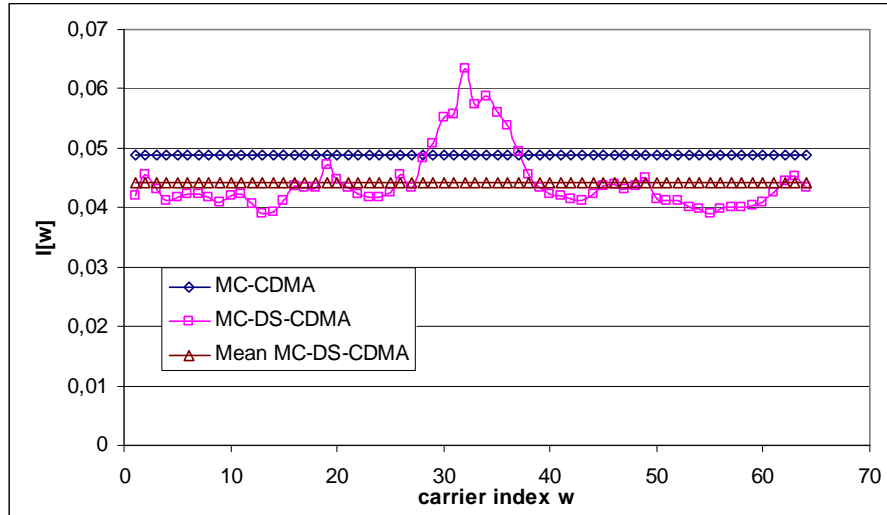
$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= P_0[w] \\
I[w] &= \frac{\alpha}{N_F} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left| \frac{h_{j,l}[sN_F + n]\psi_N\left(\Delta FT_s + \frac{(w-s)N_F + p - n}{N}\right)}{h_{j,l}(wN_F + p)\psi_N(\Delta FT_s)} \right|^2 \\
-\alpha\bar{P}[w] &+ \frac{\sigma^2}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{1}{|h_{j,l}[wN_F + p]\psi_N(\Delta FT_s)|^2}
\end{aligned} \tag{6.26}$$

En appelant $I_{MC-DS-CDMA}[w]$, l'interférence totale d'un système MC-DS-CDMA pur sur une bande w et $I_{MC-CDMA}$, l'interférence totale d'un système MC-CDMA pur, on obtiendra

$$I_{MC-CDMA} = \frac{1}{N} \sum_{w=0}^{N-1} I_{MC-DS-CDMA}[w] \tag{6.27}$$

L'expression (6.27) montre que pour un égaliseur du type CFZ, l'interférence en MC-CDMA pur est égale à la moyenne de l'interférence d'un système MC-DS-CDMA pur quelque soit le type du canal (Figure 6.3). *Dans le cas d'un canal gaussien, on peut facilement démontrer que $I[w]=I[w+\chi] \forall \chi$ et par suite, l'interférence en MC-CDMA pur est égale à l'interférence en MC-DS-CDMA.*

- Pour un égaliseur du type MEQM, les conclusions précédentes ne sont plus valables que pour un canal gaussien. Pour un canal à multi trajets, les résultats de comparaison sont différents comme le montre la Figure 6.4

Figure 6.3- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta FT_s=0.1$, $N=64$, CFZ, canal BranA)Figure 6.4- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta FT_s=0.1$, $N=64$, MEQM, canal BranA)

2.3. Erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage

Lors d'une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage, on pourrait démontrer que les différentes puissances données en (3.22) peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned}
 E|I_0|^2 &= \frac{P_0[w]}{N_F^2} \left| \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 \\
 I[w] &= E|I_1|^2 + E|I_2|^2 + E|I_3|^2 = \\
 &= \frac{\alpha}{N_F} \sum_{s=0}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1-p} \frac{\left| h_{j,j}^H [wN_F + p] h_{j,j} [sN_F + n] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \psi_N \left(\frac{sN_F + n \Delta T}{N T_s} + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} - \\
 &= \frac{\alpha \bar{P}[w]}{N_F} \left| \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2 + \\
 &= \frac{\sigma_b^2}{N_F} \sum_{p=0}^{N_F-1} \frac{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2}{\left| h_{j,j} [wN_F + p] \psi_N \left(\frac{wN_F + p \Delta T}{N T_s} \right) \right|^2 + 1/RSB[w]} \right|^2
 \end{aligned} \tag{6.28}$$

L'équation (6.28) montre que des conclusions similaires au cas d'une erreur de fréquence porteuse peuvent être déduites. Ainsi, pour un égaliseur du type CFZ, on peut toujours déduire que l'interférence en MC-CDMA pur est égale à la moyenne de l'interférence en MC-DS-CDMA pur quelque soit le type du canal. Cependant, dans un canal gaussien, la notion d'égalité entre les interférences des deux systèmes n'existe plus (seule l'égalité entre les moyennes est conservée) puisque dans le cas d'une erreur de synchronisation de fréquence d'échantillonnage, le terme

d'interférence principal déduit de (6.28) et donné par
$$I[w] = \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{N-1} \left| \frac{\psi_N \left(\frac{s \Delta T}{N T_s} + \frac{(w-s)}{N} \right)}{\psi_N \left(\frac{w \Delta T}{N T_s} \right)} \right|^2$$
 évolue en

fonction de l'indice de la sous-bande w comme le montre la Figure 6.5.

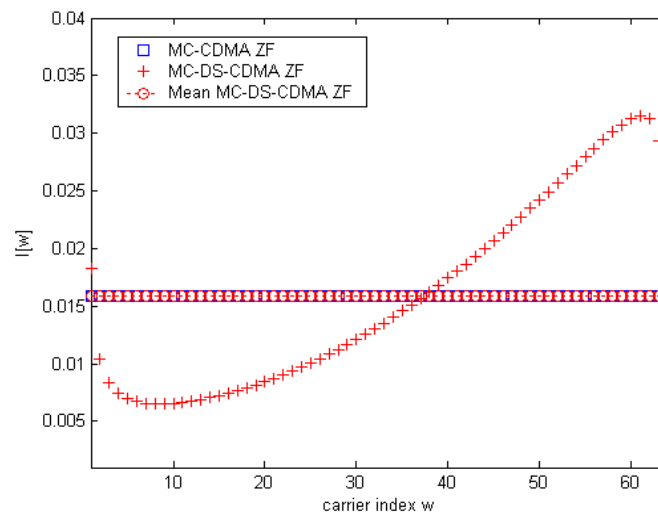


Figure 6.5- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T/T_s=0.1$) $N=64$

Pour un égaliseur du type MEQM et un canal à multi trajets, la moyenne de l'interférence en MC-DS-CDMA pur n'est plus égale à l'interférence en MC-CDMA pur comme le montre la Figure 6.6

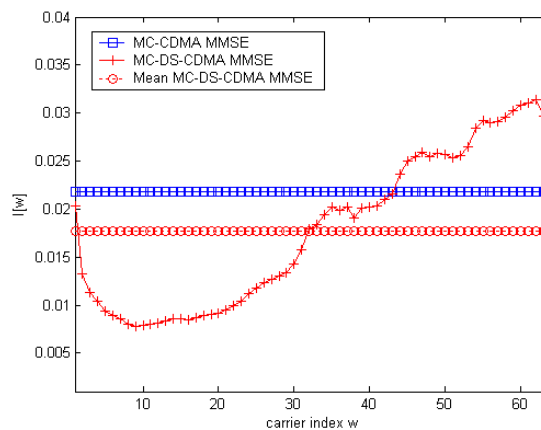


Figure 6.6- Puissance totale de l'interférence $I[w]$ ($N\Delta T/T_s=0.1$) $N=64$

3. Caractéristiques des canaux Bran

Pour répondre à la demande croissante de réseaux locaux sans fil à haut débit, l'institut européen de normalisation des télécommunications a créé un projet de réseau d'accès radio large bande en 1997 connu en anglais sous le nom « *Broadband Radio Access Networks BRAN* » dont le but est de définir des couches physiques et de contrôle des systèmes tels que HIPERLAN/2 à un débit pouvant atteindre 54Mbits/sec. Les applications proposées dans ce projet sont du type multimédia tels que la transmission vidéo, Internet rapide, transmission de données et de la voix...Le système étant conçu pour des réseaux locaux, une faible mobilité du terminal de transmission a été supposée. Ainsi, on trouve des scénarios de transmission du type à l'intérieur des bâtiments (distances entre antennes plus petites que 50m), ou dans des environnements plus vastes tels que les gares des trains, les aéroports...Une largeur de bande de 20MHz a été allouée sur une fréquence porteuse de 5.2GHz avec des modulations du type multi-porteuses.

Plusieurs mesures ont été faites afin de caractériser les environnements. Cinq modèles de canaux synthétiques ont alors été élaborés. Ces mesures ont montré que les canaux de propagation sont du type NLOS « *Non Line Of Sight* » (pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur) sauf pour le canal BranD. Ils sont du type multi-trajets, sélectifs en fréquence et variant en temps. Dans ce document, on s'intéresse en particulier au canal BranA. Il correspond à un environnement intérieur du type bureau. Il possède 18 trajets récapitulés en Tableau 6.1 avec un temps maximal d'excursion égal à $\tau_{\max}=390\text{nsec}$ ce qui fait une bande de cohérence égale à $B_{\text{coh}}=2.56\text{MHz}$ et un gain de diversité fréquentiel égal à $D_f=8$. Dans un tel environnement, la vitesse du mobile est fixée à 3m/sec ce qui fait une fréquence Doppler maximale $f_d=52\text{Hz}$ et un temps de cohérence $T_{\text{coh}}=19.2\text{msec}$ ce qui implique une invariance temporelle du canal sur un nombre important de symboles transmis.

Tableau 6.1- Amplitudes et retards des 18 trajets du canal Bran A

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

Le canal Bran E est caractérisé pour des cellules du type Outdoor. Il représente en gros les stations de gare, les aéroports. En plus, il possède la RI la plus longue parmi les canaux Bran [56]. Il est caractérisé par 18 trajets dont le premier n'a pas la plus grande puissance moyenne. Le Tableau 6.2 donne un récapitulatif de ses caractéristiques en terme de puissances et des délais des différents trajets.

Tableau 6.2- Amplitudes et retards des 18 trajets du canal Bran E

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

4. Les codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont obtenus en appliquant successivement la transformée de Hadamard à partir du rang 1. La transformée de Hadamard est donnée par

$$\begin{aligned} \underline{\underline{Had}}_1 &= [1] \\ \underline{\underline{Had}}_{N_c} &= \begin{bmatrix} \underline{\underline{Had}}_{N_c/2} & \underline{\underline{Had}}_{N_c/2} \\ \underline{\underline{Had}}_{N_c/2} & -\underline{\underline{Had}}_{N_c/2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.29)$$

Les codes de Walsh-Hadamard sont caractérisées par des fonctions d'inter-corrélation nulles au décalage nul. Donc, les codes de WH sont orthogonaux entre eux et peuvent être utilisés pour des transmissions du DS-SS-SSB synchrone. Un exemple de code WH de longueur $N_c=8$ peut être donné par

$$\underline{\underline{Had}}_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

Notons que les codes de WH sont toujours de longueur N_c puissance de 2. Ils sont généralement faciles à générer.

5. Expressions des interférences en présence du bruit de phase

5.1. Hypothèse de petits signaux

Avec l'hypothèse des petits signaux (petits angles) en bruit de phase, on peut facilement écrire $\left| \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \right| \ll 1$. Les différents termes d'interférences donnés en (3.22) en présence du bruit de phase deviennent :

$$\begin{aligned} \text{tr}(\underline{\underline{Z}}[w]\underline{\underline{H}}[w,w]) &= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|\phi(w, w, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w]} = \\ &= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]} \left(1 + \left| \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \right|^2 \right) = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]} \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$\begin{aligned} \text{tr}(\underline{\underline{Z}}[w]\underline{\underline{H}}[w,s]\underline{\underline{H}}[w,s]^H \underline{\underline{Z}}[w]^H) &= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|\phi(w, w, p, l, l)|^2 |\phi(w, s, p, n, l)|^2}{(|\phi(w, w, p, l, l)|^2 + 1/RSB[w])^2} = \\ &= \begin{cases} \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w])^2} \left| \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)u}{N}\right) \right|^2 & \text{si } w \neq s \\ \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w])^2} \left| 1 + \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \right|^2 + \\ \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_F-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w])^2} \left| \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \exp\left(-j2\pi \frac{p-n}{N} u\right) \right|^2 & \text{si } w = s \end{cases} \end{aligned} \quad (6.32)$$

En se servant de la relation du théorème de Parseval, on peut écrire :

$$E \left[\left| \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)u}{N}\right) \right|^2 \right] = \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \psi_N\left(\frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} - f\right) \right|^2 df \quad (6.33)$$

Où $S_\theta(f)$ est la DSP du bruit de phase et $\psi_N(x)$ est la fonction de Dirichlet.

Pour un ensemble de réalisations d'angles aléatoires du bruit de phase, les différents termes d'interférences sont obtenues en moyennant sur ces réalisations. Ainsi, les moyennes des relations en (6.31) et (6.32) deviennent par application de la relation (6.33) :

$$E\left[tr\left(\underline{Z}[w]\underline{H}[w,w]\right)\right] = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_T-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2}{|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]}$$

$$E\left[tr\left(\underline{Z}[w]\underline{H}[w,s]\underline{H}[w,s]^H \underline{Z}[w]^H\right)\right] =$$

$$\left\{ \begin{array}{l} = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} \sum_{l=0}^{N_T-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{\left(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \psi_N\left(\frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} - f\right) \right|^2 df \quad si \quad w \neq s \\ = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_T-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{\left(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} + \\ \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_T-1} \sum_{l=0}^{N_T-1} \frac{|h_l[wN_F + p]|^2 |h_l[sN_F + n]|^2}{\left(|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \int_{-1/2}^{1/2} S_\theta(f) \left| \psi_N\left(\frac{p-n}{N} - f\right) \right|^2 df \quad si \quad w = s \end{array} \right. \quad (6.34)$$

En injectant les expressions de (6.34) dans celles de (3.22), on obtient les relations de (4.13).

5.2. Hypothèse de faibles variations

Dans le cas de faibles variations du bruit de phase, on pourra écrire $e^{j(\theta[u]-\theta[k])} = 1 + j(\theta[u]-\theta[k])$. Par conséquent, le module du CPE devient unitaire c.a.d. $\left| \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \right| = 1$. Pour un égaliseur MEQM, les coefficients d'égalisation deviennent :

$$z_l[wN_F + p] = \frac{h_l^*[wN_F + p]}{|h_l[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\theta_l[k]} \quad (6.35)$$

Dans ce cas, les différents termes d'interférences deviennent

$$tr(Z[w]H[w,w]) = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w,w,p,p,q)|^2}{|\phi(w,w,p,p,q)|^2 + 1/RSB[w]} = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p]|^2}{|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]} \left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\theta_q[k]} \right|^2$$

$$= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p]|^2}{|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]}$$

$$tr(Z[w]H[w,s]H[w,s]^H Z[w]^H) = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|\phi(w,w,p,p,q)|^2 |\phi(w,s,p,n,q)|^2}{\left(|\phi(w,w,p,p,q)|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} =$$

$$= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p] h_q[sN_F + n]|}{\left(|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \frac{1}{N^2} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j(\theta_q[u]-\theta_q[k])} \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \Bigg|^2$$

$$= \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p] h_q[sN_F + n]|}{\left(|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \frac{1}{N^2} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left[1 + j(\theta_q[u]-\theta_q[k]) \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \right]^2 \quad (6.36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p]|^2 |h_q[sN_F + n]|^2}{\left(|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \left| \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} (\theta_q[u]-\theta_q[k]) \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \right|^2 \quad si \quad w \neq s \\ = \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p]|^2 |h_q[sN_F + n]|^2}{\left(|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \left| 1 + \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} (\theta_q[u]-\theta_q[k]) \right|^2 + \\ \sum_{p=0}^{N_F-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \frac{|h_q[wN_F + p]|^2 |h_q[sN_F + n]|^2}{\left(|h_q[wN_F + p]|^2 + 1/RSB[w]\right)^{-1/2}} \left| \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} (\theta_q[u]-\theta_q[k]) \exp\left(-j2\pi \frac{p-n}{N} u\right) \right|^2 \quad si \quad w = s \end{array} \right.$$

En moyennant sur les réalisations du bruit de phase les relations données en (6.35), on obtient les mêmes expressions de (6.34). Ceci veut dire que l'égaliseur traduit l'hypothèse de faibles variations du bruit de phase en une hypothèse de petits angles par une correction inverse de la phase introduite sur les coefficients du canal.

6. Les relations entre les mesure lien et mesure système

6.1. La Méthode Quasi Statique (MQS)

Dans la Méthode Quasi Statique [75], une courbe de référence telle que la courbe de performance en canal gaussien et les statistiques du canal sont nécessaires pour déduire le lien entre la mesure de la liaison exprimée en terme du E_b/N_0 en entrée du récepteur et le TET mesuré en sortie du décodeur. La méthode MQS consiste à estimer le rapport E_b/N_0 pour une modulation QPSK en entrée du récepteur puis à en soustraire des pénalités correspondant aux conditions de transmission telles que la pénalité Doppler, la pénalité du type de la modulation, la pénalité du poinçonnage... Une fois le rapport E_b/N_0 résiduel calculé, on pourra déterminer la performance du système en sortie du détecteur à travers une table de conversion correspondante au canal gaussien donnant le TET en fonction du rapport E_b/N_0 . Un indicateur du TET est alors calculé en comparant le TET en sortie de la table de conversion à une variable aléatoire uniformément distribuée comprise entre 0 et 1. Une trame est erronée si le TET est plus grand que cette variable, elle sera considérée vraie (sans erreur) si le TET est plus petit que cette variable.

D'après ce développement, il est bien clair que cette méthode n'est pas très précise. D'autant plus, elle impose un certain nombre de pénalités et par suite elle sera plus complexe à appliquer. Aussi, elle nécessite que les variations des gains de transmission soient les moindres possibles ce qui n'est pas toujours le cas. Pour plus d'information sur cette méthode, on peut faire référence à [75].

6.2. La Méthode à base du Calcul de la Capacité (MCC)

La méthode MQS n'est pas applicable dans le cas où les variations des gains de transmission sont courantes. Afin de prendre les variations du canal en compte, on considère que chaque trame peut être composée en un ensemble de N_s segments de telle façon que le canal dans chaque segment peut être approximé par un BBAG. La capacité totale portée par une trame est alors:

$$\begin{aligned} C &\approx \frac{1}{N_s} \sum_k C_k = \frac{1}{N_s} f(RSB_k) \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_k \log(1 + RSB_k) \text{ pour un canal BBAG} \end{aligned} \quad (6.37)$$

Le point clé dans cette méthode consiste donc à utiliser le calcul de la capacité sur les différents segments afin de déduire un RSB effectif permettant le passage aux performances en terme du TET. Pour cela, on suppose que le canal est gaussien sur les différents segments donc, on peut déduire la capacité totale en se servant de (6.37). Une fois la capacité calculée, on déterminera un RSB effectif en calculant la fonction inverse Π^{-1} des relations [42]:

$$\begin{aligned} C_{BPSK} &= \Pi\left(\sqrt{8.RSB_{eff}}\right) \\ C_{QPSK} &= 2 \times \Pi\left(\sqrt{4.RSB_{eff}}\right) \end{aligned} \quad (6.38)$$

Où Π est la fonction définie par

$$\Pi(x) = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-(z-x^2/2)^2/2x^2}}{\sqrt{2\pi x}} \log_2(1 - e^{-z}) dz \quad (6.39)$$

Le RSB effectif sera alors calculé par la fonction inverse Π^{-1} . Après, on va se servir d'une courbe de référence en canal gaussien pour déterminer le TET.

Il est clair que la fonction Π donnée en (6.39) est difficile à implémenter même s'il y a des possibilités de la simplifier [68]. D'autant plus, la méthode nécessite aussi un produit par un facteur de pénalité lorsque le canal est à variations rapides.

6.3. La Méthode du RSIB Logarithmique Effectif (MRLE)

La méthode MRLE consiste à calculer le RSIB effectif à partir des différents RSIB suivant la relation [22]:

$$RSIB_{eff} = 10^{\frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \log(RSIB_k)} \times 10^{-\lambda \text{var}(\log(RSIB_k))} \quad (6.40)$$

Où λ est un paramètre à déterminer suivant le type de la modulation et le codage canal et $\text{var}(x)$ est la variance de x .

En réalité, la fonction logarithmique va sous estimer cette information effective délivrée lorsque le RSB diminue (vu l'allure d'une fonction logarithmique) et par suite, cette méthode présente des résultats pas tout à fait satisfaisants [22].

PUBLICATIONS

[NdNRJ01] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *On the system level performance of joint time frequency spreading systems with carrier phase noise* »; à soumettre à IEEE Transactions on Communications.

[NdNRJ02] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *Sensitivity of 2D spreading systems to synchronization errors* »; soumis au journal EURASIP.

[NdNRJ03] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *Performance analysis of OFDM-CDMA systems with Doppler spread* »; dans les proceedings de la conférence IEEE WPMC, Etats Unis, Septembre 2006.

[NdNRJ04] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *Sensitivity of multi-carrier 2 dimensional spreading systems to carrier phase noise* »; dans les proceedings de la conférence IEEE SPAWC, France, Juillet 2006.

[NdNRJ05] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *Sensitivity of OFDM-CDMA systems to carrier frequency offset* » dans les proceedings de la conférence IEEE ICC, Istanbul Turkey, Juin 2006.

[NdNRJ06] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *The effect of clock frequency offset on OFDM-CDMA performance* »; dans les proceedings de la conférence IEEE SCVT, Enschede Pays-Bas, Novembre 2005.

[NdNRJ07] Nasser Y., des Noes M., Ros L., Jourdain G.; « *SINR estimation of OFDM-CDMA systems with constant timing offset: a large system analysis* »; dans les proceedings de la conférence IEEE PIMRC, Berlin Allemagne, Septembre 2005.

[NdN01] Nasser Y., des Noes M., « *Effet des erreurs de synchronisation sur les systèmes IDILE* », projet RNRT IDILE, Mai 2005.

[RSN01] L. Ros, E. Simon, Y. Nasser; « *Revue de la boucle à re-modulation pour la synchronisation de phase en modulation linéaire multi-voie avec trajets multiples* »; Journal SEE, Septembre 2004.

[RSN01] Ros L., Simon E., Nasser Y.; « *Synchronisation de phase relative aux variations d'un canal à trajets multiples pour un récepteur radio-mobile à modulations linéaires* »; dans les proceedings de la conférence SEE, Paris France, Juin 2004.

[dNKMN01] des Noes M., Ktenas D., Maret L., Nasser Y.; « *SINR estimation of OFDM-CDMA systems* » DD 2818 VR (Brevet).

REFERENCES

- [1] 3GPP TSG- RAN WG1 Ad Hoc on LTE; « *OFDM Radio Parameter Set in Evolved UTRA Downlink*»; R1-050587; June 2005.
 - [2] 3GPP TSG-RAN-1, « *TR 25.892: feasibility study for OFDM for UTRAN enhancement* », version 1.1.0, March 2004
 - [3] 3GPP TSG-RAN-1; « R1-030999: Considerations on the system-performance evaluation of HSDP using OFDM modulation»; RAN WG1 # 34.
 - [4] Abeta S., Atarashi H., Sawahashi M.; « *Broadband Packet wireless access incorporating high-speed IP packet transmission* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference 2002, Vol.: 2 pp.: 844-848.
 - [5] Armada A.; « *Understanding the effects of phase noise in Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM* »; IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.: 47, June 2001.
 - [6] Atarashi, H., Maeda, N., Abeta, S., Sawahashi, M.; « *Broadband packet wireless access based on VSF-OFCDM and MC/DS-CDMA* »; Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Vol.: 3, pp.: 992-997, Sept. 2002.
 - [7] Baudoin G. et al; « *Radiocommunications numériques/1* » ; Dunod Paris 2002.
 - [8] Bello, P.; « *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels* »; IEEE Transactions on Communications, Vol. 11, pp.: 360-393 Dec 1963.
 - [9] Biane Ph.; « *Free probability for probabilists*, <http://www.dma.ens.fr/~biane/>, 2000, download by choosing "Des notes d'introduction aux probabilités libres" ».
 - [10] Bolinthe E. et al; « *QoS enhancements for HIPERLAN/2* »; Proceedings of the IEEE International Symposium on Telecommunications, Barcelona Spain, 2001.
 - [11] Brossier J.M. ; « *Signal et communication numérique* »; Hermes 1997.
 - [12] Chaufray J.M., Hachem W., Loubaton Ph.; « *Asymptotical Analysis of Optimum and Sub-Optimum CDMA Downlink MMSE Receivers* »; IEEE Transactions on Information Theory, Vol.: 50, pp.: 2620-2638, Nov. 2004.
 - [13] Chong L.L., Milstein L.B.; « *Comparing DS-CDMA and multicarrier CDMA with imperfect channel estimation* »; Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing, pp.: 385-388, August 2001.
 - [14] Chouly, A., Brajal, A., Jourdan, S.; « *Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems* »; Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Vol.: 3, pp.: 1723-1728, Nov.-Dec. 1993.
-

- [15] Clarke R.H.; « *A statistical theory of mobile radio channel* »; Bell system technical journal, Vol.: 47, pp.: 957-1000, June 1968.
 - [16] Cooley J. W., Tukey J.W.; « *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series* »; Math. Of Computation, Vol.: 19, pp.: 297-301, April 1965.
 - [17] Debbah M., Hachem W., Loubaton P., de Courville M.; « *MMSE analysis of Certain Large Isometric Random Precoded Systems* »; IEEE Transactions on Information theory, vol.: 43, May 2003.
 - [18] Debbah M.; « *Linear precoders for wireless OFDM communications* » thèse Motorola Labs 2002.
 - [19] Dehos C., des Noes M., Morche D. ; « *Sensitivity of MC-CDMA systems to carrier phase noise : a large system analysis* » ; Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Berlin, Germany, Sept. 2005.
 - [20] Des Noes M., Ktenas D. ; « *Performance comparison between MC-CDMA and DS-CDMA for broadband wireless transmissions* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 3, pp.: 1441-1445, May 2004.
 - [21] Dinan, E.H.; Jabbari, B.; « *Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks* »; IEEE Communications Magazine, Vol.: 36, pp.:48-54, Sept. 1998.
 - [22] Ericsson; « *effective SNR mapping for modelling frame error rates in multiple-state channels* »; 3GPP2-C30-20030429-010, April 2003.
 - [23] Evans J., Tse D.N.C.; « *Large System Performance of Linear Multiuser Receivers in Multipath Fading Channels* »; IEEE Transactions on Information Theory, pp.: 2059-2078, Sept. 2000.
 - [24] Fazel K.; « *Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system* »; Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Universal Personal Communications, Vol.: 2, pp.: 975-979, Oct. 1993.
 - [25] Fechtel S.A.; « *OFDM carrier and sampling frequency synchronization and its performance on stationary and mobile channels* » IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.: 46, pp.:438-441 Aug. 2000.
 - [26] Franck R.L.; « *Comments on Polyphase codes with good periodic correlation properties* »; IEEE Transactions on Information Theory, Vol.: 19, pp.: 244, 1973.
 - [27] Gorokhov A., Linnartz J.-P., « *Robust OFDM receivers for dispersive time varying channels: Equalization and channel acquisition* »; Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Vol.: 1, pp.: 470-474, 2002.
 - [28] Hachem W.; « *Simple polynomials for CDMA downlink transmissions on frequency selective channels* »; IEEE Transactions on Information Theory, Vol.: 50, pp.: 164 – 171, Jan. 2004.
 - [29] Ham D., Hajimiri A.; « *Virtual damping and Einstein relation in oscillators* »; IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 38, pp.: 407-418, March 2003.
 - [30] Hara S., Prasad R.; « *An overview of multicarrier CDMA Communications* »; IEEE Magazine, Vol. 35, pp.:126-133, Dec. 1997.
 - [31] Hirosaki, B.; « *An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform* »; IEEE Transactions on Communications, Vol. 29, pp.:982-989, July 1981.
 - [32] Hoehner, P., Kaiser S., Robertson, P.; « *Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation* »; Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, July 1997.
-

- [33] Hoeher, P., Kaiser, S., Robertson, P.; « *Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering* »; Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal, Vol.: 3, pp.:1845-1848, April 1997.
- [34] Horn R., Johnson C.; « *Matrix analysis* »; Cambridge University Press 1990.
- [35] Hwang I., Lee H., and Kang K.; « *Frequency and Timing Period Offset Estimation Technique for OFDM Systems* »; Electronics Letters, pp.:520–521, March 1998.
- [36] Ibars C., Bar-Ness Y.; « *Comparing the performance of coded multiuser OFDM and coded MC-CDMA over fading channels* »; Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Vol.: 2, pp.: 881-885, Nov. 2001.
- [37] Jacquinet H.; « *Etude de l'intégration en technologies silicium de boucles de synthèse de fréquence pour des applications radiofréquence à 5 GHz* »; thèse INPG 2001.
- [38] Jakes W.; « *MicroWave Mobile Communications* »; John Wiley Publications, 1975, ISBN: 0471437204.
- [39] Jallon P., des Noes M., Ktenas D., Brossier J. M.; « *Asymptotic analysis of the multiuser MMSE receiver for the downlink of a MC-CDMA system* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 1, pp.:363-367, April 2003.
- [40] Kaiser S.; « *Multi-Carrier CDMA mobile radio systems- analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation* »; PhD thesis, University of Munchen, Germany 1997.
- [41] Kaiser, S.; « *Performance of multi-carrier CDM and COFDM in fading channels* »; Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Vol.: 1, pp.: 847 – 851, 1999.
- [42] Kim J., Ashikhmin, A., van Wijngaarden, A.J., Soljanin, E., Gopalakrishnan, N.; « *On efficient link error prediction based on convex metrics* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 6, pp.:4190-4194, Sept. 2004.
- [43] Kishiyama, Y., Maeda, N., Higuchi, K., Atarashi, H., Sawahashi, M.; « *Experiments on throughput performance above 100-Mbps in forward link for VSF-OFCDM broadband wireless access* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 3, pp.: 1863-1868, Oct. 2003.
- [44] Kohno R. et al; « *Combinations of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system* »; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.: 8, pp.: 675-682, May 1990.
- [45] Kohno R., Hatori M., Imai H.; « *Cancellation techniques of co-channel interference in asynchronous spread spectrum multiple access systems* »; Electronics. And communications in Japan, Vol.: 66-A, pp.: 20-29, 1983.
- [46] Ktenas D., des Noes M.; « *Selection of the spreading parameters for the downlink of coded OFDM-CDMA systems* »; Proceedings of the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, August 2006.
- [47] Lampe, M., Rohling, H., Zirwas, W.; « *Misunderstandings about link adaptation for frequency selective fading channels* »; Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 2, pp.:710-714, Sept. 2002.
- [48] Landstrom, D., Wilson, S.K., Van de Beek, J.-J., Odling, P., Borjesson, P.O.; « *Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 50, pp.:545-549, April 2002.
- [49] Le Gouable R.; « *Associations de modulations multi porteuses et de techniques d'accès multiple : applications aux transmission sans fil à haut débit* » ; Thèse de Institut National des Sciences Appliquées de Rennes INSA, Mars 2001.
-

- [50] Le Gouable, R., Helard, M.; « *Performance of single and multi-user detection techniques for a MC-CDMA system over channel model used for HIPERLAN2* »; Proceedings of the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol.: 2, pp.: 718-722, Sept. 2000.
- [51] Leeson D.B.; « *A simple model of feedback oscillator noise spectrum* »; Proceedings of the IEEE Technologies for the Next Generation Optical Networks, Vol.: 54, pp.: 329-330, 1966.
- [52] Li Y., Cimini L. J.; « *Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 49, pp.: 401-404, 2001.
- [53] Linnartz, J-P; « *Performance analysis of synchronous MC-CDMA in mobile Rayleigh channel with both delay and Doppler spreads* »; IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.: 50, pp.: 1375-1387, Nov. 2001.
- [54] Maeda N., Atarashi H., Abeta, S., Sawahashi M.; « *Throughput comparison between VSF-OFCDM and OFDM considering effect of sectorization in forward link broadband packet wireless access* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 1, pp.:47-51, Sept. 2002.
- [55] Maeda N., Kishiyama Y., Atarashi H., Sawahashi M.; « *Variable Spreading factor OFCDM with two dimensional spreading that prioritizes time domain spreading for forward link broadband wireless access* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, pp.: 127-132, April 2003.
- [56] Medbo J., Andersson H., Schramm P., Asplund H.; « *Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios* »; COST 259, TD98, Bradford, April 1998.
- [57] Mehrotra A.; « *Noise Analysis of phase locked loops* »; IEEE Transactions on Circuits and systems, Vol.: 49., Sept. 2002.
- [58] Moose P-H.; « *A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction* »; IEEE Transactions on Communications, pp.: 2908-2914, Oct. 1994.
- [59] Moshavi S.; « *Multi-User detection for DS-CDMA communication* »; IEEE Communications Magazine, pp.: 124-136, Oct. 1996.
- [60] Mottier D., Castelain D., Helard J.-F., Baudais J.-Y.; « *Optimum and sub-optimum linear MMSE multi-user detection for multi-carrier CDMA transmission systems* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 2, pp.: 868-872, Oct. 2001.
- [61] Parsons D.; « *The mobile radio propagation channel* »; London Pentech press 1992.
- [62] Patzold M., Killat U., Laue F.; « *A Deterministic digital simulation model for Suzuki processes with application to a shadowed Rayleigh land mobile radio channel* »; IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.: 45, pp.: 318-331, May 1996.
- [63] Persson, A., Ottosson T., Strom E., « *Time-frequency localized CDMA for downlink multi-carrier systems* »; IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol.: 1, pp.:118-122, 2002.
- [64] Petrovic D., Rave W., Fettweis G.; « *Properties of the intercarrier interference due to phase noise in OFDM* »; Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Vol.: 4, pp.:2605-2610, May 2005.
- [65] Pollet T., Moeneclaey M.; « *BER sensitivity of OFDM systems to carriers frequency offset and Wiener phase noise* »; IEEE Transactions On Communications, Vol.: 43, Feb./March/April 1995.
- [66] Pollet T., Moeneclaey M.; Jeanclaude I., Sari H.; « *Carrier phase jitter sensitivity for single-carrier and multi-carrier QAM systems* »; IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux, pp.:174-181, Nov. 1994.
-

- [67] Pollet T., Van Bladel M., Moeneclaey M.; « *BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 43, pp.: 191-193, 1995.
- [68] Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., Flannery B.P.; « *Numerical recipes in C++* »; Cambridge University Press, 1997
- [69] Price R., Green P.E.; « *A communication technique for multipath channels* »; Proc IRE, Vol.: 46; pp.: 555-570, March 1958.
- [70] Proakis J.G.; « *Digital Communications* »; fourth edition New York McGRAW-HILL.
- [71] Pursley M.; « *Performance evaluation for phase coded spread-spectrum Multiple Access communication* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 25, pp.: 795-799, Aug. 1977.
- [72] Quek T.Q.S., Maeda N., Atarashi H., Sawahashi M.; « *Analysis on tradeoff between frequency diversity and inter-code interference considering fading correlation in forward link for VSF-OFCDMA wireless access* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 2, pp.:875-879, Sept. 2004.
- [73] Rapp J.; « *Increasing throughput and QoS in a HIPERLAN/2 system with co-channel interference* »; Proceedings of the IEEE International Conference on Networking; Colmar France, 2001.
- [74] Rappaport T.S.; « *Wireless Comminucations: Principles and Practice* »; Upper Saddle River Prentice-Hall 1996.
- [75] Ratasuk R., Ghosh A., Classon, B.; « *Quasi-static method for predicting link-level performance* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 3, pp.: 1298-1302, May 2002.
- [76] Ros L.; « *Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes* »; Thèse Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble-France, Dec 2001.
- [77] Salzer, T., Mottier D., Brunel, L.; « *Influence of system load on channel estimation in MC-CDMA mobile radio communication systems* » ; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 1, pp.: 522-526, May 2001.
- [78] Silverstein J. W., Bai Z.D.; « *On the empirical distribution of eigenvalues of a class of large dimensional random matrices* » ; Journal of Multivariate Analysis, Vol.: 54, pp.: 175-192, 1995.
- [79] Sourour E., Nakagawa M.; « *Performance of orthogonal multi-carrier CDMA in nonfading and nonselective fading channels* »; IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications, pp.:203-207, July 1994.
- [80] Stamoulis A., Diggavi S. N., Al-Dhahir N.; « *Estimation of fast fading channels in OFDM* »; Proceedings of the IEEE Wireless communications and Networking Conference, Vol.: 1, pp.: 465-470, 2002.
- [81] Steele R.; « *Full ahead to where?* »; In European Microwave week EUMW, Paris France, Sept. 2000.
- [82] Steendam H. and Moeneclay M.; «*Optimisation of OFDM on Frequency-selective Time selective Fading Channels* »; International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pp.: 398-403, Sept-Oct. 1998.
- [83] Steendam H., Moeneclaey M.; « *Comparison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DS-CDMA to carrier frequency offset* »; Symposium on Communications and Vehicular Technology, pp.: 166-173, Oct 2000.
- [84] Steendam H., Moeneclaey M.; « *The effect of carrier Phase jitter on MC-CDMA performance* »; IEEE Transactions On Communications, Vol. 47, Feb. 1999.
-

- [85] Steendam H.; Moeneclaey M.; « *The effect of synchronisation errors on MC-CDMA performance* »; IEEE International Conference on Communications, Vol.: 3, pp.: 1510-1514, June 1999.
- [86] Stott J.; « *The effects of phase noise in COFDM* »; EBU technical Review- Summer 1998.
- [87] Ten Brink S., Kramer G., Ashikhmin A.; « *Design of low-density parity-check codes for modulation and detection* », IEEE Transactions on Communications, Vol.: 52, pp.: 670 – 678, April 2004.
- [88] Tomba, L., Krzymien W.A.; « *Sensitivity of the MC-CDMA access scheme to carrier phase noise and frequency offset* »; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.: 48, pp.: 1657-1665.
- [89] Tosato F., Bisaglia P.; « *Simplified Soft-Output Demapper for Binary Interleaved COFDM with Application to HIPERLAN/2* »; Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, pp.: 664-668, Vol.: 2, 2002.
- [90] Tse D.N.C., Hanly S.V.; « *Linear multiuser receivers: effective interference, effective bandwidth and user capacity* »; IEEE Transactions on Information Theory, Vol.: 45, pp.: 641-657, March 1999.
- [91] Van Nee R., Prasad R.; « *OFDM for wireless multimedia communication s* »; Artech House Publishers, Boston, USA, 2000.
- [92] Vandendorpe L.; « *MultiTone Direct sequence CDMA systems in an indoor wireless environment* »; Proceedings of the IEEE Symposium of Communications and Vehicular Technology, Oct. 1993.
- [93] Verdu S., Shamai S.; « *Spectral Efficiency of CDMA with Random Spreading* »; IEEE Transactions on Information Theory, pp.: 622-640, March 1999.
- [94] Verdu S.; « *Minimum Probability of errors for asynchronous Gaussian Multiple Access channels* »; IEEE Transactions on Information Theory, Vol.: 32, pp.:213-219, 1983.
- [95] Viterbi A.J., Omura J.K.; « *Principles of Digital Communications and Coding* »; New York: McGraw Hill, 1979.
- [96] Viterbi, A.J.; « *Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 19, pp.:751 - 772, Oct 1971.
- [97] Voiculescu D. V., Dykema K. J., Nica A.; « *Free Random Variables* »; CRM Monograph Series, Providence, RI: Amer. Math. Soc., Vol.: 1, 1992.
- [98] Wang T.; « *Performance Degradation of OFDM System Over Time –Varying Fading Channel* »; Proceedings of the International Conference on Communications, Circuits and Systems, Vol.: 1, pp.: 327-333, June 2004.
- [99] Weinstein S., Ebert, P.; « *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform* »; IEEE Transactions on Communications, Vol.: 19, pp.: 628-634, Oct. 1971.
- [100] Yee N., Linnartz J.-P.; « *Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel* »; Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.: 3, pp.:1665-1669, June 1994.
- [101] Yee N., Linnartz J.-P., Fetteweis G.; « *Multi-Carrier CDMA in Indoors wireless radio networks* »; Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp.:109-113, 1993.
- [102] Zhang J., Chong E., Tse D.; « *Output MAI Distributions of Linear MMSE Multiuser Receivers in CDMA Systems* »; IEEE Transactions on Information Theory, pp.: 1128-1144, March 2001.
-