

# THÈSE

présentée

au Conservatoire National des Arts et Métiers

pour l'obtention du doctorat spécialité :

lasers, métrologie, communications

par

**Cristiano PANAZIO**

sujet :

**Étude fréquentielle de l'étalement de spectre  
et impact sur la conception d'un  
récepteur de radiocommunications universel**

Soutenue le 24/05/2005 devant le jury composé de

Bernard Fino	Président
Geneviève Baudoin	Rapporteur
Jean-Marc Brossier	Rapporteur
Maurice Bellanger	Directeur de Thèse
João Marcos Romano	Examineur
João Cesar Mota	Examineur
Didier Le Ruyet	Examineur
Michel Terré	Examineur



Étude fréquentielle de l'étalement de spectre  
et impact sur la conception d'un  
récepteur de radiocommunications universel

Cristiano PANAZIO



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à Monsieur Maurice Bellanger pour m'avoir accueilli au Laboratoire Électronique et Communication du Conservatoire National des Arts et Métiers, et pour le soutien et l'encadrement, sans lequel ce travail n'aurait pu s'accomplir.

Merci également à Didier Le Ruyet pour toutes les opportunités qu'il m'a offert, pour sa gentillesse, son amitié et pour toutes les discussions qui m'ont permis d'enrichir mes compétences techniques.

Je remercie sincèrement João Marcos Romano, qui m'a soutenu et m'a encouragé dès mes premiers pas dans la recherche, pour m'avoir mis en contact avec le CNAM et pour avoir accepté d'être mon examinateur. Je tiens également à remercier João Cesar Mota pour m'avoir permis de participer au projet CAPES-COFECUB, qui a rendu possible le financement de ce travail, et pour avoir accepté d'être mon examinateur.

Merci à Mme. Geneviève Baudoin et M. Jean-Marc Brossier pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs, pour la lecture attentive de la thèse et pour leurs propositions enrichissantes.

Merci à M. Michel Terré pour tout le bon humour qui j'apprécie et pour avoir accepté d'être examinateur de ce travail.

Je remercie M. Bernard Fino pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance Madeleine Bonnet pour sa très grande gentillesse et pour la confiance qu'elle m'a accordée.

Un grand merci à Maxime Baudin, qui m'a reçu si gentiment dans le laboratoire. Son aide et son amitié ont rendu mon séjour en France plus plaisant.

Merci également à Tanya Bertozzi et Berna Özbek que j'ai eu l'occasion de connaître lors de mon séjour au laboratoire et avec qui j'ai pu réaliser des travaux parallèle à cette thèse dont j'ai beaucoup appris.

Merci à Danilo Zanatta Filho pour son amitié et pour les discussions enrichissantes que nous avons eu lors de son année au laboratoire.

Un merci amical à Rodrigo Andreão que j'ai eu le plaisir de rencontrer lors de son séjour en France. Je remercie également Romis Attux et Ricardo Suyama par leur soutien.

Merci à ma douce Aline qui a su m'encourager dans les moments difficiles, pour son amitié et pour tous les bons moments que nous avons passé ensemble durant notre séjour.

Enfin, je remercie mes parents, Jorge e Sonia et ma sœur, Georgiana, qui, malgré l'éloignement, ont su me soutenir très fort.



# Résumé

L'approche fréquentielle permet une analyse unifiée des techniques d'étalement de spectre et facilite l'estimation de leurs performances. De plus, la réalisation du récepteur dans le domaine des fréquences permet de mieux exploiter les caractéristiques du signal et, également, grâce à la transformée de Fourier rapide, de réduire la complexité des calculs. C'est aussi une ouverture vers un récepteur universel pour les systèmes DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM.

En utilisant l'équivalence entre les représentations temporelle et fréquentielle, on montre d'abord que l'étalement de spectre par séquence directe est une modulation multiporteuse et que le désétalement peut se réaliser dans le domaine des fréquences avec certains avantages, notamment la suppression des brouilleurs à bande étroite. Pour compenser les distorsions du canal, un perfectionnement au récepteur fréquentiel, basé sur un doublement de la dimension de la TFD, est proposé et ses performances sont étudiées en fonction des types de canaux et de codes, en supposant la synchronisation acquise.

L'apport de l'approche fréquentielle à la synchronisation est examiné ensuite, en distinguant en deux niveaux, la synchronisation de symbole et la synchronisation de chip. Pour le premier niveau, une technique basée sur la corrélation des termes dans le domaine des fréquences a été étudiée dans les contextes mono et multitrajets. Pour le second niveau, une technique originale, exploitant les phases des sous-porteuses, est proposée. Ses performances théoriques sont déterminées, vérifiées par simulation et, comparées d'une part à la borne de Cramér-Rao et d'autre part à d'autres approches.

Dans un système à accès multiple à répartition par code (CDMA), l'interférence entre utilisateurs est une limitation majeure. Le problème est abordé dans le contexte de la voie descendante de l'UMTS. Dans la perspective d'un récepteur universel, en utilisant la TFD double introduite précédemment, on propose un égaliseur fréquentiel au niveau chip, qui permet de traiter, sans complexité supplémentaire, des systèmes à étalement de spectre avec et sans intervalle de garde. L'adaptation des coefficients, les performances et la complexité de mise en oeuvre sont étudiées et comparées avec d'autres techniques. Il apparaît que, dans certaines conditions, il n'est pas nécessaire de faire appel à un intervalle de garde.

La dernière partie est consacrée à une étude comparative globale des systèmes multiporteuses DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM, portant sur les performances en présence de canaux sélectifs, la réception en voie montante, l'estimation du canal et le facteur de crête. Bien que les codes utilisés pour la technique MC-CDMA soient théoriquement optimaux, il apparaît que l'approche DS-CDMA avec code long donne des résultats équivalents.

# Abstract

The frequency domain processing provides an unified analysis for the spreading spectrum systems and makes the estimate of their performances easier. Furthermore, the implementation of the receiver in the frequency domain enables a better exploitation of signal characteristics and, through the use of the fast Fourier transform, the reduction of computational complexity. It also paves the way for an universal receiver for the systems DS-CDMA, MC-CDMA and OFDM.

Firstly, using the duality between time and frequency, we show that direct-sequence spread-spectrum is a multicarrier modulation and therefore, the despreading can take place in frequency domain with certain advantages, particularly the suppression of narrowband interference. In order to compensate the channel distortions, an improvement of the frequency domain receiver, based on a two fold dimension increase of the DFT, is proposed and its performance is studied in function of the channel and codes, always assuming perfect synchronisation.

Afterwards, the advantages brought by the frequency domain approach to the synchronisation, which is divided in symbol and chip level, are examined. In the first level, a technique based on the correlation of the terms in the frequency domain was studied in the context of mono and multi-path channels. In the second level, an original technique, exploiting the phases of subcarriers was proposed. Its theoretical performance is determined, verified by simulation and compared to the Cramér-Rao bound and other approaches.

In code division multiple access (CDMA) systems, the multiuser interference is a major limitation factor. The problem is studied in the context of the UTMS downlink. Bearing in mind an universal receiver, we propose a frequency domain chip-level equalizer based on the double DFT solution previously proposed, which can, without any additional complexity, process spreading spectrum systems with and without guard interval. The coefficient adaptation, the performance and the implementation complexity is studied and compared with other techniques. It seems that, under certain conditions, the presence of a guard interval is not needed.

The last part is dedicated to a global comparative study of multicarrier systems DS-CDMA, MC-CDMA and OFDM, which embodies the performance under selective channels, reception on the uplink, channel estimation and peak factor. The comparison also shows that even if the codes of the MC-CDMA system are theoretically optimal, the DS-CDMA approach with long codes can provide equivalent performance.



# Liste des acronymes et abréviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BPSK	Binary Phase Shift-Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CI	Carrier Interference
CFBAF	Circulaire Fast Block Adaptive Filter
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DA	Data Aided
DD	Decision Directed
DS	Direct Sequence
DSP	Digital Signal Processing
DMT	Discrete Multi-Tone modulation
$E_b/N_o$	rapport entre l'énergie binaire et la densité spectrale de puissance du bruit
ELG	Early-Late Gate
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FBLMS	Fast Block Least Mean Square
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPS	Global Positioning System
IES	Interférence Entre Symboles
IG	Intervalle de Garde
IMU	Interférence Multi-Utilisateur
IPI	Inter-Path Interference
LMS	Least Mean Square
M-PSK	M-ary Phase Shift-Keying
MC	Multi-Carrier
MMD	Mueller & Müller Detector
MRC	Maximum Ratio Combining
NDA	Non-Data Aided
MV	Maximum de Vraisemblance
NLMS	Normalized Least Mean Square
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Préfixe Cyclique

PIC	Parallel Interference Cancellor
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift-Keying
RLS	Recursive Least Squares
SI	Self-Interference
SIC	Serial Interference Cancellor
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TFR	Transformée de Fourier Rapide
SS	Spread Spectrum
UFBAF	Unconstrained Fast Block Adaptive Filter
U <sup>2</sup> FBAF	Double Unconstrained Fast Block Adaptive Filter
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WH	Walsh-Hadamard
ZF	Zero Forcing
ZP	Zero Padding

# Table de notation

$(\cdot)^*$	Conjugué
$(\cdot)^T$	Transposé
$(\cdot)^H$	Transposé et conjugué
$\alpha$	Facteur de roll-off
$a_m$	Symbole du $m$ -ième utilisateur
$\arctan(\cdot)$	Fonction arc-tangente
$\arg(\cdot)$	Fonction argument
$b(t)$	Bruit additif
$B_L T$	Largeur de bande normalisée de la boucle
$c$	Vitesse de la lumière
$c(n)$	Code d'étalement dans le domaine temporel
$c_m(n)$	Code d'étalement dans le domaine temporel du $m$ -ième utilisateur
$C(k)$	Code d'étalement dans le domaine des fréquences
$C_m(k)$	Code d'étalement dans le domaine des fréquences du $m$ -ième utilisateur
$\cos(\cdot)$	Fonction cosinus
$\delta(\cdot)$	Fonction delta de Dirac
$e^{(\cdot)}$	Fonction exponentielle
$e(n)$	Signal d'erreur
$E\{\cdot\}$	Fonction espérance
$\operatorname{erfc}(\cdot)$	Fonction d'erreur complémentaire
$f_p$	Fréquence de la porteuse
$f_d$	Fréquence Doppler
$\mathbf{F}$	Matrice de la transformée de Fourier discrète
$g(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre de demi-Nyquist
$\gamma_p$	Gain du $p$ -ième trajet du canal
$h(t)$	Réponse impulsionnelle du canal
$h_m(t)$	Réponse impulsionnelle du canal du $m$ -ième utilisateur
$\mathbf{h}$	Vecteur colonne de la réponse impulsionnelle du canal
$\mathcal{H}$	Matrice de convolution du canal
$\mathbf{I}$	Matrice identité
$\operatorname{Im}\{y\}$	Partie imaginaire de $y$
$j$	Racine carré de -1
$\mathbf{J}$	Matrice co-identité
$\lambda$	Facteur d'oubli
$\log(\cdot)$	Fonction logarithme
$\mu$	Pas d'adaptation

$\max(\cdot)$	Fonction maximum
$M$	Longueur de la réponse impulsionnelle du canal
$\mathbf{M}^{-1}$	Inverse de la matrice $\mathbf{M}$
$\nu$	Décalage de fréquence
$N$	Facteur d'étalement
$N_u$	Nombre d'utilisateurs actifs
$\mathbf{p}$	Vecteur de corrélation croisée
$\varphi$	Décalage de phase
$r(t)$	Signal reçu
$R(k)$	Signal reçu dans le domaine des fréquences
$\mathbf{R}_{rr}$	Matrice d'autocorrélation du signal $r(n)$
$r_{cos}(t)$	Fonction Cosinus surélevé
$R_{cos}(k)$	Fonction Cosinus surélevé dans le domaine des fréquences
$S_b(k)$	Densité spectrale de puissance du bruit
$\text{Re}\{y\}$	Partie réel de $y$
$\sigma_y^2$	Variance du signal $y$
$\sin(\cdot)$	Fonction sinus
$\tau$	Retard du trajet
$\theta$	Phase
$T$	Période symbole
$T_c$	Période chip
$U(k)$	Produit $R(k)C^*(k)$
$\mathbf{v} = \text{diag}(\mathbf{V})$	Le vecteur colonne $\mathbf{v}$ est la diagonale principale de la matrice $\mathbf{V}$
$\mathbf{V} = \text{diag}(\mathbf{v})$	La matrice $\mathbf{V}$ contient dans sa diagonale principale le vecteur $\mathbf{v}$
$w$	Coefficient de l'égaliseur temporel
$\mathbf{w}$	Vecteur colonne des coefficients de l'égaliseur temporel
$W(k)$	Coefficient de l'égaliseur fréquentiel pour la $k$ -ième sous-porteuse
$\mathbf{W}$	Vecteur colonne des coefficients de l'égaliseur fréquentiel
$x(t)$	Signal émis (somme de tous utilisateurs actifs)
$x_m(t)$	Signal émis du $m$ -ième utilisateur
$Y = TFD\{y\}$	Transformée de Fourier discrète du signal $y$
$y = TFD^{-1}\{Y\}$	Transformée inverse de Fourier discrète du signal $Y$

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Étalement de spectre et récepteur dans le domaine fréquentiel</b>	<b>5</b>
2.1	Le principe de l'étalement de spectre . . . . .	5
2.2	Étalement de spectre par séquence directe . . . . .	6
2.2.1	Le récepteur RAKE . . . . .	9
2.3	Étalement de spectre par Transformée de Fourier Discrète . . . . .	11
2.3.1	Le récepteur à combinaison de rapport maximal (MRC) . . . . .	15
2.4	La dualité entre les systèmes DS-SS et MC-SS . . . . .	16
2.4.1	Le récepteur MRC pour le DS-SS . . . . .	17
2.4.2	Performance du RAKE fréquentiel avec TFD de N et 2N points	19
2.5	Sensibilité au retard de synchronisation du RAKE à la cadence de chip	23
2.6	Le filtre adapté . . . . .	24
2.7	Propriétés fréquentielles des codes d'étalement . . . . .	25
2.7.1	Code Flash-Hadamard . . . . .	25
2.7.2	Code long . . . . .	28
2.7.3	Code à longueur maximale . . . . .	28
2.7.4	Code de Gold . . . . .	31
2.7.5	Séquence complexe quadratique . . . . .	33
2.7.6	Le code Flash-Hadamard et le système MC-CDMA . . . . .	35
2.7.7	Code <i>Carrier Interference</i> . . . . .	35
2.8	Égalisation EQMM au niveau chip . . . . .	36
2.9	Performance du système DS-SS avec filtrage de l'interférence . . . . .	37
2.9.1	Gain théorique . . . . .	37
2.9.2	Résultats des simulations . . . . .	39
2.10	Conclusion . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Synchronisation</b>	<b>45</b>
3.1	La Synchronisation . . . . .	46
3.1.1	Caractérisation des Synchroniseurs . . . . .	49
3.2	Modèle du système . . . . .	50

3.3	Synchronisation de Fréquence et de Phase . . . . .	50
3.3.1	Synchronisation de Fréquence en boucle ouverte . . . . .	51
3.3.2	Synchronisation de Phase en boucle ouverte . . . . .	54
3.3.3	Synchronisation de fréquence et phase avec rebouclage . . . . .	54
3.4	Synchronisation de symbole et de chip . . . . .	58
3.4.1	Synchronisation de symbole . . . . .	60
3.4.2	Synchronisation de chip . . . . .	69
3.5	Conclusion . . . . .	81
<b>4</b>	<b>Suppression de l'interférence multiutilisateur par égalisation dans le domaine fréquentiel</b>	<b>83</b>
4.1	La problématique . . . . .	84
4.2	Réduction de l'interférence multiutilisateur : état de l'art . . . . .	84
4.2.1	Techniques linéaires . . . . .	85
4.2.2	Techniques non-linéaires . . . . .	90
4.3	Le contexte UMTS : la voie descendante . . . . .	92
4.4	Égalisation dans le domaine fréquentiel . . . . .	94
4.4.1	Égalisation avec convolution linéaire : le FBAF . . . . .	95
4.4.2	Égalisation avec convolution circulaire : le CFBAF . . . . .	97
4.4.3	Une solution universelle : l'U <sup>2</sup> FBAF . . . . .	107
4.5	Performance de la technique U <sup>2</sup> FBAF . . . . .	110
4.5.1	Influence du placement de la fenêtre . . . . .	110
4.6	Solution adaptative et comportement de la convergence . . . . .	118
4.7	Performance sur des canaux sélectifs et variant dans le temps . . . . .	120
4.7.1	Modèle du canal . . . . .	120
4.7.2	Résultats des simulations . . . . .	125
4.8	Complexité de calcul . . . . .	131
4.9	Conclusion . . . . .	133
<b>5</b>	<b>Comparaison DS-CDMA/MC-CDMA/OFDM</b>	<b>135</b>
5.1	Comparaison entre OFDM et CDMA . . . . .	135
5.1.1	Sensibilité à la synchronisation . . . . .	135
5.1.2	Canaux sélectifs en fréquence . . . . .	136
5.1.3	Facteur de crête . . . . .	138
5.1.4	La voie montante . . . . .	140
5.1.5	Contrôle imparfait de puissance . . . . .	141
5.1.6	Estimation du canal . . . . .	141
5.2	Comparaison entre DS-CDMA et MC-CDMA . . . . .	142
5.3	Conclusion . . . . .	145
<b>6</b>	<b>Conclusion et Perspectives</b>	<b>147</b>

**Annexes**

<b>A</b>	<b>L'Early-Late Gate</b>	<b>151</b>
<b>B</b>	<b>Le Détecteur Mueller &amp; Müller</b>	<b>153</b>
<b>C</b>	<b>Estimation de l'inverse de la densité spectrale de puissance</b>	<b>155</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>157</b>

**Communications**

1. Synchronisation de Symbole et de Chip dans le Domaine Fréquentiel pour les Systèmes DS-CDMA et MC-CDMA
2. On the Frequency Domain Approach for Spread Spectrum Receivers : Towards a Convergence of DS-CDMA, MC-CDMA and OFDM





# Chapitre 1

## Introduction

Les transmissions d'information sur des canaux sans fil subissent des perturbations comme la propagation multitrajets avec évanouissement et les interférences à bande étroite. Les systèmes à étalement de spectre ont pour objectifs de résister à ces phénomènes. La technique consiste à émettre le signal d'information en utilisant une bande de fréquence nettement supérieure à la bande nécessaire. Le traitement spécifique du signal à la réception permet de bien séparer les trajets du canal et d'extraire de la diversité temporelle avec une complexité beaucoup plus faible que le récepteur à maximum vraisemblance. De plus, il est possible de récupérer l'information transmise sur les fréquences non affectées par le brouilleur à bande étroite.

L'étalement de spectre du signal d'information peut être effectué en le multipliant par une séquence spécifique, dite code d'étalement, où chaque élément est appelé *chip*. Cette technique est désignée par étalement de spectre par séquence directe (DS-SS pour *Direct Sequence-Spread Spectrum*). Une deuxième possibilité consiste à transmettre le même signal d'information sur plusieurs sous-porteuses, générées par une transformée de Fourier discrète (TFD). Le signal de chaque sous-porteuse est multiplié par un coefficient complexe, représenté par son amplitude et sa phase. L'ensemble des coefficients constitue le code d'étalement de cette technique, appelée étalement de spectre par modulation multiporteuse (MC-SS pour *Multi Carrier-Spread Spectrum*).

De plus, on peut utiliser des codes qui ont une corrélation croisée nulle, de façon à

partager simultanément le spectre entre plusieurs utilisateurs, sans qu'il n'y ait d'interférence entre eux. C'est la technique d'accès multiple à répartition par codes ou, plus couramment, *Code Division Multiple Access* (CDMA). Malheureusement, l'asynchronisme entre les utilisateurs et la présence de multitrajets, qui dans le domaine des fréquences se traduit comme de la sélectivité du canal, détruisent cette orthogonalité et produisent de l'interférence entre utilisateurs. Cette interférence est, généralement, le principal facteur de limitation de la performance d'un système CDMA.

Dans ce document, nous proposons une approche dans le domaine des fréquences qui permet une analyse unifiée et élégante des techniques d'étalement de spectre et de l'estimation de leurs performances. De plus, la réalisation du récepteur dans le domaine des fréquences permet d'exploiter facilement certaines caractéristiques du signal et, avec la transformée de Fourier rapide, de réduire la complexité de calcul par rapport à une réalisation temporelle. Elle ouvre aussi la perspective de la réalisation d'un récepteur universel pour les systèmes DS-SS, MC-SS et OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Dans le chapitre 2 du document, en considérant une représentation dans le domaine des fréquences de la technique DS-SS, on montre que celle-ci peut être vue comme une technique MC-SS. Ensuite, on examine les performances du récepteur fréquentiel MRC (*Maximal Ratio Combining*) quand on n'utilise pas l'intervalle de garde. Afin de réduire les perturbations, nous proposons un nouveau récepteur avec une transformée de Fourier discrète de taille deux fois supérieure au facteur d'étalement. Ensuite, avec l'approche dans le domaine des fréquences, nous passons en revue certaines familles de codes d'étalement, en examinant la qualité de l'étalement, la variation de l'amplitude du signal dans le temps et l'applicabilité à des systèmes CDMA. Finalement, nous montrons que l'approche fréquentielle permet de résister à la présence des interférences à bande étroite et/ou bruit coloré par l'implémentation d'un filtre adapté, contrairement à la technique RAKE/MRC.

La bonne détection des signaux à étalement de spectre dépend aussi de la synchronisation de fréquence de la porteuse, de sa phase et du rythme d'échantillonnage. Dans les systèmes à étalement de spectre, la récupération du rythme possède la particularité d'être divisée en deux étages. Le premier, dite grossier ou de symbole, va caler le code du récepteur avec le symbole étalé reçu. Le deuxième, dite fine ou de chip, consiste à

raffiner cette estimation et à poursuivre d'éventuelles variations. Il faut noter qu'une erreur de l'ordre d'un chip, malgré sa faible durée par rapport à la durée du symbole, est déjà suffisante pour empêcher la récupération de l'information.

Ce problème est analysé chapitre 3. Pour la synchronisation de fréquence et de phase de la porteuse, nous appliquons quelques techniques classiques existantes en observant quelques particularités du système CDMA. Pour ce qui concerne la synchronisation de symbole, nous étudions une technique fréquentielle autodidacte basée sur le premier terme de la corrélation, pour les canaux mono-trajet et multitrajets. On analyse aussi la technique classique de synchronisation basée sur la corrélation avec le code, qui peut être réalisée de façon moins complexe le domaine des fréquences. Finalement, nous proposons une technique de synchronisation de chip autodidacte, aussi dans le domaine fréquentiel, qui permet d'obtenir des performances équivalentes et parfois supérieures à celles des techniques temporelles similaires. On détermine les performances théoriques et on les vérifie par des simulations, en comparant avec d'autres techniques classiques et la borne de Cramér-Rao. On discute les problèmes qui découlent du fait d'avoir plusieurs utilisateurs et on propose une solution pour améliorer les performances de la méthode dans ce contexte.

Le chapitre 4 est dédié au problème de l'interférence entre utilisateurs. On commence par faire une rétrospective de l'état de l'art des solutions existantes. Ensuite, on se place dans le contexte de la voie descendante de l'UMTS, où l'égaliseur au niveau chip se présente comme la meilleure solution pratique. Celui-ci peut être réalisé de façon très efficace dans le domaine des fréquences. Dans la perspective d'un récepteur universel pour les systèmes à étalement de spectre existants, on propose un nouvel égaliseur fréquentiel qui permet de traiter, sans complexité supplémentaire, des systèmes à étalement de spectre avec et sans intervalle de garde. L'adaptation des coefficients, les performances et la complexité sont analysées et comparées avec celles d'autres techniques. De plus, à travers l'analyse de performance, on montre que, dans certaines conditions, il est plus judicieux d'utiliser un récepteur un peu plus complexe que d'insérer l'intervalle de garde.

On compare, dans le chapitre 5, les systèmes DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM. D'abord, on examine les différences entre les systèmes CDMA et OFDM sur plusieurs aspects, comme les performances sur des canaux sélectifs, la réception dans la voie mon-

tante, l'estimation du canal et le facteur de crête. Ensuite, on compare les techniques DS-CDMA avec code long et MC-CDMA avec codes Walsh-Hadamard et *Carrier Interference*, afin de vérifier si les codes du MC-CDMA donnent de meilleures performances.

Finalement, le chapitre 6 rassemble les conclusions sur les études menées et indique quelques perspectives pour poursuivre les travaux et parfaire les résultats.

## Chapitre 2

# Étalement de spectre et récepteur dans le domaine fréquentiel

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement les fondements des systèmes à étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) et par multiporteuse (MC-SS). Ensuite, on montre que le système DS-SS peut être vu comme un système du type multiporteuse et vice-versa. Cette interprétation met en évidence certaines caractéristiques du système, comme le mauvais étalement spectral des codes orthogonaux du type Flash-Hadamard. On démontre aussi qu'il est possible de combattre certains types d'interférence, de façon très simple et robuste, avec le récepteur dans le domaine fréquentiel.

### 2.1 Le principe de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire. Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement, qui possède un débit plusieurs fois supérieur au débit du signal original. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe (DS-SS). Une deuxième technique consiste à transmettre le même signal d'information sur plusieurs porteuses, caractérisées par des amplitudes et des phases, ce qui donne origine à la modulation multiporteuse (MC-SS). Même si

ces techniques semblent différentes, elles sont équivalentes.

En exploitation, la technique à étalement de spectre s'est montrée très robuste aux canaux à multitrajets, typiques des systèmes sans fil, tandis que les modulations traditionnelles souffrent d'une forte interférence entre symboles. En outre, le système à étalement de spectre possède un récepteur connu sous le nom de RAKE (râteau) qui permet de combiner la contribution de chaque trajet et de combattre le phénomène d'évanouissement. On analysera ce récepteur et son dual pour le cas multiporteuse avec plus de détails dans les sections 2.2, 2.3, 2.4. Finalement, l'approche est très robuste vis à vis des brouilleurs à bande étroite. Cela vient du fait que seulement une partie du signal souffre de l'action de ce bruit, tandis qu'un signal de bande étroite peut être complètement perdu si les spectres coïncident.

Le système à étalement de spectre comporte une technique d'accès multiple, appelée CDMA (*Code Division Multiple Access*). Contrairement à des systèmes d'accès multiple FDMA ou TDMA, qui assignent une fréquence ou un intervalle de temps à chaque utilisateur, en CDMA, les utilisateurs ont chacun un code d'étalement, et émettent simultanément, en partageant les mêmes fréquences. Ces codes sont orthogonaux ou quasi-orthogonaux, ce qui permet de séparer les utilisateurs à la réception.

Après le développement des systèmes numériques, la technique CDMA a trouvé des applications dans des systèmes de communication par satellite, la deuxième génération (2G) de systèmes cellulaires IS-95, la troisième génération (3G), avec le CDMA2000 et l'UMTS (*Universal Mobile Telephone System*) [1], et le système de localisation GPS (*Global Positioning System*).

## 2.2 Étalement de spectre par séquence directe

Une des idées utilisées pour étaler le spectre d'un message est la multiplication de celui-ci par une autre séquence. Les chips qui constituent cette séquence possèdent une période beaucoup plus faible que le symbole du message original (figure 2.1).

Considérons un système DS-CDMA avec  $N_u$  utilisateurs. Le symbole du  $m$ -ième

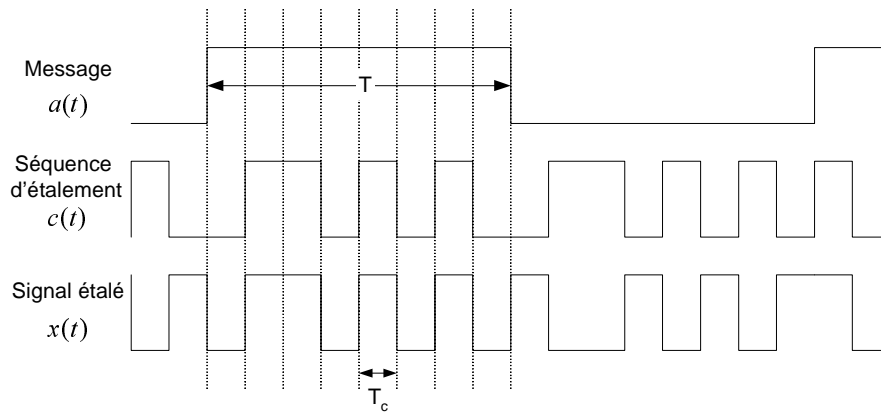


FIG. 2.1 – Étalement de spectre par séquence directe.

utilisateur est indiqué par  $a_m(k)$ , dont la période est égale à  $T$ . Ces symboles sont étalés par une séquence propre à chaque utilisateur  $c_m(n)$ , où chaque chip possède une durée  $T_c$ . Le signal étalé est donné par :

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n) \delta(t - nT_c) \quad (2.1)$$

où le facteur d'étalement est  $N = T/T_c$  et  $\delta(\cdot)$  est la fonction impulsion de Dirac.

Le signal  $x_m(t)$  est appliqué à un filtre demi Nyquist  $g(t)$  avant la transmission et au filtre adapté  $g(-t)$  à la réception. On considère un modèle de canal à multitrajets  $h'_m(t)$  qui est décrit par :

$$h'_m(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} \delta(t - \tau_{m,p})$$

où  $p$  est l'indice du trajet,  $\gamma_{m,p}$  est une variable complexe, avec une distribution Rayleigh pour l'amplitude et uniforme pour la phase, et  $\tau_{m,p}$  est le retard du  $p$ -ième trajet du canal du  $m$ -ième utilisateur.

Alors, le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N_u-1} x_m(t) * g(t) * h'_m(t) * g(-t) + b(t)$$

où  $b(t) = b'(t) * g(-t)$ ,  $b'(t)$  étant le bruit additif.

Afin de simplifier les notations, on groupe les filtres en un seul filtre  $h_m(t)$  :

$$h_m(t) = h'_m(t) * s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} s(t - \tau_{m,p})$$

où  $s(t) = g(t) * g(-t)$ .

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{m=0}^{N_u-1} x_m(t) * h_m(t) + b(t) \\ &= \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,p} a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n) s(t - nT_c - \tau_{m,p}) + b(t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Tout d'abord, considérons le cas le plus simple où  $N_u = 1$ , le canal a un seul trajet ( $P = 1$ ) de phase égale à zéro et gain unitaire, et le récepteur est calé sur ce trajet, c'est-à-dire,  $h(t) = \delta(t)$ . Le signal reçu échantillonné à la cadence chip s'écrit :

$$r(n) = a \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c(n) + b(n) \quad (2.3)$$

en posant :  $r(n) = r(nT_c)$ .

Le symbole reçu  $\tilde{a}(k)$  est obtenu par le désétalement du signal reçu, réalisé en multipliant par le conjugué du code d'étalement convenablement calé :

$$\begin{aligned} \tilde{a}(k) &= \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} r(n) c^*(n) \\ &= a(k) \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} |c(n)|^2 + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} b(n) c^*(n) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Dans cette expression, le premier terme est le signal d'intérêt et le deuxième est le bruit.

Pour obtenir un bon désétalement du signal, il faut que le code dans le récepteur soit



parfaitement calé avec le trajet, car des erreurs de l'ordre d'une période chip peuvent se traduire par l'impossibilité de récupérer le symbole étalé. La synchronisation temporelle sera étudiée dans le chapitre 3.

### 2.2.1 Le récepteur RAKE

Le récepteur optimal doit exploiter les multitrajets au lieu de les supprimer, en combinant de façon cohérente leurs contributions au signal émis. L'opération peut être réalisée de façon optimale par un récepteur de séquence à maximum de vraisemblance, mais qui peut s'avérer trop coûteux. En fait, si le code utilisé dans le système DS-SS possède une autocorrélation qui s'approche d'une impulsion, il est possible de décorrélérer les trajets qui forment le canal radio. Ainsi, on peut désétaler chaque trajet puis les combiner en tenant compte du gain et de la phase de chacun et arriver à un niveau de performance proche de celui du récepteur optimal à maximum de vraisemblance. Ce récepteur est appelé récepteur RAKE ou râteau, représenté à la figure 2.2. Un doigt du RAKE représente un trajet capturé.

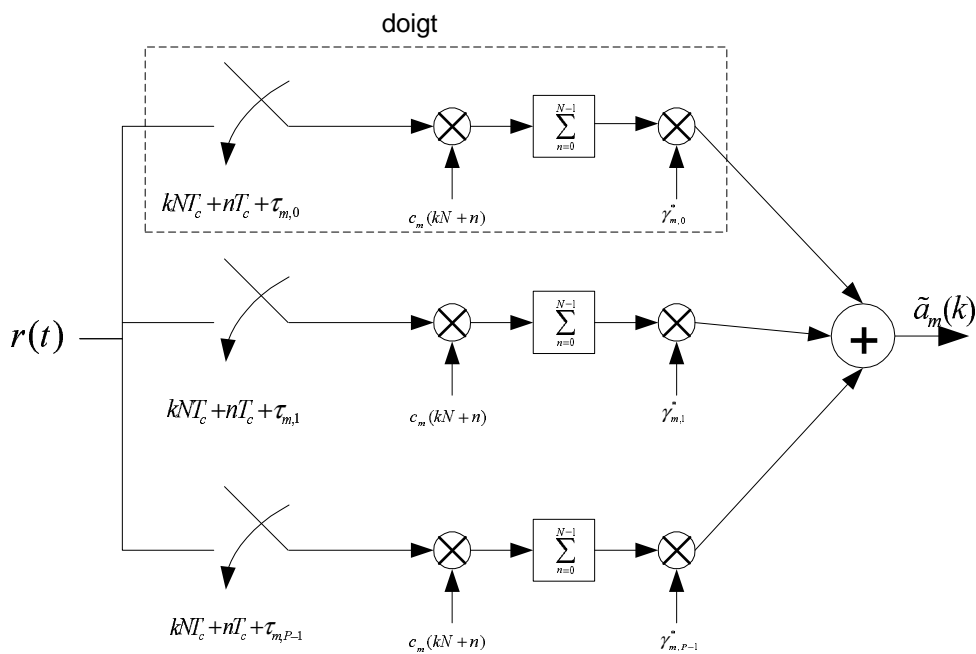


FIG. 2.2 – Structure du récepteur RAKE.

La sortie du récepteur RAKE s'écrit :

$$\begin{aligned}
\tilde{a}_m(k) &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{m,p}^* r(kNT_c + nT_c + \tau_{m,p}) c_m^*(kN + n) \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \sum_{p=0}^{P-1} r(kNT_c + nT_c + \tau_{m,p}) \gamma_{m,p}^* \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \{r(t) * \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p}^* \delta(t + \tau_{m,p})\} \delta(t - kNT_c - nT_c) \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \{r(t) * h_m'^*(-t)\} \delta(t - kNT_c - nT_c)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Quand il y a un doigt pour chaque trajet du canal, on peut interpréter le récepteur RAKE comme le filtre manquant pour compléter le filtre adapté de la chaîne émission/réception, en sachant que  $r(t)$  a déjà été filtré par  $g(-t)$ . En outre, la corrélation avec le code peut être aussi effectuée avec un filtre adapté au code, c'est-à-dire, avec les coefficients  $\{c_m^*(kN + N - 1), c_m^*(kN + N - 2), \dots, c_m^*(kN)\}$ . Ainsi, on peut dire que le RAKE est le filtre adapté au canal et au code.

Généralement, la réalisation du RAKE est effectuée avec un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) adapté au canal  $h(t)$ , qui travaille à la cadence de chip ou à une fraction de celle-ci. Comme l'UMTS utilise un facteur de roll-off de 0,22, le repliement de spectre est faible et l'approximation du filtre adapté par un filtre RIF qui travaille à la cadence de chip n'est pas tellement grossière, comme on le verra dans la section 2.5. De plus, de faibles espacements (inférieurs à  $T_c$ ) génèrent des coefficients fortement corrélés en raison du filtrage du signal par le filtre en cosinus surélevé.

En supposant que les retards des multitrajets sont espacés d'une période chip, qu'il n'y a pas de variation de puissance sur les trajets,  $h_m(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} \delta(n - \tau_{m,p})$ ,  $r(n) = \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} a_m(\lfloor \frac{n-\tau_{m,p}}{N} \rfloor) c_m(n - \tau_{m,p}) + b(n)$ , et la sortie du récepteur RAKE pour le  $l$ -ième utilisateur est donnée par :

$$\begin{aligned}
\tilde{a}_l(k) = & a_l(k) \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} |c_l(n)|^2 \sum_{p=0}^{P-1} |\gamma_{l,p}|^2 \\
& + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_l^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* \sum_{\substack{d=0 \\ d \neq p}}^{P-1} \gamma_{l,d} a_l \left( \left\lfloor \frac{n + \tau_{l,p} - \tau_{l,d}}{N} \right\rfloor \right) c_l(n + \tau_{l,p} - \tau_{l,d}) \\
& + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_l^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{N_u-1} \sum_{d=0}^{P-1} \gamma_{m,d} a_m \left( \left\lfloor \frac{n + \tau_{l,p} - \tau_{m,d}}{N} \right\rfloor \right) c_m(n + \tau_{l,p} - \tau_{m,d}) \\
& + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_l^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* b(n + \tau_{l,p})
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Le premier terme de (2.6) est le signal utile. Le deuxième terme est à la fois l'interférence entre symboles (IES), qui peut être négligée pour un facteur d'étalement beaucoup plus grand que la taille du canal, et l'auto-interférence (SI pour *Self-Interference*), où les versions décalées du symbole étalé lui-même viennent interférer. La combinaison de l'IES et de la SI est appelée interférence entre trajets (IPI pour *Inter-Path Interference*) [2, 3], dont la valeur dépend du code d'étalement (propriétés d'autocorrélation), du canal (la réponse en fréquence et la longueur de la réponse impulsionnelle) et du facteur d'étalement (plus le facteur d'étalement est élevé par rapport à la longueur du canal, moins l'IES est importante). Le troisième terme de (2.6) est l'interférence entre utilisateurs et le dernier est le bruit filtré par le RAKE.

## 2.3 Étalement de spectre par Transformée de Fourier Discrète

Une autre façon de réaliser l'étalement d'un symbole est de l'appliquer à plusieurs sous-porteuses (MC-SS pour *Multi-Carrier Spread Spectrum*). À la réception, on démodule chaque sous-porteuse et on combine les sorties de façon convenable. Cependant, pour fonctionner correctement, cette approche nécessite plusieurs précautions.

D'abord, on considère que le spectre de la séquence de symboles est un sinus cardinal. Si  $T$  est la période symbole, il y a un zéro sur le spectre à chaque fréquence  $n/T$ . Ainsi, il faut placer les sous-porteuses espacées également de  $1/T$  afin qu'elles soient orthogonales entre elles, comme présenté sur la figure 2.3.

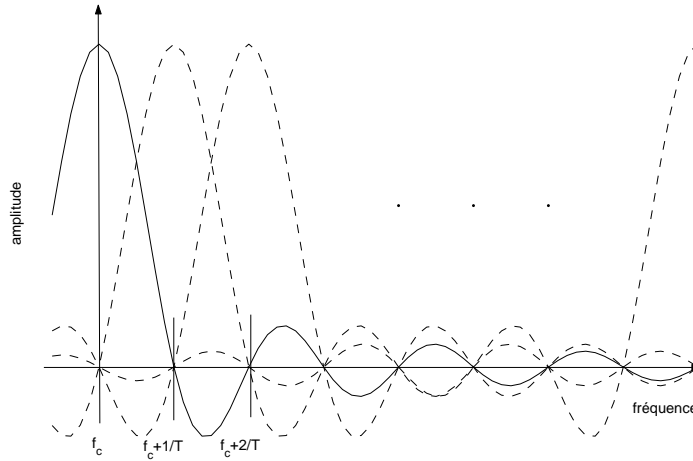


FIG. 2.3 – Porteuses orthogonales sur une période symbole.

Les sous-porteuses sont générées dans le temps discret avec la transformée de Fourier discrète (TFD) inverse ( $TFD^{-1}$ ). La définition de la TFD de  $N$  points d'un signal  $x(n)$  est la suivante :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.7)$$

et la transformée inverse :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi nk/N} \quad (2.8)$$

Afin de partager simultanément le spectre avec d'autres utilisateurs, on utilise des codes d'étalement pour orthogonaliser ces utilisateurs. Le code d'étalement du  $m$ -ième utilisateur avec la technique MC-SS consiste à multiplier le symbole associé à la  $k$ -ième sous-porteuse par un gain complexe  $C_m(k)$ . À la réception, les sorties des sous-porteuses sont multipliées par les gains avec les phases inverses  $C_m^*$  et, ensuite, combinées pour désétalement le symbole émis. Le schéma de la technique MC-SS est représenté à la figure 2.4.

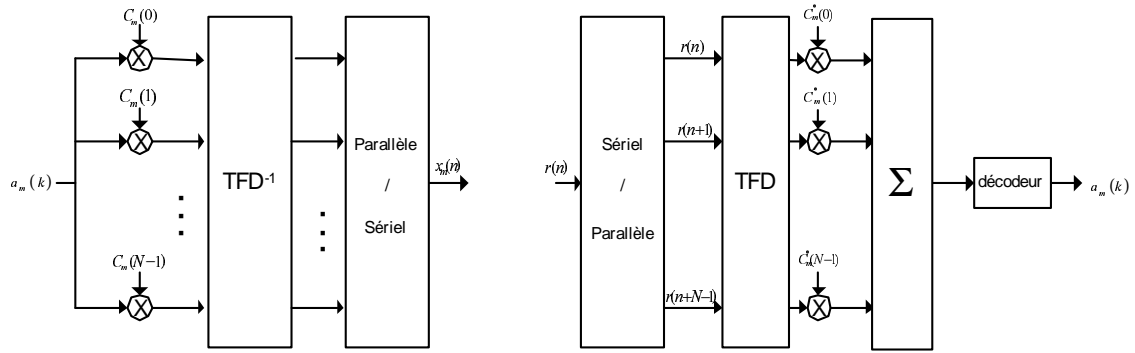


FIG. 2.4 – Structure de l'émetteur et du récepteur utilisant la TFD.

En outre, la TFD est un ensemble orthogonal de sinusoides finies et périodiques. Pour que ces sinusoides (sous-porteuses) restent orthogonales après le passage par un canal à mémoire (ou multitrajets), elles doivent être décalées circulairement, afin de préserver la propriété de périodicité. Cependant, le canal ne fait pas de décalage circulaire et, de plus, il introduit de l'IES. Ces problèmes peuvent être surmontés en ajoutant un intervalle de garde entre les symboles. Cet intervalle de garde peut être réalisé en introduisant au début de la sortie de la  $TFD^{-1}$  une copie des derniers échantillons, appelée préfixe cyclique (PC). Pour un canal avec  $M$  coefficients, le nombre d'échantillons du PC doit être supérieur ou égal à  $M - 1$ . À la réception, on choisit une fenêtre temporelle, pour la TFD, où il n'y a pas d'interférence entre symboles (figure 2.5). De plus, le PC permet aussi de retrouver dans la fenêtre choisie une convolution circulaire, puisque, pour cette fenêtre, le canal voit un signal périodique et donc, la convolution linéaire devient circulaire. Ainsi, on peut écrire :

$$r(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)h(n-m)_N = TFD^{-1} \{X(k)H(k)\}$$

où  $(n)_N$  est la fonction  $n(\text{modulo } N)$ ,  $X(k) = TFD\{x(n)\}$ ,  $H(k) = TFD\{h(n)\}$  et on peut égaliser le canal avec un seul coefficient par sous-porteuse, car on garantit l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

L'intervalle de garde peut être aussi réalisé par l'introduction de  $N_{pc} \geq M - 1$  zéros à la fin de chaque  $TFD^{-1}$ , ce que l'on appelle *zero padding* (ZP), et qui élimine l'IES. À la réception, on prend les échantillons correspondant aux zéros et on les introduit au

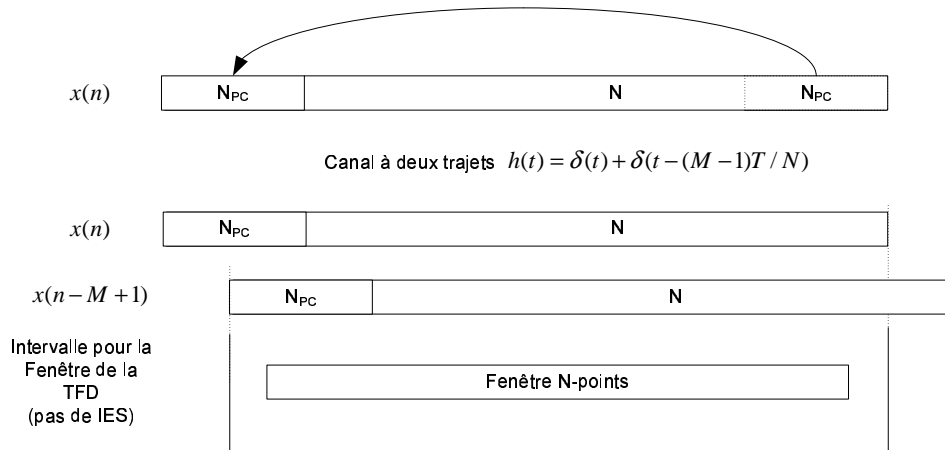


FIG. 2.5 – Positionnement de la fenêtre de la TFD à la réception avec le préfixe cyclique.

début du symbole, ce qui permet de simuler une convolution circulaire.

La présence du canal impose une égalisation sur chaque sous-porteuse avant désétalement.

Le signal, en bande de base,  $x_m(n)$  est généré par :

$$\begin{aligned}
 x_m(n) &= a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_m(k) e^{j2\pi nk/N} \\
 &= a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Le modèle du canal est exactement le même que dans le cas du DS-SS et le signal reçu s'écrit :

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{m=0}^{N_u-1} x_m(t) * h_m(t) + b(t) \\
 &= \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,p} a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n) s(t - nT_c - \tau_{m,p}) + b(t)
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Il est intéressant de noter que le préfixe cyclique peut aussi être utilisé pour effectuer la synchronisation ou, dans le cas du *zero padding*, pour identifier le canal comme exposé

dans la référence [4].

Cependant, l'addition du préfixe cyclique réduit l'efficacité spectrale du système, puisqu'il s'agit de redondance. Afin de réduire cette perte, on augmente la taille de la TFD, mais l'augmentation de la taille de la TFD introduit de la latence dans le système et rend plus difficile la synchronisation temporelle et fréquentielle.

Un décalage de fréquence entre les porteuses entraîne aussi une perte de l'orthogonalité, appelée de ICI (*Inter-Carrier Interference*). Cela vient du fait que le spectre est décalé et donc, ne s'annule pas aux fréquences  $2\pi k/N$ .

### 2.3.1 Le récepteur à combinaison de rapport maximal (MRC)

Ainsi, comme le système DS-SS, le système MC-SS peut aussi combiner les multitrajets, dans le domaine fréquentiel, pour augmenter le rapport signal à bruit. Ce récepteur est le récepteur à combinaison de rapport maximal :

$$\tilde{a}_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} R(k, n) H_l^*(k) C_l^*(k) \quad (2.11)$$

où  $R(k, n) = \text{TFD}\{r(nN), r(nN+1), \dots, r(N(n+1)-1)\}$ ,  $H(k) = \text{TFD}\{h(0), h(1), \dots, h(M-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{N-M}\}$  et  $M$  est la taille du canal.

Il est clair avec (2.11) que ce récepteur est le filtre adapté au code et au canal, à la condition que la convolution du signal avec le canal soit circulaire.

Considérons que tous les utilisateurs sont synchronisés. Alors,

$$R(k, n) = a_l(n) C_l(k) H_l(k) + \sum_{m=0, m \neq l}^{N_u-1} a_m(n) C_m(k) H_m(k) + B(k)$$

et on peut écrire :

$$\begin{aligned}
\tilde{a}_l(n) &= a_l(n) \sum_{k=0}^{N-1} |C_l(k)|^2 |H_l(k)|^2 \\
&+ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{N_u-1} a_m(n) C_m(k) H_m(k) C_l^*(k) H_l^*(k) \\
&+ \sum_{k=0}^{N-1} B(k) C_l^*(k) H_l^*(k)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Le premier terme de (2.12) se réfère au symbole désiré et à l'auto-interférence. Le deuxième terme est l'interférence entre utilisateurs et le troisième est le bruit filtré. Il faut noter que par rapport au RAKE du DS-CDMA, on n'a pas d'interférence entre symboles grâce à l'utilisation du préfixe cyclique.

## 2.4 La dualité entre les systèmes DS-SS et MC-SS

Bien que les deux systèmes réalisent de façon différente l'étalement et le désétalement spectral, ils sont identiques.

En effet, la relation (2.9) montre que la représentation dans le domaine temporel de l'étalement fréquentiel est identique à celle du système à étalement par séquence directe. La réciproque est également vraie.

Comme illustration, considérons un cas mono-utilisateur et mono-trajet ( $N_u = 1$  et  $P = 1$ ) avec calage sur le trajet  $\tau = 0$ . Le désétalement du système MC-SS s'écrit :

$$\tilde{a}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} R(k, n) C^*(k, n) \tag{2.13}$$

En utilisant le fait que  $R(k, n) = \sum_{m=0}^{N-1} r(nN + m) e^{-j2\pi mk/N}$  et  $C^*(k, n) =$



$\sum_{l=0}^{N-1} c^*(nN + l)e^{j2\pi lk/N}$ , on peut écrire (2.13) comme :

$$\begin{aligned}
\tilde{a}(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} r(nN + m)e^{-j2\pi mk/N} \sum_{l=0}^{N-1} c^*(nN + l)e^{j2\pi lk/N} \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} r(nN + m)c^*(nN + l)e^{j2\pi(l-m)k/N} \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} r(nN + m)c^*(nN + l) \left[ \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(l-m)k/N} \right]
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Le terme  $\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(l-m)k/N}$  est différent de zéro seulement si  $l = m$ . Ainsi (2.14) devient :

$$\tilde{a}(n) = \sum_{m=nN}^{N(n+1)-1} r(m)c^*(m) \tag{2.15}$$

ce qui montre aussi que le désétalement du MC-SS (2.13) est équivalent au désétalement (corrélation du signal reçu avec le code d'étalement) du DS-SS (2.4) et vice-versa.

Ce résultat montre bien que l'on peut regarder le système DS-SS comme un système multiporteuse. La représentation dans le domaine fréquentiel permet d'analyser de façon plus claire la qualité de l'étalement des codes et de comparer les systèmes DS-SS et MC-SS. De plus, le récepteur MRC est optimum au sens de la maximisation du rapport signal à bruit pour le système DS-SS, lorsque le système a un préfixe cyclique. Dans le paragraphe suivant, on va analyser ce qu'il arrive si l'on utilise le MRC et un système DS-SS sans préfixe cyclique.

### 2.4.1 Le récepteur MRC pour le DS-SS

On sait que le RAKE est le filtre adapté au canal et au code. Le canal dans le domaine fréquentiel est donné par  $H(k)=\text{TFD}\{h(n)\}$  et en supposant que le DS-SS possède aussi un préfixe cyclique pour transformer la convolution linéaire du canal en

convolution circulaire, on obtient pour le RAKE dans le domaine des fréquences :

$$a(m) = \sum_{k=0}^{N-1} R(k)H^*(k)C^*(k)$$

ce qui correspond au récepteur MRC pour le MC-SS.

C'est une évidence, puisque le MRC est aussi la réalisation du filtre adapté, mais dans le domaine des fréquences. Pourtant, le système DS-SS n'utilise pas de préfixe cyclique et on n'a pas exactement cette dualité. Mais, ceci n'empêche pas d'utiliser le récepteur MRC pour un système DS-SS.

Soit  $M$  la taille du canal. Quand  $M \ll N$ , la perte de performance est négligeable. Dans le cas contraire, en considérant un code avec périodicité  $N$ , la perte de performance peut augmenter considérablement. Pour illustrer ce problème, regardons la figure 2.6. Pour un code court, la fin du code du trajet décalé du dernier symbole est égale à la fin du code décalée par le RAKE fréquentiel, ce qui fait que l'IES augmente, avec  $M$ , de plus en plus quand  $a(k-1) \neq a(k)$ . En même temps, on ne capture pas toute l'énergie des trajets décalés. Le RAKE original permet d'atténuer ce problème, puisque la fin du code décalé par le RAKE ne doit pas être très corrélée avec le début de l'autre symbole. Ceci est montré à la figure 2.7.

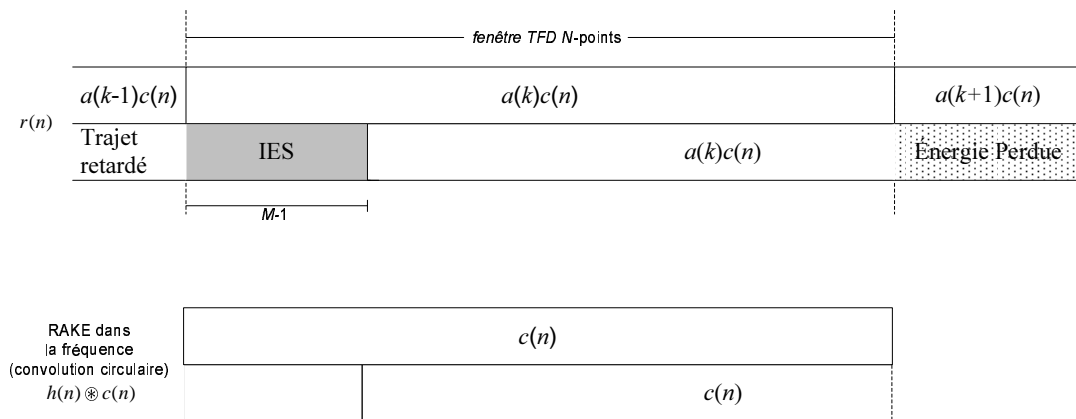
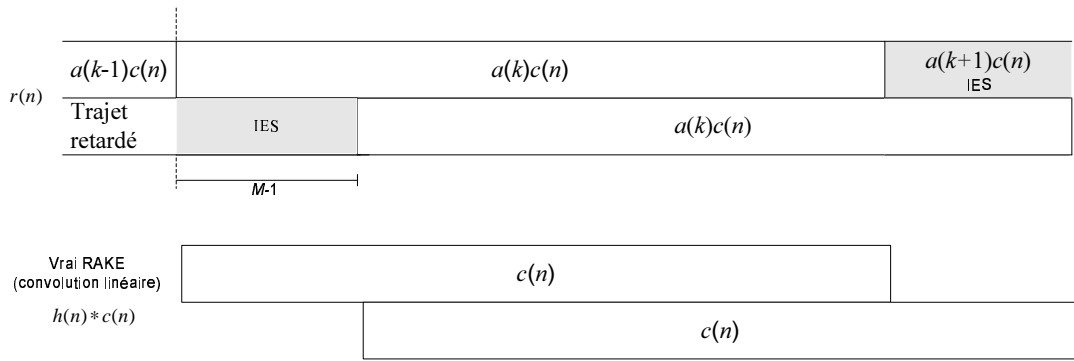


FIG. 2.6 – Récepteur MRC/RAKE en fréquence avec une TFD à  $N$ -points pour un canal  $H(z) = 1 + z^{-M+1}$ .

Même si la convolution avec le canal est une convolution linéaire, on peut réaliser le dual du RAKE dans les domaine des fréquences. Si l'on considère la réalisation

FIG. 2.7 – Récepteur RAKE complet pour un canal  $H(z) = 1 + z^{-M+1}$ .

du RAKE temporel comme un seul filtre de longueur  $M + N - 1$ , résultat de la convolution du filtre adapté au canal et au code, on cherche la sortie de ce filtre quand la séquence  $\{r(N(k+1) + M - 2), r(N(k+1) + M - 3), \dots, r(kN)\}$  est calée sur leurs coefficients. Ainsi, au lieu d'utiliser une TFD de  $N$  points, on utilise une TFD de  $M + N - 1$  points, où  $H(k) = \text{TFD}\{h(0), h(1), \dots, h(M-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{N-1}\}$  et  $C(k) = \text{TFD}\{c(0), c(1), \dots, c(N-1), \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}\}$ . Le symbole est obtenu comme dans la relation (2.11) sauf que la limite supérieure de la sommation est  $M + N - 2$ .

Comme généralement  $N$  est une puissance de deux et comme  $M < N$ , on préfère généralement utiliser une transformée de Fourier rapide de longueur  $2N$ . On désigne cette technique par TFD double.

## 2.4.2 Performance du RAKE fréquentiel avec TFD de $N$ et $2N$ points

Le RAKE réalisé avec une TFD de  $N$  points (RAKE N-TFD) a été analysé dans la référence [5]. Les auteurs indiquent une dégradation de performance quand la dispersion du retard du canal augmente. On a détaillé cette analyse pour un canal à deux trajets  $h(t) = 0,707 + 0,707\delta(t - mT_c)$ ,  $1 \leq m \leq N - 1$ . On considère une modulation BPSK avec  $a \in \{-1, +1\}$  et équiprobable. Le rapport signal à bruit a été fixé et on a vérifié la dégradation de performance par rapport au RAKE idéal en faisant varier la valeur de  $m$ . On a utilisé deux types différents de code : un code long et un code court. Il

est important de noter que le code long réduit l'interférence entre symboles (IES), car le code du symbole antérieur n'est pas le même que le code actuel. L'auto-interférence n'est pas considérée, car on suppose que les codes sont blancs.

La puissance du bruit à la sortie du RAKE (idéal ou pas) est toujours constante quelque soit  $m$  et vaut  $\hat{\sigma}_b^2 = N(|h(0)|^2 + |h(mT_c)|^2)\sigma_b^2$  où  $\sigma_b^2$  est la variance du bruit réel à l'entrée du RAKE.

Nous considérons d'abord le RAKE idéal, sans aucun type d'interférence, ce qui est équivalent à considérer un récepteur à maximum de vraisemblance. L'amplitude du symbole à la sortie du RAKE idéal s'écrit :

$$\begin{aligned} A &= \left( \sum_{n=0}^{N-1} |h(0)|^2 |c(n)|^2 + \sum_{n=0}^{N-1} |h(mT_c)|^2 |c(n)|^2 \right) \\ &= N (|h(0)|^2 + |h(mT_c)|^2) \end{aligned}$$

Comme ni l'amplitude, ni le bruit ne dépendent du retard, le rapport  $E_b/N_o$  est lui aussi constant et vaut  $E_b/N_o = \frac{A^2}{2\sigma_b^2}$ . La probabilité d'erreur du RAKE idéal est donné par :

$$\text{TEB}(m) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{A^2}{2\sigma_b^2}} \right)$$

où  $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$

Ensuite, pour le cas avec code long et le RAKE  $N$ -TFD, la variance associée au bruit causé par l'interférence entre symboles ( $\approx mN(|h(0)|^2 + |h(mT_c)|^2)$ ) est très faible quand on la compare à la variance du bruit thermique. Dans ce cas, on ne considère que la perte d'énergie et donc, la dégradation de l'amplitude, que l'on appelle  $D(m)$  :

$$\begin{aligned} D(m) &= \sum_{n=1}^m |h(mT_c)|^2 |c(N - m + n)|^2 \\ &= m |h(mT_c)|^2 \end{aligned}$$

La probabilité d'erreur est donnée par :

$$\text{TEB}(m) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\{A - D(m)\}^2}{2\hat{\sigma}_b^2}} \right)$$

Le cas du RAKE  $N$ -TFD avec code court présente également de l'IES. On considère une modulation BPSK avec des symboles équiprobables, de façon que pendant 50% du temps, le symbole précédent sert de préfixe cyclique pour le symbole actuel et on n'a pas d'IES, ni de perte d'énergie. Dans les autres 50% du temps, on a une dégradation de l'amplitude du signal désiré qui s'écrit :

$$\begin{aligned} D(m) &= \sum_{n=1}^m |h(mT_c)|^2 |c(N - m + n)|^2 + \sum_{n=1}^m |h(mT_c)|^2 |c(N - m + n)|^2 \\ &= 2m|h(mT_c)|^2 \end{aligned}$$

où le premier terme fait référence à la perte d'énergie et le deuxième à l'IES, dont on ne considère que l'interférence du deuxième doigt avec le trajet décalé, puisqu'elle est beaucoup plus importante que l'interférence du premier doigt avec le trajet décalé.

La probabilité d'erreur est donnée par :

$$\text{TEB} = \frac{1}{4} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\{A - D(m)\}^2}{2\hat{\sigma}_b^2}} \right) + \frac{1}{4} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{A^2}{2\hat{\sigma}_b^2}} \right)$$

Les performances du RAKE  $N$ -TFD et du RAKE idéal pour un cas avec  $E_b/N_o = 8$  dB et  $N = 64$  sont présentées à la figure 2.8. Les simulations avec le code long ont utilisé une séquence aléatoire de  $\pm 1$ . La dégradation de performance du RAKE  $N$ -TFD par rapport au RAKE idéal, représentée à la figure 2.9, apparaît clairement quand le retard augmente. Comme [5], on trouve que pour un retard d'environ 20% du facteur d'étalement, ce qui est très élevé, la perte pour le système avec code long et TFD  $N$ -points est d'environ de 1,2 dB. Le code court n'est pas non plus très loin de cette valeur. Cependant, pour un retard plus élevé, la dégradation augmente beaucoup pour ce dernier. Quant au système simulé avec le RAKE fréquentiel implémenté avec TFD double et code long, il reste très proche de la performance du RAKE idéal, quelque soit

le retard. Dans ce cas, il n'y a pas perte d'énergie et le code long garanti, en moyenne, une faible corrélation entre les symboles. La valeur élevée du facteur d'étalement aide aussi à minimiser le problème de l'interférence entre trajets (IES plus auto interférence). Il faut noter que dans le cas d'un faible facteur d'étalement ( $N = 4$  par exemple), on ne peut pas éviter l'IES et la différence entre le RAKE et le RAKE idéal (récepteur à maximum de vraisemblance) s'accroît.

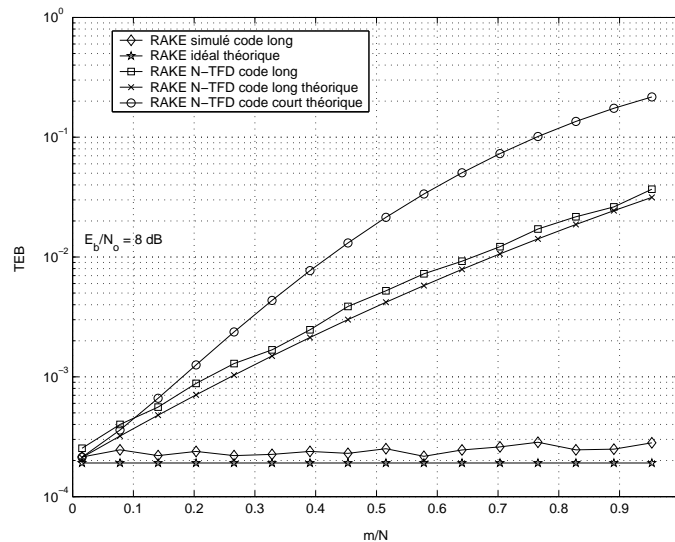


FIG. 2.8 – Taux d'erreur binaire pour  $E_b/N_o$  et  $N = 64$ .

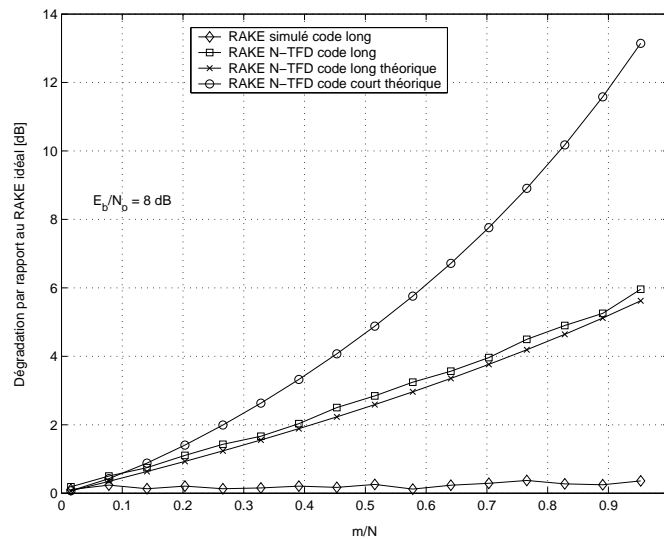


FIG. 2.9 – Dégradation de performance par rapport au RAKE idéal.

## 2.5 Sensibilité au retard de synchronisation du RAKE à la cadence de chip

La sensibilité au retard de synchronisation du RAKE, réalisé comme un filtre fonctionnant à la cadence de chip, est fonction de :

1. la taille du filtre utilisé, puisque la longueur du canal est fonction de l'instant d'échantillonnage.
2. le facteur de roll-off du filtre de mise en forme qui détermine le repliement de spectre du signal, car l'instant d'échantillonnage choisi peut créer une interférence destructive sur ces fréquences
3. le canal qui peut accentuer les deux problèmes précédents, en mettant plus de gain sur les fréquences de repliement et avec des retards de trajets non multiples d'une période chip.

Comme illustration, on considère un canal passe haut  $h(t) = 0,707s(t) - 0,707s(t - T_c)$ , où  $s(t)$  est un cosinus surélevé avec un facteur de roll-off de 0,22. Si l'on est calé sur le premier trajet, le canal échantillonné est  $H(z) = 0,707 - 0,707z^{-1}$ . Dans ce cas, on peut récupérer toute l'énergie du canal. Cependant, pour un décalage de  $0,5T_c$ , le canal devient  $h(t) = 0,707s(t - 0,5T_c) - 0,707s(t - 1,5T_c)$ , qui après échantillonnage, sera à peu près  $H(z) = -0.011z^5 + 0.034z^4 - 0.074z^3 + 0.145z^2 - 0.286z + 0.821 - 0.821z^{-2} + 0.286z^{-3} - 0.145z^{-4} + 0.074z^{-5} - 0.034z^{-6} + 0.011z^{-7}$ . On perd avec le décalage 1,06 dB, en supposant que l'on peut utiliser tous les coefficients ci-dessus dans le RAKE. La différence dans le spectre de chaque canal est montrée à la figure 2.10. Cette perte n'est pas si grande, mais pour un facteur de roll-off plus élevé ou pour un canal qui concentre encore plus le gain sur les hautes fréquences, elle serait beaucoup plus importante. Ces problèmes peuvent être combattus en utilisant un filtre fractionnaire, comme montré en [6], quoiqu'un filtre fractionnaire possède une complexité plus élevée, due à l'augmentation du nombre de coefficients.

Une autre solution consiste à réaliser le RAKE avec chaque doigt calé sur un trajet différent, mais il faut contrôler le retard de chaque doigt. Cela pose des problèmes quand les retards des deux trajets sont égaux ou inférieurs à une période chip, puisque

la résolution temporelle est limitée et ne permet pas de distinguer des trajets espacés d'un intervalle inférieur à une période chip [7]. Les estimateurs de retard plus simples et pratiques n'arrivent pas à distinguer les trajets et les doigts finissent par être calés sur un même retard, ce qui fait que l'on perd de l'énergie et de la diversité [8, 9].

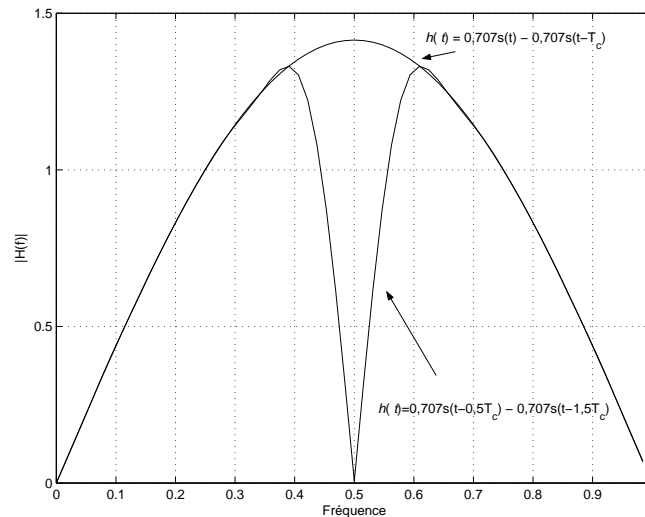


FIG. 2.10 – Réponse en fréquence du canal pour deux échantillonnages.

## 2.6 Le filtre adapté

Le récepteur RAKE est le filtre adapté pour le cas où le bruit est blanc et gaussien. Dans le cas contraire, le filtre adapté doit tenir compte de la densité spectrale de puissance du bruit. Dans un système à large bande, comme l'UMTS, il est fort probable que l'on trouve du bruit coloré et/ou des interférences à bande étroite.

Considérons le récepteur  $\tilde{a}(n) = \sum_k R(k, n)W(k)C^*(k, n)$ . Le récepteur RAKE fréquentiel est obtenu quand :

$$W(k) = H^*(k)$$

Dans le cas où le bruit n'est pas blanc, on le blanchit avant de filtrer le signal par le filtre adapté. Cependant, comme le bruit est mélangé au signal utile, le blanchiment modifie aussi ce signal. Soit  $1/G(k)$  le filtre blanchisseur. Le filtré adapté pour le signal



avec le bruit blanchi sera donc  $H^*(k)/G^*(k)$ . Ce filtre, associé au filtre blanchisseur, nous donne le filtre adapté global :

$$W(k) = \frac{H^*(k)}{S_b(k)}$$

où  $S_b(k) = |G(k)|^2$  est la densité spectrale de puissance du bruit. Il est intéressant de noter que le bruit continue à être gaussien à la sortie du récepteur, car il s'agit d'un filtrage linéaire.

## 2.7 Propriétés fréquentielles des codes d'étalement

L'idée d'étalement de spectre d'un signal est au coeur du fonctionnement des systèmes DS-SS. Cependant, tous les codes n'étalement pas le signal de la même façon. Dans cette section, on fait une analyse des codes les plus courants.

### 2.7.1 Code Flash-Hadamard

Commençons d'abord par un des codes le plus utilisé dans les systèmes DS-CDMA : les séquences Flash-Hadamard (WH). Ces séquences fournissent un ensemble de codes orthogonaux qui permettent, dans un système multiutilisateur synchrone, de minimiser l'interférence entre utilisateurs. De plus, comme il s'agit de séquences réelles avec enveloppe constante, l'étalement et le désétalement temporels peuvent être faits de façon très simple, en utilisant seulement des sommations et soustractions. De plus, s'il faut étaler ou désétaler plusieurs codes simultanément, on peut utiliser la transformée de Hadamard rapide .

Ces séquences ont une longueur de  $N = 2^i$  et elles sont obtenues à partir de la formule récursive :

$$\begin{cases} \mathbf{C}_0 = 1 \\ \mathbf{C}_i = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{i-1} & \mathbf{C}_{i-1} \\ \mathbf{C}_{i-1} & -\mathbf{C}_{i-1} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.16)$$

où le code  $c_m(n)$  du  $m$ -ième utilisateur est la  $(m + 1)$ -ième colonne de la matrice.

On observe que le code de la colonne zéro est composé uniquement de '1'. Il est évident que ce code conserve exactement le spectre du message original. Sans l'étalement, il suffit que le canal ait un trou spectral dans la bande du signal pour que l'on ne puisse plus le récupérer.

L'analyse des codes WH dans le domaine fréquentiel permet une meilleure visualisation de la qualité de l'étalement. On présente à la figure 2.11 les amplitudes des  $C_m(k)$  pour quelques valeurs de  $m$  et  $N = 64$

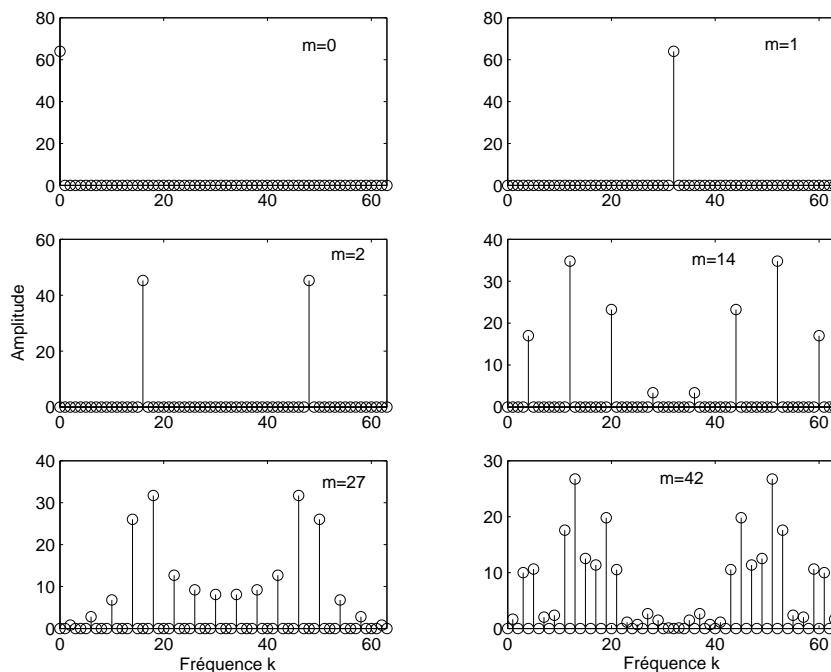


FIG. 2.11 – Représentation dans le domaine fréquentiel des quelques codes Flash-Hadamard pour  $N = 64$ .

Afin de donner une vision plus complète de l'étalement par les séquences WH, on peut utiliser l'idée de rapport de puissance de crête à puissance moyenne (PAPR pour *Peak-to-Average Power Ratio*) :

$$PAPR(\mathbf{x}) = \frac{\max_i |x(i)|^2}{1/N \sum_{n=0}^{N-1} |x(i)|^2} \quad (2.17)$$

Le PAPR est compris entre 1 et  $N$ . Il est minimum quand toute la puissance est uniformément distribuée parmi les éléments de  $\mathbf{x}$ , et maximum quand toute la puissance est concentrée sur un seul élément.

On montre à la figure 2.12 le PAPR des coefficients  $C_m(k)$  de la séquence WH de taille  $N = 64$ . On voit clairement le mauvais étalement des codes pour  $m = 0$  et  $m = 1$ . Pour d'autres la distribution est mieux répartie, comme pour  $m = 42$ , mais même dans ce cas, le code est encore loin d'être uniforme.

Pour un canal sélectif en fréquence et dans un cas multiutilisateur, on a des utilisateurs avec un meilleur rapport signal à bruit quand les amplitudes  $C(k)$  des codes suivent la réponse en fréquence du canal. Par contre, certains utilisateurs sont très perturbés quand les évanouissements coïncident avec les  $C(k)$  les plus puissants du code, comme le cas d'un code  $m = 1$  et un canal passe-bas.

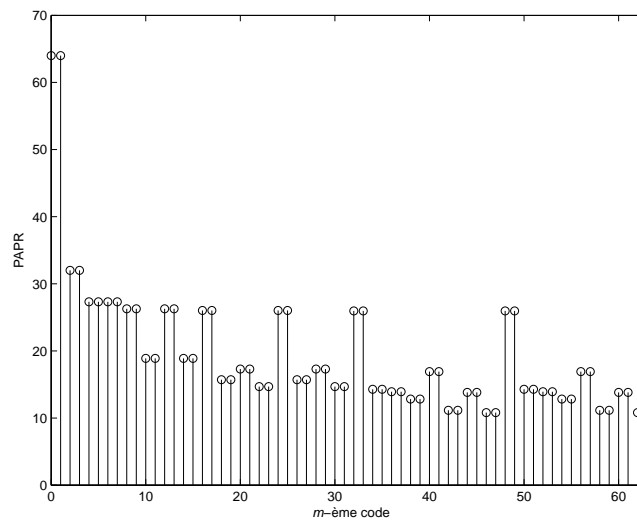


FIG. 2.12 – PAPR pour les codes Flash-Hadamard de longueur  $N = 64$ .

Le mauvais étalement et, par conséquent, la mauvaise performance des séquences WH, ont déjà été abordés par [10, 11], dans une approche temporelle, basée sur l'auto-corrélation.

## 2.7.2 Code long

Une solution possible pour les problèmes d'étalement des séquences WH est l'utilisation de longues séquences d'embrouillage (ou *scrambling*) [10, 11]. L'embrouillage est fait en multipliant le code d'étalement par un morceau de la séquence d'embrouillage. Cette séquence est obtenue à partir d'une séquence pseudo-aléatoire très longue ( $2^{18} - 1$  pour l'UMTS, par exemple [12, 13]), où chaque chip de cette séquence possède la même durée chip que pour la séquence d'étalement. L'idée consiste à faire que les séquences deviennent plus blanches et, donc, que le signal soit plus étalé.

Afin d'illustrer l'effet de l'embrouillage, on montre à la figure 2.13 le PAPR des codes WH de longueur  $N = 64$ , multiplié par trois séquences pseudo-aléatoires, dont les chips peuvent prendre les valeurs  $\pm 1$ , obtenues par le générateur de Matlab (longueur  $2^{1492} - 1$ ). La figure 2.13 montre que la baisse du PAPR est claire par rapport au code WH original (figure 2.12), ou autrement dit, le code long étale plus uniformément le signal.

En outre, un des problèmes posés par le code long est de savoir comment faire pour que l'utilisateur sache quel est le morceau utilisé pour le symbole actuel. Une solution possible est de faire une recherche exhaustive, afin de retrouver quel est le bon morceau. Cependant, cette recherche augmente le temps d'acquisition de la synchronisation. Une autre solution consiste à allouer plus de ressources pour faire la recherche en parallèle.

## 2.7.3 Code à longueur maximale

Un autre exemple de code est la séquence à longueur maximale. Il s'agit d'une séquence réelle périodique de taille  $N = 2^i - 1$ , générée par un registre à décalage (figure 2.14) décrit par un polynôme générateur de degré  $i$ , primitif et irréductible. On initialise les registres avec n'importe quelle séquence sauf avec une séquence composée seulement de zéros. Après  $N = 2^i - 1$  cycles d'horloge, on obtient toute la séquence/code. Les bits zéros sont convertis en '-1' et les bits un sont convertis en '+1'. Ce code possède une fonction d'autocorrélation circulaire très proche d'une impulsion (figure 2.15), presque comme un bruit blanc, c'est pourquoi on appelle ces séquences "pseudo-

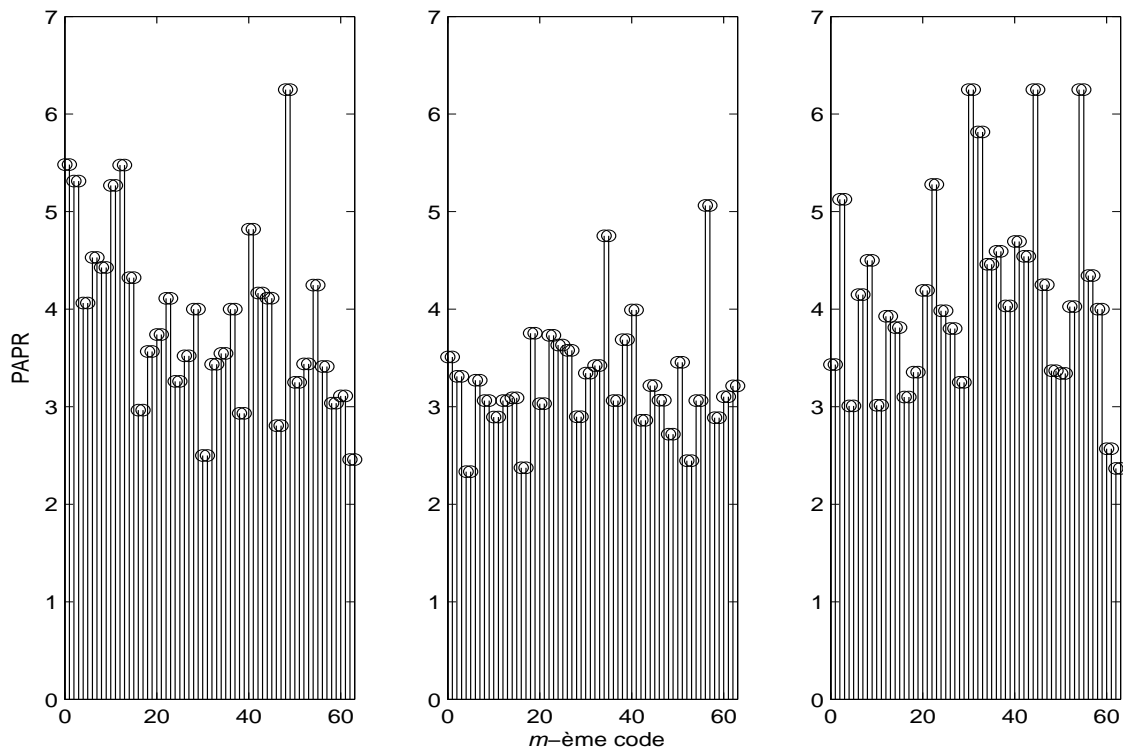


FIG. 2.13 – PAPR pour les codes Flash-Hadamard de longueur  $N = 64$  recouverts avec une séquence d'embrouillage.

aléatoire" (*pseudo-noise* en anglais).

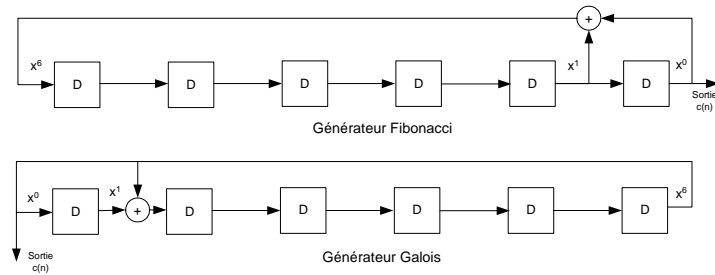


FIG. 2.14 – Générateur de séquence à longueur maximale pour le polynôme générateur  $g(x) = 1 + x + x^6$ .

Évidemment, cette bonne autocorrélation est le reflet d'une distribution presque uniforme de  $C(k)$  (figure 2.16) et vice-versa. Sauf pour  $C(0) = 1$ , tous les autres fréquences possèdent la même amplitude,  $\sqrt{N+1}$ . Ainsi, le  $\text{PAPR} = 1 + 1/N$ .

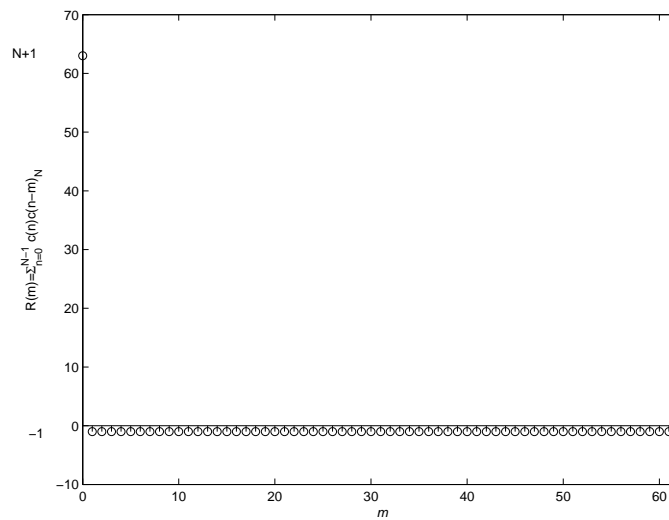


FIG. 2.15 – Autocorrélation circulaire pour la séquence à longueur maximale  $g(x) = 1 + x + x^6$ .

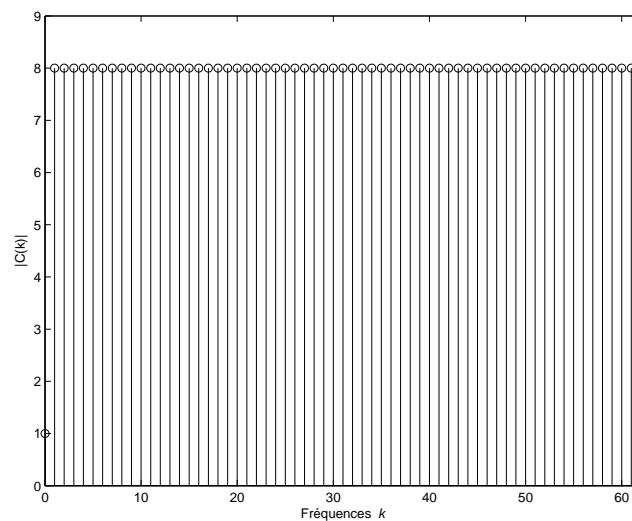


FIG. 2.16 – Amplitudes dans le domaine fréquentiel pour une séquence à longueur maximale  $N = 63$  et  $g(x) = 1 + x + x^6$ .

Malgré ses bonnes caractéristiques d'étalement, ce code présente certains inconvénients. Le premier est la taille  $N$  de la séquence, égale à  $N = 2^i - 1$ , ce qui ne permet pas d'utiliser la transformée de Fourier rapide (TFR). Le deuxième est l'absence de codes orthogonaux, ce qui rend l'approche moins attractive pour l'utilisation dans les systèmes synchrones. Finalement, il n'y a pas une grande quantité de polynômes générateurs.

### 2.7.4 Code de Gold

Un des problèmes du système CDMA est de trouver plusieurs séquences avec de faibles corrélations croisées. Les codes Gold [14] sont une famille de séquences qui permet d'atteindre ce but, afin de minimiser l'interférence entre utilisateurs sur des canaux à multitrajets.

Les séquences Gold sont obtenues en combinant, avec modulo-2, deux séquences à longueur maximale (figure 2.17). Pour un degré  $i$  donné, il existe des séquences de longueur  $N = 2^i - 1$  dont la corrélation circulaire croisée prend trois valeurs différentes  $\{-1, -t(i), t(i) - 2\}$ , comme montré à la figure 2.18, dont :

$$t(i) = \begin{cases} 2^{(i+1)/2} + 1, & i \text{ impair} \\ 2^{(i+2)/2} + 2, & i \text{ pair} \end{cases}$$

Aux polynômes générateurs de ces séquences, on donne le nom de polynôme préféré. Il est intéressant de noter que, pour de grandes valeurs de  $i$ , le rapport entre les pics de corrélation croisée et l'autocorrélation tend vers  $2^{-i/2} \rightarrow 0$ . Ce rapport est aussi connu comme facteur de rejet.

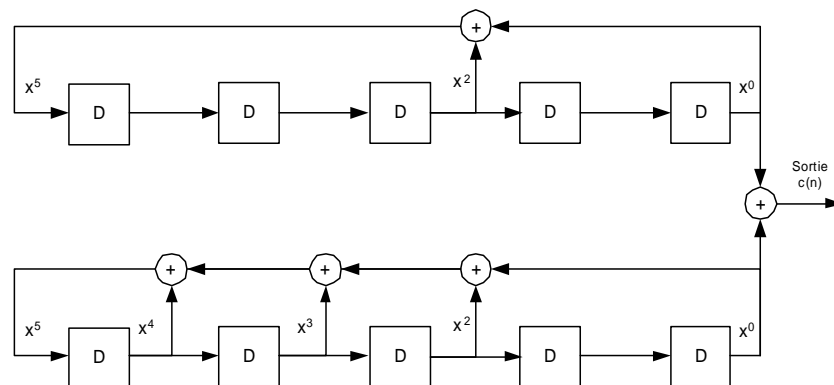


FIG. 2.17 – Génération des séquences Gold.

On peut générer  $N + 2$  séquences Gold avec cette propriété de corrélation croisée en décalant une des séquences générées et en utilisant aussi les deux séquences de chaque polynôme générateur. Le grand avantage de ce type de séquence est que l'on garantit une valeur de corrélation croisée relativement faible entre tous les codes.

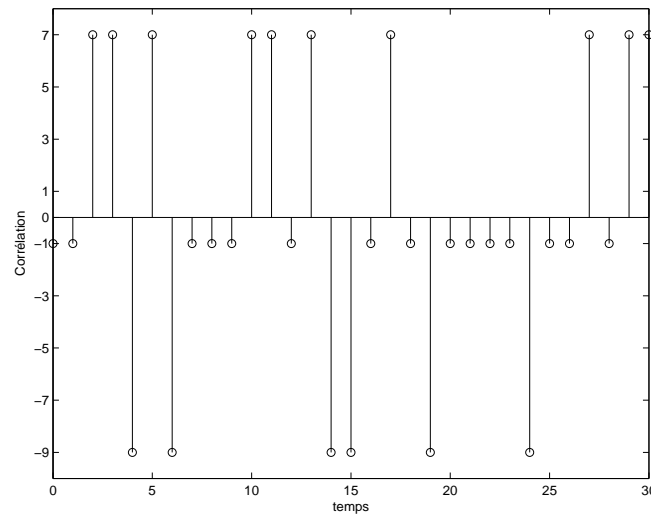


FIG. 2.18 – Corrélation croisée entre les séquences à longueur maximale  $1 + x^2 + x^5$  et  $1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^5$  :  $-1, -t(i) = -9, t(i) = 7, i = 5$ .

À l'exception des codes générateurs, le code Gold n'est pas un code à longueur maximale. Son autocorrélation prend les valeurs  $\{N, -1, -t(i), t(i) - 2\}$  et, en conséquence, l'étalement n'est pas uniforme (figure 2.19).

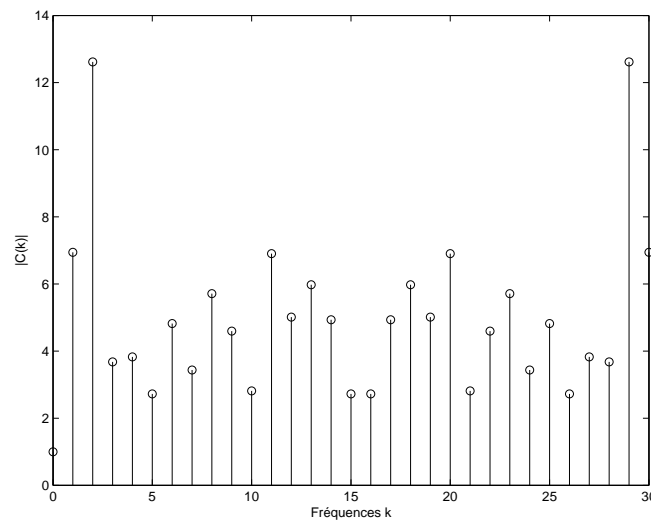


FIG. 2.19 – Amplitudes d'un code Gold en fréquence.

On montre la PAPR des  $C_m(k)$  pour les codes Gold générés à partir de  $1 + x^2 + x^5$  et  $1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^5$  sur la figure 2.20. Par rapport aux séquences de longueur maximale, représentés par les deux derniers codes à la figure 2.20, on peut voir que le PAPR des



autres codes ne sont pas trop mauvais.

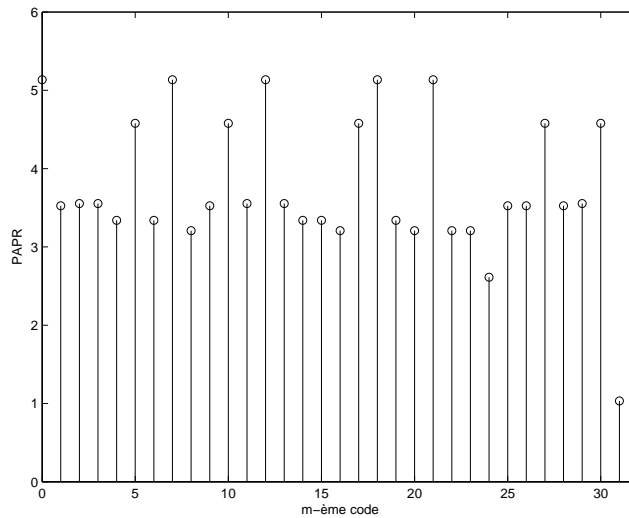


FIG. 2.20 – PAPR pour les codes Gold. Les deux derniers sont les séquences à longueur maximale.

### 2.7.5 Séquence complexe quadratique

L'étalement peut aussi être fait avec l'utilisation de séquences complexes quadratiques du type chirp, comme en [15]. Cette séquence est donné par :

$$c(n) = e^{-j\frac{\pi}{8}} e^{j\frac{\pi}{N}n^2}, \quad n = 0, \dots, N - 1$$

où  $N$  est une puissance de deux et la TFD de cette séquence est :

$$C(k) = \sqrt{N} e^{-j\frac{\pi}{8}} e^{j\frac{\pi}{N}k^2}, \quad k = 0, \dots, N - 1$$

Ce type de séquence possède un module constant tant dans le temps que dans la fréquence. Le module constant dans le temps, qui s'applique aussi aux codes WH, longs et Gold, minimise le problème de sensibilité à la non-linéarité d'amplificateur, tandis que le module constant dans la fréquence signifie que l'on a un étalement parfait. L'auteur de [15] utilise cette propriété d'autocorrélation pour générer des codes orthogonaux pour un cas multiutilisateur, en décalant circulairement la séquence dans le temps d'un certain

nombre d'éléments. Le nombre d'éléments décalés doit être supérieur à la taille du canal pour que l'on n'ait pas d'interférence entre utilisateurs avec le récepteur RAKE/MRC. Ainsi, soit  $C_0(k) = TFD\{c(n)\}$ ,  $C_m(k) = TFD\{c(n-m)_N\} = C_0e^{-j2\pi mk/N}$  et un canal avec  $M$  coefficients :

$$H(k) = TFD\{\mathbf{h}(n)\} \text{ où } \mathbf{h}(n) = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(M-1) \ \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{N-M}]^T$$

$$R(k) = (a_0C_0(k) + a_mC_m(k)) H(k)$$

$$\begin{aligned} \tilde{a}_0 &= \sum_{k=0}^{N-1} R(k)C_0^*(k)H^*(k) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (a_0C_0(k) + a_mC_0(k)e^{-j2\pi mk/N}) H(k)C_0^*(k)H^*(k) \\ &= a_0 \sum_{k=0}^{N-1} |C_0(k)|^2 |H(k)|^2 + a_m \sum_{k=0}^{N-1} |C_0(k)|^2 e^{-j2\pi mk/N} |H(k)|^2 \end{aligned}$$

Comme  $|C_0(k)|$  est constant quelque soit  $k$ ,

$$\tilde{a}_0 = a_0|C_0(k)|^2 \sum_{k=0}^{N-1} |H(k)|^2 + a_m|C_0(k)|^2 \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi mk/N} |H(k)|^2$$

Le premier terme correspond au signal et le deuxième à l'interférence entre utilisateur. La sommation de celui-ci ( $\sum_{k=0}^{N-1} |H(k)|^2 e^{-j2\pi mk/N}$ ) est, en effet, le résultat de la convolution circulaire du canal avec lui même pour le  $m$ -ième instant :

$$\sum_{k=0}^{N-1} |H(k)|^2 e^{-j2\pi mk/N} = N \sum_{n=0}^{N-1} h(n)h^*(m-n)_N$$

Comme  $\sum_{n=0}^{N-1} h(n)h^*(m-n)_N = 0$  pour  $|m| > M$ , le terme relatif à l'interférence entre utilisateurs est égal à zéro.

Ainsi, il est clair qu'un canal de longueur  $M$  peut accueillir  $N/M$  utilisateurs sans

avoir d'interférence entre eux, simplifiant le récepteur. Si l'on ne peut pas respecter cette condition, il faut utiliser une technique de détection multiutilisateur ou réduire la taille du canal à travers un égaliseur temporel semblable à celui utilisé avec la technique OFDM/DMT [16].

De plus, cette technique de génération des codes en décalant le code original pose des problèmes pour la synchronisation temporelle, généralement basée sur la corrélation avec le code. En réalité, comme il n'y a qu'un code d'étalement, on ne saura pas quel décalage choisir.

### 2.7.6 Le code Flash-Hadamard et le système MC-CDMA

Dans la proposition du système MC-CDMA, le code d'étalement  $C(k)$  est une séquence de Flash-Hadamard. Comme tous les  $C(k)$  ont la même amplitude, la fonction d'autocorrélation est parfaite et donc, dans le cas où le préfixe cyclique est suffisamment grand, il n'y a pas d'interférence entre trajets. Cependant, cela n'aide pas à résoudre le problème d'interférence entre utilisateurs et il faut utiliser des techniques pour la combattre.

En raison de la dualité temps-fréquence, l'utilisation de ce type de code avec la technique MC crée un PAPR très élevé dans le temps, qui est représenté par le même qu'à la figure 2.12. Un PAPR temporel élevé conduit à une baisse d'efficacité de l'amplificateur, si l'on veut éviter des saturations. Si celles-ci se produisent, les distorsions peuvent provoquer la perte du symbole étalé et en même temps, polluer le spectre adjacent.

### 2.7.7 Code *Carrier Interference*

Les codes *Carrier Interference* sont une proposition de [17] pour le système MC-CDMA qui, au lieu d'utiliser les codes WH, utilise un vecteur de la TFD comme code d'étalement, c'est-à-dire,  $C_m(k) = e^{j2\pi mk/N}$ . Cette technique peut être vue comme une technique de multiplexage temporel où chaque utilisateur possède un intervalle de temps et son symbole est étalé par une impulsion, résultat de la  $\text{TFD}^{-1}$  du code. De la même

façon que le code complexe quadratique, dans le cas d'un canal de taille  $M$ , on peut utiliser  $N/M$  codes, afin d'éviter l'interférence entre utilisateurs avec le récepteur MRC. En outre, si l'on ne travaille pas avec tous les utilisateurs, on peut laisser des zéros à la fin de chaque bloc émis, de façon à éviter l'IES et l'addition d'un préfixe cyclique.

Comme la séquence complexe quadratique, les code de chaque utilisateur est obtenu par le décalage du code original. Cette caractéristique peut rendre difficile la synchronisation de symbole par la corrélation entre le code du signal désiré et le signal reçu, puisque l'on ne saura pas trouver quel décalage choisir.

De plus, cette technique possède l'inconvénient de concentrer sur un seule instant tout l'énergie du signal d'un utilisateur, ce qui le rend sensible au bruit impulsif.

## 2.8 Égalisation EQMM au niveau chip

Dans la littérature, parmi les récepteurs proposés, l'égaliseur au niveau chip linéaire basé sur le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) fournit une bonne solution pour des systèmes CDMA synchrones étalés par des codes longs, ce qui est le cas de la voie descendant de l'UMTS. La principale motivation pour l'utilisation de ce type de récepteur est la réduction de l'interférence entre utilisateurs par l'égalisation du canal, ce que l'on verra en détail au chapitre 4. Ce même égaliseur peut aussi prendre en compte le problème du bruit coloré et des interférences à bande étroite.

La méthode consiste, dans le domaine temporel, à minimiser la fonction coût suivante :

$$J_{EQMM}(\mathbf{w}) = E \left\{ |x_m(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(n)|^2 \right\}$$

où  $x_m(n)$  est le signal étalé de l'utilisateur désiré,  $\mathbf{w} = [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(N-1)]$  est le vecteur des coefficients de l'égaliseur et  $\mathbf{r}(n) = [r(n+N-1) \ w(n+N-2) \ \dots \ r(n)]$ .

En supposant la présence d'un préfixe cyclique, le critère pour trouver l'égaliseur devient, dans le domaine fréquentiel :

$$J_{EQMM}(W) = E \left\{ |C_l(k, n) a_l(n) - W^*(k) R(k, n)|^2 \right\} \quad (2.18)$$

La solution qui minimise (2.18), en supposant que tous les utilisateurs sont émis avec la même puissance s'écrit :

$$W(k) = \frac{\sigma_a^2 H(k)}{\sigma_a^2 N_u |H(k)|^2 + \sigma_b^2 S_b(k)} = \frac{H(k)}{N_u |H(k)|^2 + \frac{S_b(k)}{RSB}} \quad (2.19)$$

où RSB est le rapport signal à bruit.

Cette solution peut être appliquée aussi à un système sans préfixe cyclique. Dans ce cas, on aura une distorsion à cause de l'approximation de la convolution linéaire par la convolution circulaire. Cette distorsion est négligeable, sauf quand il faut réaliser un filtre plus sélectif. Il est intéressant de noter que la TFD double peut faire une différence considérable dans ce cas, comme nous le montrons au chapitre 4.

## 2.9 Performance du système DS-SS avec filtrage de l'interférence

Malgré la protection naturelle créée par l'étalement spectral contre l'interférence à bande étroite [3], il est possible de gagner en performance, si l'on peut filtrer cette interférence. Cette technique est appelée "excision" et généralement implémentée avec l'utilisation de filtres prédictifs [18].

Le RAKE n'est pas conçu pour filtrer ce type d'interférence. Par contre, la technique fréquentielle permet d'implémenter facilement des égaliseurs pour réaliser l'excision.

Dans cette section, on analysera le gain apporté, sur diverses situations d'interférence, en utilisant le filtre adapté et le récepteur EQMM au niveau chip.

### 2.9.1 Gain théorique

Commençons, donc, avec l'analyse du système avec un seul utilisateur, puisque l'interférence entre utilisateurs est traitée au chapitre 4.

Comme on l'a vu à section 2.5, l'IES n'est pas très importante pour des canaux avec un faible rapport étalement du retard par le facteur d'étalement. Ainsi, on négligera ce type d'interférence dans le calcul.

Dans ces conditions, le symbole BPSK estimé par le récepteur fréquentiel  $\tilde{a}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} R(k, n)W(k)C^*(k, n)$  peut être écrit :

$$\begin{aligned} \tilde{a}(m) &= a(m) \sum_{k=0}^{N-1} H(k)W(k)|C(k)|^2 \\ &+ \sum_{k=0}^{N-1} B(k)W(k)C^*(k) \end{aligned} \quad (2.20)$$

où le premier terme concerne le signal de l'utilisateur et l'interférence entre trajets, et le deuxième terme est le bruit filtré.

La puissance du symbole estimé à la sortie ( $P_a$ ) est :

$$\begin{aligned} P_a(W) &= E \left\{ \text{Re} \left( a(m) \sum_{k=0}^{N-1} H(k)W(k)|C(k)|^2 \right)^2 \right\} \\ &= \sigma_a^2 \text{Re} \left( \sum_{k=0}^{N-1} H(k)W(k)|C(k)|^2 \right)^2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

et, même pour le bruit :

$$\begin{aligned} P_b(W) &= E \left\{ \text{Re} \left( \sum_{k=0}^{N-1} B(k)W(k)C^*(k) \right)^2 \right\} \\ &= N \frac{\sigma_b^2}{2} \sum_{k=0}^{N-1} |S_b(k)W(k)C^*(k)|^2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

où  $\sigma_b^2$  est la variance d'un bruit complexe et gaussien et  $S_b(k)$  est sa densité spectrale de puissance normalisée, c'est-à-dire  $\sum_{k=0}^{N-1} S_b(k) = 1$ .

Le rapport  $E_b/N_o = \frac{P_a}{2P_b}$  résultant sera, donc,

$$E_b/N_o = \frac{\sigma_a^2 \operatorname{Re} \left( \sum_{k=0}^{N-1} H(k)W(k)|C(k)|^2 \right)^2}{N\sigma_b^2 \sum_{k=0}^{N-1} |S_b(k)W(k)C^*(k)|^2} \quad (2.23)$$

Le taux d'erreur binaire est donné par :

$$\text{TEB} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{E_b/N_o} \right) \quad (2.24)$$

Pour un code long, le code d'étalement change à chaque symbole émis et donc, l'étalement spectral n'est pas le même pour tous symboles. Ainsi, afin d'obtenir le TEB moyen, il faut moyenner le TEB instantané de chaque partie de code utilisé :

$$\text{TEB} = E \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{E_b/N_o(n)} \right) \right\} \quad (2.25)$$

où  $E_b/N_o(n)$  est le rapport  $E_b/N_o$  du  $n$ -ième symbole.

Il est intéressant de noter que certaines réalisations du code posséderont plus d'énergie sur les composants où l'interférence est plus faible ( $E_b/N_o$  plus élevé), et d'autres réalisations où le contraire ( $E_b/N_o$  plus faible) se produit. Ce sont ces derniers cas qui influent négativement sur le TEB du système.

## 2.9.2 Résultats des simulations

D'abord, on commence par montrer les performances avec un canal plat et un bruit coloré, obtenu par le filtrage d'un bruit gaussien blanc avec  $H_b(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$ . On montre les performances à la figure 2.21 avec un code d'autocorrélation parfait (blanc) et un code long, dont les chips peuvent prendre les valeurs  $\pm 1$  de façon équiprobable. Le facteur d'étalement utilisé est  $N = 64$ . Les résultats sont montrés à la figure 2.21.

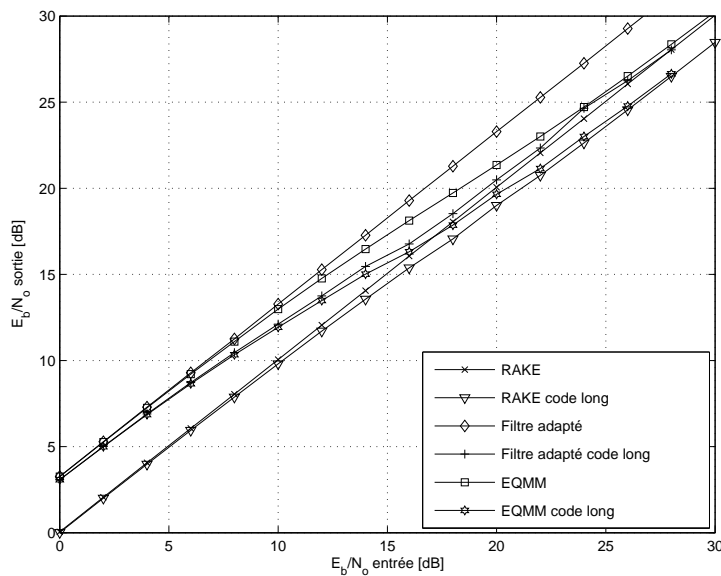


FIG. 2.21 – Rapport  $E_b/N_o$  d'entrée en fonction de la sortie du récepteur pour un canal plat et bruit gaussien filtré par  $H_b(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$ .

Dans ce cas, le RAKE devient un simple décorrélateur et n'apporte aucun gain. Pour un code blanc, il présente une différence de performance de 3,26 dB par rapport au filtre adapté. Le récepteur avec égalisation au niveau chip s'approche de la performance du filtre adapté pour des valeurs de  $E_b/N_o$  faibles, pour les deux codes testés. Cela vient directement du fait que le bruit est le terme dominant dans le dénominateur de (2.19) et donc,  $W_{EQMM} \rightarrow W_{FA}$ . Quand l' $E_b/N_o$  est élevé, le terme relatif au canal devient dominant et, à cause du canal plat, le récepteur a les mêmes performances que le RAKE.

Le système avec code long se situe un peu en dessous du système avec un code blanc, comme on pouvait le penser après la discussion du paragraphe précédent. Les valeurs d' $E_b/N_o$  de sortie pour le code long représentent l' $E_b/N_o$  de sortie équivalent pour obtenir le TEB du code long obtenu par (2.24).

Passons maintenant à un autre exemple (figure 2.22), toujours avec le même bruit, mais avec un canal qui possède la même réponse en fréquence que le filtre utilisé pour corrélérer le bruit. Évidemment, ceci n'est pas une bonne situation, puisque le canal fait une espèce de *water-filling* à l'inverse. Les résultats sont montrés à la figures 2.22. La différence de performance entre le filtre adapté et le RAKE est de 1,41 dB. Dans ce cas, le filtre adapté n'apporte aucun gain tandis que le RAKE perd de la performance.



La technique EQMM est équivalente en performance au récepteur FA, car le canal et le bruit possèdent la même densité spectrale de puissance.

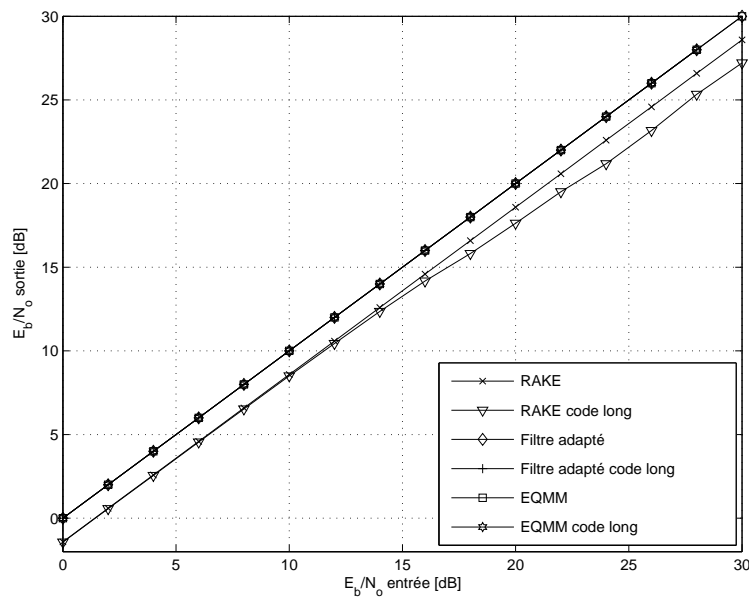


FIG. 2.22 – Rapport  $E_b/N_o$  d'entrée par rapport à la sortie du récepteur pour un canal  $H(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$  et bruit gaussien filtré par  $H_b(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$ .

Finalement, regardons l'exemple (figure 2.23) avec un canal de réponse opposée à celle du filtre utilisé pour corrélérer le bruit, c'est-à-dire,  $H(z) = 0,857 - 0,515z^{-1}$ . Contrairement au canal précédent, celui-ci améliore les performances de tous les récepteurs, puisqu'il joue un rôle semblable à la technique de *water-filling*. Les résultats sont montrés à la figure 2.23. Pour cet exemple, on arrive à gagner 2,9 dB par rapport au RAKE. La technique EQMM présente des performances inférieures à celles du RAKE pour des valeurs d' $E_b/N_o$  élevées. Cela s'explique par sa tendance à inverser le canal (ZF - *zero forcing*) et, par conséquent, on a l'amplification du bruit bien connu. Pour la modulation BPSK, cela ne pose pas de problème, car cette perte n'arrive que pour des valeurs d' $E_b/N_o$  où le TEB est déjà très faible. Pourtant, pour une modulation plus complexe, cela peut devenir un facteur de perte de performance important.

Il est intéressant de noter que, pour ce type de situation, la différence de performance entre les deux codes utilisés est considérable.

Un cas plus intéressant se produit quand on excise de(s) interférence(s) à bande

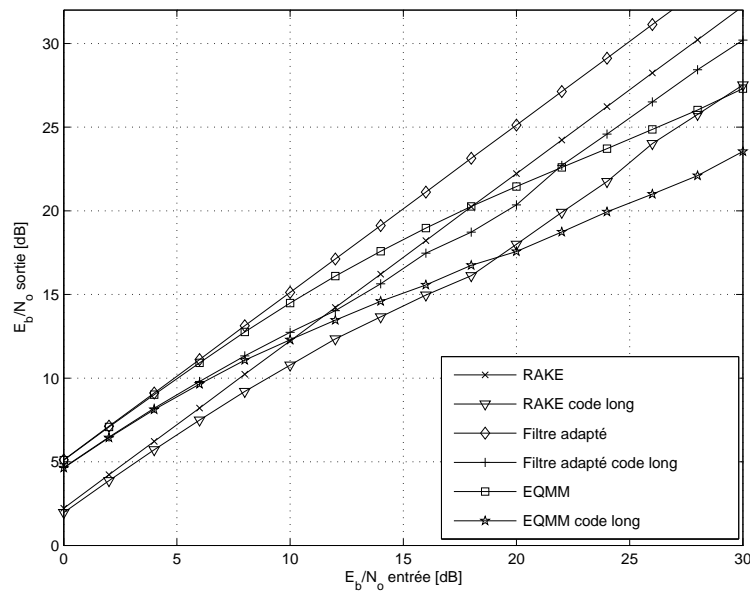


FIG. 2.23 – Rapport  $E_b/N_0$  d'entrée en fonction de la sortie du récepteur pour un canal  $H(z) = 0,857 - 0,515z^{-1}$  et bruit gaussien filtré par  $H_b(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$ .

étroite. On prend comme exemple un bruit généré à partir d'un filtre  $H_b(z)$ , avec des zéros en  $0.8e^{\pm j0.469\pi}$  et  $0.8e^{\pm j0.547\pi}$ , et des pôles en  $0.99e^{\pm j0.469\pi}$  et  $0.99e^{\pm j0.547\pi}$ .

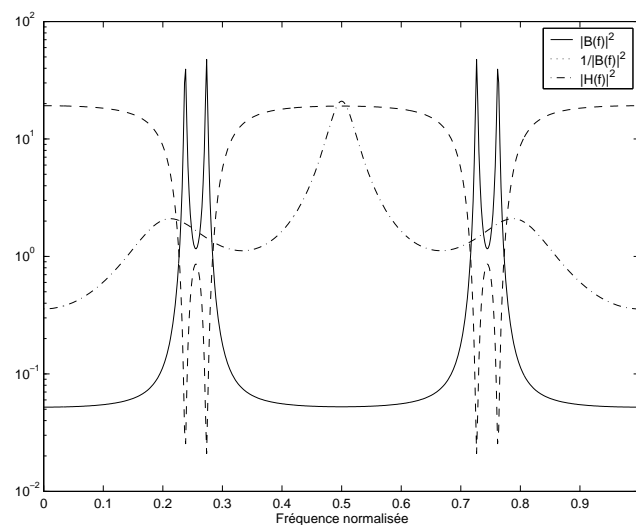


FIG. 2.24 – Densité spectral de puissance de l'interférence à bande étroite, son inverse et combinaison du filtre adapté du canal avec celui-ci.

Le canal influence les performances de la même façon que dans le cas avec du bruit coloré. Prenons un canal sélectif  $H(z) = 0.727 - 0.582z^{-1} + 0.364z^{-3}$ . Les résultats sont

présentés à la figure 2.25 où on peut noter un gain non négligeable de plus de 8,69 dB du filtre adapté par rapport au RAKE. On peut voir aussi que le RAKE gagne de la performance qui provient directement de la propriété d'étalement de spectre. Le comportement du récepteur EQMM au niveau chip oscille toujours entre le filtre adapté et le ZF, ayant, dans ce cas, un gain de 3,87 dB par rapport au RAKE.

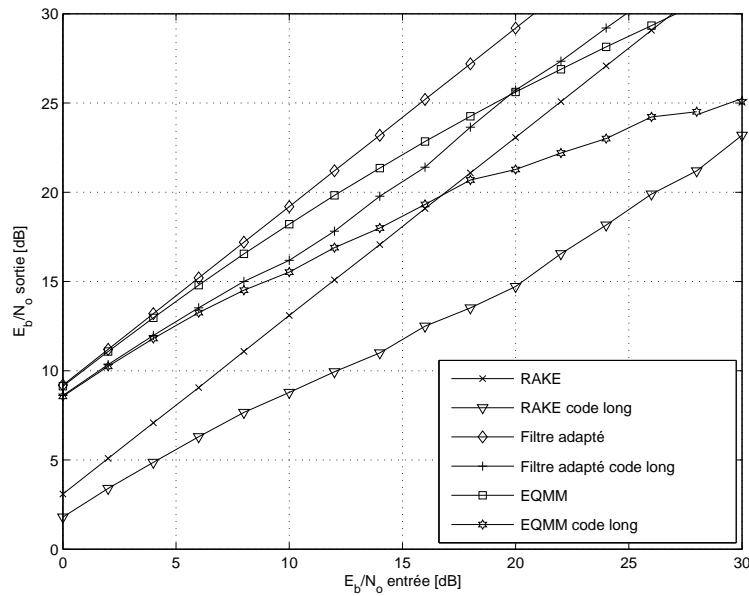


FIG. 2.25 – Rapport  $E_b/N_o$  d'entrée en fonction de la sortie du récepteur pour un canal  $H(z) = 0,857 + 0,515z^{-1}$  et bruit gaussien filtré par un filtre avec des zéros en  $0.8e^{\pm j0.469\pi}$  et  $0.8e^{\pm j0.547\pi}$ , et des pôles en  $0.99e^{\pm j0.469\pi}$  et  $0.99e^{\pm j0.547\pi}$ .

Le spectre du bruit peut être facilement estimé par le récepteur quand le signal est absent. Dans le cas contraire, il faut soustraire le signal des utilisateurs du bruit, ce qui n'est pas toujours faisable. Dans ce cas, l'égaliseur EQMM au niveau chip peut être intéressant puisque sa réalisation adaptative n'a pas besoin de connaître explicitement le spectre du bruit.

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a montré la dualité entre les systèmes à étalement de spectre par séquence directe et par multiporteuse, dans laquelle réside la notion de récepteur

universel. Ensuite, on a analysé les différences pratiques qui les distinguent : l'utilisation d'un intervalle de garde pour le système multiporteuse, habituellement dans la forme d'un préfixe cyclique, et la construction et propriétés des codes d'étalement.

Dans le cadre d'un récepteur universel pour les systèmes DS-SS/MC-SS/OFDM, on a analysé l'utilisation du récepteur MRC, le RAKE fréquentiel, appliqué au système DS-SS. La non utilisation du préfixe cyclique par celui-ci entraîne une dégradation de performance qui est proportionnelle au rapport de l'étalement du retard du canal par le facteur d'étalement. Particulièrement, la performance de systèmes avec code court se dégrade deux fois plus vite que celle des systèmes avec code long. Cette dégradation nous a amené à proposer un récepteur avec une TFD de taille deux fois supérieure au facteur d'étalement, afin de réaliser le vrai RAKE, qui, par ailleurs, rivalise en performance avec le système avec préfixe cyclique.

Ensuite, les codes d'étalement les plus utilisés ou qui possèdent des qualités intéressantes ont été analysés, dans le domaine fréquentiel, en ce qui concerne la qualité de l'étalement. Parmi les codes analysés, il n'existe pas un code qui soit complètement parfait. Ils ont tous quelques désavantages et donc le choix doit se faire en tenant compte de ce que l'on considère comme le plus important.

Finalement, on a montré que le récepteur fréquentiel, contrairement au RAKE temporel, permet de traiter du bruit coloré et d'exciser de l'interférence à bande étroite.

# Chapitre 3

## Synchronisation

Dans ce chapitre, on étudie la synchronisation de phase, de fréquence, de symbole et de chip pour le système DS-CDMA. Tout d'abord, on commence par présenter les problèmes qui motivent la synchronisation, sans laquelle le fonctionnement d'un système de communication serait compromis. Ensuite, on caractérise le fonctionnement des synchroniseurs. Après ces explications, on décrit brièvement quelques techniques de récupération de fréquence et de phase de la porteuse et on montre comment on peut utiliser l'approche fréquentielle pour améliorer leurs performances en réduisant certains types d'interférences. La synchronisation temporelle, ou récupération du rythme d'échantillonnage, a été séparée en deux parties pour le système CDMA : synchronisation de symbole, dite grossière, et synchronisation de chip, dite fine. Pour la première, on présente deux techniques, une basée sur la corrélation avec le code d'étalement et une autre basée sur l'approche fréquentielle [19]. Pour cette dernière, on compare ses performances avec la borne de Cramér-Rao et on discute en détail les avantages et inconvénients. Finalement, on propose une technique fréquentielle de synchronisation de chip [19] qui permet d'obtenir un niveau de performance équivalent ou même supérieur dans certains cas à celui des techniques temporelles similaires. On évalue sa performance théorique et avec des simulations, en comparant avec d'autres techniques et la borne de Cramér-Rao. On examine les problèmes qui découlent du contexte multi-utilisateurs et on propose une solution pour améliorer la performance, en analysant toujours ses avantages et inconvénients.

### 3.1 La Synchronisation

L'objectif ultime du récepteur d'un système de communication numérique est de reproduire l'information émise, de la façon la plus fidèle possible [20].

Un des problèmes qui se posent est l'estimation de certains paramètres comme la fréquence et la phase de la porteuse et la détermination de l'instant optimal d'échantillonnage. On donne le nom de synchronisation à l'estimation de ces paramètres.

La réception du signal ne se fait pas de façon instantanée et, en supposant un seul trajet entre l'émetteur et le récepteur, on retrouve à la réception le signal suivant en bande passante :

$$r_m(t) = \cos(2\pi(f_m + \nu)t + \theta + \varphi)x_I(t - \tau) - \sin(2\pi(f_m + \nu)t + \theta + \varphi)x_Q(t - \tau) + b(t)$$

où  $\nu$ ,  $\varphi$  et  $\tau$  représentent respectivement les décalages de fréquence, de phase et de retard entre le récepteur et l'émetteur,  $x_I$  et  $x_Q$  sont la partie en phase et en quadrature du signal émis et  $b(t)$  est le bruit.

On trouve plusieurs facteurs à l'origine de ces décalages. D'abord, les composants de l'émetteur et du récepteur peuvent varier avec le temps et la température de fonctionnement, en affectant tous les paramètres du système. De plus, dans le cas d'un système sans fil, le mouvement relatif entre le récepteur et l'émetteur peut causer l'effet Doppler qui décale la fréquence du signal. La distance parcourue par le signal change aussi la phase à la réception, puisque, pour une distance  $d$  parcourue par le front d'onde, la phase du signal tourne de  $2\pi d/\lambda$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde. De façon similaire, le décalage temporel varie en fonction du temps de propagation  $c/d$ , où  $c$  est la vitesse de la lumière. Le décalage temporel apparaît aussi dans le cas où l'horloge d'échantillonnage n'est pas exactement un multiple du taux de symbole. En somme, une mauvaise synchronisation peut avoir pour résultat l'augmentation du taux d'erreur ou même l'impossibilité de recevoir l'information émise.

Le décalage de phase, dans le cas d'une modulation cohérente a pour effet dans la réduction de l'amplitude du signal pour les modulations PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) ou BPSK (*Binary Phase Shift-Keying*). Dans le cas des modulations cohérentes

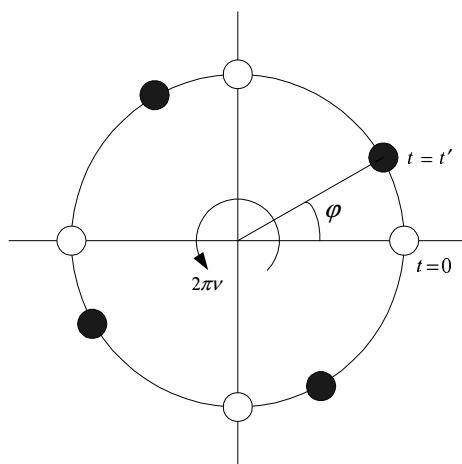


FIG. 3.1 – Effets du décalage de fréquence, où  $2\pi\nu$  est la vitesse angulaire, et de phase, représenté par  $\varphi$ .

et complexes, elle peut aussi corrélérer les voies en phase et en quadrature. Sauf pour les modulations non-cohérentes ou différentielles, la synchronisation de phase est obligatoire, car l'information est codée dans la phase de chaque symbole émis.

Par contre, le décalage de fréquence engendre une perte de performance pour n'importe quel type de modulation. Ce décalage fait que les symboles de la modulation tournent avec le temps. Une illustration du décalage de fréquence et de phase est présentée à la figure 3.1.

Le décalage temporel provoque de l'interférence entre symboles et chips, même si le canal ne distord pas le signal, avec réduction de la performance du système. On illustre le décalage temporel à partir d'un diagramme d'oeil à la figure 3.2.

À la réception, afin de récupérer l'information codée dans les symboles, le signal reçu  $r_m(t)$  est ramené en bande de base et on le désigne par  $r(t)$ . On suppose que la fréquence de la porteuse dans le récepteur est égale à  $\hat{f}_m$ . Le décalage de fréquence entre l'émetteur et le récepteur est donc égal à

$$\nu = f_m - \hat{f}_m$$

De façon similaire, la phase de la porteuse à la réception est  $\hat{\theta}$  et, en définissant la

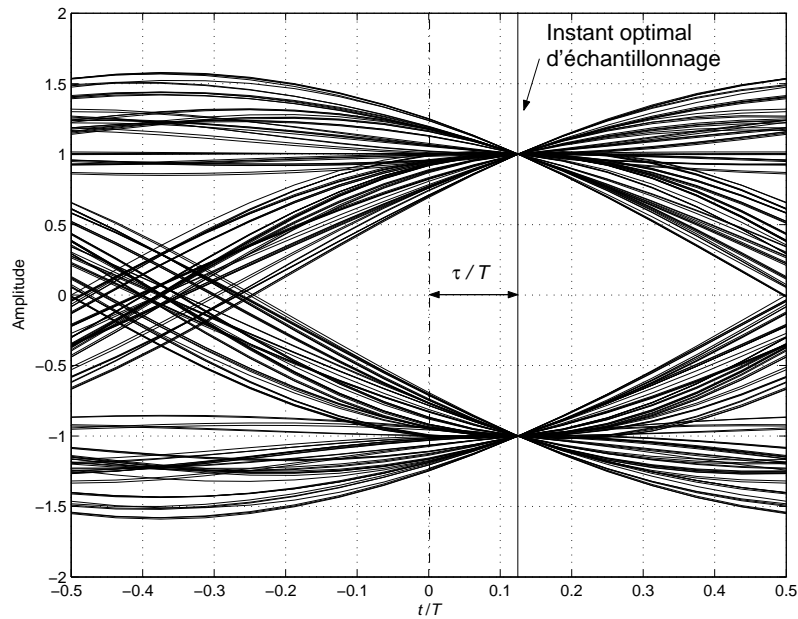


FIG. 3.2 – Diagramme de l'oeil pour un facteur d'excès de bande égal à 0,4.

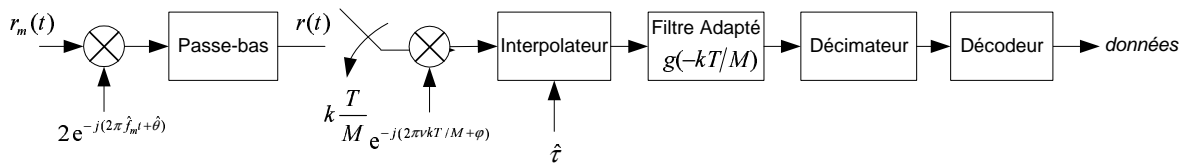


FIG. 3.3 – Structure d'un système avec correction entièrement numérique, où  $M$  est le taux de sur-échantillonnage.

phase de la porteuse à l'émission comme  $\theta$ , le décalage de phase s'écrit :

$$\varphi = \theta - \hat{\theta}$$

Finalement, il reste le décalage temporel  $\tau$  introduit par le canal et la différence de phase entre les horloges de l'émetteur et le récepteur.

Une implémentation numérique de la synchronisation, telle que représentée de façon simplifiée à la figure 3.3, est très intéressante, car elle permet l'intégration des composants et une grande flexibilité.



### 3.1.1 Caractérisation des Synchroniseurs

On peut séparer les synchroniseurs en deux catégories :

- avec rebouclage (*error-tracking*) ;
- direct, ou en boucle ouverte (*feedforward*).

Les techniques basées sur la rebouclage utilisent un détecteur d'erreur de synchronisation dont la sortie indique l'amplitude et le signe de l'erreur. La sortie du détecteur est filtrée et ce signal est utilisé pour ajuster le paramètre de synchronisation. C'est le principe de la PLL (*Phase-Locked Loop*).

Les techniques à boucle ouverte emploient un estimateur de synchronisation qui utilise le signal avant correction pour estimer le paramètre de synchronisation. Généralement, ces estimations sont bruitées et un moyennage est nécessaire. Ce type de technique est utilisé pour une acquisition rapide des paramètres, généralement en transmission par paquets.

En outre, on peut classer les techniques en :

- *aidée par des données* (DA pour *data-aided*) quand on connaît certaines données qui sont intégrées au message transmis, ce qui donne une séquence dite pilote ou d'apprentissage ;
- *dirigée par la décision* (DD pour *decision-directed*) quand on utilise la décision sur le signal reçu ;
- *autodidacte* (NDA pour *non-data-aided*) pour le cas contraire.

En outre, il y a aussi la possibilité de profiter de certaines caractéristiques du signal, comme les modulations à module constant [21].

Il existe aussi des techniques conjointes, comme la synchronisation conjointe de phase et de retard. Ces techniques sont généralement plus performantes que les techniques qui travaillent avec un seul paramètre de synchronisation, mais sont aussi plus complexes.

Dans ce chapitre, on se limite à des techniques sous-optimales mais réalisables, alors que la solution optimale de maximum de vraisemblance est souvent trop complexe pour être mise en œuvre. Généralement, les techniques sous-optimales sont des simplifications de la technique de maximum de vraisemblance.

## 3.2 Modèle du système

Pour cette partie, on suppose que le canal n'introduit pas de distorsion et que l'on est dans le cas d'un système DS-CDMA dans la voie descendante. Le signal reçu en bande de base peut être écrit :

$$r(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a \left( \left\lfloor \frac{k}{N} \right\rfloor \right) c(k) h(t - kT_c - \tau) + b(t) \quad (3.1)$$

où  $a \left( \left\lfloor \frac{k}{N} \right\rfloor \right)$  est le symbole émis,  $N$  est le facteur d'étalement,  $c(k)$  est le code d'étalement,  $h(t) = g(t) * g(-t)$ , où  $g(t)$  est le filtre de transmission et réception, et  $b(t)$  est un bruit blanc additif gaussien.

## 3.3 Synchronisation de Fréquence et de Phase

Un décalage de fréquence et de phase produit une atténuation de l'amplitude du signal pour les modulations réelles et de l'interférence entre les voies en phase et en quadrature pour les modulations complexes.

Il existe plusieurs algorithmes pour la récupération de la fréquence et de la phase de la porteuse [22, 23, 13]. Généralement, on suppose que l'on connaît le retard de propagation  $\tau$ . C'est le cas quand le décalage de fréquence est considérablement inférieur à la fréquence de chip, ce qui permet de retrouver le retard  $\tau$  avant ou en même temps que  $\nu$  et  $\varphi$ .

Dans le cas contraire, on récupère d'abord la fréquence de la porteuse, généralement, en cherchant à maximiser l'énergie à la sortie du filtre adapté, ou encore par une approche directe avec boucles [22]. Une fois la porteuse récupérée, les techniques classiques peuvent être utilisées pour retrouver la phase et le retard.

### 3.3.1 Synchronisation de Fréquence en boucle ouverte

La technique présentée ci-dessous a été développée initialement pour des systèmes mono-utilisateur/mono-porteuse, mais elle peut être utilisée aussi avec un système DS-CDMA ou MC-CDMA, à la condition que l'on utilise les symboles désétalés. On suppose que la synchronisation de symbole et de chip a été obtenue et que l'on utilise une modulation du type  $M$ -PSK (Phase Shift Keying). En reprenant les expressions précédentes, le symbole désétalé  $\tilde{a}(n)$  est donné par :

$$\tilde{a}(n) = \sum_{k=nN}^{(n+1)N-1} R(k, n)C^*(k) = Na(n)e^{j\varphi} \sum_{m=nN}^{(n+1)N-1} e^{j2\pi\nu m T_c} + b'(n) \quad (3.2)$$

Le terme  $\sum_{m=nN}^{(n+1)N-1} e^{j2\pi\nu m T_c}$  est une progression géométrique qui peut être écrite par :

$$\begin{aligned} \sum_{m=nN}^{(n+1)N-1} e^{j2\pi\nu m T_c} &= \frac{e^{j2\pi\nu N T_c} - e^{j2\pi\nu (n+1)N T_c}}{1 - e^{j2\pi\nu T_c}} \\ &= e^{j2\pi\nu n T_c} \frac{e^{j2\pi\nu N T_c} e^{j2\pi\nu N T_c} - e^{-j2\pi\nu N T_c}}{e^{j2\pi\nu T_c} e^{j2\pi\nu T_c} - e^{-j2\pi\nu T_c}} \\ &= e^{j\pi\nu (2nN + N - 1)T_c} \frac{\sin(\pi\nu N T_c)}{\sin(\pi\nu T_c)} \end{aligned}$$

Alors, (3.2) peut s'écrire sous forme concise :

$$\tilde{a}(n) = Na(n)e^{j\varphi} e^{j\pi\nu (2nN + N - 1)T_c} \frac{\sin(\pi\nu N T_c)}{\sin(\pi\nu T_c)} + b'(n) \quad (3.3)$$

où  $b'(n)$  est le bruit résultant du désétalement.

Comme,  $|\pi\nu N T_c|$  et  $|\pi\nu T_c|$  sont en général des valeurs beaucoup plus faibles que l'unité, on peut utiliser l'approximation qui donne :  $\frac{\sin(\pi\nu N T_c)}{\sin(\pi\nu T_c)} \approx N$ .

Le symbole  $M$ -PSK, a pour expression :  $a(n) = e^{j2\pi m/M}$ , où  $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ . Si l'on élève ce symbole à la puissance  $M$ ,  $a^M(n) = e^{j2\pi m} = 1, \forall m$ . Dans ces conditions,

on peut écrire :

$$\psi(n) = \{\tilde{a}(n)\}^M = N^{2M} e^{jM\varphi} e^{j\pi\nu(2nN+N-1)MT_c} + \tilde{b}(n) \quad (3.4)$$

où  $\tilde{b}(n)$  regroupe tous les termes qui concernent le bruit.

Le décalage de fréquence est estimé par :

$$\hat{\nu} = \frac{\arg \{\psi(n)\psi^*(n-1)\}}{2\pi T_c M N} \quad (3.5)$$

où la fonction  $\arg \{\cdot\}$  représente l'angle compris entre  $\pm\pi$ .

En l'absence de bruit, on voit que  $\arg \{\psi(n)\psi^*(n-1)\} = 2\pi\nu M N T_c$ . Par suite, plus les valeurs de  $M$  et  $N$  sont élevées, plus le décalage de fréquence qui pourra être mesuré est faible.

Dans le domaine de la synchronisation, la courbe "S", définie par  $S(\nu) = E\{\hat{\nu}|\nu\}$  est un outil utile pour analyser le fonctionnement des systèmes [22]. La figure 3.4 donne cette courbe avec deux facteurs d'étalement, sans bruit, modulation QPSK ( $M = 4$ ) et un seul utilisateur actif.

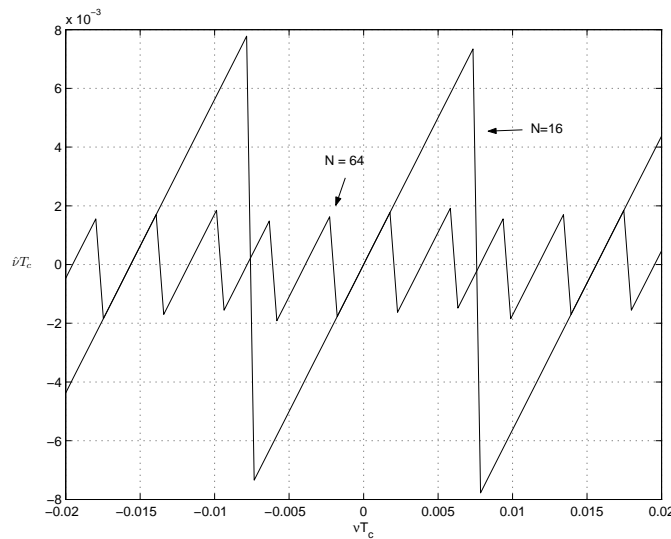


FIG. 3.4 – Courbe S de l'estimateur de décalage de fréquence en boucle ouverte, avec modulation QPSK ( $M = 4$ ), un seul utilisateur actif et sans bruit.

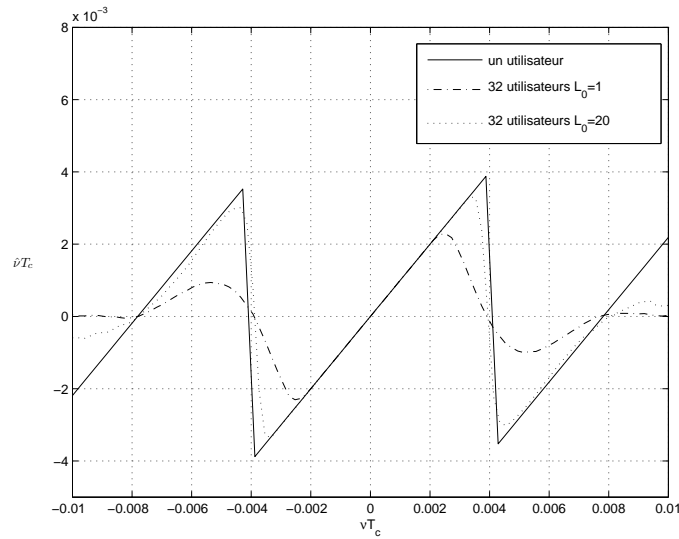


FIG. 3.5 – Courbe S de l’estimateur de décalage de fréquence en boucle ouverte (32 utilisateurs,  $N = 32$ , sans bruit et modulation QPSK).

Il est clair que l’élévation à la puissance  $M$  du symbole et la multiplication  $\psi(n)\psi^*(n-1)$  augmentent considérablement la variance de l’estimateur et, en conséquence, la performance de cette technique est assez faible. Une amélioration peut être obtenue par moyennage sur plusieurs symboles, soit :

$$\hat{\nu} = \frac{1}{2\pi T_c M N} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{L_0-1} \psi(n)\psi^*(n-1) \right\} \quad (3.6)$$

L’interférence entre utilisateurs s’élève à mesure que le décalage de fréquence augmente. La figure 3.5 montre cet effet. On a utilisé des codes orthogonaux Flash-Hadamard de longueur 32 plus une séquence d’embrouillage complexe pour  $L_0 = 1$  et  $L_0 = 20$ .

On peut augmenter le rapport signal-à-bruit de l’estimateur en utilisant d’autres termes :

$$\tilde{\nu} = \frac{\arg \{ \psi(n)\psi^*(n-1) \}}{2\pi T_c M N} + \frac{\arg \{ \psi(n)\psi^*(n-2) \}}{4\pi T_c M N} + \frac{\arg \{ \psi(n)\psi^*(n-3) \}}{6\pi T_c M N} + \dots \quad (3.7)$$

Cependant, quand le nombre de termes augmente, l’intervalle de décalage qui peut être mesuré se réduit. Ainsi, un compromis doit être trouvé.

Il faut souligner que l'on peut appliquer les mêmes techniques que celles qui ont été décrites au chapitre précédent pour réduire l'influence des signaux perturbateurs à bande étroite ou exploiter la présence d'un bruit coloré, afin d'améliorer le rapport signal-à-bruit du symbole reçu. Ce gain de rapport signal-à-bruit permet aussi d'améliorer l'estimation du décalage de fréquence.

La méthode présentée ne permet pas d'atteindre la borne de Cramér-Rao, mais elle est intéressante par sa simplicité. L'influence des canaux à multitrajets est faible pour cette technique si la dispersion du retard est nettement inférieure au facteur d'étalement.

### 3.3.2 Synchronisation de Phase en boucle ouverte

Le décalage de phase d'une modulation  $M$ -PSK peut également être récupéré par élévation à la puissance  $M$  :

$$\begin{aligned}\hat{\varphi}(n) &= \arg \{ \tilde{a}^M(n) \} / M \\ &= \varphi + \pi\nu(2nN + N - 1)T_c + \tilde{b}(n)\end{aligned}\tag{3.8}$$

où  $\tilde{b}(n)$  est le terme associé au bruit.

Avec cette expression, si l'on moyenne plusieurs valeurs de  $\tilde{a}^M(n)$  pour réduire le bruit, mais si  $\nu \neq 0$ , on biaise l'estimation de phase. Ainsi, il est intéressant de corriger le décalage de fréquence avant de corriger le décalage de phase. En outre, en raison de la symétrie de la modulation, l'élévation à la puissance  $M$  du signal reçu conduit à plusieurs points d'ambiguïté de phase. Cet algorithme s'applique à des codages/décodages différentiels où il faut utiliser une séquence d'apprentissage pour éliminer l'ambiguïté et ensuite, utiliser cet algorithme pour faire la poursuite.

### 3.3.3 Synchronisation de fréquence et phase avec rebouclage

La technique avec rebouclage présentée ici est une approximation de la technique de maximum de vraisemblance pour l'estimation du décalage de phase [22]. Elle peut

fonctionner sans séquence d'apprentissage et est couramment utilisée pour les systèmes de transmission continue.

Comme dans l'approche en boucle ouverte, on considère que la synchronisation du retard est déjà acquise.

Une première technique est basée sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) :

$$J_{EQM}(\hat{\varphi}) = E \left\{ |a(n) - \tilde{a}(n)e^{-j\hat{\varphi}}|^2 \right\} \quad (3.9)$$

où  $\tilde{a}(k) = a(k)e^{j\varphi} + b(n)$ .

On obtient de (3.9) :

$$e(n) = \text{Im} \left\{ \hat{a}^*(n)\tilde{a}(n)e^{-j\hat{\varphi}(n)} \right\} \quad (3.10)$$

où  $\tilde{a}(n)$  est le symbole reçu avant la décision et  $\hat{\varphi}(n)$  est le décalage de phase estimé. Si une séquence d'apprentissage est disponible comme un canal pilote dans le cas du système UMTS [24], on utilise cette séquence au lieu du symbole reçu décidé,  $\hat{a}(n)$ .

Ensuite, le signal d'erreur est appliqué à un intégrateur pour estimer le décalage de phase :

$$\hat{\varphi}(n+1) = \hat{\varphi}(n) + \mu e(n) \quad (3.11)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation. Plus la valeur de  $\mu$  est grande, plus l'algorithme converge rapidement et plus l'erreur résiduelle est importante.

Comme on effectue une remodulation (décision) sur le signal reçu pour obtenir le signal d'erreur, on désigne couramment cette technique par boucle à remodulation. Elle est présentée à la figure 3.6.

Si le décalage de fréquence est faible, la correction de phase à chaque symbole peut suffire [22]. Dans le cas contraire, il faut utiliser une boucle de deuxième ordre, afin d'estimer la vitesse angulaire, c'est-à-dire, le décalage de fréquence [22, 23, 25].

La technique peut être étudiée à l'aide de la courbe "S", calculée comme l'espérance

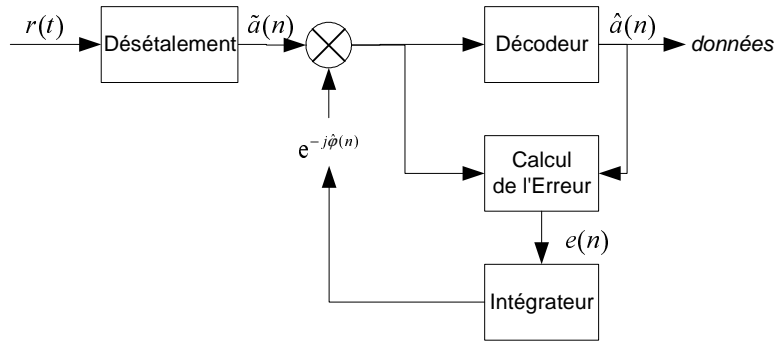


FIG. 3.6 – Boucle à remodulation.

du signal d'erreur  $e(n)$ , conditionnée à une valeur de  $\phi \triangleq \varphi - \hat{\varphi}$ , c'est-à-dire :

$$S(\phi) = E \{e(n)|\phi\} \quad (3.12)$$

Par exemple, dans le cas d'une modulation QPSK ( $M = 4$ ) et absence de bruit, on obtient :

$$\hat{a}(n) = a(n)e^{jx(\phi)\pi/2} \quad (3.13)$$

où  $x(\phi)$  est un nombre entier tel que :

$$|\phi - x(\phi)\pi/2| < \pi/4 \quad (3.14)$$

En prenant le symbole désétalé  $\tilde{a}(n) = a(n)e^{j\varphi} + b(n)$  et en reportant ce terme et (3.13) dans le signal d'erreur (3.10), on obtient, en supposant  $|a(n)|^2 = 1$ , après quelques manipulations :

$$e(n) \approx \sin \{\phi - x(\phi)\pi/2\} + \text{Im} \{a^*(n)b(n)e^{-j(\hat{\varphi}+m(\phi)\pi/2)}\} \quad (3.15)$$

En appliquant l'opérateur espérance pour un  $\varphi$  fixé, il reste seulement le premier terme, tandis que le deuxième disparaît, car il a une moyenne égale à zéro. Ainsi,

$$S(\phi) \approx \sin \{\phi - x(\phi)\pi/2\} \quad (3.16)$$

qui est présentée à la figure 3.7. On peut voir clairement que cette technique possède



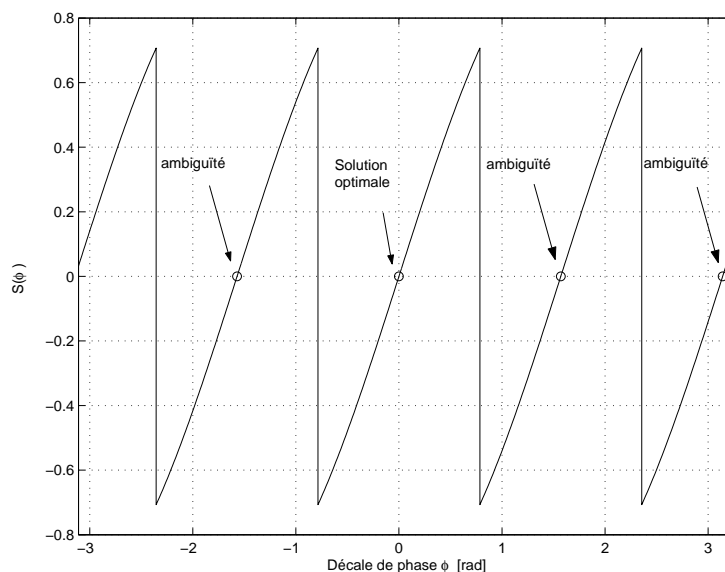


FIG. 3.7 – Courbe “S” de la boucle à remodulation pour la modulation QPSK.

trois points d’ambiguïté de phase et que la périodicité est égale à  $\pi/2$  en raison de la symétrie de la modulation. En fait, pour les modulations du type  $M$ -PSK, la périodicité est égale à  $2\pi/M$ . Pour les modulations du type en croix ou rectangulaire (QAM), la périodicité est de  $\pi/2$ . Pour les modulations plus complexes, comme dans le cas des modulations codées en treillis, il peut exister des points de stabilité qui ne peuvent pas être résolus même avec des modulations différentielles [22].

En présence de bruit, les transitions abruptes deviennent arrondies à cause de l’incertitude sur la décision du symbole corrigé.

Pour les cas de faible rapport signal-à-bruit, les décisions sur les symboles corrigés ne sont pas très fiables et il est plus indiqué d’utiliser une autre technique, connue comme la *boucle de Costas*.

Dans cette technique, on élimine l’influence de la modulation ( $M$ -PSK) dans le signal corrigé par  $\hat{\varphi}$ , c’est-à-dire, on prend  $\{\tilde{a}(n)e^{j\hat{\varphi}(n)}\}^M$ , contrairement à la technique en boucle ouverte, qui utilise le signal avant correction. Ensuite, l’erreur est calculée avec  $\{\tilde{a}(n)e^{j\hat{\varphi}(n)}\}^M$  au lieu d’utiliser  $\tilde{a}(n)e^{j\hat{\varphi}(n)}$  et la décision sur cette valeur, comme

dans la technique à remodulation. Ainsi, pour  $|\varphi - \hat{\varphi}(n)| \ll 1$ , l'erreur devient :

$$e(n) = \text{Im} \{ a^M(n) - \tilde{a}^M(n) e^{-jM\hat{\varphi}(n)} \} \quad (3.17)$$

qui est égale à zéro quand  $\hat{\varphi} = \varphi$  et en l'absence de bruit. L'équation de mise à jour est donnée par (3.11). Bien entendu, comme l'algorithme à remodulation, la *boucle de Costas numérique* possède des points de stabilité qui sont, en fait, des points d'ambiguïté de phase. Il faut noter que  $a^M(n)$  est une constante que représente la rotation de phase de la modulation.

### 3.4 Synchronisation de symbole et de chip

Le but de la synchronisation temporelle est de trouver le retard  $\tau$  qui minimise la probabilité d'erreur à la sortie du filtre adapté. Il s'agit de trouver l'instant auquel l'oeil est le plus ouvert.

Dans le cas d'un système CDMA, le processus de synchronisation temporelle peut être divisé en deux parties. La première, synchronisation de symbole, consiste à trouver où commence et se termine le symbole étalé avec une erreur d'à peu près un demi période chip ( $0, 5T_c$ ). Cette phase d'acquisition est semblable à la technique de synchronisation de paquets. Normalement, une fois que la synchronisation de symbole est acquise, on passe à la synchronisation temporelle au niveau chip ou récupération du rythme d'échantillonnage, qui est nécessaire pour suivre les éventuels changements du retard ou affiner la valeur du retard trouvée dans l'étape précédente.

Dans cette partie, on analyse deux techniques de synchronisation de symbole et une pour la synchronisation de chip, dans le domaine fréquentiel, qui peuvent s'appliquer aux systèmes DS-CDMA et MC-CDMA. Toutes les techniques présentées sont des techniques du type autodidacte ou *non-data aided* (NDA).

Afin de simplifier l'analyse, on considère seulement un trajet et un utilisateur, sauf avis contraire. Un filtre en racine de cosinus surélevé est utilisé à l'émission et à la

réception. Dans ce cas, le canal est donné par :

$$h(t, \tau) = \gamma r_{\cos}(t) * \delta(t - \tau) \quad (3.18)$$

où  $r_{\cos}(t) = \frac{\text{sinc}\left(\frac{t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T_c}\right)}{1 - 4\left(\frac{\alpha t}{T_c}\right)^2}$  est la fonction cosinus surélevé,  $\alpha$  est le coefficient d'excès de bande (roll-off),  $\delta(\cdot)$  est la fonction de Dirac et  $\gamma$  est le gain complexe du trajet.

Dans le domaine fréquentiel, le canal  $H(k, \tau)$  est donné par :

$$H(k, \tau) = \gamma \left( R_{\cos}(k) e^{-j2\pi k \frac{\tau}{NT_c}} + R_{\cos}(N - k) e^{j2\pi(N-k) \frac{\tau}{NT_c}} \right) \quad (3.19)$$

où  $R_{\cos}$  est la transformée de Fourier discrète de la réponse du filtre cosinus surélevé :

$$R_{\cos}(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k \leq \left\lfloor \frac{N(1-\alpha)}{2} \right\rfloor \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi}{N\alpha} \left( k - \frac{N(1-\alpha)}{2} \right) \right] \right\}, & \left\lfloor \frac{N(1-\alpha)}{2} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{N(1+\alpha)}{2} \right\rfloor \\ 0, & \left\lfloor \frac{N(1+\alpha)}{2} \right\rfloor \leq k \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.20)$$

Pour un retard nul, le repliement de spectre du cosinus surélevé se combine parfaitement avec la bande de base pour former un canal plat et de phase zéro à toutes les fréquences. Cependant, il faut noter que, avec un décalage temporel  $\tau$ , la réponse autour de la fréquence zéro et la bande ne sont plus en phase, ce qui produit une interférence destructrice dans la région où il y a repliement de spectre. La figure 3.8 montre la réponse du canal pour deux valeurs du retard. On peut noter que la phase est linéaire et proportionnelle au retard ( $-2\pi k \frac{\tau}{NT_c}$ ) où il n'y a pas de repliement.

Pour tous les résultats, le code d'étalement a été obtenu avec une séquence pseudo-aléatoire générée avec le polynôme  $g(x) = 1 + x + x^6$  initialisé avec  $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$  et ensuite, la séquence de 63 chips a été complétée avec un chip de valeur -1 de façon à avoir une moyenne nulle et un total de  $N = 64$  chips. Sans perte de généralité, la valeur de  $\gamma$  a été fixée à l'unité pour toutes les simulations.

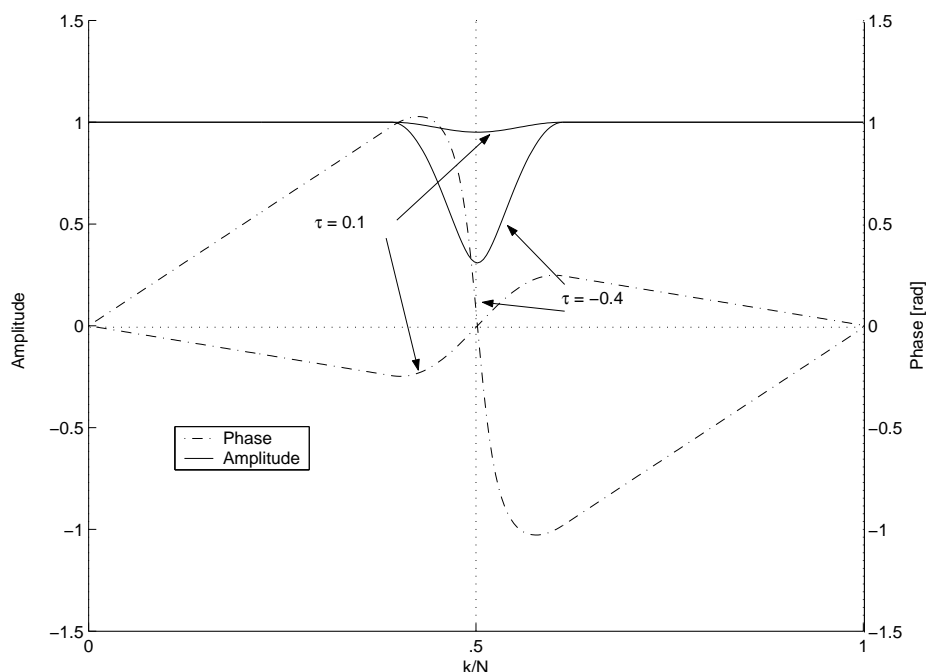


FIG. 3.8 – Réponse en amplitude et phase en fonction du retard, excès de bande 0,22.

### 3.4.1 Synchronisation de symbole

Dans cette partie, on étudie la synchronisation de symbole pour les systèmes qui utilisent des codes courts, c'est-à-dire des codes d'étalement dont la périodicité est égale au facteur d'étalement. Pour les systèmes qui utilisent des codes longs, comme l'UMTS [12], la synchronisation de trame et de symbole est effectuée à partir d'une séquence d'apprentissage, pour la voie montante, ou en plusieurs étapes avec l'aide de corrélateurs et des canaux/time slots dédiés et des séquences spécifiques pour la voie descendante [24, 26, 27].

Afin de simplifier l'analyse on suppose l'absence de bruit et que l'on transmet toujours le même symbole, afin de ne pas avoir à considérer l'interférence entre symboles.

Dans le domaine fréquentiel, un retard est linéairement proportionnel à un décalage de phase. Ainsi, si l'on peut calculer ce décalage, on peut estimer le retard. L'idée est, donc, d'extraire la partie de la phase correspondant au retard  $\tau$  du signal reçu  $R(k, n, \tau) = a(n)C(k)H(k, \tau)$ , mais, pour effectuer cette opération, il faut éliminer la

phase du code d'étalement, du symbole et la dépendance de  $k$ . La dépendance du code est éliminée en travaillant avec le signal  $U(k, n, \tau) = R(k, n, \tau)C^*(k)$ . Le canal  $H(k, \tau)$  s'écrit comme suit :

$$H(k, \tau) = \begin{cases} \gamma e^{-j2\pi k \frac{\tau}{NT_c}}, & 0 \leq k < \left\lfloor \frac{N(1-\alpha)}{2} \right\rfloor \\ \gamma e^{j2\pi(N-k) \frac{\tau}{NT_c}}, & \left\lfloor \frac{N(1+\alpha)}{2} \right\rfloor < k < N-1 \\ \text{non - linéaire,} & \text{le cas contraire} \end{cases} \quad (3.21)$$

La technique proposé ci-dessous, utilise le rebouclage et, donc,  $\Delta\tau = \tau - \hat{\tau}$  au lieu de  $\tau$ .

L'approche la plus simple pour effectuer une première estimation de  $\Delta\tau$  consiste à calculer le premier terme de la fonction d'auto-corrélation, c'est-à-dire l'accumulation des produits  $U(k, n, \Delta\tau)U^*(k-1, n, \Delta\tau)$  dans l'intervalle où la phase est linéaire. On obtient ainsi :

$$\begin{aligned} e(n) &= -\frac{NT_c}{2\pi} \arg \left( \sum_{\substack{k=1 \\ k \notin [(1-\alpha)N/2], [(1+\alpha)N/2]}}^{N-1} U(k, n, \Delta\tau)U^*(k-1, n, \Delta\tau) \right) \\ &= \frac{NT_c}{2\pi} \arg \left( \beta e^{j \frac{2\pi \Delta\tau}{NT_c}} \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\text{où } \beta = |a(n)|^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \notin [(1-\alpha)N/2], [(1+\alpha)N/2]}}^{N-1} |\gamma|^2 |C(k)|^2 |C(k-1)|^2.$$

Il est important de noter que l'intervalle de sommation dépend du facteur de roll-off. Plus le facteur de roll-off est grand, plus l'intervalle de sommation est petit. La technique s'applique aussi, sans aucune modification, aux systèmes MC-CDMA.

La valeur obtenue par (3.22) est utilisée pour régler la position de la fenêtre de la TFD. À cause du bruit, on utilise un intégrateur pour réduire son effet dans l'estimation de  $\hat{\tau}$ . La sortie de l'intégrateur est donnée par :

$$\hat{\tau}(n+1) = \hat{\tau}(n) + \mu e(n) \quad (3.23)$$

La partie entière de  $\hat{\tau}$  est utilisée pour contrôler la position de la fenêtre de la TFD et la partie fractionnaire commande l'interpolateur.

Il est intéressant de noter que la même approche a déjà été utilisée pour la synchronisation en OFDM avec des symboles pilotes, comme en [28].

Analysons maintenant la courbe "S" de l'algorithme qui est donnée d'après (3.22), en l'absence de bruit, par :

$$S(\Delta\tau) = E\{e(n)|\Delta\tau\} = \frac{NT_c}{2\pi} \arg\left(e^{j2\pi\frac{\Delta\tau}{NT_c}}\right) \quad (3.24)$$

La courbe "S" est présentée à la figure 3.9. On peut voir qu'il y a plusieurs points de stabilité, mais tous ces points sont des solutions optimales dans le cas d'un code court, puisque les points ont une périodicité égalé à  $NT_c = T$ .

La figure 3.10 montre en détail le cas où la sommation est effectuée sur toutes les fréquences, sans prendre en compte le problème de la non linéarité de la phase due au repliement de spectre.

Il est possible aussi d'utiliser d'autres termes de la fonction d'autocorrélation de  $U(k, n, \Delta\tau)$ , mais, comme dans la technique de synchronisation de fréquence, cela implique une réduction du décalage temporel qui peut être mesuré.

La figure 3.11 montre la convergence de la technique pour deux pas d'adaptation. Pour cette simulation, on suppose le pire cas où  $a(n)$  peut prendre les valeurs  $\pm 1$  afin de montrer la convergence avec interférence entre symbole. Un pas d'adaptation plus élevé permet une convergence plus rapide mais la variance de l'erreur est supérieur à  $0,5T_c$ . De l'autre côté, un pas d'adaptation plus faible conduit à une variance plus petite, mais avec un temps de convergence considérablement plus élevé. Une approche envisageable pour accélérer l'acquisition du retard en contrôlant la variance est l'utilisation d'un pas d'adaptation décroissant avec le temps.

Il faudrait aussi comparer la valeur  $\left| \sum_{i=0}^{N-1} U(k, n, \Delta\tau) \right|$  (ou une moyenne de cette valeur) avec un seuil basé sur la puissance du signal reçu, afin de détecter le moment

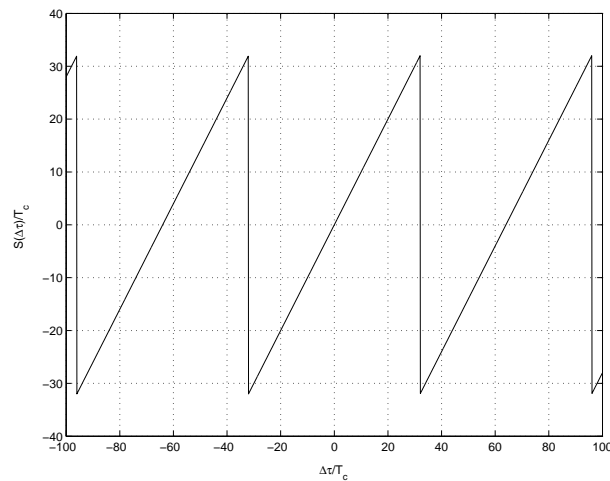


FIG. 3.9 – Retard estimé au voisinage de la situation de synchronisme de symbole et de chip avec  $N = 64$ ,  $\tau = 0$  et  $\alpha = 0,22$ .

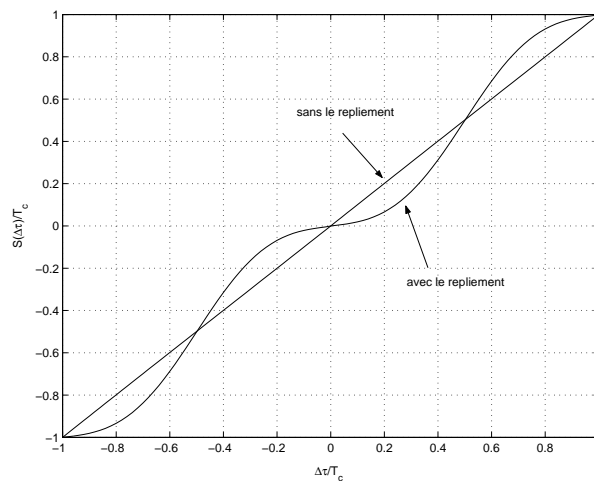


FIG. 3.10 – Retard estimé au voisinage de la situation de synchronisme de symbole et de chip avec  $N = 64$ ,  $\tau = 0$  et  $\alpha = 0,22$ .

où il faut passer à la synchronisation de chip et arrêter le processus de synchronisation de symbole.

La comparaison des estimateurs de synchronisation est, généralement, faite avec la borne de Cramér-Rao. Comme cette borne est très difficile à calculer, on utilise quelques simplifications et on obtient la borne de Cramér-Rao modifiée (BCRM) [22]. Pour la

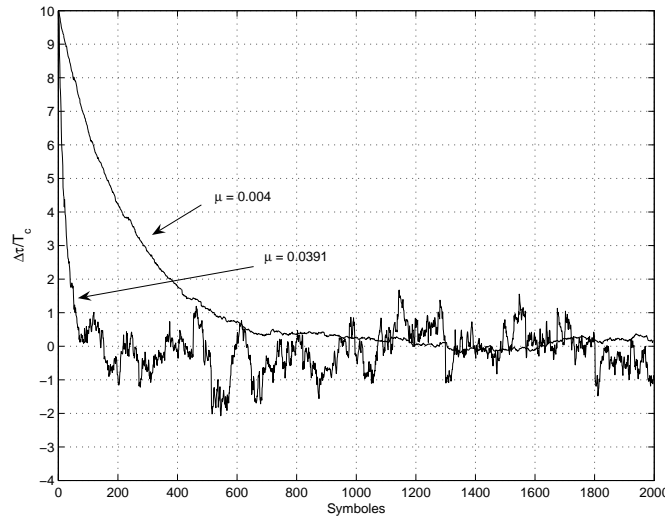


FIG. 3.11 – Convergence de la technique de synchronisation de symbole avec  $\Delta\tau(0) = 10T_c$ ,  $E_s/N_o = 14$  dB,  $\alpha = 0,22$ .

synchronisation de symbole/chip, cette borne est donnée par :

$$BCRM = \frac{B_L T}{4\pi^2 \xi} \frac{1}{\frac{E_s}{N_o}} \quad (3.25)$$

où  $E_s/N_o$  est le rapport énergie de symbole par densité spectrale du bruit,  $\xi$  est un paramètre sans dimension qui dépend de l'impulsion de transmission/réception. Pour un cosinus surélevé, il est donné par :

$$\xi = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{3} + \alpha^2 \left( 1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \right) \quad (3.26)$$

$B_L T$  est la largeur de bande équivalent du bruit de la boucle qui vaut

$$B_L T = \frac{\mu A}{2(2 - \mu A)} \quad (3.27)$$

où  $A = \left. \frac{\partial \{E\{e(n)|\Delta\tau\}\}}{\partial \Delta\tau} \right|_{\Delta\tau=0}$

Les figures 3.12 et 3.13 montrent la variance normalisée,  $E\{|\Delta\tau/T_c|^2\}$ , pour  $B_L T = 0,01$ ,  $\alpha = 0,22$  et  $\alpha = 0,75$ . Il apparaît qu'elle se situe très loin de la borne et que la variance de l'estimateur est beaucoup plus élevée pour un point de fonctionnement entre 10dB et 20dB, ce qui peut être résolu avec un  $B_L T$  plus faible. Un autre résultat attendu



est l'augmentation de la variance avec l'augmentation du roll-off, puisque l'on considère un nombre plus faible de porteuses pour estimer le retard, ce qui réduit l'immunité de l'estimateur au bruit.

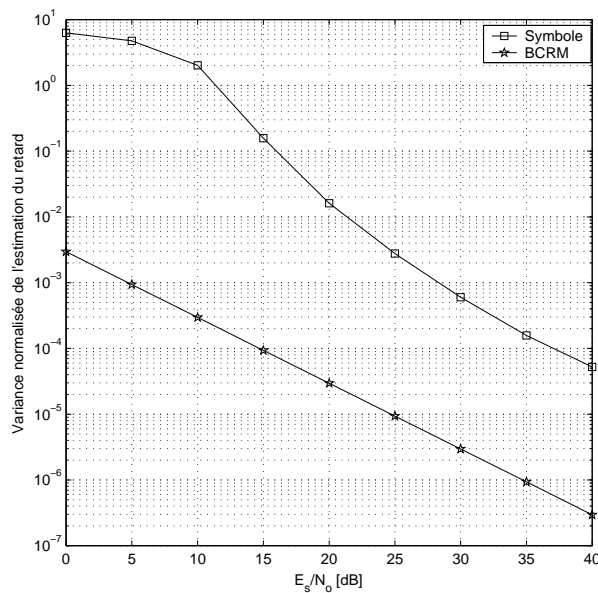


FIG. 3.12 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha=0,22$ .

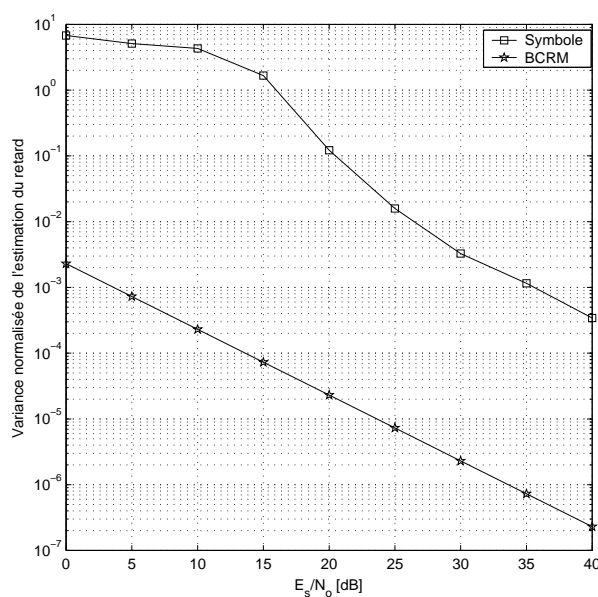


FIG. 3.13 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha=0,75$ .

La technique fonctionne correctement dans ces limitations pour un canal sans distorsion et un seul utilisateur actif. On peut aussi exploiter les caractéristiques du bruit,

par exemple, en atténuant les porteuses perturbées par des interférences à bande étroite dans le calcul du retard.

Avec plusieurs utilisateurs les performances se dégradent fortement. Cette dégradation découle du fait qui, même si la corrélation croisée des utilisateurs est égale à zéro, c'est-à-dire que les codes sont orthogonaux ( $\sum_{\substack{k=0 \\ i \neq j}}^{N-1} C_i(k)C_j^*(k) = 0$ ) et  $\Delta\tau = 0$ , l'estimateur de retard ne l'est pas nécessairement.

Un autre problème découle de la présence de multitrajets. L'estimateur ne cherche pas le retard du trajet le plus puissant, mais, en fait, il trouve un retard qui correspond à peu près à la moyenne du retard de chaque trajet pondéré par sa puissance :

$$\hat{\tau} = \frac{1}{\sum_p |\gamma_p|^2} \sum_p |\gamma_p|^2 \tau_p \quad (3.28)$$

où  $\gamma_p$  et  $\tau_p$  sont le gain et le retard du  $p$ -ième trajet respectivement.

La phase de chaque trajet n'a pas d'importance. Par exemple, prenons les canaux à multitrajets, décrits par  $h(z) = e^{j\pi/3} + e^{-j3\pi/4}z^{-10}$  et  $h(z) = e^{j\pi/3} + 0,5e^{-j3\pi/4}z^{-10}$ . La courbe "S" et la valeur  $|\sum_{i=0}^{N-1} U(k, n, \Delta\tau)|$  (échelle) sont tracés aux figures 3.14 et 3.15. L'estimateur trouve, à peu près, comme point de stabilité, un retard de  $5T_c$  pour le premier canal et  $2T_c$  pour le deuxième. Aucun de ces points de stabilité n'indique une valeur élevée de  $|\sum_{i=0}^{N-1} U(k, n, \Delta\tau)|$ , ce qui complique la façon de déduire quand la synchronisation a été acquise.

En outre, les petites variations de puissance des trajets peuvent causer de grandes rotations de phase dans l'estimation du retard, principalement dans les fréquences proches de  $N/2$ . Ces variations compliquent la poursuite du canal, nécessaire pour la réalisation du récepteur RAKE ou l'égalisation du canal, utilisée pour restaurer l'orthogonalité entre les utilisateurs.

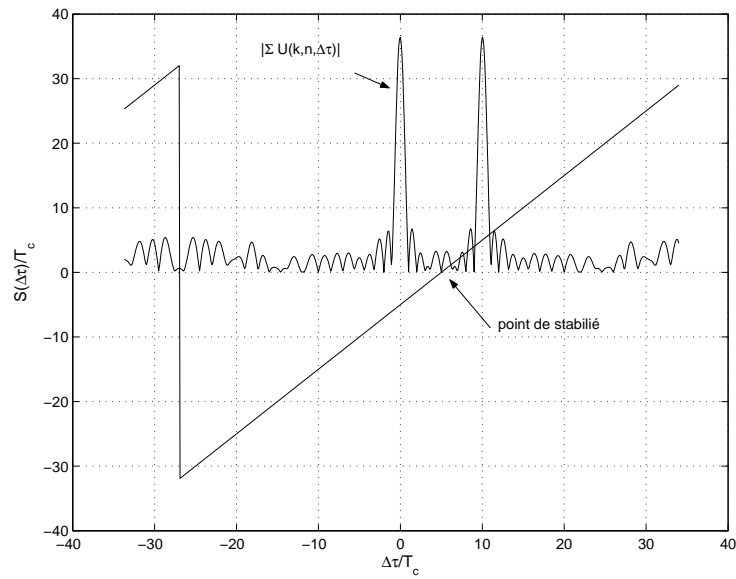


FIG. 3.14 – Courbe “S” pour le canal  $h(z) = e^{j\pi/3} + e^{-j3\pi/4}z^{-10}$  et  $\alpha=0,22$ .

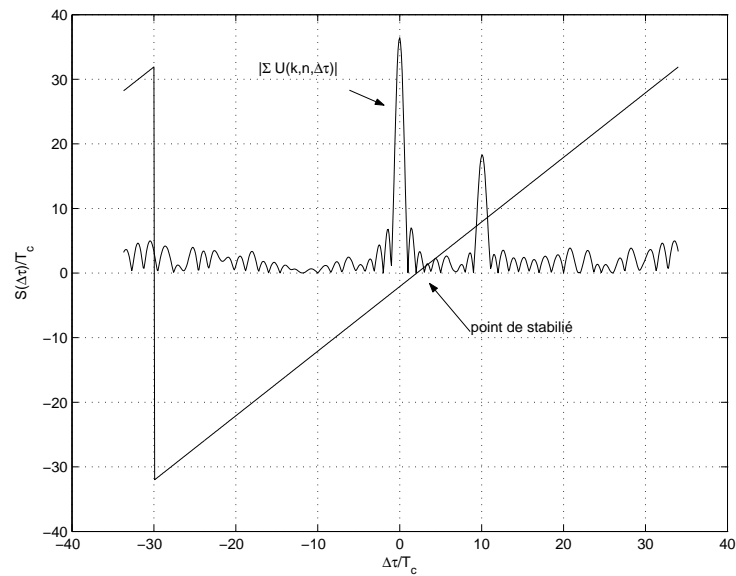


FIG. 3.15 – Courbe “S” pour le canal  $h(z) = e^{j\pi/3} + 0,5e^{-j3\pi/4}z^{-10}$  et  $\alpha=0,75$ .

### Une solution basée sur l'autocorrélation du code

L'approche la plus classique pour effectuer la synchronisation de symbole consiste à travailler avec la fonction d'autocorrélation du code d'étalement. En supposant que cette fonction s'approche d'une fonction impulsion, il suffit de trouver la valeur maximale de

l'autocorrélation, qui représente le trajet, ou la combinaison des trajets, avec la plus grande puissance :

$$\hat{\tau} = \arg \max_n \left| \sum_{m=0}^{N-1} r(m+n)c^*(m) \right|, -N/2 < n \leq N/2 \quad (3.29)$$

L'opération en (3.29) demande  $N^2$  multiplications, une valeur qui peut s'avérer trop élevée. Afin de réduire la complexité, on peut faire les opérations de corrélation circulaire du signal reçu avec le code d'étalement en (3.29) pour toutes les valeurs de  $n$  en utilisant  $|TFD^{-1}\{R(k)C^*(k)\}|$ . Ainsi, en considérant que l'on connaît déjà la TFD du code, la complexité de cette opération est  $N + N \log_2 N$ , ce qui est plus efficace que la corrélation temporelle pour  $N > 4$ . Si l'on utilise un canal pilote dont le symbole est constant, on n'a pas d'interférence entre symbole et la corrélation circulaire correspond à la corrélation classique en cas d'absence d'autres utilisateurs. L'indice de la valeur maximale du vecteur résultant donne l'estimation du retard. Si l'indice  $n$  est compris entre  $0 \leq n \leq N/2 - 1$ , le retard estimé est  $\hat{\tau} = nT_c$  et si  $N/2 \leq n \leq N - 1$ ,  $\hat{\tau} = (n - N)T_c$ .

En présence de bruit et d'autres utilisateurs, on accumule  $|TFD^{-1}\{R(k)C^*(k)\}|$  pendant plusieurs symboles, afin de réduire l'influence des signaux perturbateurs. La figure 3.16 illustre l'accumulation de  $|TFD^{-1}\{R(k)C^*(k)\}|$  pour 30 symboles, un seul utilisateur et un retard  $\tau = 16,5T_c$  et  $a(n) = \pm 1$ .

La technique n'est pas très robuste quand plusieurs utilisateurs sont actifs. La figure 3.17 montre un cas où 10 utilisateurs sont actifs et on essaye de retrouver le pic d'autocorrélation avec les mêmes paramètres qu'à dernière simulation (figure 3.16). Pour effectuer la synchronisation dans ce cas, il faut utiliser un canal pilote beaucoup plus puissant que les autres canaux, ou encore modifier le système en incluant, par exemple, un signal sans d'interférence qui permettrait d'obtenir la synchronisation de symbole plus facilement et rapidement, au détriment de la capacité du système.

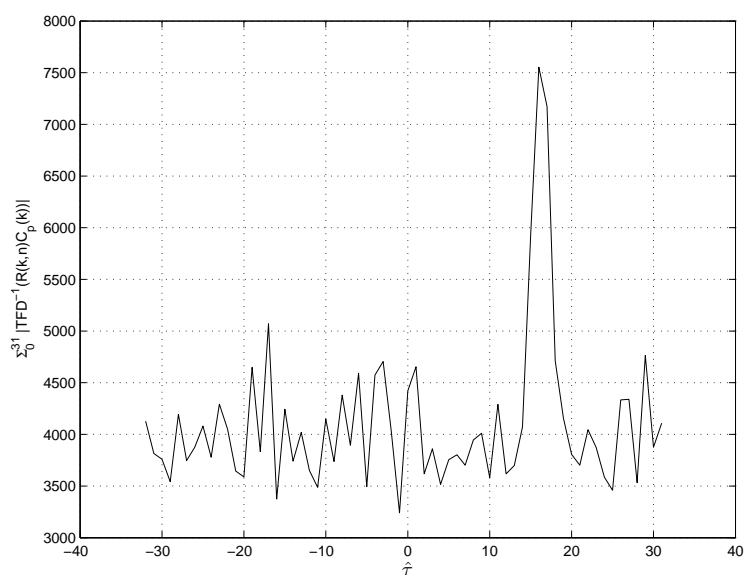


FIG. 3.16 – Synchronisation de symbole par corrélation avec  $E_s/N_o = 10$  dB pour un  $\tau = 16,5T_c$ .

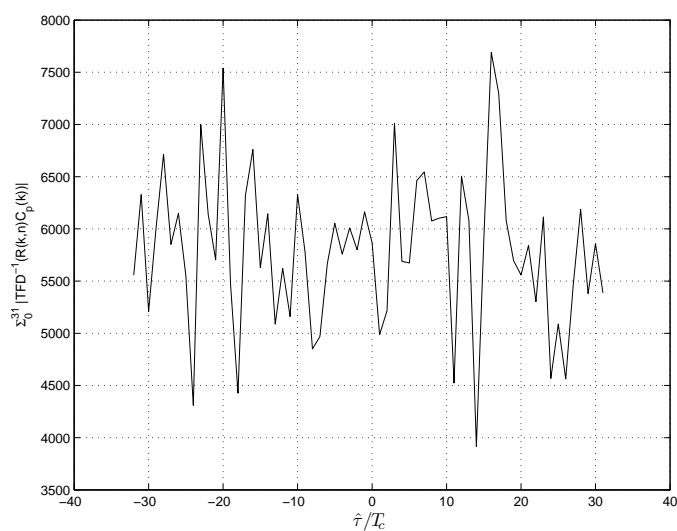


FIG. 3.17 – Synchronisation de symbole par corrélation avec 10 utilisateurs actifs,  $E_s/N_o = 10$  dB pour un  $\tau = 16,5T_c$ .

### 3.4.2 Synchronisation de chip

Une fois acquise la synchronisation de symbole, on passe à la phase de synchronisation fine ou synchronisation de chip. Dans cette phase, on veut affiner la synchronisation

et suivre d'éventuels changements du retard.

Dans cette section, on présente une technique simple de synchronisation de chip du type NDA dans le domaine fréquentiel qui rivalise en performance avec les techniques plus classiques comme l'*Early-Late Gate* (ELG) [13, 22, 23, 29] et *Müller-Mueller Detector* (MMD) [22, 23], présentées dans les annexes, et permet d'éliminer des interférences à bande étroite ou d'exploiter un bruit coloré.

L'idée ressemble à la technique fréquentielle de synchronisation de symbole en ce qu'elle exploite la propriété qu'un retard dans le temps se traduit par une rotation de phase dans le domaine des fréquences, comme illustré à la figure 3.8.

En supposant une erreur de synchronisation voisine de  $\pm 0,5T_c$ , pour un code réel et avec  $\gamma = 1$ , le retard est proportionnel à la quantité :

$$\tau \propto \arctan \left( \frac{\operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} U(k, n, \Delta\tau) \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} U(k, n, \Delta\tau) \right\}} \right) \quad (3.30)$$

Si  $N$  est impair, les limites des sommations deviennent  $(N - 1)/2$ .

Afin de rendre cette technique insensible à la phase de  $\gamma$  et au code, qui peut être complexe, on peut séparer les parties réelle et imaginaire du signal reçu  $r(n)$ . Les relations suivantes sont vérifiées pour la TFD d'un signal  $g(n)$  [29] :

$$\begin{aligned} \operatorname{TFD} \{ \operatorname{Re} \{ g(n) \} \} &= \frac{1}{2} \{ G([k]_N) + G^*([-k]_N) \} \\ \operatorname{TFD} \{ j \operatorname{Im} \{ g(n) \} \} &= \frac{1}{2} \{ G([k]_N) - G^*([-k]_N) \} \end{aligned} \quad (3.31)$$

où  $[k]_N$  est la fonction  $k(\text{modulo } N)$

En reportant les relations (3.31) dans la relation (3.30) et en effectuant, pour éliminer les calculs des fonctions "arc-tangente", le produit de la partie réelle par la partie

imaginaire, on obtient une estimation généralisée pour la synchronisation de chip :

$$e(n) = -\operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{U([k]_N, n, \Delta\tau) + U^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\} \right\} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{U([k]_N, n, \Delta\tau) + U^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\} \right\} - \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{-jU([k]_N, n, \Delta\tau) + jU^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\} \right\} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{-jU([k]_N, n, \Delta\tau) + jU^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\} \right\} \quad (3.32)$$

Une fois de plus, si  $N$  est impair, les limites des sommations deviennent  $(N - 1)/2$ . Cette technique est insensible à une rotation de phase, elle possède une certaine résistance au décalage de fréquence.

La mise à jour du retard est faite avec un intégrateur :

$$\hat{\tau}(n+1) = \hat{\tau}(n) + \mu e(n) \quad (3.33)$$

La figure 3.18 présente la convergence de la technique et on la compare à la technique ELG, avec la même réalisation de symboles et de bruit.

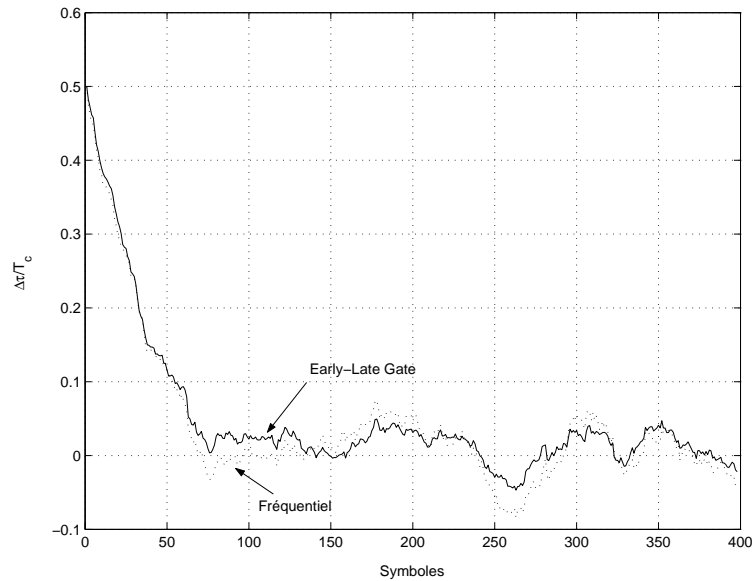


FIG. 3.18 – Erreur d'estimation dans le temps. Paramètres  $\Delta\tau(0) = 0,5T_c$ ,  $E_b/N_o = 10$  dB,  $\alpha = 0,22$  et  $B_L T = 0,01$ .

Analysons maintenant la courbe “S” de l'algorithme qui est donnée d'après (3.31),

dans l'absence de bruit, par :

$$S(\Delta\tau) = E\{e(n)|\Delta\tau\} \quad (3.34)$$

Comme  $S(\Delta\tau)$  est trop complexe à écrire, la courbe "S" donnée à la figure 3.19 a été obtenue par simulation. La pente a été normalisée à l'origine et la simulation considère un cas sans bruit,  $a(n) = 1$  pour tout  $n$ , un seul utilisateur et  $\alpha = 0,22$ . Il est important de souligner que la forme de la courbe "S", contrairement à la technique de synchronisation de symbole (3.24), dépend du code d'étalement utilisé et du facteur de roll-off. En outre, sans la multiplication par  $U^*(k-1, n, \Delta\tau)$ , la puissance du bruit est réduite, mais on n'a pas la capacité de corriger des retards plus grands que  $T_c$ .

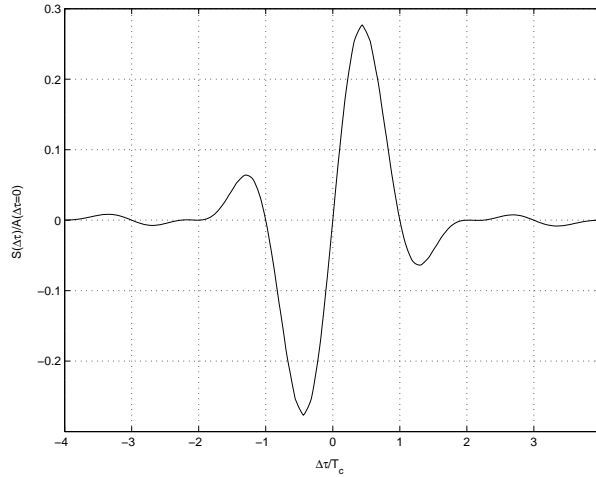


FIG. 3.19 – Courbe "S" pour la technique de synchronisation de chip,  $\alpha = 0,22$  et sans bruit.

D'après [22, 23], on conclut que la variance normalisée de l'estimateur est obtenue par :

$$\sigma^2 = \frac{2B_L T}{A^2} \frac{1}{T_c^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} E\{e(n)e(n-m)|\Delta\tau=0\}(1-\mu A)^{|m|} \quad (3.35)$$

où  $A = \left. \frac{\partial\{E\{e(n)\}}{\partial\Delta\tau} \right|_{\Delta\tau=0}$  et  $B_L T = \frac{\mu A}{2(2-\mu A)}$ .

Pour  $\Delta\tau = 0$ , un canal de Nyquist, un bruit blanc gaussien et comme on travaille à la cadence de chip, il est très raisonnable de supposer que  $E\{e(n)e(n-m)\} = 0$  pour



tout  $m \neq 0$ . On vérifie cette propriété plus loin. Ainsi, (3.36) devient :

$$\sigma^2 = \frac{2B_L T}{A^2} \frac{1}{T_c^2} E\{|e(n)|^2 | \Delta\tau = 0\} \quad (3.36)$$

La performance théorique de l'estimateur peut être obtenue de la façon suivante. D'abord, on désigne les termes  $I, II, III, IV$  de (3.32) comme suit :

$$e(n) = \underbrace{-\operatorname{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N/2} \{U([k]_N, n, \Delta\tau) + U^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\}\right\}}_I \underbrace{\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1} \{U([k]_N, n, \Delta\tau) + U^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\}\right\}}_{II} - \underbrace{\operatorname{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N/2} \{-jU([k]_N, n, \Delta\tau) + jU^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\}\right\}}_{III} \underbrace{\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1} \{-jU([k]_N, n, \Delta\tau) + jU^*([-k]_N, n, \Delta\tau)\}\right\}}_{IV} \quad (3.37)$$

Sans perte de généralité, on suppose  $\gamma = 1$  et  $a(n) = \pm 1$ . En sachant que les termes sont indépendants entre eux, on obtient :

$$E\{|e(n)|^2\} = E\{|I|^2\} E\{|II|^2\} + E\{|III|^2\} E\{|IV|^2\} \quad (3.38)$$

où :

$$\begin{aligned} E\{|I|^2\} &= E\left\{\left(\operatorname{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N/2} \{R([k]_N, n)C^*([k]_N) + R^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\ &= E\left\{\left(\operatorname{Re}\left\{a(n) \sum_{k=0}^{N/2} \{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right\}\right)^2\right\} \\ &+ E\left\{\left(\operatorname{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N/2} \{B([k]_N, n)C^*([k]_N) + B^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\ &= \sigma_a^2 \left(\sum_{k=0}^{N/2} \{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right)^2 + \frac{N\sigma_b^2}{2} \sum_{k=0}^{N/2} \{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\} \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} E\{|II|^2\} &= E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1} \{R([k]_N, n)C^*([k]_N) + R^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\ &= E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{a(n) \sum_{k=0}^{N/2} \{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right\}\right)^2\right\} \\ &+ E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1} \{B([k]_N, n)C^*([k]_N) + B^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\ &= 0 + \frac{N\sigma_b^2}{2} \sum_{k=1}^{N/2-1} \{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned}
E\{|III|^2\} &= E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=0}^{N/2}\{R([k]_N, n)C^*([k]_N) + R^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\
&= E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{a(n)\sum_{k=0}^{N/2}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right\}\right)^2\right\} \\
&+ E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=0}^{N/2}\{B([k]_N, n)C^*([k]_N) + B^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\
&= 0 + \frac{N\sigma_b^2}{2}\sum_{k=0}^{N/2}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}
\end{aligned} \tag{3.41}$$

$$\begin{aligned}
E\{|IV|^2\} &= E\left\{\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1}\{-jR([k]_N, n)C^*([k]_N) + jR^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\
&= E\left\{\left(\operatorname{Re}\left\{a(n)\sum_{k=1}^{N/2-1}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right\}\right)^2\right\} \\
&+ E\left\{\left(\operatorname{Re}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1}\{B([k]_N, n)C^*([k]_N) + B^*([-k]_N, n)C([-k]_N)\}\right\}\right)^2\right\} \\
&= \sigma_a^2\left(\sum_{k=1}^{N/2-1}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}\right)^2 + \frac{N\sigma_b^2}{2}\sum_{k=1}^{N/2-1}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\}
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Ainsi, la pente de la courbe ‘‘S’’ en  $\Delta\tau = 0$  est calculée, en éliminant les termes égaux à zéro, par :

$$\begin{aligned}
A \frac{\partial\{E\{e(n)\}\}}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} &= -I \frac{\partial II}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} - IV \frac{\partial III}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} \\
&= -\sigma_a^2 \sum_{k=0}^{N/2}\{|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\} \\
&\times \sum_{k=1}^{N/2-1} \left\{ \operatorname{Im}\left\{|C([k]_N)|^2 \frac{\partial H([k]_N, \Delta\tau)}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} + |C([-k]_N)|^2 \frac{\partial H^*([-k]_N, \Delta\tau)}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0}\right\} \right. \\
&- \sigma_a^2 \sum_{k=1}^{N/2-1} \{-|C([k]_N)|^2 + |C([-k]_N)|^2\} \\
&\times \left. \sum_{k=1}^{N/2-1} \operatorname{Re}\left\{-j|C([k]_N)|^2 \frac{\partial H([k]_N, \Delta\tau)}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} + j|C([-k]_N)|^2 \frac{\partial H^*([-k]_N, \Delta\tau)}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0}\right\} \right\}
\end{aligned} \tag{3.43}$$

$$\text{où } \frac{\partial H(k, \Delta\tau)}{\partial\Delta\tau}\Big|_{\Delta\tau=0} = -j2\pi \frac{k}{NT_c} \operatorname{Rcos}(k) + j2\pi \frac{(N-k)}{NT_c} \operatorname{Rcos}(N-k)$$

Finalement, en reportant (3.38)-(3.43) en (3.36), on obtient la performance théorique de l’estimateur.

En outre, si l’on regarde la figure 3.8, on peut s’apercevoir, étant donné un retard  $\tau$ , que la phase est elle aussi une fonction de  $k$ . Ainsi, en se basant sur la technique MRC, combinaison de rapport maximal, on peut pondérer la sommation de la partie

imaginaire de (3.32) avec la valeur absolue de la partie imaginaire de  $H(k, \Delta\tau)$  pour un faible  $\Delta\tau$ , par exemple  $\Delta\tau = 0,1T_c$ , de façon à avoir une meilleure performance autour du point de synchronisme. On désigne ce procédé par technique fréquentielle avec amélioration.

Afin de comparer la performance de chaque technique, on montre aux figures 3.20, 3.21 et 3.22 la variance normalisée de l'estimation du retard pour les valeurs de roll-off zéro, 0,22 et 0,75. On peut constater que la technique proposée subit une dégradation considérable de performance avec l'augmentation du roll-off, contrairement à la technique ELG. Ainsi, avec un facteur de roll-off de 0,22, qui est utilisé dans la norme UMTS [24], la performance de la technique ELG est de 2,2 dB supérieure à la technique sans amélioration et 1 dB meilleure par rapport à la technique améliorée. Il est intéressant de noter que l'on atteint par la borne de Cramér-Rao avec un roll-off égal à zéro, au moins pour le code utilisé. La technique proposée reste à 3 dB de la borne et la technique améliorée reste à 1 dB.

Il faut souligner que la technique proposée pour faire la synchronisation de chip, de même que la technique MMD, n'est pas affectée de bruit-propre comme l'ELG, ce qui entraîne un palier pour les valeurs élevées du rapport signal-à-bruit. Cette propriété découle de l'absence d'échantillons avec interférence entre chips dans la technique proposée et la MMD, tandis que l'ELG utilise des échantillons avec interférence. Mathématiquement, par (3.38), quand  $\sigma_b^2 \rightarrow 0$ ,  $E\{|e(n)|^2\} \rightarrow 0$ . Comme la technique MMD, la technique proposée travaille à la cadence de chip, tandis que l'ELG travaille au moins à deux fois cette cadence.

Finalement, les performances des techniques de synchronisation de chip s'avèrent beaucoup plus proches de la borne de Cramér-Rao, que celles de la technique de synchronisation de symbole, ce qui justifie la séparation de l'acquisition de la synchronisation du retard en deux étapes.

### **Le cas multiutilisateurs**

Dans le cas où il y a plusieurs utilisateurs actifs, toutes les techniques de synchronisation subissent une dégradation de performance, même si le canal n'introduit pas de dis-

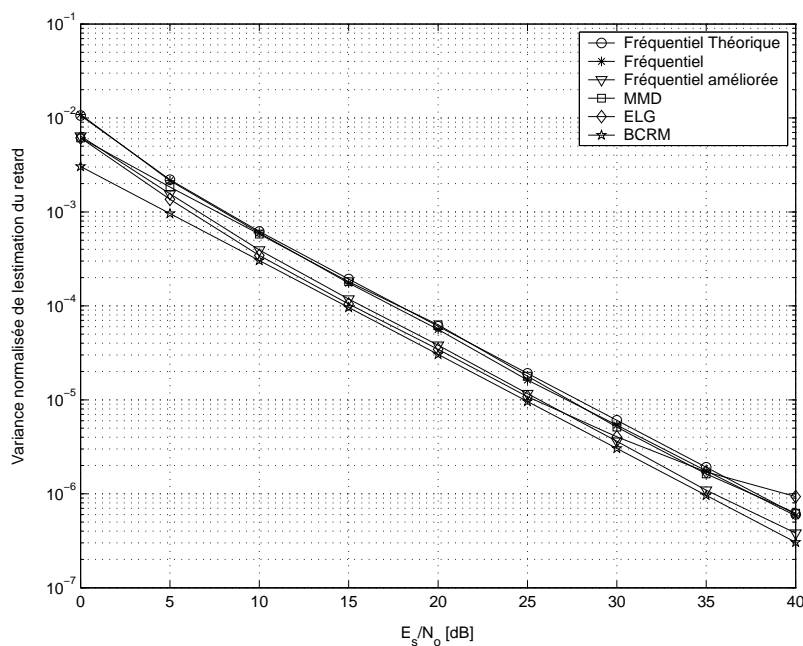


FIG. 3.20 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha = 0$ .

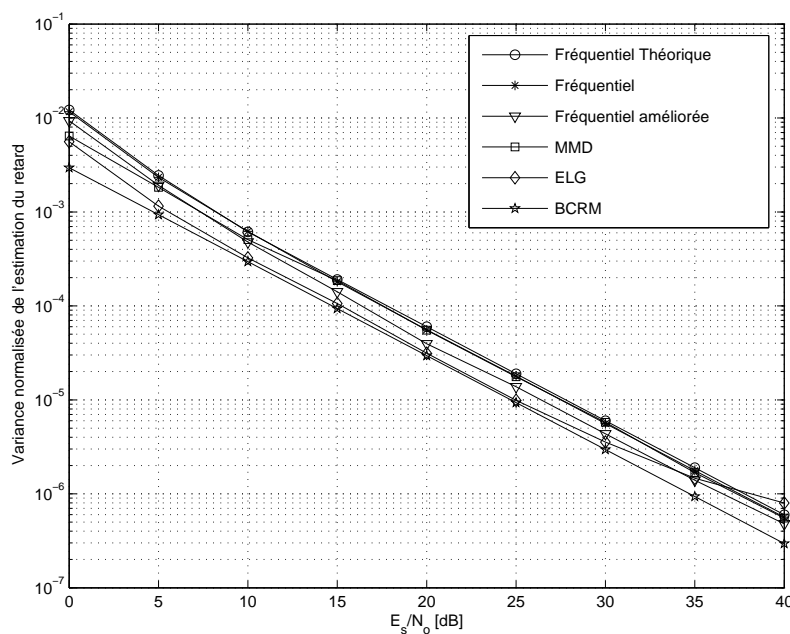


FIG. 3.21 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha = 0,22$ .

torsion, ni de bruit. Cette dégradation provient, dans le cas de la technique en fréquence, du fait que les valeurs  $\text{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1}\{U(k)_N + U^*(-k)_N\}\right\}$  et  $\text{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N/2-1}\{-jU(k)_N + jU^*(-k)_N\}\right\}$  sont

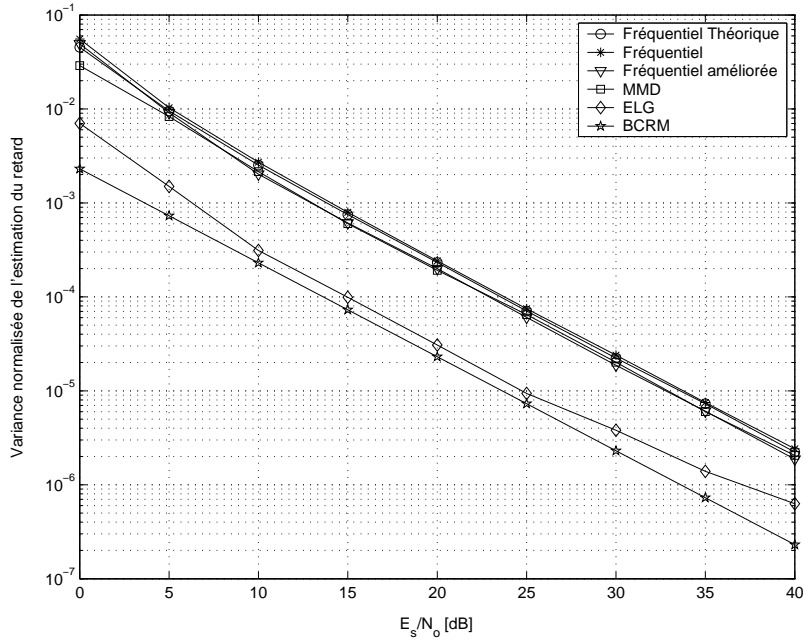


FIG. 3.22 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha = 0,75$ .

différentes de zéro, même dans le cas où les codes sont orthogonaux et  $\Delta\tau = 0$ . La figure 3.23 montre la variance de l'estimation du retard pour  $\alpha = 0,22$ ,  $B_L T = 0,01$  et pour plusieurs charges du système.

Si on élimine l'interférence entre utilisateurs de  $\sum_{k=1}^{N/2-1} U(k)$  et de  $\sum_{k=1}^{N/2-1} U(-k)_N = \sum_{k=N/2+1}^{N-1} U(k)$ , on doit l'éliminer aussi de l'estimation du retard. Ainsi, on propose des nouveaux codes de désétalement  $\mathbf{W}_p = [W_p(1) \ \cdots \ W_p(N/2 - 1)]^T$  et  $\mathbf{W}_q = [W_q(N/2 + 1) \ \cdots \ W_q(N - 1)]^T$ , qui sont obtenus par la minimisation des critères suivants :

$$\begin{aligned} J_p(\mathbf{W}_p) &= E \left\{ |a_l(n) - \mathbf{W}_p^H \mathbf{R}_p(n)|^2 \right\} \\ J_q(\mathbf{W}_q) &= E \left\{ |a_l(n) - \mathbf{W}_q^H \mathbf{R}_q(n)|^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.44)$$

où  $a_l(n)$  est le symbole de l'utilisateur d'intérêt,  $\mathbf{R}_p(n) = [R(1, n) \ R(2, n) \ \cdots \ R(N/2 - 1, n)]^T$  et  $\mathbf{R}_q(n) = [R(N/2 + 1, n) \ R(N/2 + 2, n) \ \cdots \ R(N - 1, n)]^T$ ,  $R(k, n)$  est le signal reçu dans le domaine des fréquences pour la  $k$ -ième fréquence et le  $n$ -ième symbole.

Avant d'écrire la solution de (3.44), définissons que  $\mathbf{a}(n)$  est un vecteur colonne

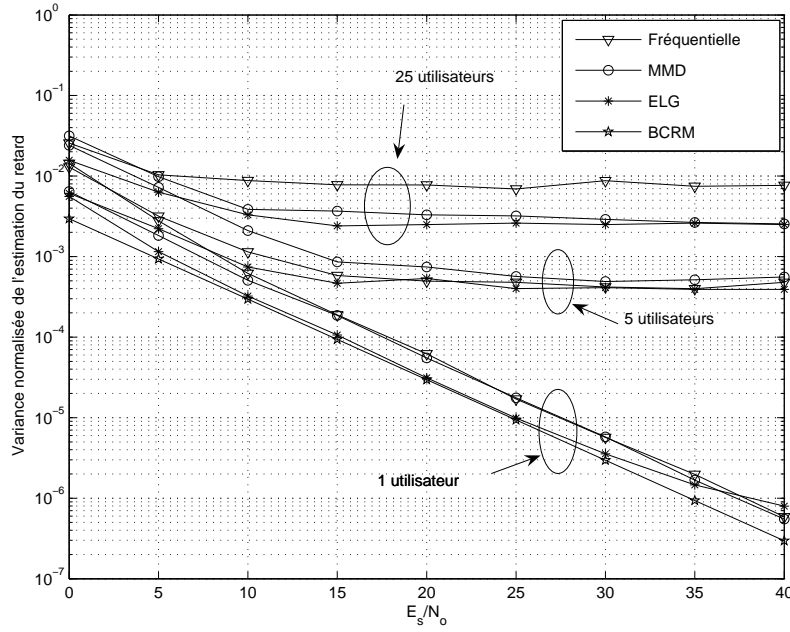


FIG. 3.23 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour plusieurs charges du système,  $B_L T = 10^{-2}$  et  $\alpha = 0,22$ .

de taille  $N$  qui contient les symboles des utilisateurs (non-actifs, le symbole est égal à zéro),  $\mathbf{C}$  est la matrice avec tous les codes dans le domaine fréquentiel et  $\mathbf{H} = \text{diag}(TFD_{N-\text{points}}\{h(z)\})$ . Ainsi,  $\mathbf{R}(n) = \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{a}(n) + \mathbf{B}(n)$  où  $\mathbf{B}(n)$  est la TFD du bruit.

Alors, la solution qui minimise (3.44) s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_p &= (\mathbf{C}_p \mathbf{A} \mathbf{C}_p^H + N\sigma_b^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}_{p,l} \\ \mathbf{W}_q &= (\mathbf{C}_q \mathbf{A} \mathbf{C}_q^H + N\sigma_b^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}_{q,l} \end{aligned} \quad (3.45)$$

où  $\mathbf{C}_r = \mathbf{H}\mathbf{C}$  et, en utilisant une notation du type Matlab,  $\mathbf{C}_p = \mathbf{C}_r(1:N/2-1,:)$ ,  $\mathbf{C}_q = \mathbf{C}_r(N/2+1:N-1,:)$ ,  $\mathbf{A}$  est une matrice de dimension  $N \times N$  qui contient dans sa diagonale la puissance de chaque utilisateur,  $\mathbf{I}$  est une matrice identité et  $\mathbf{C}_{p,l}$  et  $\mathbf{C}_{q,l}$  sont la  $l$ -ième colonne de  $\mathbf{C}_p$  et  $\mathbf{C}_q$  respectivement.

Il faut noter que les nouveaux codes proposés agissent aussi comme des égaliseurs puisque, dans leur calcul, le canal est pris en compte par  $\mathbf{C}_p$  et  $\mathbf{C}_q$ .

On utilise les nouveaux codes pour obtenir le signal  $U'(k)$  :

$$U'(k) = \begin{cases} R(k) = 0, & k = 0 \text{ ou } N/2 \\ R(k)W_p^*(k), & 1 \leq k \leq (N/2 - 1) \\ R(k)W_q^*(k), & (N/2 + 1) \leq k \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.46)$$

Ainsi, pour la synchronisation de chip, on prend l'équation (3.32), mais avec  $U'(k)$  au lieu de  $U(k)$ . On désigne cette méthode par technique fréquentielle avec suppression d'interférence multi-utilisateur. La figure 3.24 montre la même situation qu'à la figure 3.23 mais avec la technique développée ici pour réduire l'interférence.

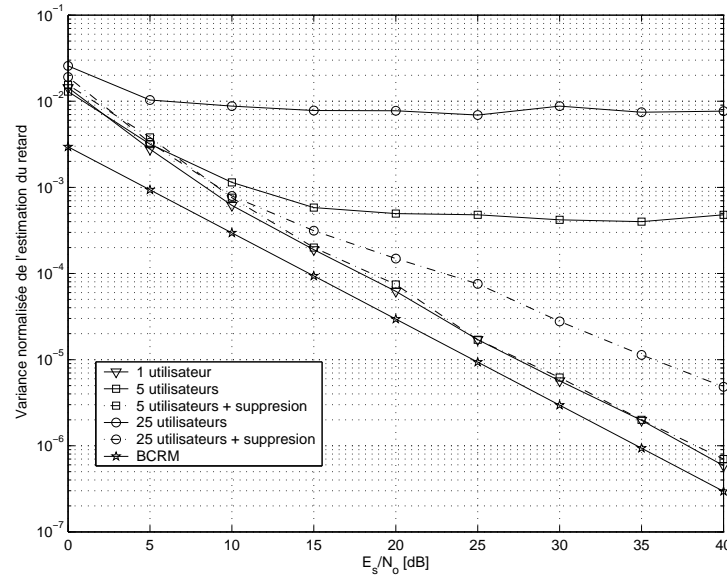


FIG. 3.24 – Variance normalisée de l'estimation du retard pour plusieurs charges du système,  $B_L T = 0,01$  et  $\alpha = 0,22$ .

Il apparaît que cette technique peut réduire considérablement le problème, mais elle présente une série d'inconvénients. D'abord, à cause de la répartition du code en deux parties, la capacité de supprimer l'interférence entre utilisateurs dans cette technique est très faible ou inexistant pour des charges de 50% ou plus. La figure 3.24 montre que l'on perd considérablement en performance quand on s'approche de 25 utilisateurs (moins de 50% de la charge du système). De plus, la courbe "S" est très distordue. La courbe "S" de la technique de suppression d'interférence pour 25 utilisateurs est donnée à la figure 3.25.

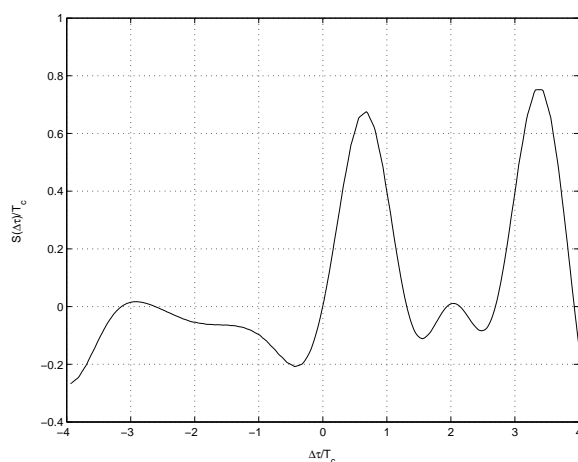


FIG. 3.25 – Courbe “S” pour la technique avec suppression d’interférence, 25 utilisateurs et  $\alpha = 0,22$ .

Un autre facteur est l’influence du canal sur l’estimation du retard, puisque l’estimateur de canal n’arrive pas à distinguer, par exemple, les variations dues à la phase des multitrajets et les variations de phase dues au retard. Le canal ne peut pas être ignoré, puisqu’il est le responsable de l’interférence entre utilisateurs qui est exactement ce que l’on veut éliminer.

Finalement, pour des systèmes avec code long, il n’y a pas d’implémentation itérative de (3.44). Dans ces conditions, il faut connaître tous les utilisateurs actifs à la réception, ce qui est très contraignant, et il faut réaliser des inversions de matrices à chaque symbole, ce qui demande beaucoup de ressources pour une station mobile.

Une solution plus envisageable serait l’utilisation d’un récepteur du type PIC (*Parallel Interference Canceller*)[30, 31] ou SIC (*Successive Interference Canceller*)[30, 31], mais la connaissance des tous ou au moins une bonne partie des utilisateurs actifs est aussi nécessaire. Une fois que les utilisateurs interférents sont extraits, en supposant que les symboles ont été effectivement retrouvés, on peut appliquer la technique proposée sans problème. En effet, on peut appliquer la technique pour tous les codes actifs connus à la réception.



## 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a souligné l'importance de la synchronisation sans laquelle un système de communication ne peut pas fonctionner.

D'abord, les causes de la perte de synchronisme ont été analysées avec les problèmes qu'elle engendre dans les systèmes de communication numérique. Ensuite, les techniques de synchronisation ont été classées d'après leur mode opératoire.

On a présente des techniques classiques de synchronisation de fréquence et de phase, appliquées au système DS-CDMA. Il est important de souligner que l'approche fréquentielle permet de réduire les interférences à bande étroite et d'exploiter le bruit coloré pour améliorer l'estimation du symbole (chapitre 2). En conséquence, on peut améliorer les performances des ces techniques, puisqu'elles utilisent ces symboles pour estimer les paramètres d'intérêt.

Ensuite, nous avons traité la synchronisation temporelle, ou récupération du rythme d'échantillonnage, qui a été séparée en deux parties, grossière (au niveau symbole) et fine (au niveau chip). Pour la synchronisation de symbole, on a proposé une technique qui travaille avec le signal directement dans le domaine des fréquences et qui peut fonctionner autant pour le système DS-CDMA que pour le MC-CDMA. Comme les techniques de synchronisation de fréquence et de phase, on peut exploiter facilement le bruit dans le domaine fréquentiel. Cependant, cette technique est très sensible aux canaux Rayleigh à multitrajets et au cas de plusieurs utilisateurs.

Une autre solution pour la synchronisation de symbole est la technique classique basée sur la corrélation du signal reçu avec le code d'étalement. Cette technique profite de la TFD pour effectuer de façon très efficace le calcul de la corrélation. Elle ne s'est pas avérée robuste au cas multi-utilisateurs. Ainsi, si l'on veut synchroniser avec exactitude dans un système avec plusieurs utilisateurs actifs, il faut utiliser des séquences d'apprentissage ou augmenter la puissance du canal pilote.

Enfin, on a étudié une technique simple de synchronisation de chip dans le domaine fréquentiel. Cette technique, qui travaille à la cadence de chip, présente un niveau de performance comparable à celui de la technique *Müller-Mueller Detector*, avec

l'avantage d'exploiter le bruit. On a analysé la performance théorique en vérifiant les résultats avec des simulations. Il faut également remarquer que cette technique peut être perturbée par la présence d'autres utilisateurs, en fonction du type de code utilisé, indépendamment du bruit dans le canal. Cependant, en utilisant un nouvel ensemble de codes, on peut réduire considérablement cette dégradation de performance causée par les multi-utilisateurs, si certaines conditions sont respectées.

# Chapitre 4

## Suppression de l'interférence multiutilisateur par égalisation dans le domaine fréquentiel

La technique à étalement de spectre permet d'exploiter la diversité présente dans les canaux à multitrajets avec le récepteur RAKE. Cependant, comme il s'agit d'une technique d'accès multiple par codes, les utilisateurs s'interfèrent mutuellement. Le récepteur RAKE n'est pas conçu pour combattre ce type d'interférence qui, dans la plupart des cas, limite plus les performances du système que le bruit thermique.

Ce chapitre est consacré à l'étude des techniques fréquentielles pour combattre l'interférence entre utilisateurs dans la voie descendante, dans le contexte du système UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*). De plus, on développe une technique qui peut s'accommoder, sans complexité supplémentaire, des systèmes à étalement de spectre avec et sans intervalle de garde. Ensuite, on compare les performances de la technique proposée avec des techniques classiques et la complexité est évaluée.

## 4.1 La problématique

Le système DS-SS possède des qualités très attrayantes telles que la résistance à de nombreux types de brouillage et la possibilité d'exploiter les multitrajets pour obtenir de la diversité temporelle avec un récepteur à faible complexité.

Parallèlement, la pénurie et le coût du spectre poussent à la maximisation de l'efficacité spectrale des systèmes de télécommunications sans fil. Évidemment, un seul utilisateur dans un système à étalement de spectre représente une efficacité faible. Cependant, l'utilisation de codes orthogonaux permet de partager simultanément le spectre entre plusieurs utilisateurs, sans qu'il y ait d'interférence entre eux.

La propriété d'orthogonalité entre les codes est perdue quand les séquences d'étalement sont décalées les unes par rapport aux autres, créant de l'interférence entre utilisateurs. Ce décalage se produit dans la voie montante, où les utilisateurs n'émettent pas de façon synchrone vers la station de base, ou dans la voie descendante où, malgré la synchronisation garantie par l'émission du signal par la station de base, le canal à multitrajets réalise ce décalage.

Afin de combattre cette interférence, plusieurs techniques ont été proposées. Elles sont décrites ci-dessous.

## 4.2 Réduction de l'interférence multiutilisateur : état de l'art

Le récepteur optimal est le détecteur à maximum de vraisemblance (MV) [31]. Son fonctionnement demande la connaissance du canal de tous les utilisateurs et de leurs séquences d'étalement. Cette information est disponible pour la station de base, mais pas pour les stations mobiles, qui ne sont pas informées directement de la présence des autres utilisateurs. Dans ces conditions, le maximum de vraisemblance utilisant l'algorithme de Viterbi, nécessite un coût de calcul qui devient rapidement prohibitif. En effet, le nombre de métriques à calculer par symbole est de l'ordre de  $C^{N_u(L+1)}$ , où  $C$  est la cardinalité de la modulation utilisée,  $L$  est le nombre de symboles étalés contenus

dans l'IES et  $N_u$  est le nombre d'utilisateurs. Par exemple, avec une modulation QPSK ( $C = 4$ ), pas d'IES ( $L = 0$ ), ce qui est très optimiste, et  $N_u = 6$ , il faut calculer 4096 métriques par symbole. Si l'on est obligé de considérer l'interférence entre symbole ou ajouter d'autres utilisateurs ou encore d'augmenter la cardinalité de la modulation, la réalisation d'un tel récepteur peut devenir difficilement possible.

L'impossibilité d'utiliser en pratique le récepteur MV dans la plupart des systèmes CDMA a justifié la recherche de solutions sous-optimales qui permettent de réduire l'interférence entre utilisateurs ou de réaliser la détection multiutilisateur avec un niveau de performance acceptable et une complexité raisonnable. Les différentes techniques de réduction de l'interférence entre utilisateurs et détection multiutilisateurs peuvent être séparées classées en deux catégories : linéaires et non-linéaires.

## 4.2.1 Techniques linéaires

Parmi les techniques linéaires, il y a celles qui opèrent dans l'espace des codes, en faisant la détection conjointe des utilisateurs et, celles qui n'ont pas besoin de connaître explicitement les autres utilisateurs, mais qui parviennent, dans certaines situations, à réduire considérablement l'interférence entre utilisateurs.

Les techniques linéaires effectuent une transformation linéaire d'un ensemble d'échantillons de la sortie du canal avec l'objectif d'éliminer l'interférence. Plusieurs critères permettent de déterminer cette transformation, qui est généralement mise en œuvre sur la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie.

### Le décorrélateur ZF

Un des critères dans le contexte de l'égalisation est le critère de forçage à zéro (ZF pour *Zero Forcing*), qui cherche à éliminer complètement l'interférence entre utilisateurs après le désétalement. Afin d'illustrer cette technique, considérons le cas le plus simple, c'est-à-dire, un canal AWGN et deux codes synchrones mais non-orthogonaux. Après le désétalement, les symboles  $y_0$  et  $y_1$  reçus peuvent être représentés sous forme matricielle

par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{G}\mathbf{a} + \mathbf{b} \quad (4.1)$$

où  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{bmatrix}$  est la matrice de corrélation croisée entre les utilisateurs, avec  $\rho = \sum_{n=0}^{N-1} c_0(n)c_1(n)$ ,  $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 \\ 0 & g_1 \end{bmatrix}$  est la matrice de gain de chaque utilisateur,  $\mathbf{a} = [a_0 \ a_1]^T$  sont les symboles émis et  $\mathbf{b} = [b_0 \ b_1]^T$  est le bruit vu par chaque utilisateur.

Pour décorréler les symboles reçus, il suffit de multiplier (4.1) par  $\mathbf{R}^{-1}$  :

$$\tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{a} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{b} \quad (4.2)$$

et de prendre la décision sur  $\tilde{\mathbf{a}}$  pour récupérer le symbole émis.

En l'absence de bruit, on peut récupérer parfaitement le signal, sauf pour  $\rho = \pm 1$ . Par contre, si le bruit est présent, il est amplifié. C'est le prix à payer pour éliminer entièrement l'IES.

Le décorrélateur peut aussi être réalisé par un filtre adapté au code modifié. Ainsi, on n'a pas besoin de désétaler tous les utilisateurs. Soit  $R_{jk}^+$  l'élément de la  $j$ -ième ligne et  $k$ -ième colonne de  $\mathbf{R}^{-1}$ . La sortie du décorrélateur pour le  $l$ -ième utilisateur s'écrit :

$$\begin{aligned} \tilde{a}_l &= \sum_{m=0}^{N_u-1} R_{l,m}^+ y_m \\ &= \sum_{m=0}^{N_u-1} R_{l,m}^+ \sum_{n=0}^{N-1} r(n) c_m(n) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \sum_{m=0}^{N_u} R_{l,m}^+ c_m(n) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \tilde{c}_l(n) \end{aligned} \quad (4.3)$$

En fait, l'équation 4.3 exprime le fait que le code modifié est le résultat de la convolution du code de désétalement avec le filtre décorrélateur.

Le problème dévient plus compliqué dans le cas d'un canal sélectif ou quand les codes sont asynchrones. En effet, l'inverse de  $\mathbf{R}$  devient non-causal, ce qui exigerait un filtre infini pour la réalisation optimale. Dans ces conditions, on utilise une solution sous-optimale sous la forme d'une fenêtre glissante.

Il faut noter aussi que la différence de puissance entre les utilisateurs, désignée par le nom de *near-far effect*, n'est pas prise en compte dans la décorrélation. Ainsi, le taux d'erreur d'un utilisateur ne dépend pas de la puissance des autres utilisateurs. On verra que d'autres techniques tiennent compte de ce phénomène.

### Le décorrélateur EQMM

Le principal problème du décorrélateur est l'amplification du bruit. Une solution à ce problème est obtenue par l'utilisation du critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) :

$$J_{EQMM}(\mathbf{w}_m) = E|a_m(n) - \mathbf{w}_m^H \mathbf{r}(n, d)|^2 \quad (4.4)$$

où  $\mathbf{r} = [r(nN + Q - 1 - d) \ r(nN + Q - 2 - d) \ \dots \ r(nN - d)]^T$ ,  $\mathbf{w} = [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(Q - 1)]^T$ ,  $Q$  est la taille de l'égaliseur et  $d$  le décalage temporel entre le signal reçu et la référence.

Le vecteur  $\mathbf{w}_m$  qui minimise (4.4) s'écrit :

$$\mathbf{w}_m = \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{p} \quad (4.5)$$

où  $\mathbf{R}_{rr} = E\{\mathbf{r}(n, d)\mathbf{r}^H(n, d)\}$  et  $\mathbf{p} = E\{\mathbf{r}(n - d)a_m^H(n)\}$ .

Comme pour les égaliseurs, le critère EQMM est équivalent au critère ZF, quand le rapport signal à bruit tend vers l'infini. Par contre, quand le bruit est le principal facteur d'interférence, la solution s'approche du filtré adapté. Dans le cas d'un bruit blanc ce filtre est le RAKE. De plus, cette technique peut compenser un contrôle de puissance imparfait, car la puissance de chaque utilisateur est prise en compte dans la matrice de corrélation  $\mathbf{R}_{rr}$ .

Un autre avantage par rapport au décorrélateur ZF est la capacité de combattre des interférences à bande étroite et d'exploiter le bruit coloré, puisque le critère EQMM prend en compte le bruit.

Par contre, dans le cas d'un système asynchrone ou d'un système synchrone sans préfixe cyclique et canal à multitrajets, la taille idéale du décorrélateur pour les deux techniques est infinie. Afin d'avoir une réalisation pratique, la solution utilisée est la même que précédemment, c'est-à-dire, une fenêtre glissante, qui se décale d'un symbole à chaque itération. En outre, on peut aussi filtrer et désétalement le signal reçu avec un code modifié, obtenu de façon similaire au code modifié du décorrélateur ZF.

Pour trouver  $\mathbf{w}$  à partir de (4.5), il faut connaître les canaux, les codes et les puissances de tous les utilisateurs actifs. De plus, l'opération d'inversion de matrice présente dans la solution (4.5) peut s'avérer trop coûteuse. On peut alors faire appel à une version adaptative basée sur l'algorithme du gradient stochastique [31, 30] qui n'a besoin que de la connaissance du code d'étalement et du symbole de l'utilisateur désiré. Pour cette raison, cette solution est qualifiée parfois de détection mono-utilisateur (SU pour *Single User*) [32]. Elle est très intéressante pour l'unité mobile, qui généralement ne connaît rien sur les autres utilisateurs.

Par contre, pour que cette méthode fonctionne correctement, il faut que l'interférence entre utilisateurs soit cyclostationnaire, c'est-à-dire, que les codes des utilisateurs doivent être des codes courts. Dans le cas contraire, le modèle de l'interférence change d'un symbole à l'autre et l'algorithme adaptatif ne peut suivre ce changement.

### Égalisation au niveau chip

Dans la voie descendante, l'orthogonalité entre les codes d'un système synchrone est détruite par un canal à multitrajets. Une façon de rétablir cette orthogonalité est d'utiliser un décorrélateur. Cependant, si le code utilisé est un code long, la corrélation entre les codes n'est plus cyclostationnaire et on ne peut plus estimer la solution du décorrélateur de façon adaptative. Alors, une façon de restituer l'orthogonalité entre les codes consiste à éliminer les multitrajets du canal, c'est-à-dire, égaliser le canal, par une égalisation au niveau chip, avant le désétalement du signal en utilisant les critères ZF ou EQMM [33].



Le critère EQMM de l'égaliseur au niveau chip pour le  $l$ -ième utilisateur s'écrit :

$$J_{EQMM}(\mathbf{w}) = \text{E} \left\{ \left| a_l \left( \left\lfloor \frac{n-d}{N} \right\rfloor \right) c_l(n-d) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right\} \quad (4.6)$$

où  $\mathbf{w} = [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(Q-1)]$ ,  $Q$  est la taille de l'égaliseur,  $\mathbf{r}(n) = [r(n) \ r(n-1) \ \dots \ r(n-Q+1)]$  et  $d$  est un retard sur la séquence d'apprentissage.

Si l'on écrit que  $\mathbf{r}(n) = \mathcal{H}\mathbf{x}(n)$ , où  $\mathcal{H}$  est la matrice de convolution du canal :

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} h(0) & \dots & h(M-1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(0) & \dots & h(M-1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(0) & \dots & h(M-1) \end{bmatrix}$$

et  $x(n) = \sum_{m=0}^{N_u-1} a_m \left( \left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n)$  donc, la solution de (4.6) est donnée par :

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} = \{N_u \sigma_a^2 \mathcal{H} \mathcal{H}^H + \sigma_b^2 \mathbf{R}_{bb}\}^{-1} \mathcal{H} \underbrace{[0 \ \dots \ 0]}_d [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (4.7)$$

Notons que, au lieu de réaliser la corrélation au niveau de symbole (blocs de  $N$  échantillons) comme dans le décorrélateur EQMM, l'égaliseur au niveau chip réalise la corrélation à la cadence de chip et donc, la matrice de corrélation se réfère seulement au canal et au bruit, si le code est blanc.

L'inconvénient de l'égaliseur au niveau chip est sa sous-optimalité par rapport au décorrélateur EQMM, pour une charge du système supérieure à un ou inférieure à la charge maximale. Uniquement pour ces deux extrêmes, et dans le cas d'un bruit blanc, les solutions sont identiques. Comme le décorrélateur EQMM, il peut combattre la présence d'interférences à bande étroite. Cela a été montré dans le chapitre 2.

## 4.2.2 Techniques non-linéaires

Des techniques non-linéaires ont aussi été proposées pour combattre l'interférence entre utilisateurs.

### Le détecteur par élimination successive des interférences

Le détecteur par élimination successive des interférences (SIC pour *Successive Interference Canceller*) consiste à réaliser une première détection, avec un RAKE par exemple, de l'utilisateur le plus puissant ou, dans le cas d'une modulations multi-niveaux, du signal le plus puissant. Ensuite, on décide le symbole et on régénère le signal reçu de cet utilisateur à partir de cette décision, du code d'étalement et du canal de cet utilisateur. Ensuite, le signal régénéré est soustrait du signal reçu et, avec ce nouveau signal, on procède à la détection du deuxième utilisateur le plus puissant, puisque on s'est déjà débarrassé du premier et ainsi de suite. Le schéma de la technique est présenté à la figure 4.1.

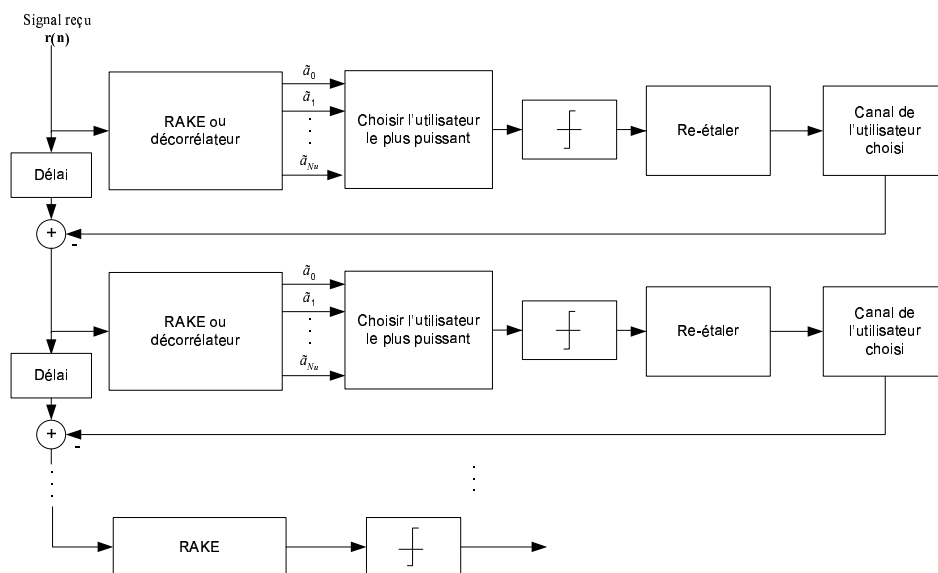


FIG. 4.1 – Schéma du détecteur par élimination successive des interférences (SIC).

À l'évidence, ce récepteur est sujet à la propagation d'erreur au cas où une mauvaise décision est effectuée sur un des utilisateurs. Il est clair que, plus l'erreur se situe au début du processus, pire seront les conséquences.

Intuitivement, on peut voir que l'efficacité de l'élimination de l'interférence est réduite quand la puissance des utilisateurs est à peu près la même.

Il faut noter aussi que chaque étage de détection apporte un délai supplémentaire au traitement. Ainsi, dans les applications où le délai de traitement est limité, on peut être amené à s'arrêter avant le dernier étage.

Pour la détection du signal avant la sélection, on peut utiliser le RAKE, ou un décorrélateur EQMM, si les symboles ont le module constant, ou un décorrélateur ZF. Cependant, le décorrélateur doit être recalculé à chaque étage du SIC, puisque la matrice de corrélation du signal change à chaque fois qu'un utilisateur est éliminé du signal reçu, ce qui modifie aussi la solution optimale. Une méthode efficace consiste à appliquer la décomposition de Cholesky avec ordonnancement des utilisateurs selon les puissances décroissantes pour réaliser la décorrélation. Après la décision du signal de l'utilisateur le plus puissant, ce signal est régénéré et soustrait du signal du deuxième utilisateur le plus puissant et ainsi de suite. Cette technique, qui est un cas particulier du récepteur SIC, est appelée *Decorrelating Decision Feedback Detector* [32].

De plus, des décisions souples peuvent être utilisées pour réduire les effets des propagations d'erreurs. Il est possible aussi de faire le décodage de canal et puis recoder le signal et d'utiliser l'information *a posteriori* du décodeur pour améliorer la fiabilité des décisions.

## Le détecteur par élimination parallèles des interférences

Le détecteur par élimination parallèles des interférences (PIC pour *Parallel Interference Canceller*) présenté à la figure 4.2 est plus indiqué dans les situations où les utilisateurs ont à peu près la même puissance [30, 31].

Le PIC possède l'avantage de ne pas avoir besoin d'ordonner les utilisateurs selon

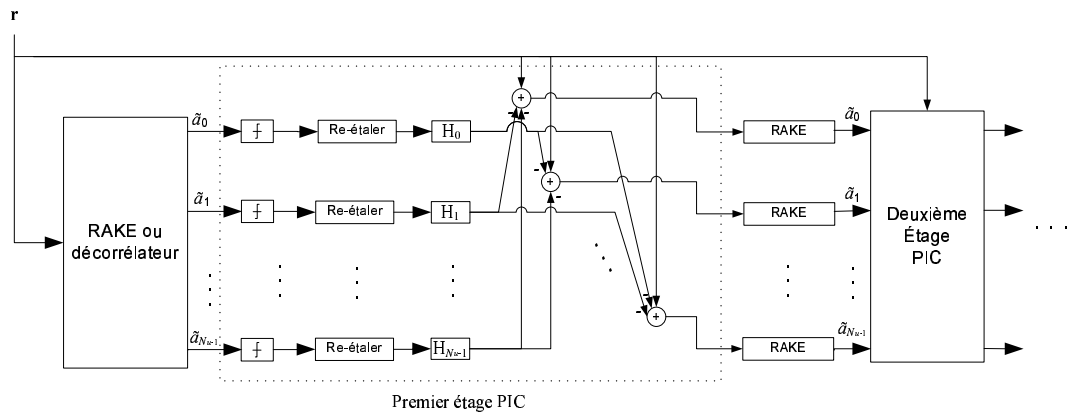


FIG. 4.2 – Schéma du détecteur par élimination parallèle des interférences (PIC).

leurs puissances. De plus, il permet la parallélisation des opérations, réduisant le délai de traitement. Celui-ci est encore plus réduit par le fait que le PIC a généralement moins d'étages que le SIC.

Il est judicieux d'utiliser un décorrélateur au lieu d'un RAKE dans le premier étage du PIC, afin d'avoir des symboles plus fiables dès la première itération. Cela permet une convergence plus rapide, ce qui signifie l'utilisation du minimum d'étages possibles. Il faut noter qu'après la première itération, il faut vraiment utiliser le RAKE, car on suppose que les interférences ont été enlevées.

Ainsi comme le SIC, le PIC admet l'utilisation de décision souple et des techniques "turbo-détection" en utilisant le codage de canal pour améliorer la fiabilité des symboles utilisés dans la régénération du signal. Évidemment, cela implique une augmentation considérable de la complexité et du délai de traitement.

Il est possible aussi de combiner les techniques SIC et PIC comme en [32, 34].

### 4.3 Le contexte UMTS : la voie descendante

La troisième génération (3G) de système cellulaire a adopté l'étalement de spectre comme solution pour la transmission des données dans la couche physique.

Contrairement aux systèmes IS-95 ou CDMAOne (systèmes à étalement de spectre de la génération précédente), la nouvelle norme, appelée *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS), utilise des codes longs dans la voie descendante. Le système est conçu pour la communication vocale et pour la transmission des données. En particulier, la voie descendante est très importante, en raison de la demande asymétrique des données, c'est-à-dire, plus de téléchargement vers les mobiles que vers la station de base. En outre, l'UMTS utilise pour la voie descendante un étalement orthogonal avec un facteur d'étalement variable (OVSF pour *Orthogonal Variable Spreading Factor*) [13]. Cette caractéristique permet d'augmenter le débit de données d'un ou plusieurs utilisateurs en réduisant leur facteur d'étalement sans changer le facteur d'étalement d'autres utilisateurs.

Dans la norme actuelle de l'UMTS, deux techniques pour augmenter les performances de la voie descendante ont été proposées, la diversité d'antenne d'émission et les codes spatio-temporels. Ces deux techniques ne combattent que l'évanouissement. Le récepteur proposé pour la station mobile est le RAKE, mais on peut imaginer un récepteur plus sophistiqué, capable de réduire l'interférence entre utilisateurs et l'impact du bruit coloré et d'interférences à bande étroite. Dans ce contexte, où les utilisateurs ont des codes longs synchronisés avec facteur d'étalement variable et l'ignorance par le mobile des autres codes/utilisateurs actifs, l'égalisation au niveau chip (section 4.2) se présente comme la solution la plus appropriée.

La réalisation de cet égaliseur est faite habituellement par des filtres transversaux. Avec le haut débit chip, les canaux tendent à s'étaler sur une dizaine de période chip, ce qui demande des égaliseurs très longs pour avoir une bonne performance. Cependant, l'adaptation serait trop coûteuse avec un algorithme du type moindre carré récursif (RLS pour *Recursive Least Squares*) ou peut-être trop lente avec un algorithme du type *Least Mean Square* (LMS). Cela peut être contourné avec l'utilisation d'un algorithme RLS rapide (FRLS pour *Fast RLS*) [35, 36] ou d'un algorithme LMS rapide par bloc dans le domaine fréquentiel (FBAF pour *Fast Block Adaptive Filter* ou connu aussi par FBNLMS pour *Frequency Block Normalized LMS*) [37, 38]. Cette dernière technique se montre attrayante, puisque, en travaillant dans le domaine des fréquences, elle permet que la même structure soit utilisée pour recevoir le signal des systèmes MC-CDMA et OFDM. De plus, elle permet de réduire le coût de calcul en utilisant la propriété de la

convolution rapide de la transformée de Fourier rapide (TFR). À cela s'ajoute le fait que d'autres opérations, comme la synchronisation (chapitre 3), peuvent profiter aussi du traitement dans le domaine fréquentiel.

La section suivante détaille l'égalisation au niveau chip réalisé dans le domaine fréquentiel. En particulier, on analyse les différences entre les cas où la structure de filtrage est conçue pour travailler avec des signaux issus d'une convolution circulaire, obtenue à partir de l'utilisation d'un intervalle de garde, comme dans le MC-CDMA, et le cas où la convolution est linéaire, comme dans l'UMTS. Finalement, on propose une troisième structure qui permet de s'accommoder des deux cas (convolution circulaire et linéaire), sans avoir besoin de changer les algorithmes d'adaptation et sans perte de performance.

## 4.4 Égalisation dans le domaine fréquentiel

Classiquement, on cherche à réaliser l'égalisation dans le domaine fréquentiel pour les deux raisons suivantes :

- réduction de la complexité de calcul de longs égaliseurs grâce à la convolution et corrélation rapide avec l'utilisation de la transformée de Fourier rapide ;
- amélioration de la vitesse de convergence des algorithmes du gradient dans les cas où le rapport entre la valeur propre la plus élevée et la plus faible de la matrice corrélation du signal est élevé.

De plus, on peut réaliser d'autres opérations dans le domaine fréquentiel comme la synchronisation. Également, les TFD utilisées pour l'égalisation du système DS-CDMA peuvent aussi traiter le MC-CDMA et l'OFDM, en ouvrant des possibilités pour un traitement universel.

Historiquement, l'égalisation dans le domaine fréquentiel avait pour principale application l'annulation d'échos, avec la nécessité de très longs filtres. Du côté des systèmes de communication numérique sans fil, les canaux n'étaient pas suffisamment longs pour justifier cette technique. Cependant, avec les systèmes large bande, où le canal peut s'étaler sur une dizaine ou plus de chips, l'égalisation dans le domaine fréquentiel retrouve son intérêt. En particulier, les techniques multiporteuses OFDM et MC-CDMA,

sont conçues spécifiquement pour réaliser l'égalisation dans le domaine fréquentiel.

On peut classer les égaliseurs fréquentiels suivant trois types de techniques : convolution linéaire, convolution circulaire et bancs de filtres. Dans les sous-sections 4.4.1 et 4.4.2, on présentera les deux premières techniques. La dernière sort du cadre de cette thèse, mais son application est très envisageable dans ce contexte, puisqu'elle réduit la sensibilité du système à la synchronisation temporelle et n'a pas besoin d'intervalle de garde [39, 40].

#### 4.4.1 Égalisation avec convolution linéaire : le FBAF

Un des avantages de l'égalisation dans le domaine fréquentiel est la convolution rapide basée sur la transformée de Fourier rapide, qui permet de réaliser de façon très efficace la convolution du signal avec de très longs filtres.

Cependant, la convolution dans le domaine fréquentiel avec la TFD est circulaire tandis que l'on veut réaliser une convolution linéaire. Afin de rendre cela possible, on est obligé d'ajouter des zéros (*zéro padding*) sur la séquence et le filtre, afin d'éviter l'effet de superposition (*wrap-around*), qui se produit quand les coefficients non-nuls du filtre font le tour sur la séquence filtrée. Ainsi, l'addition des zéros évite ce type de problème/distorsion. La figure 4.3 présente le schéma du processus de filtrage en fréquence. Au cas où  $M + N - 1$  n'est pas une puissance de deux, on peut ajouter un nombre plus grand de zéros pour permettre l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (TFR).

La façon la plus efficace serait de filtrer tout le signal en une seule fois. En pratique, on veut changer les coefficients du filtre périodiquement pendant le processus de filtrage pour suivre les évolutions du canal. En découpant en blocs le signal reçu, on aboutit à une complexité de calcul, qui reste généralement inférieur à la complexité de la méthode traditionnelle temporelle. Le problème à résoudre consiste donc à réaliser la convolution linéaire à partir de la convolution circulaire de la TFD et il existe deux solutions classiques.

La première méthode, appelée *overlap-save* [38, 41], consiste à segmenter le signal

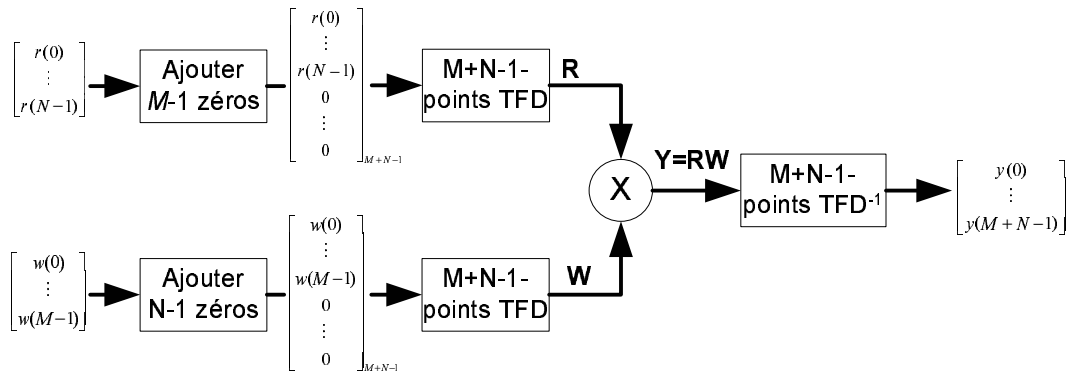


FIG. 4.3 – Schéma du processus de convolution linéaire en utilisant la TFD.

$r(n)$  en blocs qui se superposent (*overlap*) sur au moins  $M - 1$  échantillons, ensuite à garder (*save*) les termes de la convolution circulaire qui correspondent à la convolution linéaire et, en dernier, à se débarrasser des échantillons affectés par la superposition. Le nombre d'échantillons gardés est égal au nombre d'éléments qui ne sont pas superposés. En effet, chaque bloc de  $B$  échantillons, utilisés dans le filtrage, est obtenu en décalant la séquence  $r(n)$  de  $B - M + 1$  échantillons. Ainsi, plus le bloc  $B$  est grand, plus faible sera la redondance ( $M/B$ ) dans le traitement est faible.

L'autre solution s'appelle *overlap-add* [38, 41]. Cette méthode consiste à ajouter au moins  $M - 1$  zéros à un bloc de  $N$  échantillons du signal pour garantir une convolution linéaire par bloc même si la convolution avec le filtre est circulaire. Cependant, le résultat de cette opération ne représente pas la vraie convolution, car les zéros ne font pas partie du signal original. En effet, après la convolution, il faut superposer (*overlap*) les blocs du même montant de zéros que ceux ajoutés dans le signal d'entrée et additionner (*add*) ces blocs. De la même façon que la méthode *overlap-save*, chaque nouveau bloc filtre est construit en décalant la séquence  $r(n)$  de  $B - M + 1$  échantillons.

La référence [42] indique que le facteur d'overlap optimal est  $M = N$ , ou 50%. Ainsi, on travaillera avec une TFR de  $2N$  points, étant  $N$  une puissance de deux.

De plus, la plupart des algorithmes adaptatifs doivent réaliser des corrélations. Cela, peut aussi être fait de façon très efficace par la TFR, quand on travaille avec des blocs de données. En 1980, Ferrara [37] a proposé une implémentation de l'algorithme LMS par bloc en fréquence, connu aussi comme FBLMS (*Fast Block LMS*).



En principe, la vitesse de convergence de cette technique par bloc est du même ordre que celle d'un filtre de taille équivalente qui fonctionne à la cadence d'échantillonnage. Cependant, la contrainte de stabilité sur le pas d'adaptation de la technique par bloc peut conduire à une vitesse globale plus limitée [43]. Alors, pour optimiser la rapidité globale, il faut avoir la même vitesse de convergence sur toutes les sorties de la TFD, et faire appel à un algorithme LMS normalisé (NLMS), où le pas d'adaptation pour chaque sous-porteuse est inversement proportionnel à sa puissance. On donne le nom de *Fast Block NLMS* (FBNLMS) ou *Fast Block Adaptive Filter* (FBAF) à cette technique. Dans certains cas, on peut s'approcher de la vitesse de convergence du RLS, avec une complexité beaucoup moins importante. Le schéma du récepteur FBAF avec la technique *overlap-save* est montré à la figure 4.4. Dans cette figure, on peut noter l'insertion des zéros dans le vecteur d'erreur. Ceci limite la taille de l'égaliseur à  $N$  coefficients et garantit la convolution linéaire. Il y a une deuxième contrainte sur le calcul du gradient (voir figure 4.4). La référence [44] a montré que cette contrainte n'est pas obligatoire, mais sa non-utilisation provoque une réduction sur la vitesse de convergence [45]. Généralement, quand cette contrainte n'est pas utilisée, on dit qu'il s'agit d'un *Unconstrained FBAF* (UFBAF)[44]. Il faut impérativement initialiser les  $N$  derniers coefficients de  $\mathbf{w}$  de l'UFBAF avec des zéros, sinon, la solution reste biaisée.

Dans les systèmes MC-CDMA et OFDM les récepteurs effectuent l'égalisation par une convolution circulaire, puisqu'il est supposé que le signal reçu est le résultat d'une convolution circulaire avec le canal, c'est-à-dire, que le signal est périodique. Cette propriété permet l'utilisation d'une technique simplifiée.

#### 4.4.2 Égalisation avec convolution circulaire : le CFBAF

La technique la plus simple consiste à filtrer  $N$  échantillons avec une TFD à  $N$ -points, sans aucune superposition d'échantillons. Cette approche est valable si la convolution du bloc de  $N$  échantillons du signal transmis,  $\mathbf{x}$ , avec le canal,  $\mathbf{h}$ , est circulaire, ce qui se produit, par exemple, avec un préfixe cyclique qui est éliminé à la réception. Dans ce cas, on peut écrire la convolution avec la TFD de  $N$ -points ( $r = \text{TFD}^{-1}\{\text{TFD}\{x\}\text{TFD}\{h\}\}$ ) et il suffit de multiplier chaque terme dans le domaine des fréquences par  $H^{-1}(k)$  pour obtenir une inversion parfaite (si le canal ne

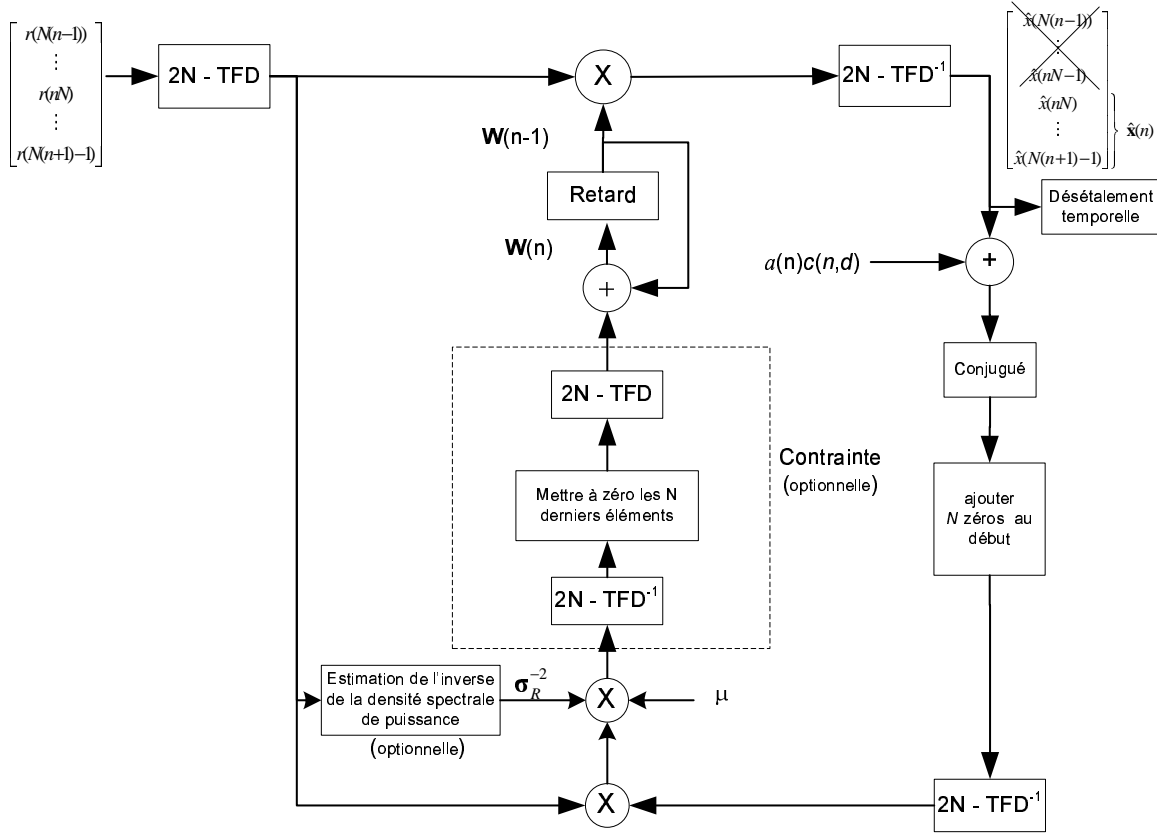


FIG. 4.4 – Schéma du récepteur FBAF réalisé avec la méthode *overlap-save*.

possède pas de zéro spectral). En effet, la convolution circulaire avec le canal préserve l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Pour obtenir le même résultat d'égalisation avec un signal convolué linéairement avec le canal, il serait nécessaire d'utiliser un filtre doublement-infini.

Comme mentionné précédemment, l'inversion du canal avec critère de forçage à zéro n'est pas une bonne solution à cause de l'amplification du bruit et le critère EQMM est plus intéressant. Ce critère, dans le contexte d'égalisation au niveau chip, s'écrit :

$$J_{EQMM}(\mathbf{w}) = E \left\{ \left| a_m \left( \left\lfloor \frac{\ell}{N} \right\rfloor \right) c_m(\ell) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(\ell) \right|^2 \right\} \quad (4.8)$$

où  $\mathbf{r}(\ell)$  est le vecteur du signal reçu obtenu par la convolution circulaire du signal transmis avec le canal et qui correspond au  $\lfloor \frac{\ell}{N} \rfloor$ -ième symbole, et  $\mathbf{w} = [w(0) \ w(1) \ \dots$

$w(N-1)]^T$ . Il faut se rappeler que la convolution du signal reçu avec le filtre est circulaire aussi et donc,  $\mathbf{r}(\ell)$  doit être décalé cycliquement à chaque incrément de  $\ell$ .

Par rapport à (4.6), en plus de la convolution circulaire avec l'égaliseur, on n'a pas de retard de la séquence d'apprentissage à optimiser.

La solution qui minimise ce critère est :

$$\mathbf{w} = \mathbb{E}\{\mathbf{r}(\ell)\mathbf{r}^H(\ell)\}^{-1}\mathbb{E}\left\{\mathbf{r}(\ell)a_m^* \left(\left\lfloor \frac{\ell}{N} \right\rfloor\right) c_m^*(\ell)\right\} = \mathbf{R}_{rr}^{-1}\mathbf{p} \quad (4.9)$$

avec  $\mathbf{R}_{rr} = \sum_{l=0}^{N_u-1} \sigma_{a_l}^2 (\mathcal{H}\mathcal{H}^H) + \sigma_b^2 \mathbf{I}$ ,  $N_u$  est le nombre d'utilisateurs actifs et  $\sigma_{a_l}^2$  est la puissance du  $l$ -ième utilisateur,  $\mathcal{H}$  est la matrice circulante de convolution du canal et  $\mathbf{p} = \mathcal{H}[1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ .

Dans le domaine fréquentiel, l'équivalent de ce critère s'écrit :

$$J_{EQMM}(W) = \mathbb{E}\{|a_m(n)C_m(k, n) - W^*(k)R(k, n)|^2\} \quad (4.10)$$

La minimisation, en supposant  $\mathbb{E}\{|C_m(k, n)|^2\} = N$  quel que soit  $k$ , est obtenue pour :

$$W(k) = \frac{\sigma_{a_m}^2 NH(k)}{N|H(k)|^2 \sum_{l=0}^{N_u-1} \sigma_{a_l}^2 + N\sigma_b^2} \quad (4.11)$$

où  $\mathbf{H} = \text{TFD}\{\mathbf{h}\}$  est la réponse du canal  $\mathbf{h} = [h(0) \ \dots \ h(N-1)]$  dans le domaine des fréquences.

Afin de démontrer l'équivalence entre (4.9) et (4.10), on peut écrire :

$$\mathbf{W}^* = \mathbf{F}\mathbf{w}^* \quad (4.12)$$

où  $\mathbf{F}$  est la matrice de la transformée de Fourier discrète de dimension  $N$  dont l'élément de la  $m$ -ième ligne et  $n$ -ième colonne  $\{\mathbf{F}\}_{mn} = e^{j2\pi mn/N}$ .

En développant (4.12) :

$$\mathbf{W}^* = \mathbf{F}\mathbf{w}^* = \mathbf{F} (\mathbf{R}_{rr}^{-1})^* \mathbf{p}^* = \mathbf{F} (\mathbf{R}_{rr}^{-1})^* \mathbf{F}^{-1} \mathbf{F}\mathbf{p}^* \quad (4.13)$$

mais, comme  $\mathbf{R}_{rr}$  est circulante et son inverse l'est aussi,  $\mathbf{F} (\mathbf{R}_{rr}^{-1})^* \mathbf{F}^{-1}$  est diagonalisable par la TFD [46]. Le  $k$ -ième élément de sa diagonale est

$$\sigma_R^{-2}(k) = \left\{ N |H(k)|^2 \sum_{l=0}^{N_u-1} \sigma_{a_l}^2 + N \sigma_b^2 \right\}^{-1} \quad (4.14)$$

De plus,

$$\mathbf{F}\mathbf{p}^* = \mathbf{F}\mathbf{E} \left\{ \mathbf{r}^*(\ell) a_m \left( \left\lfloor \frac{\ell}{N} \right\rfloor \right) c_m(\ell) \right\} = \sigma_{a_m}^2 \mathbf{N}\mathbf{H}^* \quad (4.15)$$

Ainsi :

$$\mathbf{F} (\mathbf{R}_{rr}^{-1})^* \mathbf{F}^{-1} \mathbf{F}\mathbf{p}^* = \sigma_a^2 \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_R^2(0)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_R^2(1)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{\sigma_R^2(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} NH^*(0) \\ NH^*(1) \\ \vdots \\ NH^*(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{W}^* \quad (4.16)$$

On peut réaliser l'adaptation des coefficients de l'égaliseur directement dans le domaine des fréquences sans aucune contrainte, contrairement au FBAF. On pourrait utiliser l'algorithme LMS, mais afin d'accélérer la convergence, on utilise une version dont le pas d'adaptation est normalisé par la puissance de chaque sous-porteuse. On appelle cette technique de CFBAF (*Circulaire Fast Block Adaptive Filter*). Les équations de mise à jour des coefficients et estimation de la puissance sont données par :

$$\begin{aligned} e_m(k, n) &= a_m(n)C_m(k, n) - W^*(k, n-1)R(k, n) \\ \hat{\sigma}_R^2(k, n) &= (1 - \lambda)\hat{\sigma}_R^2(k, n-1) + \lambda |R(k, n)|^2 \\ W(k, n) &= W(k, n-1) + \frac{\mu}{\sigma_R^2(k, n)} e_m^*(k, n)R(k, n) \end{aligned} \quad (4.17)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation,  $\lambda$  est le facteur d'oubli et  $e_m(k, n)$ ,  $W_m(k, n)$  et  $\hat{\sigma}_R^2(k, n)$

sont respectivement l'erreur, le coefficient de l'égaliseur et l'estimation de la puissance du signal reçu à la fréquence  $k$ , pour le  $n$ -ième symbole et pour le  $m$ -ième utilisateur.

Le symbole égalisé et désétaillé  $\tilde{a}_m(n)$  est calculé par :

$$\tilde{a}_m(n) = \sum_{k=0}^{N-1} R(k, n) W^*(k) C^*(k, n) \quad (4.18)$$

Il est raisonnable de supposer que le code long est une séquence blanche. Alors, on peut calculer la solution (4.11) directement, sans pratiquement augmenter la complexité, comme un moindre carré :

$$W^*(k, n) = \frac{\hat{H}^*(k, n)}{\hat{\sigma}_R^2(k, n)} \quad (4.19)$$

Pour calculer (4.19), il faut estimer le canal  $H(k)$  :

$$\begin{aligned} e_m(k, n) &= R(k, n) - \hat{H}(k, n-1) a_m(k, n) C_m(k, n) \\ \hat{H}(k, n) &= \hat{H}(k, n-1) + \mu e_m(k, n) a_m^*(k, n) C_m^*(k, n) \end{aligned} \quad (4.20)$$

et la puissance spectrale  $\sigma_R^2(k)$  de chaque sous-porteuse :

$$\hat{\sigma}_R^2(k, n) = (1 - \lambda) \hat{\sigma}_R^2(k, n-1) + \lambda |R(k, n)|^2 \quad (4.21)$$

Il faut noter que le pas d'adaptation de l'estimateur du canal n'a pas besoin de normalisation, car, supposant que le code long est blanc (le signal d'entrée de l'estimateur), les puissances des sous-porteuses sont égales. Ainsi, les estimateurs de chaque sous-porteuse convergent avec la même vitesse.

Il faut noter aussi que la vitesse de convergence dépend du nombre d'utilisateurs actifs comme pour la technique FBAF. Plus le nombre d'utilisateurs est grand, plus la puissance du signal est grande. Alors, le pas d'adaptation doit être réduit pour que l'algorithme reste stable. L'algorithme NLMS fait cette réduction automatiquement. Par contre, l'estimation du canal peut continuer à utiliser le même pas d'adaptation. Dans ce cas, la puissance de l'erreur augmente à cause de la présence des autres utilisateurs. Si l'on veut conserver le même plancher d'erreur en régime permanent, il faut baisser

les pas d'adaptation, ce qui permet de moyenniser le bruit des autres utilisateurs et donc, d'améliorer l'estimation du canal.

### Raffinement de l'estimation du canal

La technique qui utilise l'estimation du canal (4.19) présente, comme avantage par rapport à l'estimation directe des coefficients de l'égaliseur par le NLMS (4.17), la possibilité d'améliorer facilement l'estimation de coefficients du canal en réduisant le bruit d'adaptation.

Le principe consiste à revenir dans le domaine temporel et à exploiter, de façon très simple, certaines caractéristiques du canal. La référence [47] propose de fenêtrer la réponse impulsionnelle du canal estimé  $\hat{\mathbf{h}}$  avec une fenêtre rectangulaire de la taille de la valeur maximale de l'étalement du retard du canal, de façon à éliminer le bruit en dehors de cette fenêtre. Cependant, [47] observe que les coefficients peuvent être dispersés. Ainsi, au lieu d'utiliser la fenêtre rectangulaire sur les coefficients qui correspondent au canal, on doit le faire avec le profil de puissance du canal, en utilisant une pondération du type EQMM. Cependant, il faut tenir compte du fait que si les trajets ne sont pas des multiples du retard de chip, les coefficients sont corrélés, ce qui augmente considérablement la complexité de la technique. Une autre possibilité simple qui permet d'exploiter cette dispersion des coefficients est la technique présentée en [5]. Cette technique considère seulement les coefficients au delà d'une fraction  $\beta$  du coefficient le plus puissant :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \text{TFD}^{-1}\{\hat{\mathbf{H}}\} \\ h_{max} &= \max\{|\hat{\mathbf{h}}|\} \\ \check{h}(n) &= \begin{cases} \hat{h}(n), & \text{si } |\hat{h}(n)| > \beta h_{max} \\ 0, & \text{le cas contraire} \end{cases} \\ \check{\mathbf{H}} &= \text{TFD}\{\check{\mathbf{h}}\} \end{aligned} \quad (4.22)$$

et on fait l'égalisation (le calcul de  $\mathbf{W}$ ) en utilisant  $\check{\mathbf{H}}$  au lieu de  $\hat{\mathbf{H}}$ .

Cette technique est très robuste et elle n'a besoin que d'un seul paramètre à définir,

la valeur  $\beta$ . Des simulations ont montré que des valeurs de  $\beta$  entre 0,1 et 0,2 conduisent à de bonnes performances. D'ailleurs, les gains obtenus par cette technique sont présentés plus loin, à la section 4.6.

On peut simplifier la recherche de la valeur maximale de  $\hat{\mathbf{h}}$  et les comparaisons, en utilisant la somme des parties réelles et imaginaires, au lieu de la valeur absolue. On peut aussi restreindre la recherche des coefficients autour du plus fort dans la valeur maximale de l'étalement du retard du canal, si cette information est disponible.

Il faut noter que l'on peut utiliser la même technique avec l'estimation de la densité spectrale de puissance. Cependant, l'estimation de celle-ci s'est montrée déjà assez robuste et la méthode ne présenterait aucun gain de performance.

Cependant, la technique d'égalisation nécessite l'inverse de la densité spectrale de puissance  $\sigma_R^{-2}$  et donc, on est obligé de réaliser des divisions, ce qui est une opération coûteuse. Heureusement, on peut estimer directement l'inverse de la densité spectrale de puissance avec des approximations, comme montré par la suite.

### Simplification de l'estimation de la densité spectrale de puissance

Un inconvénient de ces deux techniques d'égalisation est l'inversion de la puissance spectrale, qui demande une division, opération complexe quand le diviseur n'est pas une puissance de deux. L'inversion est évitée en estimant directement l'inverse de la puissance spectrale. Les calculs de l'annexe C conduisent à l'expression

$$\hat{\sigma}_R^{-2}(k, n) = (1 + \lambda)\hat{\sigma}_R^{-2}(k, n - 1) - \lambda\hat{\sigma}_R^{-4}(n - 1, k) |R(k, n)|^2 \quad (4.23)$$

Cette expression devient instable quand  $\lambda\hat{\sigma}_R^{-4}(k, n - 1) |R(k, n)|^2 > (1 + \lambda)\hat{\sigma}_R^{-2}(k, n - 1)$ . Pour éviter cette situation, on compare la valeur estimée avec un seuil positif  $\epsilon$  petit tel que :

$$\hat{\sigma}_R^{-2}(k, n) = \begin{cases} \epsilon & \text{pour } \gamma < \epsilon \\ \gamma & \text{le cas contraire} \end{cases} \quad (4.24)$$

La convergence de cet algorithme est pratiquement la même que celle de l'original (4.21). Par exemple, soit un système avec code long complexe, 64 utilisateurs actifs, un canal  $H(z) = 0,73 + 0,65z^{-1} - 0,22z^{-2}$ , un rapport  $E_b/N_o = 15$  dB et un facteur d'oubli  $\lambda = 0,0156$ . L'algorithme (4.21) est initialisé avec quatre fois la puissance du bruit et l'algorithme (4.24) est initialisé avec l'inverse de cette valeur. La figure 4.5 montre que l'évolution de l'erreur quadratique moyenne des algorithmes pour l'estimation du spectre de puissance est la même.

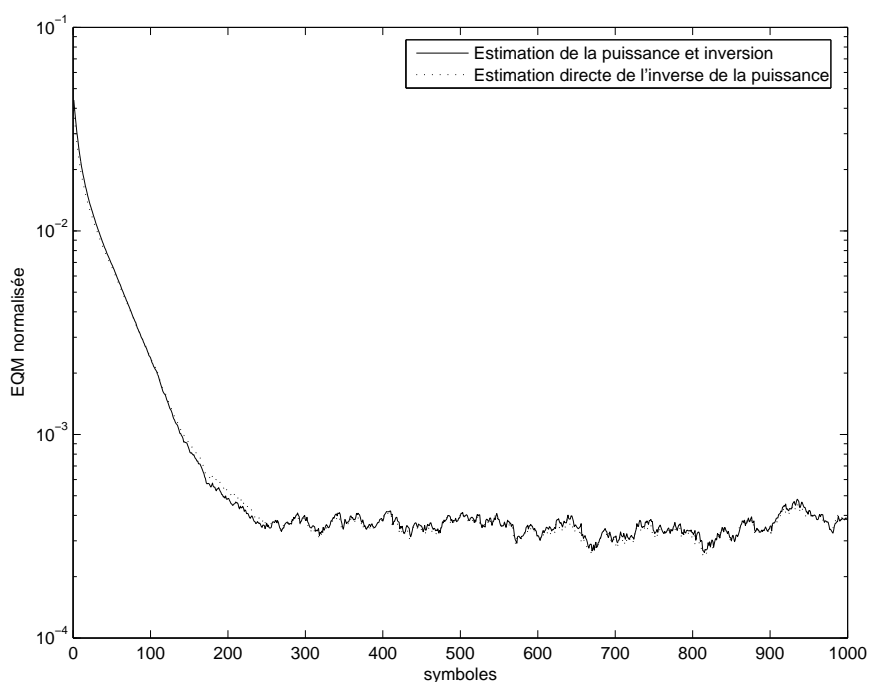


FIG. 4.5 – Comparaison de la vitesse de convergence des algorithmes d'estimation de l'inverse de la puissance spectrale, avec code long complexe.

Pour accélérer la convergence de l'estimateur de l'inverse de puissance spectrale, on peut utiliser un facteur d'oubli  $\lambda$  qui est plus faible au départ et qui augmente jusqu'à une certaine valeur, suffisante pour poursuivre d'éventuels changements du canal ou du nombre d'utilisateurs.



### CFBAF sans intervalle de garde

On peut appliquer la même technique d'égalisation sur un système sans intervalle de garde. Dans ce cas, on peut s'attendre à une dégradation de performance, en raison de l'effet de superposition. De même que pour le RAKE réalisé avec la TFD  $N$ -points, présenté dans le chapitre 2, l'erreur due à l'effet de superposition sera d'autant plus grande que le filtre sera plus long. Pour le cas du RAKE TFD  $N$ -points, le filtre est égal à la taille du canal  $\mathbf{h}$ . Dans le cas de l'égalisation par le critère EQMM, l'égaliseur  $\mathbf{w}^* = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}^*$  est plus long pour des canaux plus sélectifs et donc, la dégradation par rapport au système avec intervalle de garde n'est pas négligeable, même pour de faibles valeurs de dispersion du retard du canal.

La fenêtre de la TFD est calée sur le trajet le plus puissant, comme dans le cas du RAKE fréquentiel.

La solution adaptative adoptée pour calculer l'égaliseur est donnée par (4.20) avec (4.24). Cependant, avec un code long, les valeurs de  $H(k)$  et  $\sigma_R^2(k)$  ne sont pas les mêmes que celles fournies par le système avec intervalle de garde, puisqu'on n'a pas de convolution circulaire.

D'abord, la puissance s'écrit :

$$\begin{aligned}\sigma_R^2(k) &= E\{R(k, n)R^*(k, n)\} = E\{\mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k)\} \\ &= \mathbf{f}(k)\mathbf{J}E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\}\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k) = \mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathbf{R}_{rr}\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k) \\ &= \text{diag}\{\mathbf{F}\mathbf{J}\mathbf{R}_{rr}\mathbf{J}^H\mathbf{F}^H\}\end{aligned}\quad (4.25)$$

où l'indice  $n$  correspond au  $n$ -ième symbole,  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & & 1 \\ & \cdots & \\ 1 & & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{f}(k)$  est la  $k$ -ième ligne de  $\mathbf{F}$  et  $\mathbf{r}(n) = [r(nN + N - 1) \ r(nN + N - 2) \ \cdots \ r(n)]^T$ . Il faut noter que dans ce cas, avec code long,  $\mathbf{R}_{rr} = \sigma_x^2\mathcal{H}\mathcal{H}^H + \sigma_b^2\mathbf{I}$  n'est pas une matrice circulante car la matrice de convolution du canal  $\mathcal{H}$  ne l'est pas et donc, les éléments de la diagonale de  $\mathbf{F}\mathbf{J}\mathbf{R}_{rr}\mathbf{J}^H\mathbf{F}^H$  sont seulement une approximation de  $N|H(k)|^2 \sum_{l=0}^{N_u-1} \sigma_{a_l}^2 + N\sigma_b^2$ . L'erreur d'approximation par rapport au cas avec convolution circulante est d'autant plus faible

que le rapport taille du canal par la taille de la TFD est faible.

L'estimation du canal s'écrit :

$$\begin{aligned} H(k) &= \mathbb{E}\{a_m^*(n)R(k, n)C_m^*(k, n)\} = \mathbb{E}\{a_m^*(n)\mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathbf{r}(n)\mathbf{c}_m^H(n)\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k)\} \\ &= \mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathbb{E}\{a_m^*(n)\mathbf{r}(n)\mathbf{c}_m^H(n)\}\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k) \end{aligned} \quad (4.26)$$

où  $\mathbf{c}_m(n) = [c_m(nN + N - 1) \ c_m(nN + N - 2) \ \dots \ c_m(nN)]^T$  et

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{a_m^*(n)\mathbf{r}(n)\mathbf{c}_m^H(n)\} &= \sigma_a^2 \begin{bmatrix} h(0) & \dots & h(M-1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(0) & \dots & h(M-1) & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & h(0) & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & h(0) & \ddots & h(M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & h(0) \end{bmatrix} \\ &= \sigma_a^2 \mathcal{H}' \end{aligned} \quad (4.27)$$

En effet, cette matrice  $\mathcal{H}'$  est constituée par les  $N$  premières colonnes de la matrice de convolution du canal  $\mathcal{H}$ . Il faut noter que si la matrice de convolution est circulante,  $\mathcal{H}' = \mathcal{H}$

Ainsi, en reportant (4.27) dans (4.28),

$$H(k) = \sigma_a^2 \mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathcal{H}'\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k)$$

ce qui sous forme vectorielle s'écrit :

$$\mathbf{H} = \text{diag}\{\sigma_a^2 \mathbf{F}\mathbf{J}\mathcal{H}'\mathbf{J}^H\mathbf{F}^H\} \quad (4.28)$$

Tant pour l'estimation de la puissance (4.25) que pour l'estimation du canal (4.28), plus la dispersion du retard du canal est grand, plus l'erreur des estimateurs par rapport à la technique avec intervalle de garde est grande.

La question qui se pose est de savoir si, dans ce cas, on peut éviter ou réduire la distorsion provoquée par l'effet de superposition et en même temps utiliser les algorithmes

(4.19) et (4.20) pour obtenir les coefficients. Cette question est traitée dans la section suivante.

Par la suite, la technique CFBAF est toujours utilisée avec intervalle de garde, sauf avis contraire.

### 4.4.3 Une solution universelle : l'U<sup>2</sup>FBAF

D'un côté, on dispose de la technique fréquentielle basée sur la convolution circulaire (CFBAF). Elle est très performante et la plus simple quand le symbole étalé a été convolué circulairement avec le canal, en utilisant un intervalle de garde sous la forme d'un préfixe cyclique par exemple. De plus, elle permet le calcul des coefficients sans avoir besoin de contraintes qui augmentent la complexité du calcul. Pour toutes ces qualités, cette solution a été adoptée pour les systèmes MC-CDMA et OFDM.

De l'autre côté, l'utilisation de la technique fréquentielle basée sur la convolution circulaire ne fonctionne pas bien pour filtrer des signaux résultants d'une convolution linéaire (DS-CDMA, par exemple), à cause des perturbations introduites par l'effet de superposition (*wrap-around*). Alors, il faut utiliser la méthode *overlap-save* (ou *overlap-add*) et introduire une contrainte sur la taille maximale de l'égaliseur. De plus, on ne peut pas appliquer la technique d'élimination du bruit sur les coefficients du filtre en raison de la façon dont ils sont calculés avec le NLMS.

Du point de vue d'un récepteur universel, pour les systèmes DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM, ces deux techniques ont en commun l'utilisation de la TFD, ce qui facilite l'implémentation. Pourtant, les façons d'adapter les égaliseurs sont nettement différentes. Il est donc souhaitable d'introduire dans un récepteur CFBAF, une structure de performance équivalente au FBAF et qui permet d'égaliser le système DS-CDMA sans intervalle de garde. Cet objectif peut être atteint en faisant appel à la solution utilisée pour corriger la distorsion introduite par l'effet de superposition dans le récepteur RAKE fréquentiel (chapitre 2), c'est-à-dire, l'utilisation d'une TFD plus grande, avec  $2N$  points. Ceci permet d'utiliser directement la solution adaptative du récepteur CFBAF et, même si la taille de l'égaliseur dépasse la taille maximale pour que l'on ait

une convolution linéaire, la TFD double permet de réduire la distorsion de l'effet de superposition à des valeurs négligeables dans la plupart des cas. Comme cette solution ne présente ni la contrainte sur l'erreur, ni la contrainte sur le gradient, on l'appellera  $U^2$ FBAF (*double unconstrained FBAF*). Le schéma est présenté à la figure 4.6.

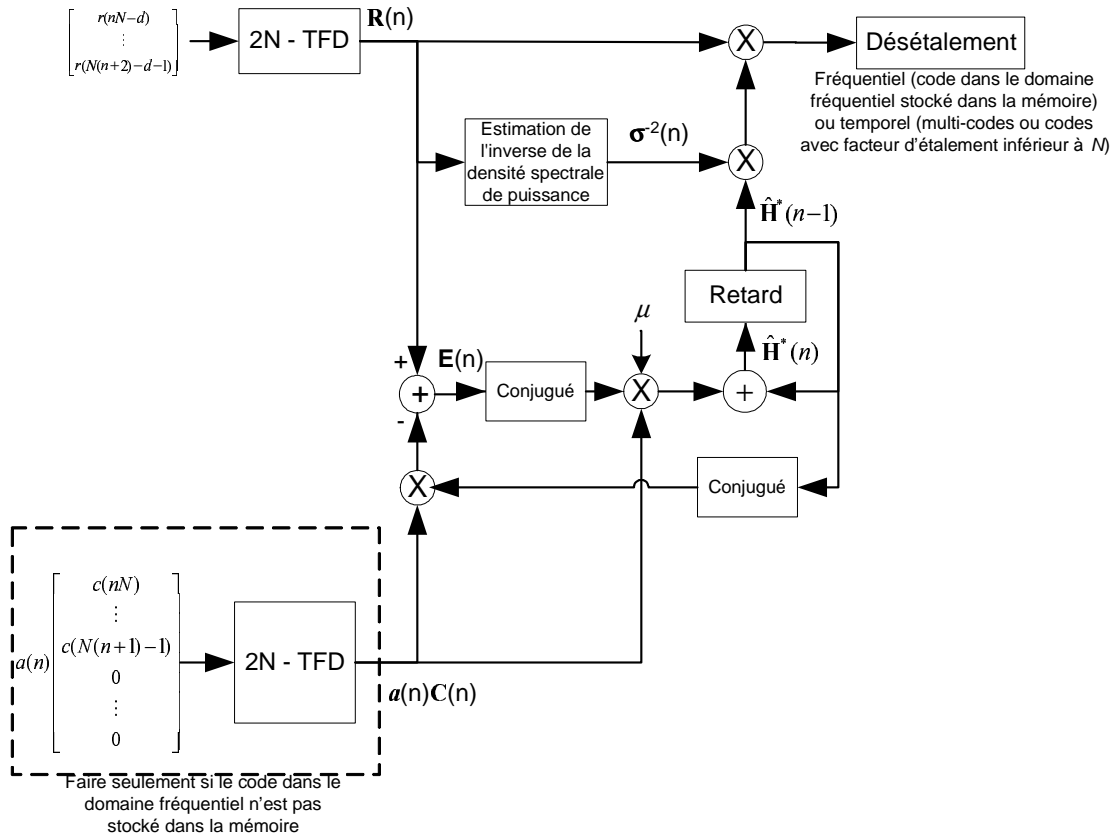


FIG. 4.6 – Schéma du récepteur adaptatif  $U^2$ FBAF.

Cette technique introduit un problème additionnel quand on la compare à la technique CFBAF : quelle est la position optimale de la fenêtre de la TFD par rapport au symbole étalé reçu ? En effet, on va montrer dans la section suivante que la position de la fenêtre de la TFD est équivalente au retard de la séquence d'apprentissage de la technique FBAF.

La densité spectrale de puissance est donnée par (4.25). Par contre, le canal estimé, obtenu par la corrélation du signal reçu avec la séquence d'apprentissage, est donné par une formule différente de (4.28). Soit  $d$  un retard, limité entre  $0 \leq d \leq N$ , qui contrôle

la position de la fenêtre de la TFD. Alors, le canal estimé s'écrit :

$$H(k) = E\{a_m^*(n)R(k, n, d)C_m^*(k, n)\} = E\left\{a_m^*(n)\mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathbf{r}(n, d)\mathbf{c}_m'^H(n)\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k)\right\} \quad (4.29)$$

où  $\mathbf{c}_m'(n) = [\underbrace{0 \cdots 0}_N \mathbf{c}_m^T(n)]^T$ ,  $\mathbf{r}(n, d) = [r(N(n+2) - d - 1) \ r(N(n+2) - d - 2) \ \cdots \ r(nN - d)]^T$ .

Ensuite, en développant (4.29) :

$$\begin{aligned} H(k) &= \mathbf{f}(k)\mathbf{J}E\{a_m^*(n)\mathbf{r}(n)\mathbf{c}_m'^H(n)\}\mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k) \\ &= \sigma_a^2\mathbf{f}(k)\mathbf{J}\mathcal{H}' \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-d \times N} & \\ \mathbf{0}_{2N \times N} & \mathbf{I}_{N \times N} \\ & \mathbf{0}_{d \times N} \end{bmatrix} \mathbf{J}^H\mathbf{f}^H(k) \end{aligned} \quad (4.30)$$

où  $\mathcal{H}'$  est la même matrice défini en (4.27), mais avec une dimension  $2N \times 2N$ .

On peut écrire (4.30) sous la forme vectorielle :

$$\mathbf{H} = \sigma_a^2 \text{diag} \left\{ \mathbf{F}\mathbf{J}\mathcal{H}' \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-d \times N} & \\ \mathbf{0}_{2N \times N} & \mathbf{I}_{N \times N} \\ & \mathbf{0}_{d \times N} \end{bmatrix} \mathbf{J}^H\mathbf{F}^H \right\} \quad (4.31)$$

Contrairement à la technique CFBAF sans intervalle de garde, le canal de taille  $M$  peut être parfaitement retrouvé à la condition que  $N - d > M$ .

Maintenant, analysons la performance de cette technique en fonction du retard  $d$ .

## 4.5 Performance de la technique U<sup>2</sup>FBAF

### 4.5.1 Influence du placement de la fenêtre

Une question fondamentale est l'emplacement de la fenêtre de la TFD, qui joue un rôle très important dans la performance de la technique U<sup>2</sup>FBAF. Pour le montrer, on calcule l'erreur quadratique moyenne (EQM) d'un symbole étalé égalisé en fonction du retard  $d$  qui contrôle l'emplacement de la fenêtre de la TFD et du canal. Il faut noter que pour calculer l'EQM d'un symbole étalé, il ne suffit pas de calculer l'EQM d'un chip, car la distorsion introduite par l'effet de superposition n'est pas uniforme. Comme on suppose que les chips du système DS-CDMA ont tous la même puissance, il faut simplement moyenner l'EQM de tous les chips du symbole étalé pour obtenir l'EQM du symbole. On la calcule dans le domaine temporel, car on peut isoler facilement les sorties du filtre qui serviront au désétalement. De plus, on a ajouté un contrôle de gain,  $\gamma$ , pour compenser la différence de gain entre les solutions et éviter un biais dans l'analyse. Finalement, l'EQM s'écrit :

$$\begin{aligned}
 J_{EQM}(\mathbf{h}, d) &= \sum_{k=d}^{d+N-1} E \{ |x(nN + k - d) - \gamma \hat{x}(n, k)|^2 \} \\
 &= \sum_{k=d}^{d+N-1} \left\{ E \{ |x(nN + k - d)|^2 \} - \gamma E \{ x(nN + k) \hat{x}^*(n, k) \} \right. \\
 &\quad \left. - \gamma E \{ \hat{x}(n, k) x^*(nN + k) \} + \gamma^2 E \{ |\hat{x}(n, k)|^2 \} \right\} \quad (4.32) \\
 &= \sum_{k=d}^{d+N-1} \left\{ \sigma_x^2 - \gamma \mathbf{q}^H(k) \mathbf{J}^H \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{f}_k^{-H} - \gamma \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{q}(k) \right. \\
 &\quad \left. + \gamma^2 \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{J}^H \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{f}_k^{-H} \right\}
 \end{aligned}$$

où

$$\hat{x}(n, k) = \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{R}(n, k) = \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{r}(n, k)$$

$$F_{k,l} = e^{-j2\pi kl/2N}, \quad k, l = 0 \dots 2N - 1$$

$$\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^* / 2N$$

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} F_{k,0} & F_{k,1} & \cdots & F_{k,2N-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W(1) & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & W(2N-1) \end{bmatrix}$$

$\mathbf{R}_{rr} = E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\} = \{\sigma_x^2 \mathcal{H}\mathcal{H}^H + \sigma_b^2 \mathbf{I}\}$  où  $\mathcal{H}$  est la matrice de convolution du canal  
 $\mathbf{f}_k^{-1} = \mathbf{f}_k^*/2N$

$$E\{|\hat{x}(n)|^2\} = \sum_{k=1}^N \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{J}^H \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{f}_k^{-H} = \frac{1}{4N^2} \sum_{k=1}^N \mathbf{f}_k^* \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{J}^H \mathbf{F}^* \mathbf{W} \mathbf{f}_k$$

$$E\{x(nN+k)\hat{x}^*(n,k)\} = E\{x(nN+k)\mathbf{r}^H(n,k)\} \mathbf{J}^H \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{f}_d^{-H}$$

$$E\{\hat{x}(n,k)x^*(nN+k)\} = \mathbf{f}_d^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{J} \mathbf{E}\{\mathbf{r}(n,k)x^*(nN+k)\}$$

$$E\{x(nN+k)\mathbf{r}^H(n,k)\} = \sigma_x^2 \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}^H 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{q}^H(k)$$

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \cdots & h(M-1) \end{bmatrix}^T$$

La valeur optimale de  $\gamma$  ( $\partial J/\partial \gamma = 0$ ) est donnée par

$$\gamma = \frac{\sum_{k=d}^{d+N-1} \mathbf{p}^H(k) \mathbf{F}^H \mathbf{W}^H \mathbf{f}_k^{-H} + \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W} \mathbf{F} \mathbf{p}(k)}{2 \sum_{k=d}^{d+N-1} \mathbf{f}_k^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{F} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{f}_k^{-H}}$$

Pour la technique CFBAF ou la technique FBAF, l'EQM est facilement obtenue avec un seul chip du symbole reçu égalisé. Cela vient du fait que, contrairement à la technique U<sup>2</sup>FBAF, l'EQM est la même pour tous les chips.

Ainsi, l'EQM pour la CFBAF est donnée par :

$$J(\mathbf{h}) = \sum_{k=0}^{N-1} E\{|x(nN+k) - \gamma \hat{x}(nN+k)|^2\} = N (\sigma_x^2 - \gamma \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \gamma \mathbf{p}^H \mathbf{w} + \gamma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}) \quad (4.33)$$

avec

$$\mathbf{R}_{rr} = E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\} = \{\sigma_x^2 \mathcal{H}\mathcal{H}^H + \sigma_b^2 \mathbf{I}\} \text{ et } \mathbf{p} = E\{\mathbf{r}(n)x^*(nN+N-1)\} = \sigma_x^2 \mathcal{H}(:,1)$$

où  $\mathcal{H}$  est la matrice circulante de convolution du canal et

$$\gamma = \frac{\mathbf{p}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{p}}{2\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}}$$

Ainsi, il faut noter que, dans ce cas, l'EQM ne dépend pas du retard  $d$ .

Pour la technique FBAF, l'EQM du symbole étalé s'écrit :

$$\begin{aligned} J(\mathbf{h}, d') &= \sum_{k=0}^{N-1} \text{E}\{x(nN + k) - \gamma \hat{x}(nN + k, d')\}^2 \\ &= N (\sigma_x^2 - \gamma \mathbf{w}^H(d') \mathbf{p}(d') - \gamma \mathbf{p}^H(d') \mathbf{w}(d') + \gamma^2 \mathbf{w}^H(d') \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}(d')) \end{aligned} \quad (4.34)$$

où  $d'$  est le retard de la séquence d'apprentissage et  $\mathbf{w}(d')$  est la solution du critère (4.6) obtenue pour le retard  $d'$ . La matrice de corrélation  $\mathbf{R}_{rr}$  et le vecteur de corrélation croisée sont les mêmes que dans la technique  $U^2FBAF$ . Le gain  $\gamma$  est calculé de la même façon que pour la technique CFBAF.

Afin de faciliter l'analyse, on considère le rapport entre la puissance du bruit ( $\sigma_b^2$ ) et la puissance de chip de tous les utilisateurs ( $\sigma_x^2$ ) comme un seul paramètre défini comme  $\eta = \frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2}$ . Pour des valeurs élevées (bruit avec puissance élevée et/ou un faible nombre d'utilisateurs), l'égaliseur sera proche d'un filtre adapté au canal. Pour des valeurs faibles (bruit avec faible puissance et/ou beaucoup d'utilisateurs), l'égaliseur aura la tendance à inverser le canal.

On définit la valeur de  $\eta$  par rapport aux techniques sans intervalle de garde (IG). Pour une même valeur d' $E_b/N_o$ , le  $\eta$  avec IG sera plus élevé, car on peut voir l'IG comme un code. Ainsi, on suppose de façon très optimiste que la taille de l'IG ( $N_{IG}$ ) est égale à celle du canal ( $M$ ) et donc :

$$\eta_{IG} = \frac{N + N_{IG}}{N} \eta$$

Pour tous les résultats suivants, on a utilisé  $N = 64$ ,  $\sigma_x^2 = N_u \sigma_a^2$ , c'est-à-dire, tous les utilisateurs ont la même puissance et  $\sigma_a^2 = 1$ .



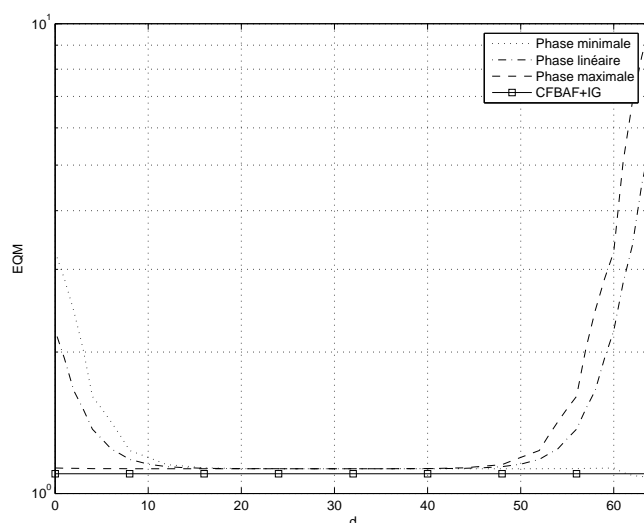


FIG. 4.7 – MSE en fonction de la position de la TFD de la technique U<sup>2</sup>FBAF avec  $\eta = 0,01$ .

La figure 4.7 montre l'EQM de la technique U<sup>2</sup>FBAF pour  $\eta = 0,01$  ( $E_b/N_o = 17\text{dB}$  et 32 utilisateurs, par exemple), un canal à phase minimale  $H(z) = 0,8944 + 0,4472z^{-4}$ , un canal à phase linéaire  $H(z) = 0,6325 + j0,4472z^{-2} + 0,6325z^{-4}$  et un canal à phase maximale  $H(z) = 0,4472 + 0,8944z^{-4}$ . Tous ces canaux ont la même réponse en amplitude dans le domaine des fréquences. Pour un égaliseur linéaire qui essaie d'inverser un canal à phase minimale, l'EQM est d'autant plus faible que le nombre d'échantillons passés disponibles est grand (valeurs de  $d$  plus élevées). L'opposé est vrai pour le cas à phase maximale. Par contre, le canal à phase linéaire est mieux égalisé avec un retard intermédiaire. De cette façon, la position de la fenêtre agit comme le retard de la séquence d'apprentissage d'un égaliseur qui utilise une convolution linéaire et la solution de Wiener. En fait, on peut même établir un rapport entre le retard  $d$  qui contrôle la position de la fenêtre de la TFD et le retard utilisé pour la séquence d'apprentissage de la technique FBAF. Par comparaison de l'EQM entre ces techniques, le rapport entre les retards est proche de  $d' = N - d$ .

De plus, la puissance du bruit agit aussi sur le retard. Plus la puissance du bruit est grande (ou plus élevé est  $\eta$ ), plus l'égaliseur s'approche d'une configuration de filtre adapté. Ainsi, le retard doit être choisi de façon que les échantillons de la sortie du canal concernant le symbole étalé soient contenus dans la fenêtre de la TFD.

Une analyse d'une technique similaire à celle-ci, avec une TFD plus grande que le symbole étalé et absence d'intervalle de garde, a été réalisée en [48]. Dans ce travail, seulement des canaux avec de phases aléatoire ont été utilisés. Ces simulations ont montré qu'un retard intermédiaire donne des résultats meilleurs. Cependant, aucune indication du rapport entre la phase du canal et la position de la fenêtre n'a été donnée.

### Performances par rapport à la sélectivité et la taille du canal

En effet, on peut se demander quel serait le rapport des performances entre les techniques en fonction de la sélectivité et de la taille du canal. D'abord, la dispersion moyenne du retard d'un canal ( $\bar{\tau}$ ) s'écrit par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=0}^{M-1} |h(l)|^2 \tau(l)}{\sum_{l=0}^{M-1} |h(l)|^2} \quad (4.35)$$

Pour des canaux avec une dispersion du retard très élevée, ce qui correspond à des canaux très sélectifs et longs et qui exigent des égaliseurs linéaires très longs, l'égaliseur avec convolution circulaire et IG doit être le plus performant, puisqu'il serait l'équivalent à un égaliseur doublement infini. Les autres sont finis et ont, comme nous l'avons vu, un retard à optimiser. Par contre, imaginons un canal très long mais avec la plupart de sa puissance concentrée sur un seul coefficient et un rapport  $E_b/N_o$  moyen. Dans ce cas, où l'égaliseur n'est pas si important, le bruit plus faible observé pour les autres techniques compenserait l'absence d'IG.

Ainsi, pour analyser et illustrer ces situations, considérons le canal  $H(z) = \frac{\alpha + \rho\beta z^{-\tau}}{\sqrt{1+\rho^2}}$ , où  $\alpha$  et  $\beta$  sont des variables gaussiennes complexes avec variance unitaire,  $\rho$  et  $\tau$  sont le gain et le retard du deuxième trajet respectivement. Ainsi, en fixant  $\eta$ , on peut tracer les surfaces d'erreur en fonction de  $\rho$  et  $\tau$ . On a choisi une valeur conservative de retard  $d$  égale à 32 pour la technique U<sup>2</sup>FBAF.

Dans les figures 4.8 et 4.9 on compare pour deux valeurs différentes de  $\eta$ , la surface

d'erreur de la technique U<sup>2</sup>FBAF avec celle de la CFBAF obtenues à partir de :

$$\frac{\text{Surface EQM}_{U^2\text{FBAF}}(\rho, \tau, \eta, d = 32)}{\text{Surface EQM}_{\text{CFBAF}}(\rho, \tau, \eta \frac{N+\tau}{N})} \quad (4.36)$$

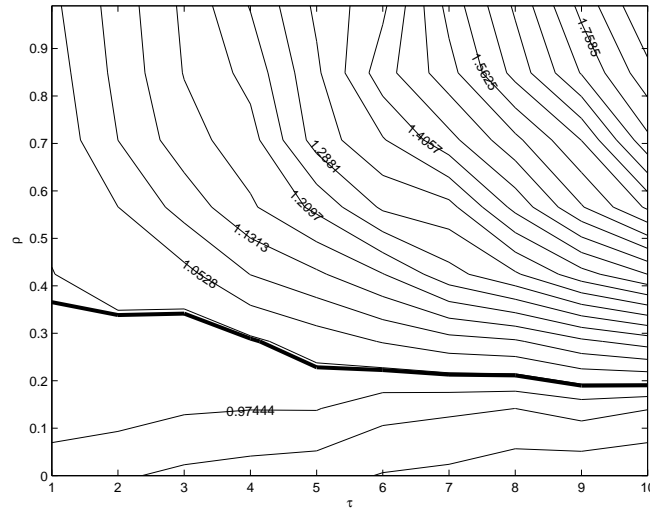


FIG. 4.8 – Courbes de niveau pour  $\eta = 0,005$ .

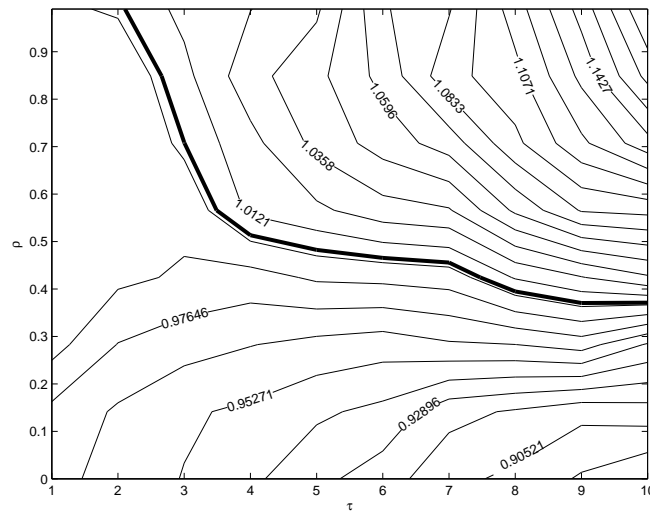


FIG. 4.9 – Courbes de niveau pour  $\eta = 0,0158$ .

Le trait en gras indique la courbe où les surfaces d'EQM se croisent, c'est-à-dire, où (4.36) est égale à un. Au dessous de cette courbe, la technique U<sup>2</sup>FBAF est légèrement supérieure à la CFBAF. Au dessus de cette courbe, la situation s'inverse et la technique CFBAF est meilleure. On s'aperçoit que la technique avec intervalle de garde est plus

<b>Trajet</b>	0	1	2	3	4
<b>Puissance [dB]</b>	0	-1	-3	-6	-9
<b>Retard [<math>T_c</math>]</b>	0	2	6	9	12

TAB. 4.1 – Canal utilisé pour détailler l'influence du paramètre  $\eta$ .

performante quand les valeurs de  $\rho$  et  $\tau$  sont élevées. Cependant, quand une de ces valeurs s'affaiblit, l' $U^2FBAF$  devient plus performante. En gros, la différence entre la performance des techniques est une fonction (non-linéaire) de l'étalement du retard du canal.

De plus,  $\eta$  joue aussi un rôle important. En comparant les figures 4.8 et 4.9, on voit que plus la valeur de  $\eta$  est élevée, plus la plage des valeurs où la technique  $U^2FBAF$  est plus performante par rapport à la CFBAF est grande. Ainsi, il serait plus judicieux de travailler avec la technique  $U^2FBAF$  à des rapports signal à bruit plus faibles et/ou avec un nombre plus faible d'utilisateurs. Dans le cas contraire, il est plus intéressant d'utiliser la technique CFBAF.

Finalement, afin de mieux montrer l'influence de  $\eta$  sur les performances des récepteurs, on présente à figure 4.10 le taux de erreur binaire (TEB) d'un système DS-CDMA avec modulation QPSK, codes d'étalement du type Flash-Hadamard avec un facteur d'étalement égal à 64 et une séquence d'embrouillage complexe à l'émission. On suppose un canal du type Rayleigh, dont le profil est décrit dans le tableau . Pour la technique CFBAF, la taille de l'intervalle de garde est la taille du canal.

On peut voir à partir de la figure 4.10, pour le cas de 64 utilisateurs (pleine charge du système), que la technique avec intervalle de garde devient plus performante que les autres techniques seulement au-delà de  $E_b/N_o = 15$  dB. De plus, pour le cas de 16 utilisateurs, la technique CFBAF n'arrive pas à dépasser la performance des autres techniques, qui d'ailleurs, ont la même performance pour les deux charges du système dans la plage des valeurs d' $E_b/N_o$  simulés. Ainsi, en supposant qu'un TEB= $10^{-3}$  non codé est suffisant bas pour le codage de canal, on peut constater que *les techniques sans intervalle de garde ont la même ou une meilleure performance que la technique avec intervalle de garde, avec, en plus, une efficacité spectrale supérieur de 18%!*

En fait, la différence peut être encore plus importante. En effet, pour conserver

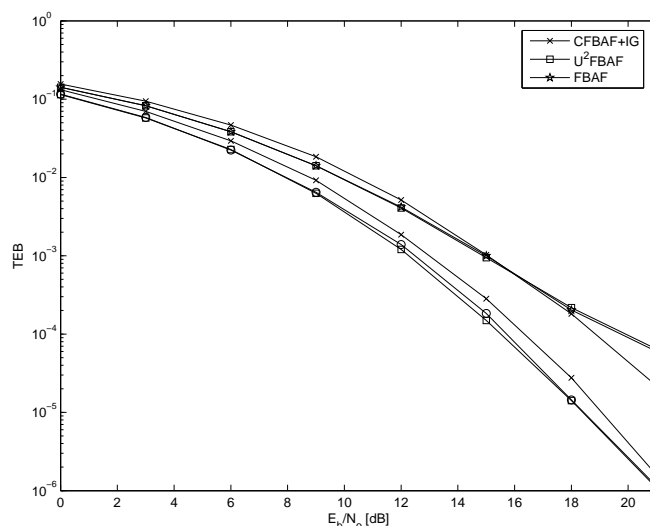


FIG. 4.10 – Comparaison de TEB entre les techniques CFBAF, U<sup>2</sup>FBAF ( $d = 32$ ) et FBAF ( $d' = 32$ ) pour le canal présenté à la table 4.5.1.

constants le débit de symbole et le facteur d'étalement, il faut augmenter, le débit de la transmission pour compenser l'addition du préfixe cyclique et la dispersion du retard du canal augmente avec le débit de la transmission. L'intervalle de garde considéré possède la taille minimale, c'est-à-dire, la taille de la mémoire du canal et on peut se demander s'il est nécessaire de couvrir, avec l'intervalle de garde, les coefficients les plus éloignés du trajet principal dans le cas où ils ne sont pas très significatifs. En réalité, l'égaliseur avec convolution circulaire est très sensible à l'effet de superposition, et la dégradation apportée par cette simplification peut dépasser le gain apporté par la réduction de l'intervalle de garde. Ce problème est illustré à la figure 4.11 qui montre le TEB de la technique CFBAF pour le même canal qu'au tableau 4.5.1 quand l'intervalle de garde est inférieur à la taille du canal. On peut voir que la performance se dégrade beaucoup quand l'intervalle diminue.

Tous ces résultats ont été obtenus avec une estimation parfaite du canal et de la puissance spectrale. Il faut noter que le système avec intervalle de garde est plus rapide à adapter, car il a deux fois moins de coefficients à estimer, comparé aux deux autres techniques. De plus, il permet d'estimer des coefficients pendant la phase de poursuite du canal (régime permanent) de façon plus précise. Dans le paragraphe suivant, on montre qu'avec une technique de raffinement de l'estimation du canal par la sélection des coefficients (4.22), on peut réduire considérablement l'écart entre l'adaptation de l'U<sup>2</sup>FBAF et la CFBAF.

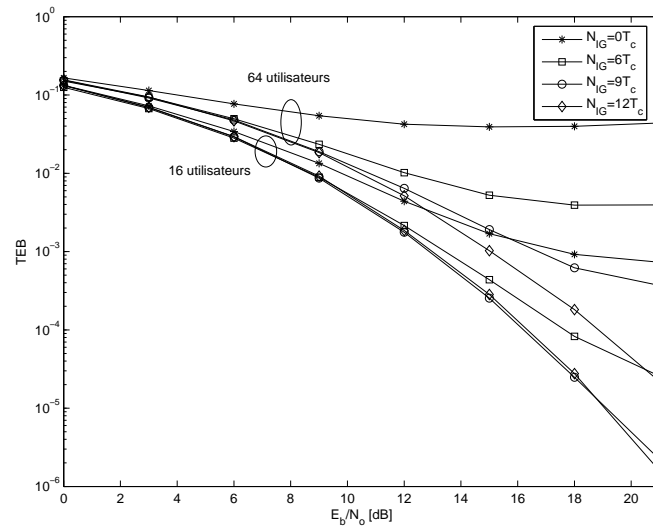


FIG. 4.11 – Taux d’erreur de bit pour différents tailles d’intervalle de garde pour le canal présenté à la table 4.5.1.

## 4.6 Solution adaptative et comportement de la convergence

Soit à comparer la convergence de l’erreur de l’estimateur du canal des techniques CFBAF et U<sup>2</sup>FBAF avec et sans la méthode de sélection de coefficients (SC, eq. 4.22).

Le principal inconvénient de la technique U<sup>2</sup>FBAF par rapport à la technique CFBAF avec intervalle de garde est d’avoir le double de coefficients à adapter. Cela rend la convergence plus lente et ajoute plus de bruit en régime permanent, comme on le verra par simulations. Alors, la méthode de sélection des coefficients prise en compte dans l’estimation du canal permet d’éliminer, ou sinon, de réduire considérablement ces problèmes.

On n’analysera pas ici la convergence de la technique FBAF, ce qui a été fait en [45] car, la méthode de sélection de coefficients ne s’applique pas.

Pour toutes les simulations,  $\hat{H}(0, k) = 0$  et  $\sigma_R^2(0, k) = 0$  quelle que soit la fréquence  $k$ . On a choisi le canal  $H(z) = 0,739 + 0,518z^{-1} + 0,370z^{-2} + 0,222z^{-3}$ , une modulation QPSK avec  $E_b/N_o = 12$  dB et un seul utilisateur actif ( $N_u = 1$ ). On a utilisé la valeur

$\beta = 0,12$  pour la méthode de sélection des coefficients.

Les figures 4.12 et 4.13 montrent l'évolution de l'EQM normalisée de l'estimateur de canal  $\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2$  et de l'estimateur de puissance  $\|\sigma_R^2 - \hat{\sigma}_R^2\|^2 / \|\sigma_R^2\|^2$ , où  $N_{\text{TFD}}$  est la taille de la TFD utilisée dans chaque technique, pour l'U<sup>2</sup>FBAF et la CFBAF.

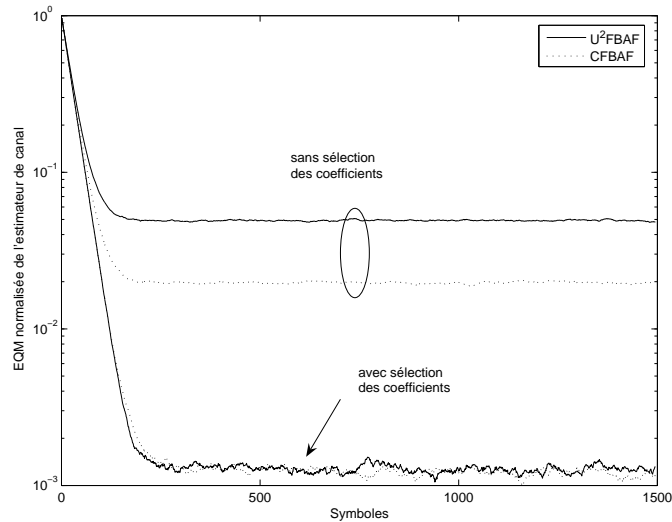


FIG. 4.12 – Convergence de l'estimateur de canal,  $\mu = 1,5 \cdot 10^{-4}$ .

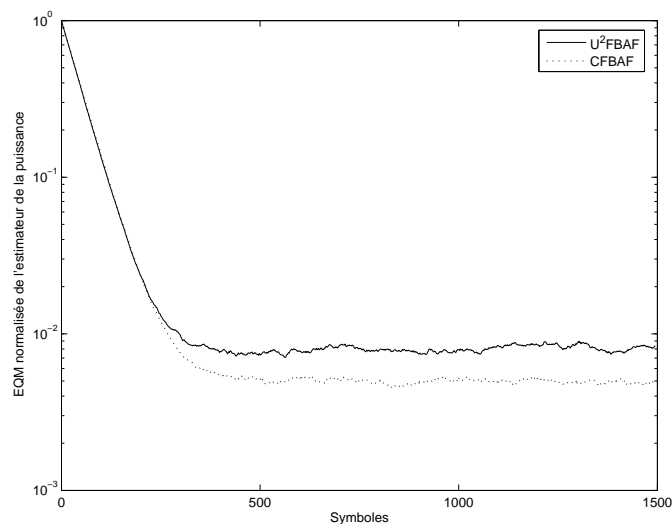


FIG. 4.13 – Convergence de l'estimateur de puissance,  $\lambda = 0,99$ .

La vitesse de convergence est la même, mais l'erreur en régime permanent est beaucoup plus élevée pour la technique U<sup>2</sup>FBAF, particulièrement pour l'estimation du

canal. Cependant, en appliquant la méthode de sélection de coefficients de l'estimateur de canal, les deux techniques ont des performances semblables et convergent vers un plancher plus bas d'EQM. Autrement dit, pour un même plancher d'erreur, l'utilisation de SC permet d'avoir une vitesse de convergence beaucoup plus élevée.

Il est important de faire deux observations. D'abord, l'erreur d'estimation du canal augmente avec le nombre d'utilisateurs, contrairement à l'estimation de la puissance de chaque sous-porteuse. En effet, plus d'utilisateurs implique plus de bruit pour l'estimation du canal, puisque le signal de référence est immergé dans le signal des autres utilisateurs et on ne peut pas utiliser les propriétés de corrélation du code pour les séparer.

Par ailleurs, les simulations ont montré que la méthode de sélection de coefficients appliquée à l'estimation de la densité spectrale de puissance n'apporte aucun gain. Cette propriété découle du fait que le rapport signal à bruit de cet estimateur est bien supérieur à celui de l'estimateur du canal.

Nous pouvons conclure que la présence d'autres utilisateurs et de canaux variant dans le temps font que l'algorithme de sélection est indispensable pour l'estimation du canal.

Dans la partie suivante, on analyse les performances du récepteur en utilisant les algorithmes adaptatifs et des canaux variant dans le temps.

## **4.7 Performance sur des canaux sélectifs et variant dans le temps**

### **4.7.1 Modèle du canal**

Pour les simulations du canal radio-mobile, on a adopté le modèle de propagation de Jakes [49], qui est décrit ci-dessous.



D'abord, considérons le cas avec un trajet unique. On suppose que le signal est émis par une station de base, qu'il est réfléchi et diffracté par des obstacles éloignés et qu'il arrive finalement au récepteur. De plus, plusieurs répliques du signal, dont les retards ne peuvent pas être résolus au niveau chip, sont générées à partir des réflexions et diffractions par des obstacles proches du récepteur (mobile). Un tel environnement est présenté à la figure 4.14. On suppose qu'il n'y a pas de ligne directe entre l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire, que le signal est toujours réfléchi/diffracté avant d'arriver au récepteur. De cette façon, l'amplitude de l'évanouissement  $\alpha(t)$  est caractérisée par une distribution du type Rayleigh.

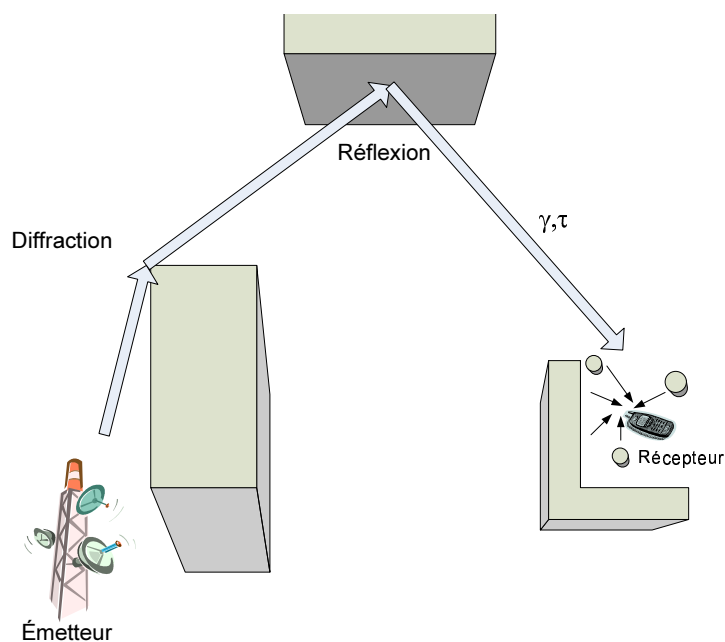


FIG. 4.14 – Propagation du trajet.

À ce trajet, on peut associer une puissance  $\gamma$  et un retard de propagation  $\tau$  qui varient très lentement en fonction du déplacement du mobile. Cette variation est généralement appelée d'évanouissement lent (figure 4.16) et se produit quand le récepteur passe par une zone d'ombre, c'est-à-dire, quand le récepteur n'est plus illuminé par le signal. Sans perte de généralité, dans les simulations, on considère que  $\gamma$  est toujours constante.

De l'autre côté, l'évanouissement rapide est causé par les répliques non résolues générées par les obstacles proches du récepteur, qui sont présentées en détail à la figure 4.15. Chacune possède une phase  $\phi$  et une direction d'arrivée  $\theta$ . On considère que les

obstacles sont uniformément distribués autour du récepteur et donc,  $\phi$  et  $\theta$  varient uniformément entre  $[0, 2\pi)$ . La combinaison des ces répliques avec différentes phases est responsable de l'effet d'évanouissement du canal, c'est-à-dire, des combinaisons parfois destructives qui tendent à annuler le signal. Finalement, le mouvement du mobile change la phase des répliques et donc, la façon dont ces répliques sont combinées, ce qui génère une fluctuation rapide du gain et de la phase du signal reçu (figure 4.16). Cette variation est plus ou moins rapide en fonction de la fréquence Doppler  $f_d$ , donné par :

$$f_d = \frac{\nu f_p \cos(\theta)}{c} \quad (4.37)$$

où  $\nu$  est la vitesse du mobile,  $f_p$  est la fréquence de la porteuse et  $c$  est la vitesse de la lumière. Plus la vitesse et la fréquence de la porteuse sont élevées, plus la variation du signal est rapide. Il faut noter que, dans le modèle, la direction d'arrivée de chaque réplique est très importante. L'effet Doppler est nul quand le signal arrive perpendiculairement à la direction du mouvement ( $\theta = \pm\pi/2$ ) car on ne voit pas de changement de phase sur le plan de l'onde et est maximum quand le signal arrive dans la même direction que le mouvement ( $\theta = 0$  ou  $\theta = \pi$ ), c'est-à-dire, la variation sur le plan de l'onde est maximale.

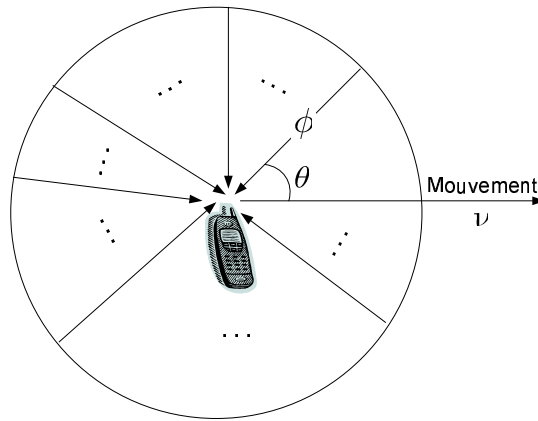


FIG. 4.15 – Détail des répliques non-résolues engendrées par des obstacles proches, où  $\theta$  est la direction d'arrivée et  $\phi$  et la phase de la réplique.

En considérant que chaque réplique est sinusoïde complexe, le modèle de Jakes s'écrit

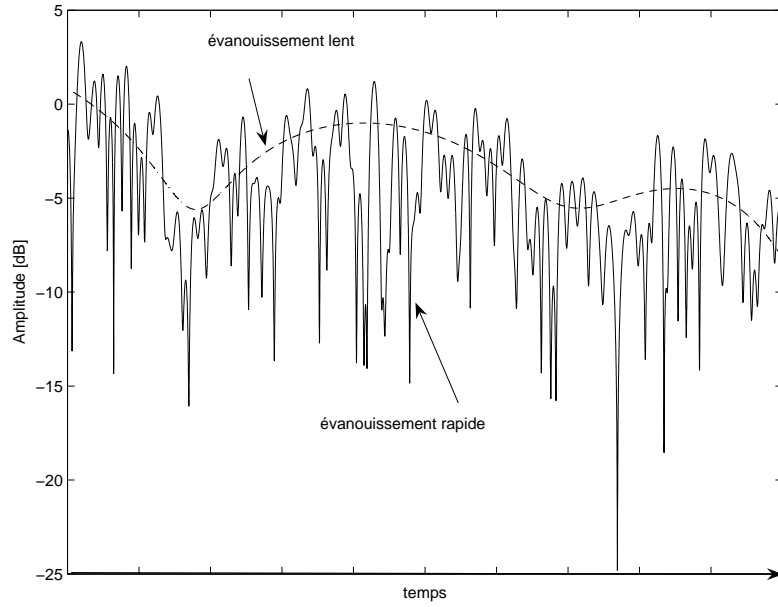


FIG. 4.16 – Illustration des évanouissements lent et rapide.

comme :

$$\alpha(t) = S^{-1/2} \sum_{s=0}^{S-1} e^{j2\pi f_{d_m} \cos(\theta_s)t + \phi_s} \quad (4.38)$$

où  $S$  est le nombre de sinusôides complexes utilisées pour le modèle, qui a été fixé à 60 pour les simulations,  $f_{d_m} = \nu f_p / c$  est la plus grande fréquence Doppler, et enfin  $\theta_s$  et  $\phi_s$  sont des variables aléatoires uniformément distribuées dans l'intervalle  $[0, 2\pi)$ .

Avec (4.38), si l'on fixe le temps  $t$ , on peut voir que l'évanouissement est composé de la somme de plusieurs variables complexes. Le théorème central de la limite indique que pour  $S$  suffisamment grand :

$$\alpha(t) = S^{-1/2} \sum_{s=0}^{S-1} e^{j2\pi f_d \cos(\theta_s)t + \phi_s} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) + j\mathcal{N}(0, \sigma^2) \quad (4.39)$$

où  $\mathcal{N}$  est la loi normale et donc,  $|\alpha(t)|$  suit la loi de Rayleigh, qui caractérise les canaux sans vue directe.

L'autocorrélation du processus  $\alpha(t)$  est donnée par :

$$E\{\alpha(t)\alpha^*(t - \zeta)\} = J_0(2\pi f_{d_m}\zeta) \quad (4.40)$$

où  $J_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel d'ordre zéro.

Ce résultat est plus connu sous la forme de la densité spectrale de puissance de (4.40) :

$$\mathcal{F}\{E\{\alpha(t)\alpha^*(t-\zeta)\}\} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi f_{d_m} \sqrt{1-\left(\frac{f}{f_{d_m}}\right)^2}} & |f| \leq f_{d_m} \\ 0 & \text{le cas contraire} \end{cases} \quad (4.41)$$

La figure 4.17 compare l'équation (4.41) avec la densité spectrale obtenue par la simulation de (4.38). On peut voir que celle-ci suit bien la théorie.

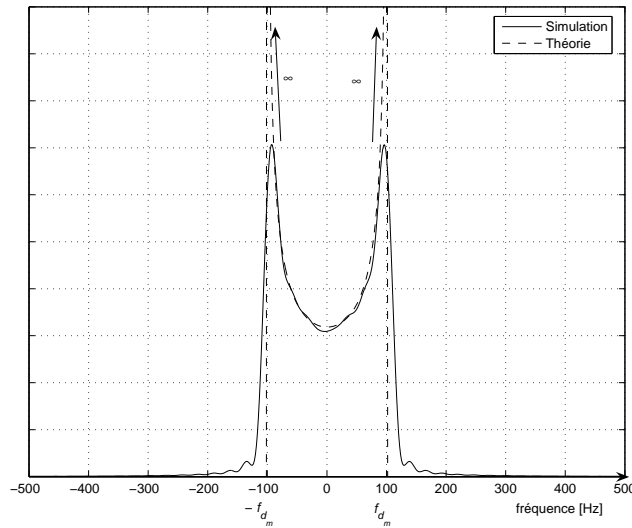


FIG. 4.17 – Densité spectrale de puissance pour la simulation du modèle de canal et la théorie et  $f_{d_m} = 100$  Hz.

Finalement, le signal reçu  $r(t)$  s'écrit par :

$$r(t) = \gamma\alpha(t)x(t - \tau) \quad (4.42)$$

où  $x(t)$  est le signal émis par le station de base.

## Le canal à trajets multiples

Le canal à trajets multiples est une extension du modèle à trajet unique. Les multi-trajets sont caractérisés par des retards qui peuvent être résolus au niveau chip. Ainsi, on passe d'un canal avec une réponse plate, dans le cas d'un seul trajet, à un canal sélectif, c'est-à-dire, avec de l'interférence entre chip et entre symboles.

Comme le modèle du système est linéaire, la contribution apportée par chaque trajet peut être ajoutée de façon indépendante. Dans la présence de  $P$  trajets indépendants, le signal reçu s'écrit :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_p S^{-1/2} \sum_{s=0}^{S-1} e^{j\{2\pi f_d \cos(\theta_{s,p})t + \phi_{s,p}\}} x(t - \tau_p) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_p \alpha_p(t) x(t - \tau_p) \end{aligned} \quad (4.43)$$

### 4.7.2 Résultats des simulations

Les paramètres des simulations ont été basés sur la norme UMTS. On a utilisé les canaux suggérés et décrits par la norme [24], qui sont présentés dans les tables 4.2, 4.4 et 4.6. De plus, l'UMTS fournit un canal pilote pour la voie descendante, émis tout le temps et qui peut être utilisé par le mobile comme référence de phase pour la démodulation cohérente et l'estimation du canal. Ce canal pilote utilise le code Flash-Hadamard composé de '1's, et sa puissance vaut 10% de toute la puissance émise par la station de base [24]. Des symboles pilotes se trouvent également dans l'intervalle de temps de chaque utilisateur, mais on ne les a pas utilisés pour l'estimation du canal.

Pour toutes les simulations, on a pris un facteur d'étalement  $N = 64$  et une modulation QPSK. Les coefficients des structures ont été initialisés avec les valeurs optimales et après mille symboles d'adaptation, on utilise les deux cents dernières itérations pour calculer le TEB. Ce TEB a été moyenné sur deux mille réalisations indépendantes. La synchronisation temporelle est supposée parfaite et la référence est toujours le trajet le plus puissant. La fréquence de la porteuse a été fixée à 2GHz. Les paramètres  $\mu$  et  $\lambda$

ITU vehicular A, vitesse 30 km/h	
Retard Relatif [ $T_c$ ]	Puissance relative [dB]
0	0
1,19	-1
2,73	-9
4,19	-10
6,64	-15
9,64	-20

TAB. 4.2 – Canal ITU “vehicular A”.

ITU vehicular A, vitesse 30 km/h				
	16 utilisateurs		32 utilisateurs	
	$\mu$	$\lambda$	$\mu$	$\lambda$
<b>RAKE</b>	$6.10^{-5}$	–	$3.10^{-5}$	–
<b>RAKE SC</b>	$1,38.10^{-4}$	–	$6,9.10^{-5}$	–
<b>U<sup>2</sup>FBAF</b>	$7,6.10^{-5}$	0,975	$3,8.10^{-5}$	0,975
<b>U<sup>2</sup>FBAF SC</b>	$1,5.10^{-4}$	0,975	$7,5.10^{-5}$	0,975
<b>CFBAF</b>	$1,1.10^{-4}$	0,98	$5,7.10^{-5}$	0,98
<b>CFBAF SC</b>	$1,96.10^{-4}$	0,98	$9,5.10^{-5}$	0,98

TAB. 4.3 – Paramètres des algorithmes pour les simulations avec le canal ITU “vehicular A”.

de chaque technique sont présentés dans les tables 4.3 ,4.5 et 4.7. Pour la technique de sélection des coefficients du canal (SC), on a utilisé  $\beta = 0,12$ . On a simulé le RAKE avec la TFD double, l’U<sup>2</sup>FBAF et le CFBAF avec intervalle de garde. Les simulations dites “théoriques” ont été réalisées avec les coefficients optimaux de l’égaliseur.

Encore une fois, on a été optimiste avec la technique avec convolution circulaire et intervalle de garde. Dans les calculs de la puissance du bruit, on a considéré que  $N_{IG} = \lceil \tau_{max}/T_c \rceil$ , même si la longueur du canal était plus grande que  $\tau_{max}$ , ce qui

Cas 3, vitesse 120 km/h	
Retard Relatif [ $T_c$ ]	Puissance Relative [dB]
0	0
1	-3
2	-6
3	-9

TAB. 4.4 – Canal CAS 3.

Cas 3, vitesse 120 km/h				
	16 utilisateurs		32 utilisateurs	
	$\mu$	$\lambda$	$\mu$	$\lambda$
<b>RAKE</b>	$1,68.10^{-4}$	–	$8,4.10^{-5}$	–
<b>RAKE SC</b>	$2,34.10^{-4}$	–	$1,74.10^{-4}$	–
<b>U<sup>2</sup>FBAF</b>	$1,7.10^{-4}$	0,95	$8,6.10^{-5}$	0,95
<b>U<sup>2</sup>FBAF SC</b>	$2,32.10^{-4}$	0,95	$1,6.10^{-4}$	0,95
<b>CFBAF</b>	$2,4.10^{-4}$	0,95	$1,2.10^{-4}$	0,95
<b>CFBAF SC</b>	$2,8.10^{-4}$	0,95	$1,4.10^{-4}$	0,95

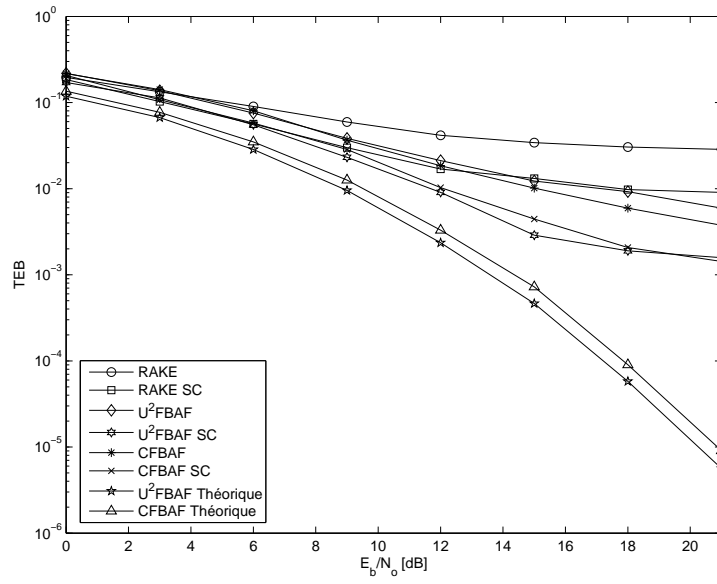
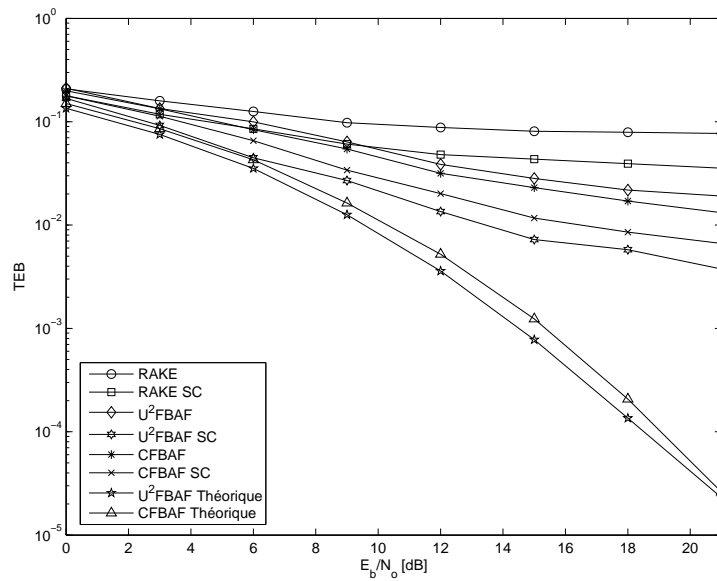
TAB. 4.5 – Paramètres des algorithmes pour les simulations avec le canal CAS 3.

Cas 4, vitesse 3 km/h	
Retard Relatif [ $T_c$ ]	Puissance Relative [dB]
0	0
3,75	0

TAB. 4.6 – Canal cas 4.

Cas 4, vitesse 3 km/h				
	16 utilisateurs		32 utilisateurs	
	$\mu$	$\lambda$	$\mu$	$\lambda$
<b>RAKE</b>	$1,8.10^{-5}$	–	$9.10^{-6}$	–
<b>RAKE SC</b>	$3,4.10^{-5}$	–	$1,7.10^{-5}$	–
<b>U<sup>2</sup>FBAF</b>	$2.10^{-5}$	0,99	$1.10^{-5}$	0,99
<b>U<sup>2</sup>FBAF SC</b>	$4,3.10^{-5}$	0,99	$2,1.10^{-4}$	0,99
<b>CFBAF</b>	$3,4.10^{-5}$	0,99	$1,7.10^{-4}$	0,99
<b>CFBAF SC</b>	$2,8.10^{-5}$	0,99	$2,4.10^{-4}$	0,99

TAB. 4.7 – Paramètres des algorithmes pour les simulations avec le canal cas 4.

FIG. 4.18 – Performance pour le canal ITU A (table 4.2) et  $N_u = 16$ .FIG. 4.19 – Performance pour le canal ITU A (table 4.2) et  $N_u = 32$ .

arrive à chaque fois qu'un des retards des trajets n'est pas multiple de  $T_c$ .

Dans tous les cas, la technique de sélection des coefficients du canal améliore les performances de tous les récepteurs et surtout celle de l' $U^2FBAF$ .



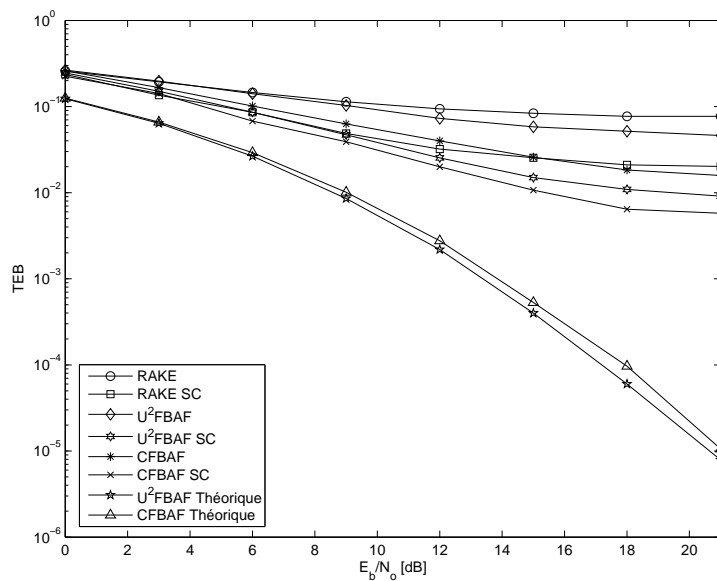


FIG. 4.20 – Performance pour le canal CAS 3 (table 4.4) et  $N_u = 16$ .

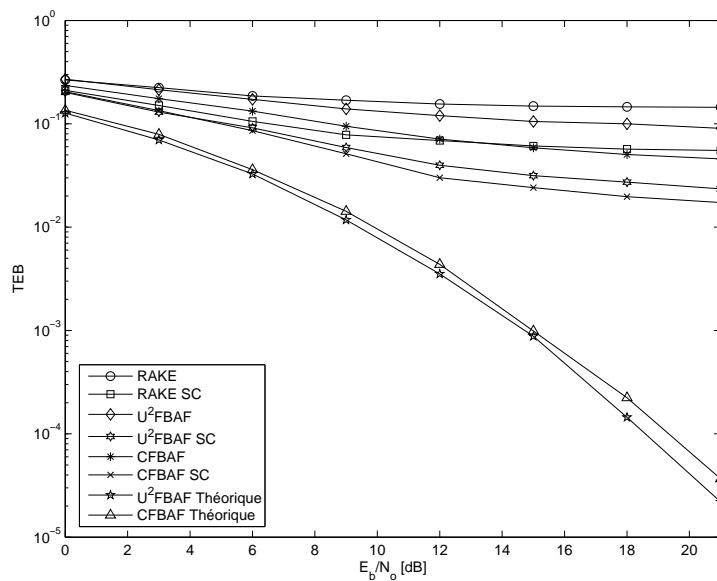


FIG. 4.21 – Performance pour le canal CAS 3 (table 4.4) et  $N_u = 32$ .

Avec un environnement presque stationnaire, comme pour le canal CAS 4, les performances des différentes techniques sont très proches des valeurs théoriques.

On voit très bien la différence de performance pour l'estimation parfaite des coefficients, d'une part et la version adaptative d'autre part, pour les cas correspondant à

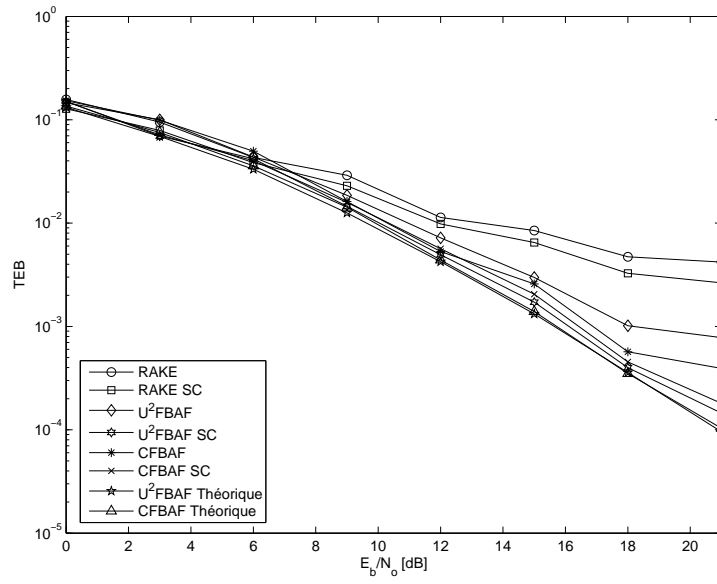


FIG. 4.22 – Performance pour le canal CAS 4 (table 4.6) et  $N_u = 16$ .

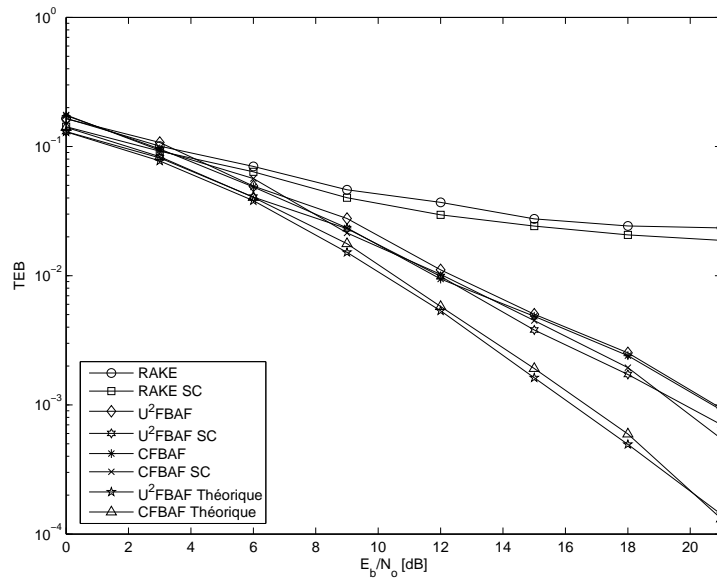


FIG. 4.23 – Performance pour le canal CAS 4 (table 4.6) et  $N_u = 32$ .

une vitesse plus élevée (ITU A et CAS 3). À l'évidence, il y a encore une bonne marge pour l'amélioration de l'estimation du canal dans les cas des canaux les plus rapides. Une estimation par blocs des données avec interpolation, comme en [50], peut être une solution.

Finalement, dans la plupart des cas simulés, la technique U<sup>2</sup>FBAF offre un niveau de performance égal ou parfois un peu supérieur à la technique CFBAF. Ainsi, on peut conclure que l'on peut échanger de la complexité pour de l'efficacité spectrale, puisque l'U<sup>2</sup>FBAF est plus complexe, mais n'utilise pas l'intervalle de garde. Ce gain peut être faible, par exemple dans le canal cas 3, où le gain est de 4,5% ou, moins négligeable, arrivant jusqu'à 15% dans le canal ITU A.

## 4.8 Complexité de calcul

Pour les techniques CFBAF et U<sup>2</sup>FBAF, si l'on possède déjà les codes d'un système DS-CDMA dans le domaine fréquentiel stockés dans une mémoire, on peut n'utiliser qu'une seule TFD pour faire l'apprentissage et le désétalement. Dans le cas contraire, il faut réaliser une TFD en plus pour avoir le code. Par contre, la technique avec convolution linéaire nécessite toujours au minimum trois TFD.

Parfois, on utilise un code pilote pour faciliter l'adaptation et démodulation du signal. Dans ce cas, on aura besoin d'introduire une troisième TFD pour la technique CFBAF et U<sup>2</sup>FBAF sans les codes mémorisés. De plus, comme il est possible d'affecter plus d'un code par utilisateur (système multicode), afin d'augmenter son débit, il est plus intéressant de revenir dans le temps pour effectuer le désétalement du symbole. D'ailleurs, cela peut être valable si les codes ont un facteur d'étalement variable. Dans ce cas, on peut concevoir le récepteur pour le plus grand facteur d'étalement et, au cas où le facteur d'étalement est plus faible, on peut égaliser plus d'un symbole, avec une seule itération de l'égaliseur.

Il faut noter qu'il suffit de faire des additions pour désétalement le symbole dans le domaine temporel quand le code d'étalement possède un module constant, ce qui est le cas pour l'UMTS.

Le calcul de la complexité prend en compte seulement le nombre de multiplications, sans faire de distinction entre multiplications complexes et réelles. Comme cette opération prend beaucoup des ressources d'un FPGA (*Field Programmable Gate Array*), cette métrique de complexité semble raisonnable.

	<b>CFBAF</b>	<b>UFBAF</b>	<b>U<sup>2</sup>FBAF</b>	<b>LMS</b>
<b>Codes mémorisés</b>	$\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2} + 9N$	$3N \log_2 N + 14N$	$N \log_2 N + 18N$	$2N^2$
<b>Codes calculés</b>	$\frac{3N}{2} \log_2 \frac{N}{2} + 8N$	$3N \log_2 N + 14N$	$3N \log_2 N + 16N$	$2N^2$

TAB. 4.8 – Complexité des techniques.

Dans les comparaisons, on n'a pas inclus l'algorithme de sélection de coefficients.

Pour la technique avec convolution linéaire, on a considéré la moins coûteuse, c'est-à-dire, l'UFBAF, avec la normalisation du pas d'adaptation. Pour l'estimation de l'inverse de la densité spectrale de puissance, on a considéré l'algorithme qui fait l'estimation directe (4.24). Finalement, on a défini que le coût de calcul d'une TFD de  $N$ -points réalisée avec une TFR est égal à  $\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$  multiplications complexes.

D'abord, il est clair que si l'on peut mémoriser les codes, les complexités des CFBAF et U<sup>2</sup>FBAF peuvent être réduites considérablement.

La complexité de la technique U<sup>2</sup>FBAF est à peu près deux fois celle de la CFBAF. De plus, quand il faut calculer le code dans le domaine des fréquences, elle est comparable à la complexité de l'UFBAF, avec un faible avantage pour cette dernière. En outre, un égaliseur temporel à  $N$  coefficients adaptés par le LMS peut présenter un coût plusieurs fois supérieur aux autres techniques. Par exemple, pour  $N = 64$ , l'U<sup>2</sup>FBAF avec codes mémorisés et non-mémorisés est respectivement 5,3, et 3,7 fois moins coûteuse que le LMS conventionnel.

Il est intéressant de noter que la complexité des techniques UFBAF et U<sup>2</sup>FBAF non-mémorisés peut être réduite avec l'utilisation de la TFD partielle. Cette technique est utilisée quand on veut seulement un sous-ensemble de la sortie de la TFD ou quand seulement un sous-ensemble d'éléments de l'entrée est différent de zéro. Si l'on veut  $K$  éléments d'un total de  $N$  éléments, cette technique permet de passer d'un coût de  $\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$  à  $\frac{N}{2} \log_2 \frac{K}{2}$ . On peut appliquer cette simplification dans les situations de *zero padding* dans le calcul du gradient, pour l'UFBAF, et du code dans le domaine fréquentiel, pour l'U<sup>2</sup>FBAF) et pour la sortie de l'égaliseur dans le domaine temporel, pour les deux techniques.

## 4.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a abordé le problème de l'interférence entre utilisateurs qui est le facteur limitant de performance des systèmes CDMA.

Le RAKE, le récepteur classique des systèmes CDMA, ne prend pas en compte cette interférence et sa performance est fortement dégradée. Aussi, des récepteurs conçus pour réduire l'interférence entre utilisateurs ont été proposés. En particulier, dans la voie descendante du système UTMS qui présente certaines contraintes d'opération comme des codes longs et facteur d'étalement variable, l'égaliseur au niveau chip se montre pratiquement la seule solution capable de traiter le problème de l'interférence entre utilisateurs.

Ces égaliseurs sont en général très longs quand ils sont réalisés avec un filtre à réponse impulsionnelle finie. Une réalisation dans le domaine fréquentiel, par la transformée rapide de Fourier, permet de baisser considérablement le coût de calcul. Cependant, les solutions pour les systèmes avec et sans intervalle de garde sont différentes à l'exception de la présence de la transformée de Fourier discrète. Cela augmente la complexité d'un récepteur universel pour ces systèmes.

Afin d'éliminer ce problème, nous avons proposé d'utiliser l'égaliseur du système avec intervalle de garde pour le système sans celui-ci, mais avec une TFD de taille deux fois supérieure au facteur d'étalement. De cette façon, on peut réduire la distorsion introduite par la convolution circulaire. Cette technique a été appelée U<sup>2</sup>FBAF.

Par rapport à la technique classique avec convolution linéaire, la technique U<sup>2</sup>FBAF possède une performance théorique équivalente. En outre, sa réalisation adaptative peut être faite presque sans complexité additionnelle avec un algorithme du type moindre carrés. Il est aussi possible de raffiner l'estimation des coefficients en éliminant en grande partie le bruit d'adaptation avec une méthode de sélection des coefficients.

On a aussi étudié les performances avec intervalle de garde. On a montré que, pour certains cas, l'utilisation de l'intervalle de garde résulte dans une perte de performance. De plus, son insertion réduit l'efficacité spectrale.

Finalement, on a comparé le coût de calcul des égaliseurs. La technique proposée U<sup>2</sup>FBAF est deux fois plus coûteuse que la technique avec convolution circulaire et intervalle de garde. Par rapport à la technique conventionnelle, si le code est mémorisé dans le domaine fréquentiel, la technique proposée U<sup>2</sup>FBAF est à peu près trois fois moins complexe et, dans le cas contraire, ils ont presque la même complexité. La réduction de la complexité par rapport au filtrage temporel pour des valeurs élevées du facteur d'étalement est également importante.

# Chapitre 5

## Comparaison

## DS-CDMA/MC-CDMA/OFDM

Dans ce chapitre on compare les systèmes DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM sur plusieurs aspects, tels que la sensibilité à la synchronisation, la performance sur des canaux sélectifs et le facteur de crête.

Dans la présentation, on ne fait pas la différenciation entre la technique d'accès multiple (sigle terminé en A) et la technique de multiplexage (sigle terminé en M) pour éviter une surcharge des termes. En pratique, il n'y a pas de différence, sauf pour le CDMA dans la voie montante, où le récepteur connaîtrait tous les codes actifs, ce qui permet l'utilisation de récepteurs plus complexes.

### 5.1 Comparaison entre OFDM et CDMA

#### 5.1.1 Sensibilité à la synchronisation

Pour un système OFDM, les sous-porteuses avec des fréquences plus élevées sont plus sensibles à la synchronisation temporelle, car les variations de phase sont plus

élevées pour ces fréquences. Ainsi, une gigue dans l'horloge d'échantillonnage se traduit par un bruit de phase qui augmente avec la fréquence de la sous-porteuse.

Par contre, dans le système CDMA, le désétalement tend à moyenniser cet effet.

### 5.1.2 Canaux selectifs en fréquence

L'étalement de spectre crée intrinsèquement de la diversité, permettant la récupération du signal, même en présence de nuls spectraux et brouilleurs à bande étroite. Quant à l'OFDM, il ne possède aucune diversité et, très probablement, toute l'information transmise sur la fréquence où un nul spectral ou brouilleur est présent sera perdue. Les erreurs provenant de ces fréquences réduisent la performance de l'OFDM. Un exemple de ce comportement a été montré en [51].

## COFDM

Si l'on ne connaît pas la position de ces nuls ni des brouilleurs, une solution consiste à introduire de la redondance et à l'exploiter à la réception. Cette redondance est introduite par un code correcteur d'erreur, ce qui donne origine à la technique COFDM (*Coded* OFDM). Pour augmenter la diversité introduite par le code, il faut utiliser un entrelaceur qui, pour être efficace, doit travailler dans les dimensions fréquentielle (sous-porteuses) et temporelle (symboles OFDM).

En termes de performance, pour un même code correcteur d'erreur, même nombre de sous-porteuses et égalisation par le critère de l'erreur quadratique moyenne, [52] et [53] montrent que la technique COFDM, avec toutes les fréquences utilisées, est équivalente à la technique MC-CDMA à pleine charge. Cependant, [52] constate qu'un récepteur plus sophistiqué, comme un EQMM-PIC, peut avoir une meilleure performance que le EQMM-COFDM. De plus, [53] observe que, si l'on n'utilise pas tous les codes d'étalement pour le MC-CDMA et, de façon équivalente, on n'utilise que quelques sous-porteuses pour le COFDM, la performance de celui-ci reste inaltérée, tandis que celle du MC-CDMA s'améliore. L'amélioration provient du fait que, avec moins d'in-



terférence entre les utilisateurs, la suppression des multitrajets par l'égalisation est réduite et on peut mieux exploiter la diversité du canal, tandis que la diversité générée par le code correcteur d'erreur dans le COFDM reste constante, car celui-ci reste le même. Évidemment, si l'on augmente la redondance du code correcteur d'erreur, la performance du COFDM s'améliorera, mais le décodeur deviendra plus complexe.

### L'OFDM avec affectation de bit et de puissance (ou *water-filling*)

Si l'on connaît le canal et le spectre du bruit à l'émission, il est possible d'utiliser les ressources du système (puissance et modulation) de façon à maximiser la capacité pour un certain taux d'erreur de bit. La façon optimale de faire cette opération est d'utiliser la technique d'affectation de bit et de puissance ou *water-filling* [16]. La méthode consiste à chercher la sous-porteuse où on dépense le moins de puissance pour avoir le TEB stipulé quand on affecte un bit à la modulation. La figure 5.1 illustre le processus.

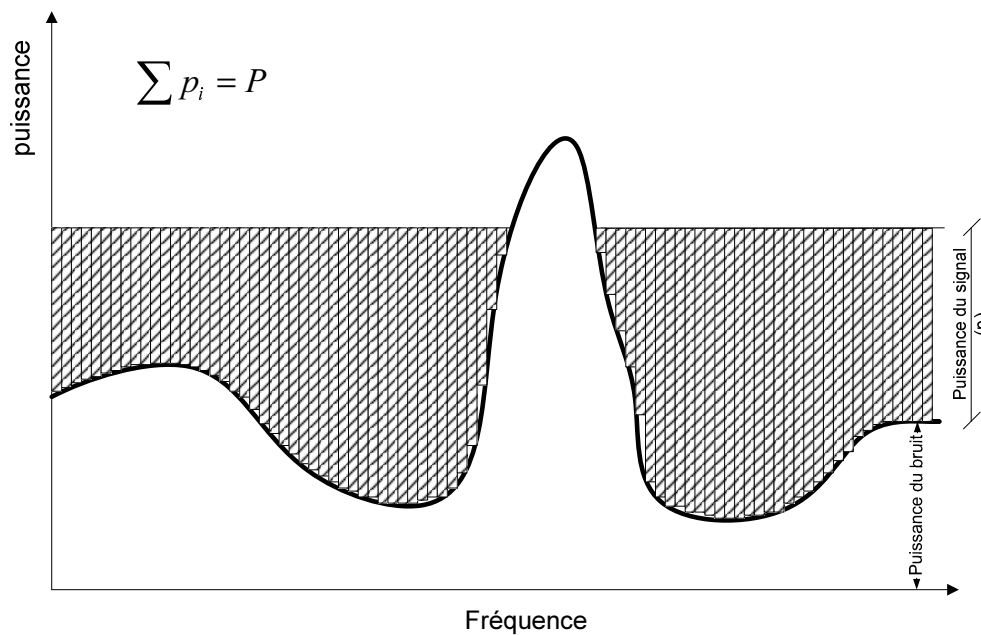


FIG. 5.1 – Processus de Water-Filling

À l'initialisation de l'algorithme, on affecte le bit et la puissance à la sous-porteuse avec le plus bas rapport bruit à gain du canal. Par contre, comme le coût pour affecter un bit sur la modulation croît de façon exponentielle, dans une certaine itération de

l'algorithme, il sera plus judicieux d'affecter un bit et de la puissance sur une autre sous-porteuse et ainsi de suite. Disons, pour un canal plat avec bruit blanc et additif, les sous-porteuses seront également affectées.

L'OFDM avec la méthode d'affectation de bit et puissance est aussi désignée par DMT (*Discrete Multi-Tone modulation*), utilisée dans les modems ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) [16].

Notons que la DMT élimine le problème de l'OFDM, où l'information émise était perdue à cause d'un zéro spectral ou d'un brouilleur localisé sur une ou plusieurs fréquences. La DMT simplement n'envoie pas de données sur les sous-porteuses problématiques, c'est-à-dire, les sous-porteuses avec un haut rapport puissance du bruit à gain du canal, si la contrainte de TEB n'est pas satisfaite.

Le problème de cette technique se trouve dans son application à des canaux variant dans le temps. Plus la variation est élevée, plus le débit du canal de retour doit être élevé pour transmettre à l'émetteur le rapport puissance du bruit à gain du canal de chaque sous-porteuse ou le canal seulement dans le cas d'un bruit blanc. Dans le cas d'un système TDD (*Time Division Duplex*), cela signifie avoir un temps entre les intervalles de temps (*time slots*) de la voie descendante et de la voie montante inférieur au temps de cohérence du canal, pour que l'émetteur puisse estimer correctement le canal vu par le récepteur. De plus, il faut que la densité spectrale du bruit soit la même dans l'émetteur et le récepteur.

### 5.1.3 Facteur de crête

En fonction des phases et amplitudes attribuées aux sous-porteuses (sinusoïdes), le signal  $x(t)$ , généré à partir de leur combinaison, peut avoir une puissance de crête, qui se produit à l'amplitude maximale du signal ( $x_{\max}(t)$ ) très élevée par rapport à la puissance moyenne ( $\sigma_x^2$ ). On donne le nom de PAPR (Peak-to-Average Ratio) au rapport entre ces deux valeurs, ou, à la racine de ce rapport, le nom de facteur de crête  $F_c = |x_{\max}(t)|/\sigma_x$ . Par convention,  $x_{\max}(t)$  est souvent pris comme la valeur qui n'est pas dépassée pendant plus de  $10^{-5}$  du temps [54].

Pour supporter un facteur de crête élevé, on est obligé de travailler avec une efficacité réduite de l'amplificateur, c'est-à-dire qu'il faut atténuer le signal d'entrée afin d'éviter la saturation à la sortie de celui-ci, ce qui produit de l'interférence entre les sous-porteuses et une perte éventuelle des données. La réduction de l'efficacité de l'amplificateur est préjudiciable pour le mobile, car il doit dépenser plus d'énergie pour avoir une puissance plus élevée du signal. De plus, il en est de même pour la station de base, qui possède déjà un amplificateur cher à cause de la puissance de transmission plus élevée, puisqu'il lui faudra un amplificateur encore plus puissant et donc, encore plus cher.

Dans le cas d'un signal à étalement de spectre, le code d'étalement permet de contrôler le facteur de crête. Par exemple, pour un seul utilisateur actif, il est possible d'obtenir un signal à module constant, c'est-à-dire, un faible facteur de crête, en utilisant les codes d'étalement par séquence directe (Gold, Walsh-Hadamard, codes longs) ou une séquence complexe quadratique. Cependant, le facteur de crête augmente avec l'addition d'autres utilisateurs.

Pour l'OFDM, la sortie de la TFD<sup>-1</sup> est la sommation de plusieurs symboles indépendants (modulés par les sous-porteuses) uniformément distribués. Ainsi, par le théorème central de la limite, cela se rapproche d'une distribution gaussienne pour les parties réelle et imaginaire du signal, ou, de façon équivalente, d'une distribution Rayleigh pour l'amplitude. Cela est vrai aussi pour les systèmes MC-CDMA (codes Walsh-Hadamard dans le domaine fréquentiel) et DS-CDMA avec codes longs. Afin d'illustrer cela, la figure 5.2 présente la densité de probabilité de l'amplitude du signal pour une TFD de  $N$  points, pour les systèmes OFDM, MC-CDMA et DS-CDMA, tous à plein charge.

Si la densité de probabilité de l'amplitude s'approche d'une distribution Rayleigh, la valeur du facteur de crête est de 9 dB, alors qu'une sinusoïde donne un facteur de 3dB.

Pour l'OFDM, il existe des techniques qui ont pour but la réduction du facteur de crête, comme en [55] où les symboles de l'extérieur de la modulation ont leur phase et amplitude changées, sans qu'il y ait une dégradation dans le taux d'erreur binaire, de façon à réduire l'amplitude maximale dans le symbole. Le problème de cette technique est la complexité. D'autres techniques utilisent des codes, mais qui réduisent la capacité du système.

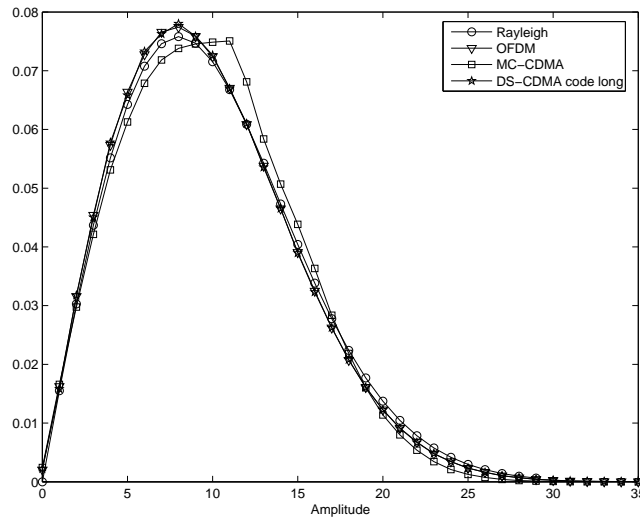


FIG. 5.2 – Densité de probabilité pour l’amplitude des systèmes OFDM, MC-CDMA et DS-CDMA, tous à pleine charge. Signal “analogique” obtenu avec le filtrage d’un racine de cosinus sur élevé avec un taux de sur-échantillonnage de huit et un facteur de roll-off de 0,1.

#### 5.1.4 La voie montante

La synchronisation parfaite entre les utilisateurs dans le cas d’un système CDMA ou OFDM, est obtenue très facilement par la station de base dans la voie descendante, car elle possède le contrôle total sur le signal de tous utilisateurs et de plus, tous les signaux passent par le même canal, permettant des récepteurs plus simples.

La synchronisation dans la voie montante est plus difficile à réaliser. En effet, chaque utilisateur possède un canal différent, avec un retard de propagation différent. Dans ce cas, la solution pour le système CDMA est l’utilisation d’un récepteur multiutilisateurs, ce qui demande une complexité considérable. Pour le cas de l’OFDM, sans synchronisation, il y aura une énorme interférence entre les sous-porteuses et les données ne pourront pas être détectées correctement. Une solution pour ce problème est la coordination de l’instant d’émission de chaque utilisateur par la station de base, qui envoie des commandes pour que les mobiles calent leurs symboles. De plus, il faut utiliser un préfixe cyclique de longueur au moins égale à la taille du canal le plus long. Un préfixe cyclique plus long que nécessaire permet aussi une erreur plus grande dans la coordination des utilisateurs, car la fenêtre où il n’y a pas d’interférence entre symboles

est augmentée. Il est intéressant de noter que cette même technique peut être utilisée avec le système CDMA afin de faciliter et d'augmenter la performance de la détection multiutilisateur, puisque l'interférence restera restreinte au symbole actuel.

La synchronisation d'utilisateurs avec la coordination par la station de base est utilisée dans la pratique par le système FLASH-OFDM [56], qui est un OFDMA avec *Frequency Hopping* (FH) d'utilisateurs. Le FH est utilisé pour gagner de la diversité fréquentielle et pour moyenner l'interférence des cellules voisines.

### 5.1.5 Contrôle imparfait de puissance

Le système CDMA doit éviter que certains utilisateurs n'émettent avec une puissance plus élevée que nécessaire afin d'éviter d'augmenter inutilement l'interférence entre utilisateurs. Généralement, la station de base envoie des commandes aux mobiles afin que la puissance moyenne soit presque la même pour tous les utilisateurs. Le contrôle de puissance est important aussi pour réduire l'interférence entre cellules, au delà de l'interférence dans sa propre cellule.

D'un autre côté, l'OFDM permet une plus grande flexibilité et ne demande pas de contrôle de puissance. Cependant, dans un contexte cellulaire, il est intéressant d'avoir ce type de contrôle, afin de minimiser l'interférence entre cellules.

### 5.1.6 Estimation du canal

Dans le cas du CDMA, le code pilote ou symbole pilote est immergé dans l'interférence d'autres utilisateurs. Les effets de cette interférence peuvent être réduits avec un pas d'adaptation plus faible, mais cette solution peut compromettre la capacité de poursuite des canaux rapides.

Pour les systèmes OFDM, on ne parle pas de code pilote, mais de sous-porteuses pilotes. Généralement, on choisit un certain nombre de sous-porteuses également espacées pour les utiliser comme des pilotes. Ce nombre de sous-porteuses détermine la taille du

canal qui peut être estimé. Contrairement au système CDMA, en supposant l'absence de décalage de fréquence, la seule interférence présente sur le signal pilote est le bruit additif. Cela permet d'estimer plus facilement le canal. Une fois que le canal est estimé sur ces sous-porteuses pilotes, on les interpole afin d'obtenir le canal sur les autres fréquences. Cette interpolation peut être réalisée aussi dans la dimension temporelle afin d'utiliser l'information sur le canal d'autres symboles OFDM. Si le taux d'erreur de symbole est suffisamment faible, on peut aussi les utiliser comme des pilotes pour améliorer la qualité de l'estimation du canal.

Pour les deux systèmes, on peut utiliser de la paramétrisation, comme la technique de sélection de coefficients, présentée dans la sous-section 4.4.2, pour améliorer l'estimation du canal.

Finalement, le choix entre CDMA et OFDM dépend des spécificités de l'application, mais en général on peut dire que le CDMA offre une robustesse supérieure à l'OFDM et que l'OFDM permet un débit supérieur au CDMA.

## 5.2 Comparaison entre DS-CDMA et MC-CDMA

La construction du code dans le domaine fréquentiel avec auto-corrélation parfaite permet l'élimination de l'auto interférence et l'utilisation d'intervalle de garde permet la suppression de l'interférence entre symboles. Ainsi, ce code serait meilleur qu'un code long, par exemple. Cependant, pour des facteurs d'étalement moyens ou élevés par rapport au canal, l'interférence entre trajets est assez faible et, pratiquement, elle est négligeable par rapport à l'interférence entre utilisateurs. Celle-ci est, donc, la principale source d'interférence et, pour la supprimer, le récepteur devient beaucoup plus important que le code utilisé.

Regardons l'évolution du taux d'erreur de bit par rapport au nombre d'utilisateurs actifs présentée à la figure 5.3. Pour cette simulation, on a utilisé les systèmes avec intervalle de garde DS-CDMA et code long, Walsh-Hadamard (WH) MC-CDMA et *Carrier Interference* (CI) MC-CDMA, avec l'égaliseur au niveau chip (CFBAF) et le décorrélateur EQMM. On montre aussi la performance de la technique U<sup>2</sup>FBAF,

proposée dans ce mémoire pour le système DS-CDMA et code long. Le canal utilisé est l'ITU A, présenté à la table 4.2, le rapport  $E_b/N_o$  a été fixé à 10 dB et le code pilote possède 10% de toute l'énergie émise, comme dans la norme UMTS. Les codes des utilisateurs ont été choisis aléatoirement dans l'ensemble du type de code utilisé et on a considéré l'estimation parfaite des paramètres des récepteurs.

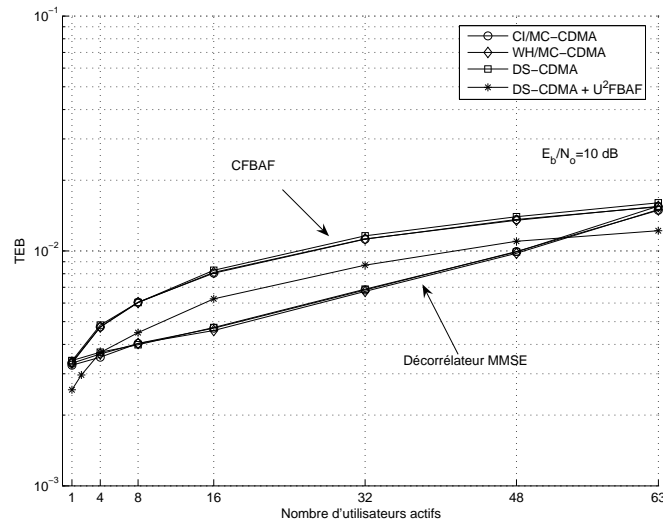


FIG. 5.3 – Taux d'erreur de bit par rapport au nombre d'utilisateurs actifs. Toutes les techniques ont l'intervalle de garde, sauf la technique DS-CDMA U<sup>2</sup>FBAF.

Dans la figure 5.3, il est intéressant d'observer que les TEB du CFBAF et du décorrélateur EQMM sont les mêmes dans les extrêmes. Ce résultat était attendu puisque, dans ces situations, les matrices de corrélation utilisées par les deux techniques sont identiques. En outre, on peut voir que la performance du décorrélateur est dégradée de manière presque linéaire avec l'addition des utilisateurs, tandis que l'égaliseur au niveau chip perd de la performance plus vite au début, car il ne prend pas en compte la corrélation croisée entre les codes. Il faut noter que, dans un contexte où le récepteur ne connaît que son code d'étalement, la réalisation pratique par une implémentation adaptative reste restreinte à des codes courts. Dans ce cas, le MC-CDMA possède un avantage par rapport au DS-CDMA avec code long. Cependant, on doit utiliser un algorithme d'adaptation plus complexe pour avoir une vitesse de convergence équivalente à celle de l'égaliseur CFBAF et on ne peut pas utiliser le canal pilote pour l'adaptation, car les coefficients du décorrélateur dépendent du code utilisé. De plus, sans une technique de raffinement des coefficients comme celle utilisée dans le CFBAF, il est possible que la différence de performance entre les décorrélateurs EQMM et CFBAF soit presque

éliminée. Finalement, dans ce canal, la solution U<sup>2</sup>FBAF permet de mettre environ 1,6 fois plus d'utilisateurs que la technique CFBAF pour un même taux d'erreur binaire (TEB) avec une efficacité spectrale environ 15% supérieure.

Il faut noter que les codes ne font presque aucune différence, même pour d'autres valeurs des rapports  $E_b/N_o$ . Dans la figure 5.4, on présente l'évolution du TEB en fonction du rapport  $E_b/N_o$ , avec les mêmes paramètres qu'à la figure 5.3, sauf pour le nombre d'utilisateurs qui a été fixé en 32. On en profite aussi pour montrer que la technique U<sup>2</sup>FBAF est applicable à d'autres systèmes, comme le WH/MC-CDMA.

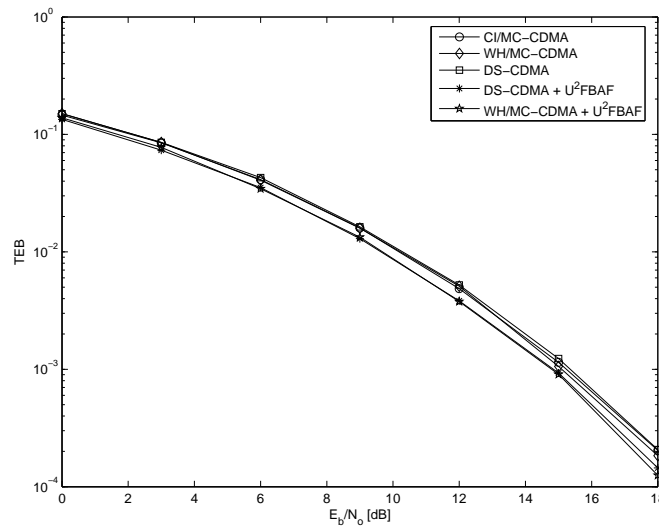


FIG. 5.4 – Taux d'erreur de bit par rapport au rapport  $E_b/N_o$ . Toutes les techniques ont l'intervalle de garde, sauf les techniques DS-CDMA et WH/MC-CDMA avec le récepteur U<sup>2</sup>FBAF.

Il faut noter également qu'en présence de bruit coloré ou de brouilleurs à bande étroite non connus à l'émission, des codes plus blancs comme le WH/MC-CDMA ou la séquence de longueur maximale pour le DS-CDMA seront plus efficaces (voir résultats de la section 2.9).



## 5.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a comparé brièvement les systèmes MC-CDMA, DS-CDMA et OFDM.

D'abord, entre le système CDMA et l'OFDM, le premier présente une meilleure performance, car il peut exploiter la diversité du canal, tandis que l'OFDM ne le fait pas. Pour l'OFDM, il y a deux façon de surmonter ce problème. La première est l'addition d'un code correcteur d'erreur avec entrelacement des symboles dans le temps et en fréquence, ce qui donne le système COFDM. Dans ce cas, la littérature indique que les systèmes COFDM et CDMA (avec code correcteur d'erreur aussi), égalisés avec un récepteur EQMM, ont à peu près les mêmes performances. Cependant, le CDMA peut profiter d'un récepteur plus avancé comme l'EQMM-PIC pour améliorer sa performance par rapport au COFDM. La deuxième solution pour l'OFDM est l'utilisation de la technique d'affectation de bits et de puissance. Cette technique donne une souplesse additionnelle par rapport au CDMA et permet d'avoir une capacité (ou performance) supérieure à celui-ci. Le problème de cette technique réside dans la nécessité de connaître le rapport signal à bruit à l'émission, ce qui devient compliqué avec un canal sélectif variant dans le temps. Finalement, en termes de facteur de crête, les deux systèmes sont équivalents.

Pour la voie montante, alors qu'un système OFDMA permet de séparer les multiples utilisateurs par sous-porteuses de façon relativement facile en utilisant du préfixe cyclique et en contrôlant l'instant d'émission de chacun, le système CDMA présente des difficultés. Comme le signal de chaque utilisateur passe par un canal différent, leur bonne détection dépend de l'utilisation d'un détecteur multiutilisateur, qui est plus complexe que l'égaliseur au niveau chip ou l'égaliseur de l'OFDMA et, certainement, plus sensible, car la détection d'un utilisateur dépend de la qualité estimation des canaux de tous les autres.

En outre, en ce qui concerne les systèmes DS-CDMA avec code long et MC-CDMA avec CI et WH, les performances sont identiques, malgré l'absence d'interférence entre trajets dans ces derniers. Cependant, si du bruit coloré ou à bande étroite est présent, la technique MC-CDMA donne une meilleure performance à cause des codes blancs, c'est-

à-dire, des codes avec une puissance uniformément distribuée sur tous les fréquences. De plus, la technique proposée U<sup>2</sup>FBAF dans la situation présentée, permet plus d'utilisateurs pour un même rapport  $E_b/N_o$ , avec une efficacité spectrale plus élevée.

# Chapitre 6

## Conclusion et Perspectives

L'approche dans le domaine des fréquences proposée dans ce document permet d'avoir une vision unifiée des techniques d'étalement par séquence directe et par multiporteuse. Ceci ouvre la possibilité d'un récepteur universel pour les systèmes DS-CDMA, MC-CDMA et OFDM et qui peut, par exemple, permettre la compatibilité, entre l'actuelle norme UTMS [24] et la proposition d'adoption de l'OFDM pour le mode HSPDA (*High-Speed Downlink Packet Access*) [57].

D'abord, nous montrons que le processus d'étalement et désétalement spectral par séquence directe est identique au principe d'étalement par multiporteuse. Cependant, l'absence d'intervalle de garde oblige à une modification dans le récepteur fréquentiel pour les canaux à multitrajets, afin de réduire l'effet de superposition dans le processus de filtrage. Ensuite, l'analyse des codes d'étalement dans le domaine des fréquences permet de les comparer et de mettre en évidence les déficiences dans l'étalement de certains codes. De plus, l'approche fréquentielle fournit une technique élégante pour éliminer les interférences à bande étroite et de traiter le bruit coloré.

Après une récapitulation des techniques classiques de synchronisation de la fréquence et de la phase de la porteuse, appliquées au système CDMA avec le récepteur fréquentiel, nous proposons deux techniques autodidactes, également dans le domaine des fréquences, pour la synchronisation temporelle. Ces techniques n'ont pas besoin de la connaissance du code d'étalement. La première cherche à caler le symbole étalé reçu avec le code

d'étalement du récepteur. Cependant, la solution est biaisée quand le canal possède des multitrajets. Ainsi, dans ce cas, on suggère l'utilisation de la technique conventionnelle, qui est plus robuste pour cette situation, mais réalisée avec la transformée rapide de Fourier, afin de réduire la complexité de calcul. La deuxième technique fréquentielle proposée cherche à affiner la synchronisation au niveau chip, elle travaille à la cadence de chip et possède une performance similaire à d'autres techniques temporelles, mais avec l'avantage de pouvoir exciser les interférences à bande étroite.

Comme suite du travail effectué sur la synchronisation temporelle dans le contexte multiutilisateur, il serait envisageable de chercher une technique qui puisse faire la différenciation des variations du canal et du retard, de façon que la technique développée dans ce travail puisse poursuivre le changement du retard sans avoir de problèmes de décrochage.

Dans le chapitre 4, on analyse la question de l'interférence entre utilisateurs. Après une revue de l'état de l'art, on se met dans le contexte de la voie descendante de l'UMTS, c'est-à-dire, tous les utilisateurs sont synchronisés, utilisent le même canal et le code d'étalement est le code long. Dans ce contexte, l'égalisation au niveau de chip se présente comme la solution la plus pratique. La réalisation dans le domaine des fréquences permet de combiner une implémentation avec faible coût de calcul et une convergence plus rapide. On peut diviser la technique d'égalisation dans le domaine des fréquences en technique avec signaux convolués circulairement, qui présuppose la présence d'intervalle de garde à l'émission, et technique avec convolution linéaire du signal. Malgré la présence de la transformée discrète de Fourier dans les deux techniques, les algorithmes d'adaptation sont différents, ce qui rend plus complexe la réalisation d'un récepteur universel. Alors, on a proposé une évolution de la technique avec intervalle de garde, appelé  $U^2FBAF$ , qui permet de recevoir les deux types de signaux, sans complexité additionnelle. L' $U^2FBAF$  peut recevoir les signaux avec intervalle de garde sans aucune perte de performance. Malgré sa sous-optimalité à cause de l'effet de superposition pour la transmission sans intervalle de garde, il possède, dans la pratique, le même niveau de performance de la technique originalement conçue pour ce type de signal. De plus, on met en question l'efficacité de la solution avec intervalle de garde en la comparant avec la technique sans celui-ci. On vérifie que, pour certaines conditions, l'utilisation de l'intervalle de garde baisse la performance du système et ainsi, la perte

d'efficacité spectrale résultant de son utilisation ne se justifie pas.

Les simulations du système adaptatif indiquent que l'estimation du canal est la principale limitation de performance du système. La technique de raffinement des coefficients permet un gain substantiel, mais on reste quand même loin de la performance optimale pour les canaux rapides. L'application des techniques plus robustes d'estimation du canal est très souhaitable dans ce cas.

On constate aussi que, dans le cas avec bruit blanc, les performances des systèmes DS-CDMA avec code long et MC-CDMA avec le code Walsh-Hadamard ou *Carrier Interference* sont identiques. Malgré la présence d'auto interférence dans le DS-CDMA, elle est négligeable par rapport à l'interférence entre utilisateurs, qui est la même pour les deux systèmes.

Les performances des techniques de réception dans un système multi-cellulaire constituent un autre point à étudier. Dans ce même contexte, une étude sur la performance des systèmes MIMO-CDMA, probablement la prochaine évolution des systèmes de 3G, serait intéressante à mener, car la plupart des études se limitent à des systèmes mono-cellulaires, en comparant avec des systèmes MIMO-OFDM équivalents.

Finalement, il serait intéressant d'étendre l'analyse et les comparaisons faites dans ce document à la technique banc de filtres.



# A L'Early-Late Gate

L'algorithme *Early-Late Gate* (ELG) est, en fait, une simplification de l'algorithme de maximum de vraisemblance (MV) [22]. Le signal d'erreur de l'algorithme MV est donné par [22] :

$$e(k) = a(k) \left[ r'(kT - \Delta\tau_k) - \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a(m)h'[(k-m)T] \right] \quad (\text{A.1})$$

où  $r'(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \{a(m)h'(t - mT_c)\} + n(t)$ ,  $h'(t) = g(t) * g'(-t)$ ,  $g(t)$  est le pulse de transmission et  $dg(-t)/dt = -g'(-t)$ ,  $a(k)$  est le symbole transmis et  $\Delta\tau = \tau_k - \hat{\tau}_k$ , où  $\tau_k$  est le retard et  $\hat{\tau}_k$  est l'estimation de celui-ci dans la  $k$ -ième itération.

Cependant, cette technique nécessite une somme infinie, ce qui est impossible à réaliser en pratique. Heureusement, cette somme peut être tronquée, car les termes  $h'[(k-m)T]$  tendent à disparaître quand la valeur  $|k-m|$  augmente. Ainsi, nous avons l'approximation suivante :

$$e(k) = a(k) \left[ r'(kT - \Delta\tau_k) - \sum_{m=k-D}^{k+D} a(m)h'[(k-m)T] \right] \quad (\text{A.2})$$

De plus, l'estimation du retard n'est pas beaucoup affectée par  $D = 0$  si on travaille avec un petit gain de boucle. Comme  $h'(0) = 0$ , et que  $r'(kT - \Delta\tau_k) \approx r(kT + T/2 - \Delta\tau_k) - r(kT - T/2 - \Delta\tau_k)$ , on obtient l'algorithme ELG :

$$e(k) = a(k) [r(kT + T/2 - \Delta\tau_k) - r(kT - T/2 - \Delta\tau_k)] \quad (\text{A.3})$$

On peut voir l'ELG comme une recherche de la symétrie de l'impulsion reçue par rapport à l'échantillon  $r(kT)$  utilisé comme référence pour effectuer la décision du symbole  $a(k)$ , qui est utilisé pour éliminer l'influence de la modulation. Le principe de fonctionnement de l'ELG est le suivant. Si l'on échantillonne en retard ( $\Delta\tau_k < 0$ ), l'échantillon en avance  $r(kT + T/2 - \Delta\tau_k)$  est plus faible que l'échantillon en retard  $r(kT - T/2 - \Delta\tau_k)$  et donc, on sait que l'on est en retard. Dans le cas contraire, la différence s'inverse et on sait que l'on est en avance. Si les deux échantillons sont égaux, on est sur le bon instant d'échantillonnage ( $\Delta\tau_k = 0$ ).

Jusqu'ici, on a considéré l'absence d'un décalage de phase, ce qui n'est pas toujours vrai. Cependant, au lieu d'utiliser  $a(k)$ , on peut utiliser le symbole avant la décision  $r(kT - \Delta\tau_k)$ . Celui-ci contient le décalage de phase et on peut l'exploiter de façon à annuler cet décalage dans le terme relatif à la différence d'échantillons. En outre, l'utilisation de  $r(kT - \Delta\tau_k)$  permet de travailler dans le mode aveugle, c'est-à-dire, *non-data-aided* (NDA).

Ainsi, l'erreur de l'algorithme ELG-NDA, appliqué à un système DS-CDMA est :

$$e(k) = \text{Re} \left\{ \left( \sum_{n=0}^{N-1} r(kNT_c + nT_c - \Delta\tau) c^*(n) \right)^* \times \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ c^*(n) \left[ r(kNT_c + nT_c - \Delta\tau + T_c/2) - r(kNT_c + nT_c - \Delta\tau - T_c/2) \right] \right\} \right\} \quad (\text{A.4})$$

et puis, on met à jour l'estimation du retard, par exemple, par un intégrateur :

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k + \mu e(k) \quad (\text{A.5})$$

où  $\mu$  est le gain qui contrôle la largeur de bande de la boucle.



## B Le Détecteur Mueller & Müller

L'algorithme Mueller & Müller Detector (MMD) [22] est une technique qui réalise la synchronisation temporelle à la cadence de symbole (ou chip pour le CDMA), contrairement à l'ELG qui demande un sur-échantillonnage du signal reçu. Pour le DS-CDMA, l'algorithme MMD-NDA (Non Decision Aided), où on utilise le symbole désétalé avant la décision pour éliminer l'ambiguïté de phase de la modulation et le décalage de phase du canal, est donné par :

$$e(k) = \text{Re} \left\{ \left( \sum_{n=0}^{N-1} r(kNT_c + nT_c - \Delta\tau_k) c^*(n) \right)^* \times \left( \sum_{n=1}^{N-1} (r(kNT_c + nT_c - \Delta\tau_k) c(n-1) - r(kNT_c + (n-1)T_c - \Delta\tau) c(n)) \right) \right\} \quad (\text{B.1})$$

et la mise à jour de l'estimation du retard peut être faite par un intégrateur :

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k + \mu e(k) \quad (\text{B.2})$$



# C Estimation de l'inverse de la densité spectrale de puissance

Dans les techniques proposées, il faut estimer l'inverse de la densité spectrale de puissance  $\sigma_R^{-2}$  du signal reçu. La première option consiste à estimer la densité spectrale de puissance et ensuite, inverser la valeur obtenue.

Pour estimer la densité spectrale de puissance, on utilise à la sortie de la TFD, une fenêtre exponentielle glissante :

$$\hat{\sigma}_R^2(n, k) = (1 - \alpha)\hat{\sigma}_R^2(n - 1, k) + \alpha |R(n, k)|^2 \quad (\text{C.1})$$

où  $R(n, k)$  est la TFD du signal reçu  $r(m)$  pour l'instant  $nNT_c$  et  $\alpha$  est le facteur d'oubli.

Cependant, pour l'inversion, cela exigerait une division qui est une opération complexe à être exécutée dans un DSP ou FPGA. Pour éviter ce problème, on peut travailler l'équation (C.1) de façon à estimer directement l'inverse de la puissance spectrale :

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_R^{-2}(n, k) &= \frac{1}{(1 - \alpha)\hat{\sigma}_R^2(n - 1, k) + \alpha |R(n, k)|^2} \\ &= \frac{\frac{1}{1 - \alpha}\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k)}{1 + \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k) |R(n, k)|^2} \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

En sachant que  $1 + \alpha \cong 1/(1 - \alpha)$  pour  $\alpha \ll 1$  et que  $\frac{\alpha}{(1 - \alpha)}\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k) |R(n, k)|^2 \ll 1$ ,

l'expression (C.2), peut être approchée par :

$$\hat{\sigma}_R^{-2}(n, k) = (1 + \alpha)\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k) \left( 1 - \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k) |R(n, k)|^2 \right) \quad (\text{C.3})$$

On peut aussi écrire que  $\alpha(1 + \alpha)/(1 - \alpha) \approx \alpha$  et, reportant cette approximation en (C.3), on obtient l'estimation de l'inverse :

$$\hat{\sigma}_R^{-2}(n, k) = (1 + \alpha)\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k) - (1 - \alpha)\hat{\sigma}_R^{-4}(n - 1, k) |R(n, k)|^2 \quad (\text{C.4})$$

Afin d'éviter que l'équation (C.4) devienne négative, ce qui arrive quand  $\alpha\hat{\sigma}_R^{-4}(n - 1, k) |R(n, k)|^2 > (1 + \alpha)\hat{\sigma}_R^{-2}(n - 1, k)$ , on peut ajouter un petit seuil positif  $\epsilon$  de façon que :

$$\hat{\sigma}_R^{-2}(n, k) = \begin{cases} \gamma & \text{pour } \gamma < \epsilon \\ \epsilon & \text{le cas contraire} \end{cases} \quad (\text{C.5})$$

# Bibliographie

- [1] *Physical layer - General description.* 3GPP TS 25.201, V5.2.0, 2002-09.
- [2] C. Unger et G. P. Fettweis, "Analysis of the Rake receiver performance in low spreading gain DS/SS systems," in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Taipei, Taiwan, novembre 2002, pp. 839–844.
- [3] A. Viterbi, "Spread spectrum communications : Mythes and realities," *IEEE Communications Magazine*, 50th Anniversary Issue, pp. 39–41, mai 2002.
- [4] Z. Wang et G. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications Where Fourier Meets Shannon," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, no. 3, pp. 29–48, mai 2000.
- [5] S. Y. Wang et C. C. Huang, "On the architecture and performance of an FFT-based spread-spectrum downlink rake receiver," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, pp. 234–243, janvier 2001.
- [6] F. Petré, M. Moonen, M. Engels, B. Gyselinckx, et H. D. Man, "Pilot-aided adaptive chip equalizer receiver for interference suppression in DS-CDMA forward link," in *IEEE Vehicular Technology Conference Fall 52nd (VTC)*, Boston, EUA, septembre 2000, pp. 300–308.
- [7] Q. Zhang, J. Huang, et Y. Xie, "High resolution delay estimation," octobre 2001, pp. 579–583.
- [8] R. D. J. V. Nee, "The multipath estimation delay lock loop," in *IEEE 2nd Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appl.*, novembre 1992, pp. 39–42.
- [9] H. Boujemma et M. Siala, "Récepteur en réseau pour les systèmes à étalement de spectre par séquence directs," *Annales des Télécommunications*, no. 5-6, pp. 291–305, mai/juin 2001.

- [10] M. Schnell, "Hadamard codewords as orthogonal spreading sequences in synchronous DS CDMA systems for mobile radio channels," in *IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA)*, Oulu, Finland, juillet 1994, pp. 505–509.
- [11] L. B. Milstein, "Wideband Code Division Multiple Access," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 8, pp. 1344–1354, août 2000.
- [12] *Spreading and modulation (FDD)*. 3GPP TS 25.213, V5.2.0, 2002-09.
- [13] O. G. Baudoin, J. F. Bercher, C. Berland, J. M. Brossier, D. Courivaud, P. Jardin, G. Bazin-Lissorgues, C. Ripoll, O. Venard, et M. Villegas, *Radiocommunications numériques/1 : Principes, modélisation et simulation*, 1st ed. Dunod, Paris, France, 2002.
- [14] R. Gold, "Maximal Recursive Sequences with 3-Valued Recursive Cross Correlation Functions," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-14, pp. 154–156, janvier 1968.
- [15] J. Tan et G. L. Stüber, "Anti-Jamming Performance of Multi-Carrier Spread Spectrum with Constant Envelope," in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Anchorage, Alaska, mai 2003, pp. 743–747.
- [16] T. Starr, J. M. Cioffi, et P. Silverman, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*, 1st ed. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, EUA 07458, 1999.
- [17] C. R. Nassar, S. Shattil, Z. Wu, et M. Michellini, "High-Performance MC-CDMA via Carrier Interferometry Codes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 6, pp. 1344–1353, novembre 2001.
- [18] L. B. Milstein, "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 6, pp. 657–671, juin 1988.
- [19] C. Panazio et M. Bellanger, "Synchronisation de Symbole et de Chip dans le Domaine Fréquentiel pour les Systèmes DS-CDMA et MC-CDMA," in *GRETSI*, Paris, France, September 2003.
- [20] C. Shannon, "A mathematical theory of communication," in *Bell Systems Technical Journal*, vol. 27, juillet et octobre 1948, pp. 623–659 et 623–656.
- [21] W. Chung, J. Balakrishnam, W. A. Sethares, et J. C. R. Johnson, "Timing Recovery Based on Dispersion Minimization," in *Conference on Information Sciences and Systems*, mars 2001.

- [22] U. Mengali et A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, 1st ed. New York and London : Plenum Press, 1997.
- [23] H. Meyr, M. Moeneclaey, et S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers : Synchronisation, Channel Estimation and Signal Processing*, 1st ed. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 1997.
- [24] *UE Radio Transmission and Reception (FDD)*. 3GPP TS 25.101, V5.4.0, 2002-09.
- [25] J. M. Brossier, *Signal et Communication Numérique : Égalisation et Synchronisation*, 1st ed. Hermès, 1997.
- [26] A. M. Thurston, "Practical acquisition issues for UTMS," in *Proceedings of the IEE 3G 2000 mobile communication technologies*, Londres, Royaume-Uni, mai 2000, pp. 371–375.
- [27] M. Sawahashi, K. Higuchi, S. Tanaka, et F. Adachi, "Improvements in W-CDMA principles and experimental results," *Annales des télécommunications*, vol. 56, no. 5, pp. 236–259, mai/juin 2001.
- [28] Y.-J. Ryu et D.-S. Han, "Timing phase estimator overcoming rayleigh fading for ofdm systems," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 47, no. 3, pp. 370–377, août 2001.
- [29] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. Mc-Graw Hill, 2002.
- [30] U. Madhow et M. L. Honig, "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread Spectrum CDMA," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 42, no. 12, pp. 3178–3188, decembre 1994.
- [31] S. Verdú, *Multiuser Detection*, 1st ed. Cambridge University Press, 1998.
- [32] D. Koulakiotis et A. H. Aghvami, "Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems : a review," *IEEE Personal Communications*, vol. 7, no. 3, pp. 24–34, juin 2000.
- [33] K. Hooli, M. Latva-aho, et M. Juntti, "Multiple access interference suppression with linear chip equalizers in WCDMA downlink receivers," in *Proc. IEEE Global Communications Conf. (Globecom)*, Rio de Janeiro, Brazil, decembre 1999, pp. 467–471.
- [34] R. Prasad, *CDMA for Wireless Personal Communications*, 1st ed. Artech, 1996.
- [35] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering : Algorithms and Practical Implementation*, 1st ed. Kluwer Academic Publishers, 1997.

- [36] M. G. Bellanger, *Adaptive Digital Filters*, 2nd ed. Marcel Dekker, 2001.
- [37] E. R. Ferrara, "Fast implementation of lms adaptive filters," *IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 28, no. 5, pp. 474–475, août 1980.
- [38] J. J. Shynk, "Frequency domain and multirate adaptive filtering," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 14–37, janvier 1992.
- [39] L. Qin et M. G. Bellanger, "Equalization issues in multicarrier transmission using filter banks," *Annales de Télécommunications*, vol. 52, no. 1-2, pp. 31–38, janvier 1997.
- [40] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Ölçer, et J. M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines," *IEEE Communications Magazine*, pp. 98–104, mai 1983.
- [41] S. K. Mitra, *Signal Processing*, 3rd ed. Mc-Graw Hill, 2002.
- [42] G. A. Clark, S. R. Parker, et S. K. Mitra, "A unified approach to time and frequency-domain realization of FIR adaptive digital filters," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 31, no. 5, pp. 1073–1083, octobre 1983.
- [43] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, 1996.
- [44] D. Mansour et J. A. H. Gray, "Unconstrained frequency-domain adaptive filter," *IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 30, no. 5, pp. 726–734, octobre 1982.
- [45] B. Farhang-Boroujeny et K. S. Chan, "Analysis of the frequency-domain block LMS algorithm," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 48, no. 8, pp. 2332–2342, août 2000.
- [46] P. J. Davis, *Circulant Matrices*. Wiley, 1979.
- [47] D. T. M. Slock, "Signal processing challenges for wireless communications," in *ISCCSP'2004, 1st International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 21-24 March 2004, Hammamet, Tunisia*, mars 2004.
- [48] C. V. Sinn et J. Gotze, "Avoidance of guard periods in block transmission systems," in *4th IEEE SPAWC 2003*, Rome, IT, juin 2003, pp. 432–436.
- [49] W. C. Jakes, *Microwave mobile communications*. Wiley-Interscience, 1974.



- [50] G. P. White, Y. Zakharov, et A. Burr, “Chip-equalised uplink for fast fading channels,” in *5th IEEE workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, juillet 2004.
- [51] N. Hicheri, M. Terre, et B. Fino, “OFDM and DS-SS approaches, analysis of performances on fading multipath channels,” in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. The 13th IEEE International Symposium on*, septembre 2002, pp. 1498 – 1501.
- [52] R. L. Gouable et M. Helard, “Performance of MC-SS systems in multipath indoor environments. comparison with COFDM-TDMA system,” in *3G Mobile Communication Technologies, First International Conference on*, mars 2000, pp. 81–85.
- [53] C. Ibars et Y. Bar-Ness, “Comparing the Performance of Coded Multiuser OFDM and Multi-Carrier SS,” in *Proc. IEEE Global Communications Conference (Globecom’01)*, San Antonio, EUA, novembre 2001, pp. 881–885.
- [54] M. G. Bellanger, *Traitement numérique du signal : théorie et pratique*, 6th ed. Dunod, Paris, France, 1998.
- [55] M. Sharif, C. Florens, M. Fazel, et B. Hassibi, “Peak to average power reduction using amplitude and sign adjustment,” in *IEEE International Conference on Communications*, juin 2004, pp. 837 – 841.
- [56] R. Laroya, S. Uppala, et J. Li, “Designing a mobile broadband wireless access network,” *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 20–28, septembre 2004.
- [57] *Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for UTRAN enhancement (Release 6)*. 3GPP TR 25.892, V6.0.0, 2004-06.



# Synchronisation de Symbole et de Chip dans le Domaine Fréquentiel pour les Systèmes DS-CDMA et MC-CDMA

C. PANAZIO et M. BELLANGER

Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM) –  
292, rue Saint-Martin, 75142, Paris – France – Cedex 03 – Tél: +33-(0)1 40 27 20 82  
{cpanazio, bellang}@cnam.fr

**Résumé :** L'approche fréquentielle proposée conduit à des techniques simples et efficaces pour la synchronisation des symboles et des chips, applicable aux systèmes DS-CDMA et MC-CDMA. La technique de synchronisation des symboles présente une variance élevée et une non linéarité autour de la position du synchronisme de chip et doit être complétée. Les performances obtenues avec la méthode complémentaire proposée pour la synchronisation de chip sont équivalentes à celles de la technique Müller & Mueller Detector, et ainsi, la technique permet un traitement au débit de chip et non au double comme la méthode « early-late gate ».

**Abstract :** We propose a simple and efficient frequential scheme for symbol and chip synchronisation that can be used for direct sequence (DS) and multicarrier (MC) CDMA. The technique for symbol synchronisation presents high variance and is non linear near chip synchronism. Therefore, we use a complementary scheme for chip synchronisation that works at chip rate and has almost the same performance of the Müller & Mueller Detector.

## 1. Introduction

Dans un système CDMA (code division multiple access), une bonne synchronisation permet d'atteindre une meilleure performance et d'augmenter la fiabilité et la capacité du système. De plus, le système de synchronisation peut devoir être autodidacte, et ne pas avoir d'autres références que le code d'étalement. Dans ce travail on traite la synchronisation en deux étages séparés : synchronisation de symbole et synchronisation de chip. Le premier cherche le début et la fin du symbole étalé avec une erreur maximale de la moitié de la période de chip ( $T_c$ ) et le deuxième corrige l'erreur du premier et de poursuit d'éventuelles modifications du retard. Pour effectuer de telles opérations, nous proposons une technique de synchronisation pour les symboles et une autre pour les chips, dans le domaine fréquentiel, qui peuvent s'appliquer aux systèmes DS (direct sequence)-CDMA et MC (multicarrier)-CDMA.

## 2. Modèle du système simulé

Etant donnée la dualité entre les systèmes DS-CDMA et MC-CDMA [1], les techniques présentées peuvent être utilisées pour les deux systèmes. Dans ce travail, comme le traitement du signal est fait dans le domaine fréquentiel, ce qui est naturel pour le MC-CDMA, on a choisi d'utiliser un système basé sur le DS-CDMA, puisque le développement pour le MC-CDMA peut être fait de manière directe.

Afin de simplifier l'analyse, nous allons considérer seulement un trajet et un utilisateur. Dans ces conditions, le signal reçu  $r(t)$  est fourni par :

$$r(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ a\left(\left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor\right) c(m)_N h(t - mT_c) \right\} + n(t) \quad (1)$$

où la séquence d'étalement de longueur  $N$  est représentée par  $c(m) \in \{+1, -1\}$ ,  $(m)_N$  est la fonction  $m \bmod N$ , le symbole de l'utilisateur est  $a(m) \in \{-1, +1\}$ ,  $n(t)$  est le bruit gaussien et  $h(t)$  est la réponse impulsionnelle du canal qui est donnée par :

$$h(t) = \gamma r_{\cos}(t) * \delta(t + \tau) \quad (2)$$

où  $r_{\cos}(\cdot)$  est la fonction cosinus surélevé,  $\delta(\cdot)$  est la fonction de Dirac,  $\tau$  et  $\gamma$  sont respectivement le retard et le gain complexe du trajet.

Pour toutes les simulations, le code d'étalement a été obtenu avec une séquence pseudo-aléatoire générée avec le polynôme  $g(x)=1+x+x^6$  initialisé avec  $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$  et, après, la séquence de 63 chips a été complétée avec un chip de valeur  $-1$  de façon à avoir une moyenne nulle et totalisant  $N=64$  chips. Sans perte de généralité, la valeur de  $\gamma$  a été fixée à un pour toutes les simulations.

## 3. Les techniques de synchronisation

### 3.1. Synchronisation de symbole

Afin de simplifier l'analyse, on considère l'absence du bruit et que  $a(m)$  est toujours égal à un. Le signal reçu passe par une transformée de Fourier discrète (TFD) de taille  $N$ . Ainsi, après la transformation, le signal pour le  $m$ -ème symbole est représenté par :

$$R(k) = \sum_{n=mN}^{N(m+1)-1} r(nT_c) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = C(k)H(k) \quad (3)$$

où  $C(k)$  et  $H(k)$  sont respectivement les TFD du code d'étalement et du canal. La phase et l'amplitude du canal pour plusieurs retards sont montrés dans la figure 1.

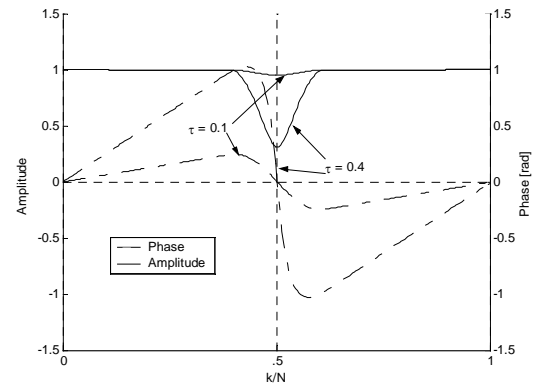


Fig. 1. Amplitude et phase pour différents retards,  $\gamma=1$  et roll-off  $\alpha=0,22$

Pour le désétalement, nous prenons  $U(k)=R(k)C^*(k)$ . De cette façon, la phase de  $U(k)$  devient la phase de  $H(k)$  qui, par définition, est égale à  $\frac{2\pi k\tau}{N} + \phi(\gamma)$  pour  $k$

$$\notin \left[ \left[ \frac{N(1-\alpha)}{2} \right], \left[ \frac{N(1+\alpha)}{2} \right] \right], \text{ et proportionnelle mais non}$$

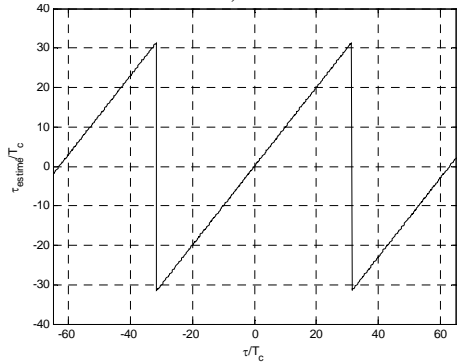
linéaire dans cet intervalle, où existe du repliement de spectre.

L'approche la plus simple pour effectuer une première estimation consiste à calculer le premier terme de la fonction d'auto-corrélation, c'est-à-dire l'accumulation des produits  $U(k)U^*(k-1)$ . On obtient ainsi :

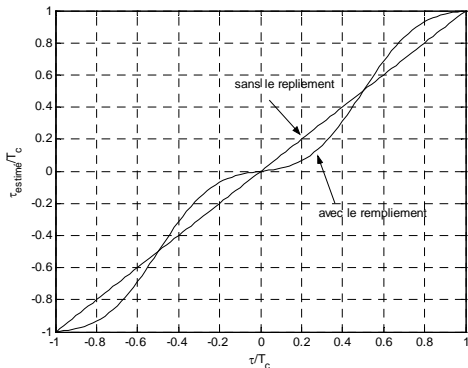
$$\begin{aligned} \hat{\tau} &= \frac{N}{2\pi} \arg \left( \sum_{k \notin \left[ \frac{(1-\alpha)N}{2}, \frac{(1+\alpha)N}{2} \right]}^{N-1} U(k)U^*(k-1) \right) \\ &= \frac{N}{2\pi} \arg \left( \beta e^{j\frac{2\pi\tau}{N}} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{où } \beta = \sum_{k \notin \left[ \frac{(1-\alpha)N}{2}, \frac{(1+\alpha)N}{2} \right]}^{N-1} |\gamma|^2 |C(k)|^2 |C(k-1)|^2.$$

La même approche a déjà été utilisée pour la synchronisation en OFDM avec des symboles pilotes ([2], par exemple). Si on faisait la sommation en incluant la zone du repliement de spectre, on pourrait augmenter le rapport signal-bruit de l'estimateur, mais on introduirait une distorsion non désirée au voisinage du synchronisme de chip. On peut voir cette distorsion dans la figure 2(b), où on utilise un système avec roll-off  $\alpha = 0,22$ .



(a)



(b)

Fig. 2. (a) Retard estimé et (b) retard estimé au voisinage de la situation de synchronisme de symbole et de chip

La figure 3 présente la convergence d'une réalisation de l'algorithme en utilisant un filtre simple du type

$$\tau_{\text{estimé}}(n+1) = \tau_{\text{estimé}}(n) + \mu \frac{N}{2\pi} \arg \left( \beta e^{j\frac{2\pi\tau}{N}} \right).$$

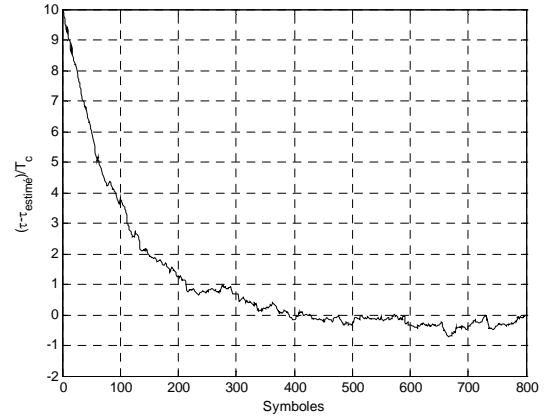


Fig. 3. Convergence de la technique de synchronisation de symbole avec  $\tau = 10T_c$ ,  $E_b/N_o = 14$  dB,  $\alpha = 0,22$  et  $\mu = 0,01$ .

En regardant la figure 3, on peut déjà constater que cette technique possède une variance considérable. L'origine de cette variance découle de la multiplication des termes du bruit contenus en  $U(k)$  et  $U(k-1)$  qui font augmenter la variance du bruit et, en conséquence, la variance de l'estimation du retard.

Il faudrait aussi comparer la valeur  $\left| \sum_{i=0}^{N-1} U(k) \right|$  (ou une moyenne de cette valeur) avec un seuil, afin de détecter quand passer à la synchronisation de chip et arrêter le processus de synchronisation de symbole.

### 3.2. Synchronisation de chip

Pour la synchronisation de chip, il est possible d'exploiter les propriétés des termes  $U(k)$ . En effet, la phase de  $U(k)$  est proportionnelle au retard du canal, comme le montre la figure 1. En supposant une erreur de synchronisation voisine de  $\pm 0,5T_c$ , pour un code réel et avec  $\gamma=1$ , le retard est proportionnel à la quantité :

$$\tau \propto \arctan \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} U(k) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} U(k) \right\}} \right) \quad (5)$$

Si  $N$  est impair, la limite de sommation devient  $(N-1)/2$  pour les parties réelles et imaginaires.

Afin de rendre cette technique insensible à la phase de  $\gamma$  et au code, on peut séparer  $r(nT_c + \tau)$  en parties réelle et imaginaire. Les relations suivantes sont vérifiées pour la TFD  $G(k)$  d'un signal  $g(t)$  :

$$\text{TFD} \{ \text{Re} \{ g(t) \} \} = \frac{1}{2} \{ G(k)_N + G^*(-k)_N \} \quad (6)$$

$$\text{TFD} \{ j \text{Im} \{ g(t) \} \} = \frac{1}{2} \{ G(k)_N - G^*(-k)_N \}$$

En reportant ces relations dans la relation (5) et en effectuant, pour éliminer les calculs de tangente, le produit de la partie réelle par la partie imaginaire, on obtient une estimation généralisée pour la synchronisation de chip :

$$\psi(n) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{ U(k)_N + U^*(-k)_N \} \right\} \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{ U(k)_N + U^*(-k)_N \} \right\} + \quad (7)$$

$$\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{ -jU(k)_N + jU^*(-k)_N \} \right\} \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{ -jU(k)_N + jU^*(-k)_N \} \right\}$$

Si  $N$  est impair, la limite de sommation devient  $(N-1)/2$  pour les parties réelles et imaginaires.

Cette technique est insensible à une rotation de phase, elle possède une certaine résistance à l'offset de fréquence et elle a une performance similaire à celle de la technique Müller & Mueller Detector (MMD) [3][4].

Encore, si on regarde la figure 1, on peut s'apercevoir, étant donné un retard  $\tau$ , que la partie imaginaire de  $H(k)$  varie selon la valeur de  $k$ . Ainsi, basé sur l'idée de la technique du « maximum ratio combining », on peut pondérer la sommation de la partie imaginaire de (7) avec un gain proportionnel à la partie imaginaire de  $H(k)$  pour un petit  $\tau$ , de façon à avoir une meilleure performance autour du point de synchronisme.

Sans la multiplication par  $U^*(k-1)$ , la puissance du bruit est réduite, mais on n'a pas la capacité de corriger des retards plus grands que  $T_c$ . On peut voir cette caractéristique par la courbe « S » qui a la pente normalisée à l'origine ( $\tau = 0$ ) et est donnée à la figure 3.

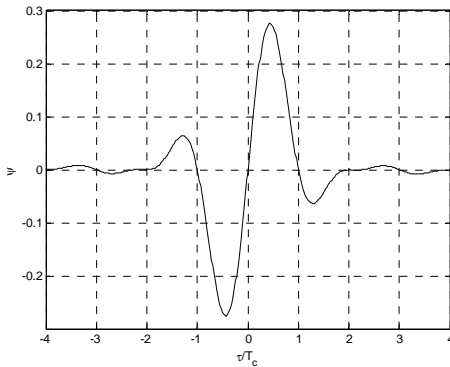


Fig. 3. La courbe « S » de la technique proposée.

La mise à jour du retard est faite avec  $\hat{\tau}_{estime}(n+1) = \hat{\tau}_{estime}(n) + \mu \psi_{normalisé}(n)$  symbole par symbole. La figure 4 montre des comparaisons entre la technique proposée et la technique early-late gate (ELG) [3][4] qui est généralement utilisée pour faire la synchronisation de chip pour les systèmes DS-CDMA. L'ELG utilise le même processus de mise à jour que notre proposition et le pas d'adaptation  $\mu$  est égal à 0,0391, ce qui représente une largeur de bande de boucle normalisée égale à  $1.10^{-2}$  pour les deux techniques.

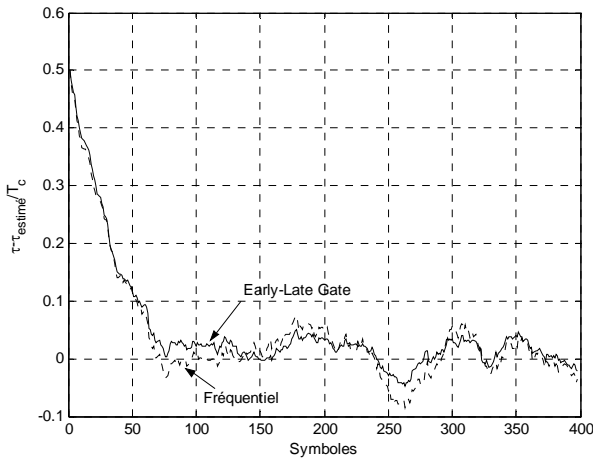


Fig. 4. Erreur d'estimation dans le temps. Paramètres

$$\tau = 0,5, E_b/N_o = 10 \text{ dB}, .$$

## 4. Résultats

Afin de comparer la performance de chaque technique, on montre dans les figures 5 et 6 la variance normalisée de l'estimation du retard pour chaque technique et pour la borne de Cramér-Rao Modifiée (BCRM) [4]. Cette borne est donnée par :

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{B_L T}{4\pi^2 \xi} \frac{1}{E_s/N_o} \quad (8)$$

où  $E_s/N_o$  est le rapport énergie de symbole par densité spectrale du bruit qui, dans notre cas, est égal à  $E_b/N_o$  et  $\xi$  est un paramètre sans dimensionnel qui est dépendant de l'impulsion de transmission/réception. Pour un cosinus surélevé :

$$\xi = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{3} + \alpha^2 \left( 1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \right) \quad (9)$$

Pour la technique de synchronisation de chip améliorée avec la pondération, on a utilisé un retard  $\tau=0,1$  pour extraire les coefficients de pondération .

Pour la technique de synchronisation de symbole, on a utilisé une moyenne faite sur 50 symboles qui est équivalent à la même  $B_L T$  utilisée dans les simulations ci-dessous. Le moyennage permet de réduire la variance de l'estimateur par rapport à un système bouclé pour faible valeurs de  $E_s/N_o$ .

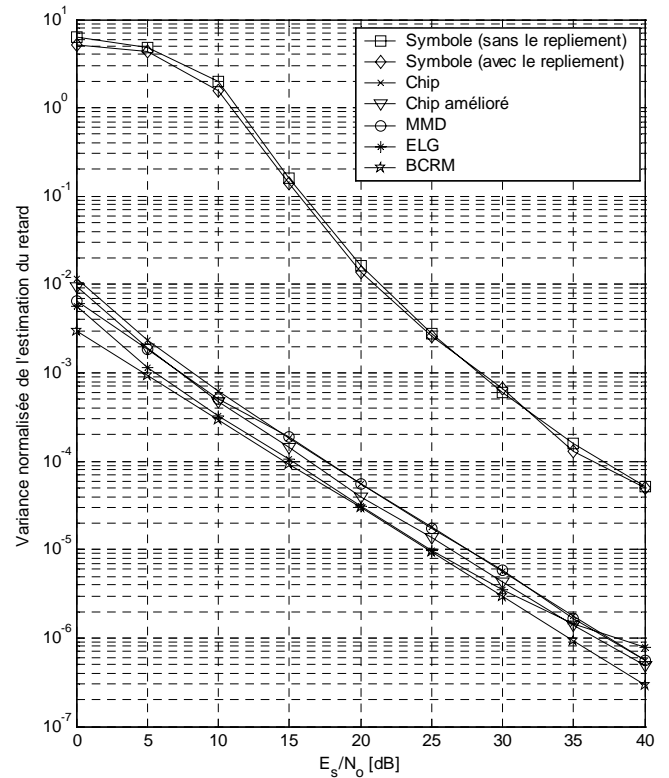


Fig. 5. Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_L T = 1.10^{-2}$  et  $\alpha = 0,22$ .

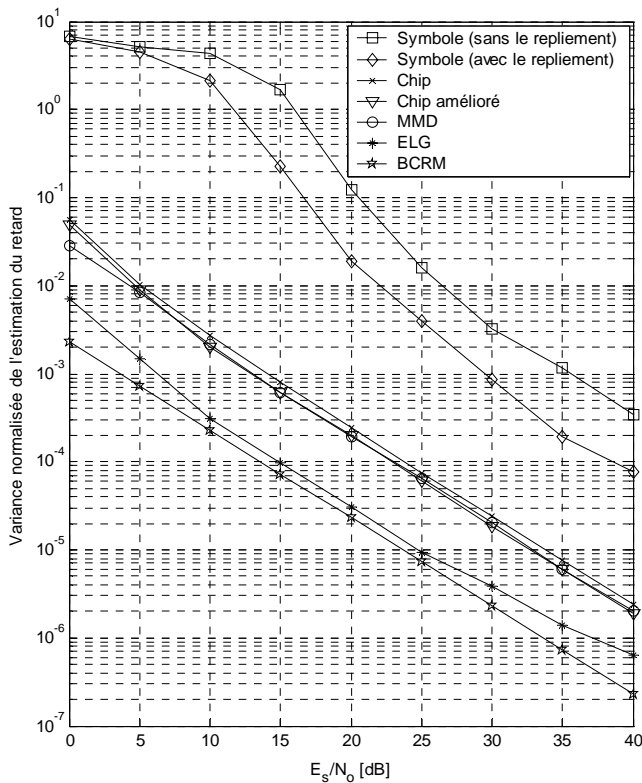


Fig. 6. Variance normalisée de l'estimation du retard pour  $B_I T = 1.10^{-2}$  et  $\alpha = 0,75$ .

Premièrement, on peut noter que la variance de la technique de synchronisation de symbole est considérablement plus mauvaise que celle des autres techniques. Cette différence de performance justifie l'utilisation d'autres techniques pour faire la synchronisation fine et la poursuite. En plus, l'utilisation des fréquences hors de la zone de roll-off n'apporte pas de dégradation de performance pour  $\alpha = 0,22$ , mais par contre pour  $\alpha = 0,75$ , la dégradation est très visible.

Deuxièmement, la technique proposée pour faire la synchronisation de chip ne souffre pas de bruit-propre comme l'ELG. L'explication découle de l'absence d'échantillons avec interférence entre symboles avec notre technique et le MMD, alors que l'ELG utilise des échantillons avec interférence. Quant à la performance, notre technique est équivalente à la technique MMD, alors que notre technique améliorée par la pondération réussit à augmenter la performance de 1 dB environ. Il est intéressant de noter que notre technique, comme la MMD, souffre de dégradation de performance avec l'augmentation du factor de roll-off.

## 5. Conclusion et Perspectives

L'approche utilisée pour la synchronisation de symbole permet également de réaliser la synchronisation de chip. Cependant, sa précision est insuffisante pour les faibles rapports signal à bruit et elle est complétée par une technique fréquentielle spécifique qui travaille au débit de chip et a une performance de variance d'estimation équivalente à la technique Mueller & Müller. La technique fréquentielle peut être améliorée autour du point de synchronisme avec une pondération de chaque sous-porteuse. Par ailleurs, les deux techniques peuvent être améliorées avec la pondération de

chaque sous-porteuse en présence de bruit coloré, par exemple.

La suite de ce travail consistera à analyser le comportement de ces techniques dans la situation de multitrajets. Il faut également remarquer que la synchronisation peut être perturbée par la présence d'autres utilisateurs, en fonction du type de code utilisé, indépendamment du bruit dans le canal. Ce problème peut être résolu par l'utilisation d'un égaliseur, et ce point est en cours d'étude.

Un autre avantage de l'approche fréquentielle est de permettre la compatibilité entre les schémas DS-CDMA et OFDM, ce qui peut ouvrir des perspectives pour un récepteur sans fil universel.

## Références

- [1] C. Ibars and Y Bar-Ness, *The principle of time-frequency duality of DS-CDMA and MC-CDMA*, Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, Mars 2002
- [2] Ryu, Y.-J. et Han, D.-S., *Timing Phase Estimator Overcoming Rayleigh Fading for OFDM Systems*, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 3, août 2001.
- [3] H. Meyrs, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers: Synchronisation, Channel Estimation and Signal Processing*, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 1<sup>ère</sup> ed., 1998
- [4] U. Mengali et A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, New York and London: Plenum Press 1997

# On the Frequency Domain Approach for Spread Spectrum Receivers: Towards a Convergence of DS-CDMA, MC-CDMA and OFDM

Cristiano Panazio  
 Conservatoire National des Arts  
 et Mtiars (CNAM)  
 292, rue Saint-Martin, 75142,  
 Paris - France - Cedex 03  
 Email: cpanazio@cnam.fr

Maurice Bellanger  
 Conservatoire National des Arts  
 et Mtiars (CNAM)  
 292, rue Saint-Martin, 75142,  
 Paris - France - Cedex 03  
 Email: bellang@cnam.fr

**Abstract** — The RAKE receiver is suboptimal when noise is non white, as in wideband CDMA systems. Frequency domain processing provides an efficient way to eliminate narrowband interference or exploit colored noise and it can significantly outperform the RAKE receiver. Additionally, other functions can be carried out directly in frequency domain, such as despreading, synchronization that is crucial for performance and equalization, which can mitigate multiuser interference. In this paper we discuss the frequency domain processing for DS-CDMA and potential gains are assessed by simulation results. An additional and important feature is that the frequency domain receiver for DS-CDMA also provides a common platform for MC-CDMA and OFDM, paving the way for an universal receiver.

## I. INTRODUCTION

Spread spectrum receivers are generally implemented in the time domain: each block of received chips is correlated with the code to recover the spread data. The transmission channel is assumed flat and the major problem is the level of the noise, which is presupposed to be white and Gaussian, leading to a spreading gain equal to the length of the code.

The assessment of the performance of spread spectrum is not so simple and straightforward when the transmission channel and the noise cannot be assumed flat, as in wideband CDMA (Code Division Multiple Access) systems.

Non flat channel generates multiuser interference. Colored noise may arise from co-channel interference for example. Narrowband interference may be generated by means of intentional jamming, cross-modulation and intermodulation from adjacent narrowband system, harmonic distortion, interference of high clock computers and other electronic equipments.

An elegant approach to introduce the dependency of the system performance on the channel frequency response and also the noise spectrum, consists in analyzing the operations of the receiver in the frequency domain. Efficient implementations of some or all the functions of spread spectrum receivers have even been proposed [1]-[6]. They are based on a DFT (Discrete Fourier Transform) whose length  $L$  equals the length  $N$  of the spreading code. References [1]-[3] exploit the fact that spreading, in fact, is a multicarrier modulation, with  $L$  carriers characterized by their amplitudes and their phases. The approach is computationally intensive, but a crucial advantage is that it provides an efficient way to eliminate narrowband interference and exploit colored noise. In addition, a global optimization of the receiver can be performed, including synchronization, equalization and optimal detection.

The purpose of the present paper is to discuss frequency domain despreading and assess the potential gains. The principle of the receiver is recalled in section 2 and its main functions are described. The impact of the noise spectrum on the performance is analyzed in section 3. Section 4 is dedicated to synchronization issues while section 5 deals with channel equalization. An important aspect of future cellular and wireless systems is raised in the conclusion, namely the compatibility of CDMA with the other major multicarrier technique, OFDM (Orthogonal Frequency Domain Multiplex). In the context of software defined radio, one can think of designing a frequency domain receiver capable of processing both types of signals.

## II. THE FREQUENCY DOMAIN RECEIVER

The spreading code of length  $N$  of a DS-CDMA (Direct Sequence) system can be described in the frequency domain as  $N$  carriers characterized by their amplitudes and phases. We may see this as the opposite of the generation of the time-domain signal of an MC-CDMA (Multi Carrier) system.

The block-diagram of the frequency domain receiver is shown in figure 1.

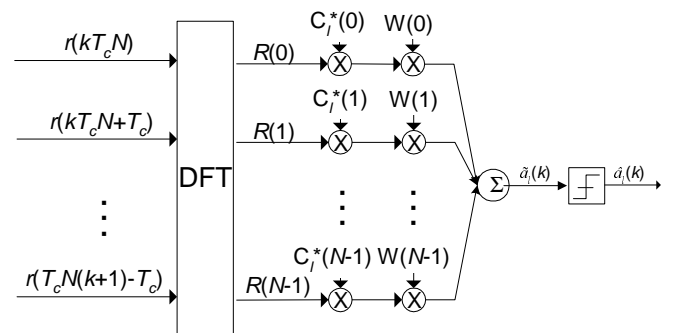


Figure 1: Frequency domain receiver schematics

The received signals are processed by blocks of the size of the spreading code  $N$ , obtained from the continuous time function that represents the received signal  $r(t)$  given by:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ a_l \left( \left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor \right) c_l(\text{mod}(m, N)) h_l(t - mT_c) \right\} + n(t) \quad (1)$$

where  $l$  means the  $l$ -th user, the spreading sequence is represented by  $c_l(k)$ , the user's symbol is  $a_l(k) \in \{+1, -1\}$ ,  $n(t)$  is the noise and  $h_l(t)$  is the channel, which is given by:

$$h_l(t) = \sum_{p=1}^P \gamma_{l,p}(t) r_{\cos}(t) * \delta(t - \tau_{l,p}) \quad (2)$$

where  $r_{\cos}(\cdot)$  is the raised cosine function,  $\delta(\cdot)$  is the Dirac function,  $p$  means the  $p$ -th propagation path,  $\tau_{l,p}$  and  $\gamma_{l,p}(t)$  are the path delay and the fading process obtained by the Jakes model respectively. Since the despreading is obtained in time domain by the code matched filter, in frequency domain the despreading is done by multiplying the DFT outputs by the conjugate of the spreading code in frequency domain, namely:

$$C_l^*(i) = \sum_{n=0}^{N-1} c_l^*(n) e^{j \frac{2\pi n i}{N}} \quad (3)$$

The spread symbol is recovered by the following operation:

$$\tilde{a}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} R(i) C_l^*(i) \quad (4)$$

The coefficient  $W(i)$  is a complex gain that can be used to equalize the received signal and/or maximize the signal-to-noise ratio at the input of the decision device. For example, to implement the analogous of the RAKE receiver in frequency domain, we need the channel matched filter:

$$W_{RAKE}(i) = H^*(i) \quad (5)$$

where  $H(i)$  is the  $N$ -point DFT of the channel impulse response. Such technique is used in [1]. The subscript in  $W$  denotes the criterion used to obtain the equalizer coefficient.

It is worth noting that these operations in frequency would require a cyclic convolution of the channel with the transmitted signal, but this hypothesis does not hold, since the traditional DS-CDMA system does not have a cyclic prefix (CP). This leads to a segmentation of the received delayed paths, as illustrated in figure 2, leading to intersymbol interference when trying to despread them and the lost of the energy of the samples outside the DFT window. The degradation is proportional to the delay of the path and its power. In order to illustrate such performance penalty, we have simulated a DS-CDMA system with a spreading factor equal to 64 over a channel  $h(t) = 0.707 + 0.707\delta(t - mT_c)$  for various values of  $m$ . Then, we compared the performance degradation of the frequency implementation of the RAKE with the conventional one. The result is presented in figure 3.

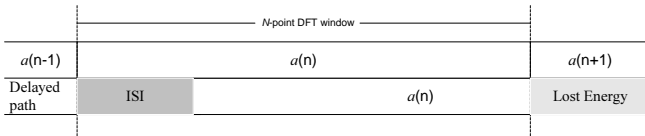


Figure 2:  $N$ -Point DFT window and symbol despreading.

However, it is possible to overcome such problem but first, let us describe the traditional RAKE receiver. Let the channel be  $h(z) = a(0) + a(1)z^{-1} + \dots + a(M-1)z^{-M+1}$ . The RAKE receiver is the channel-code matched filter and it is represented in figure 4. Initially, the received signal  $r(n)$  is processed by the channel matched filter:

$$h^*(1/z^*) = a^*(0) + a^*(1)z^{-1} + \dots + a^*(M-1)z^{-M+1}$$

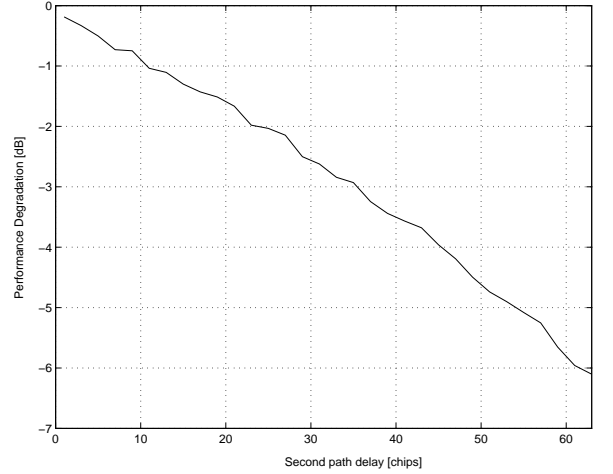


Figure 3: Performance degradation of the frequency domain RAKE.

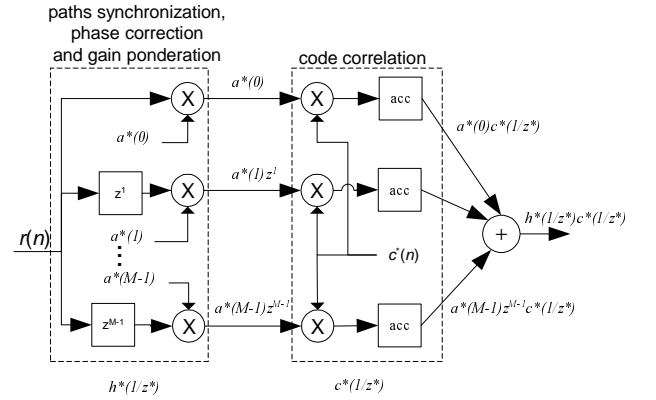


Figure 4: Scheme of RAKE receiver.

Such filter is responsible to synchronize the paths, correct their phases and ponder their gains. Then, each path is correlated with the code and summed-up to obtain the received symbol. Since the code correlation can be done alternatively by the code matched filter, i.e.,

$$c^*(1/z^*) = c(0) + c(1)z^{-1} + \dots + c(N-1)z^{-N+1}$$

the filter that implements the RAKE receiver is given by:

$$h^*(1/z^*)c^*(1/z^*) \quad (6)$$

that has  $M + N - 1$  coefficients and that should be sampled at each  $N$  chips to obtain the estimation of the transmitted symbol.

Such filtering operation can be exactly reproduced in the frequency domain if the DFT has at least  $N' = M + N - 1$  points, and therefore we do not get the performance degradation that exists for the  $N$ -point DFT. It is worth noting that  $W_{RAKE}(i)$  and  $C_l^*(i)$  must be obtained in this case by an  $N'$ -point DFT.

### III. NOISE INFLUENCE IN PERFORMANCE

While the spreading-despreading process of the CDMA concept provides intrinsic robustness against narrowband interference and colored noise [7], the classical RAKE receiver is unable



to exploit these characteristics to increase the system performance. In order to maximize the signal-to-noise ratio, we must take into account the noise and narrowband interference power spectral density  $S_n$ , so that the matched filter (MF) is given by:

$$W_{MF}(i) = \frac{H^*(i)}{S_n(i)} \quad (7)$$

Note that, without the compensation for the noise, the matched filter is exactly the RAKE receiver.

There are other receivers that can also profit of colored noise and narrowband interference. In this paper, we are going to give special attention to the LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) chip-level equalizer. It provides a good (iterative) solution to reduce the multiuser interference for CDMA systems that uses long codes, i.e., when the spreading sequence periodicity spans for more than a symbol period. Long codes makes impossible to use iterative solutions at symbol level to mitigate multiuser interference because the multiuser interference is no longer cyclo-stationary at symbol level. The rationale behind the LMMSE chip-level equalizer is that in downlink all users codes pass through the same channel and thus, with the equalization at chip-level, we can reconstitute the orthogonality of the spreading codes and eliminate multiuser interference.

The LMMSE criterion in time domain is given by:

$$J_{LMMSE} = E \left\{ \left| s(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(k) \right|^2 \right\} \quad (8)$$

where  $s(k)$  is the desired user spread signal and  $(\cdot)^H$  denotes conjugate and transpose. The dual in frequency-domain is given by:

$$J_{LMMSE} = E \left\{ \left| \mathbf{C}_l(i, k)a(k) - W^H(i)R(i, k) \right|^2 \right\} \quad (9)$$

The solution for this cost function, assuming that all users transmit with the same power is :

$$W_{LMMSE}(i) = \frac{\sigma_a^2 H(i)}{\sigma_a^2 N_u |H(i)|^2 + \sigma_n^2 S_n(i)} = \frac{H(i)}{N_u |H(i)|^2 + \frac{S_n(i)}{SNR}} \quad (10)$$

where  $N_u$  is the number of active users.

Comparing the LMMSE solution to the matched filter solution (7), we can see that the LMMSE solution tends to the matched filter when we have small values of SNR, i.e., when the second term of the denominator of the LMMSE solution predominates over the first one. For higher values of SNR, the LMMSE solution tends to the zero forcing solution.

This equalization technique generally needs many coefficients since the delay spread usually spans several chips. Therefore, the frequency domain implementation is well-suited for minimizing the computational cost burden.

In order to illustrate the performance gains for some non-white noise conditions, we simulate a DS-CDMA system with a 64 length Walsh-Hadamard orthogonalization code concatenated with a complex random scrambling code and  $h(z) = 0.727 - 0.582z^{-1} + 0.364z^{-3}$ . The frequency receiver was implemented with a 64-point FFT.

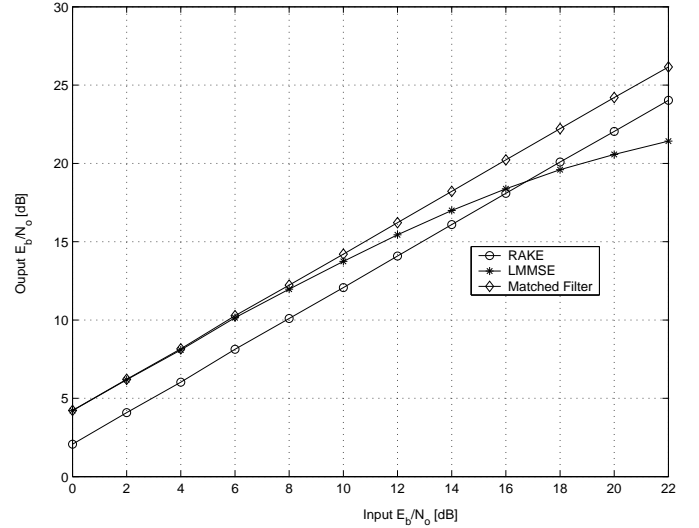


Figure 5: Colored Gaussian noise generated with a white Gaussian noise filtered with  $n(z) = 0.857 + 0.5145z^{-1}$ .

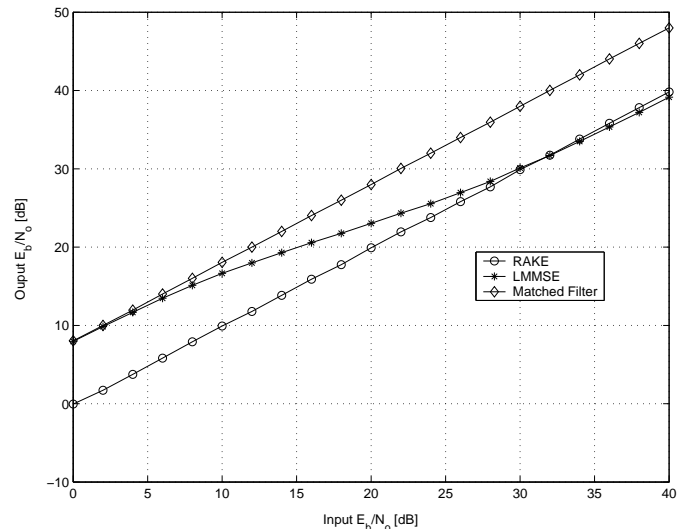


Figure 6: Narrowband Gaussian interference generated with a filter whose zeros are  $0.8e^{\pm j0.469\pi}$  and  $0.8e^{\pm j0.547\pi}$  and the poles are  $0.99e^{\pm j0.469\pi}$  and  $0.99e^{\pm j0.547\pi}$ .

For the colored noise case in figure 5, the gain is approximately 2.2 dB and for the narrowband interference in figure 6, the gain is much more pronounced and is around 8 dB.

#### IV. SYMBOL AND CHIP SYNCHRONIZATION

Synchronization is a crucial aspect of communication systems. In a frequency domain receiver implementation, the position of the DFT window must be specified, i.e., we must determine what is the timing of the CDMA spread symbol. After accomplishing this task, we must pass to chip synchronization in order to refine some misadjustment of the symbol synchronization phase and/or compensate variations of time propagation or sample frequency offsets.

One way of achieving symbol synchronization is to use the correlation properties of the code. An efficient approach is to

take the inverse DFT of  $R(k)C_l^*(k)$ , which represents the correlation of the received signal with the spreading code, and search for the maximum value that represents the path with largest energy, as reference for the DFT window. Some averaging may be needed to reduce the noise and interference distortions.

The estimation of chip synchronization error can be executed directly in frequency domain, for example, using a technique described in [2]. Such technique needs only the knowledge of the desired user spread code and provides performance similar to the Müller and Mueller Detector [8]. For small values of roll-off (e.g., 0.22) it is similar to the performance of the traditional Early-Late Gate timing error detector [8], which is commonly used in CDMA.

It is worth noting that narrowband interferers can be detected and eliminated in order to improve synchronization performance.

## V. MULTIUSER INTERFERENCE MITIGATION

It is well known that a frequency selective channel destroys the orthogonality between the user codes. To solve this problem, many techniques have been developed [9]. The optimal receiver is far too complex for practical implementation, and thus a suboptimal, less complex, technique must be used. In this paper we focus on linear chip-level equalization techniques based on MMSE criterion.

We may think of two different MMSE criterion. One has the capacity to decorrelate the users by working in the code space, taking into account the noise and users powers. It is called MMMSE linear multiuser detection in [11] and we will denote LMMSE detector (LMMSED). Its cost function is given by:

$$J_{LMMSED} = E \left\{ |a_l(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(k)|^2 \right\} \quad (11)$$

where  $a_l$  is the desired transmitted symbol of the  $l$ -th user,  $\mathbf{w}$  is a  $Q$  column vector, where  $Q$  is the equalizer length and  $\mathbf{r}(k)$  is also a  $Q$  column vector that contains the received samples. It works by calculating the cross-correlation among the users and it uses this information to eliminate multiuser interference. It is worth noting that the frequency domain equalizer is analogous to (11), where the only difference is that the vector  $\mathbf{r}$  is replaced by its frequency domain counterpart.

For synchronous users and small values of delay spread when compared to the spreading factor, a value of  $Q = M + N - 1$  provides already good results. For the uplink system, this receiver combats the near-far problem [11]. Nevertheless, with asynchronous users, an infinite number of coefficients is needed to attain optimality. A suboptimal solution for (11) can be achieved if we use a truncated window and if we have the knowledge of all the channels and spreading codes of the active users. The same is valid for long codes systems, even synchronous one. It is noteworthy that better performance can be achieved for asynchronous chip and symbol CDMA systems by means of fractionally spaced equalizers [12].

The other technique applies to the downlink, where all active users pass through the same propagation channel. It consists in recovering the orthogonality by equalizing the received signal which is often referred to chip-level equalization. It works with short or long codes systems. It has the same performance of the linear MMSE detector for full load or one active user systems, but it has lower performance for other load conditions. We have called such technique of chip-level LMMSE and the criterion in the time domain is presented in (8) and, in the frequency domain by (9).

Many articles (e.g., [3][4][5]) have treated the problem of frequency domain equalization for DS-CDMA systems. However, the majority of them make use of cyclic prefix, which is unrealistic, since, currently, there is no DS-CDMA system with cyclic prefix.

In this work, we do not assume cyclic prefix and the mitigation of multiuser interference is demonstrated in the following example. We assume a downlink DS-CDMA system with a 64 Walsh-Hadamard as orthogonalization code with a random complex scrambling sequence, no cyclic prefix and full load. We use the 4 path profile specified in 3GPP standard [10], with relative delay 0,  $T_c$ ,  $2T_c$  and  $3T_c$  with the respective average power 0 dB, -3 dB, -6 dB and -9 dB. We assumed perfect knowledge of the channel. We use an extended DFT of  $2N$  points (128) for both RAKE and LMMSE implementation to show the impact on performance of this large DFT. For the  $2N$ -point DFT we make use of 32 chips of the previous symbol (pre-lap) and consequently, 32 chips of post-lap.

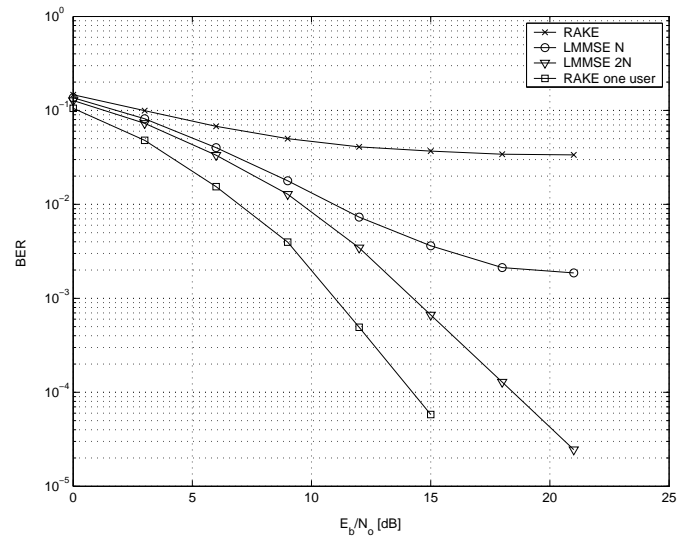


Figure 7: Equalization Performance

In this simulation, the RAKE implemented with  $N$ -point DFT matches the performance of the RAKE with  $2N$ -point DFT for both load cases, since the channel does not have a considerable delay spread. It is worth noting that in this case the performance of the frequency RAKE implementation perfectly matches the performance of temporal RAKE. With respect to the equalization technique, the performance changes dramatically with the size of the DFT. It is seen in figure 7 that the  $N$ -point DFT implementation has an error floor, while the  $2N$ -point DFT implementation does not present such problem for the simulated  $E_b/N_o$  range. The error floor is mostly due to the “wrap-around” error, that can be thought of as time aliasing. The use of a  $2N$ -point DFT can be thought of as higher “sampling rate” in frequency domain, reducing the time domain aliasing. However, the use of a larger DFT for equalization introduces also another optimization variable, that is the position of the DFT window, i.e., the amount of pre-lap and post-lap used in the equalization.

We must call attention to the fact that, for CP systems, it suffices a DFT of the size of the spreading factor to attain optimal performance. Since the CP provides a circulant channel matrix, the channel can be perfectly inverted by the DFT, ex-

cept if the channel delay exceeds the CP size.

An adaptive solution for the LMMSE can be easily achieved. From (10), the denominator is the power spectral density, which can be directly estimated from the output of the DFT. Such procedure avoids the problem of knowing the number of active users and the estimation of the power of the noise. The channel can be estimated recursively in time or in frequency domain, using a pilot channel or a training sequence of the desired user by means of a LMS (Least Mean Square) or even a RLS (Recursive Least Squares) algorithm. The equalizer coefficients can also be iteratively estimated in frequency domain using a LMS based on (9). The estimation of the power spectral density may be used into a normalized LMS algorithm to accelerate convergence.

## VI. DISCUSSION, CONCLUSION AND PERSPECTIVES

A terminal that can support multimode access technologies provides a more comfortable usage and it can minimize cost structure of deployed systems.

In order to implement such terminal, we propose to adopt an universal receiver for DS-CDMA, MC-CDMA, OFDM and even single carrier transmission based on frequency domain processing that can fulfill these requirements and can provide an efficient receiver implementation paving the way for an universal receiver.

One may ask why use DS-CDMA for future systems instead of MC-CDMA. The answer is that DS-CDMA provides a constant envelope for one user while MC-CDMA has large peak to average ratio for the envelope even for one user. Another reason is that the addition of CP complicates considerably the synchronization process and results in redundancy that may not be even exploited. Also, it is worth noting that MC-CDMA provides the same performance of long code DS-CDMA with CP and a LMMSE equalizer [4]. On the other hand, OFDM systems could be interesting if power allocation and bit loading are used.

The frequency domain receiver can offer significant gain with respect to conventional time domain receivers. We have shown that we can exploit the noise characteristics and gain as much as 8 dB in comparison with the RAKE receiver. This result shows that the use of a RAKE receiver as the standard receiver for wideband CDMA may not be the best choice. Moreover, such frequency receiver can efficiently implement an equalizer to counteract multiuser access interference and near-far problems.

The chip-level equalizer can be obtained by different ways, in time domain or in frequency domain, giving a good flexibility for implementation. However, each one presents different characteristics as quality of the estimated coefficients, convergence rate and computational cost that must be taken into account.

For future works, a fractionally frequency implementation will also be analyzed for DS-CDMA system. Such filter can implement a matched pulse transmission filter and timing synchronization by interpolation in frequency domain, which can greatly reduce computational cost when compared to temporal implementation. It can also provide better equalization if there is excess bandwidth. Another aspect that should be analyzed is the size of pre-lap and post-lap for DFTs larger than the spreading factor, which can be a determinant performance factor.

## ACKNOWLEDGMENTS

We would like to express our appreciation to CAPES/COFECUB for supporting this work.

## REFERENCES

- [1] S. Y. Wang and C. C. Huang, "On the architecture and performance of an FFT-based spread-spectrum downlink RAKE receiver," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, pp. 234–243, January 2001.
- [2] C. Panazio and M. Bellanger, "Synchronisation de Symbole et de Chip dans le Domaine Frquentiel pour les Systmes DS-CDMA et MC-CDMA," in *GRETSI*, Paris, France, September 2003.
- [3] L. Brhl and B. Rembold, "Unified Spatio-Temporal Frequency Domain Equalization for Multi- and Single-Carrier CDMA Systems," in *56th IEEE Vehicular Technology Conference VTC'02/Fall*, Vancouver, Canada, September 2002.
- [4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode ds-cdma using frequency domain equalisation in frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 239–241, January 2003.
- [5] I. Martoyo and F. K. Jondral, "Frequency Domain Equalization for the Downlink of CDMA Mobile Radio Systems," in *IEEE International Symposium on Advances in Wireless Communications ISWC2002*, Victoria, Canada, September 2002.
- [6] R. Machauer, M. Iurascu and F. Jondral, "FFT speed multiuser detection for high rate data mode in UTRA-FDD," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Fall*, Atlantic City, US, October 2001.
- [7] A. Viterbi, "Spread spectrum communications: Mythes and realities," *IEEE Communications Magazine*, 50th Anniversary Issue, pp. 39–41, May 2002.
- [8] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, 1st ed. New York and London : Plenum Press, 1997.
- [9] D. Koulakiotis and A. H. Aghvami, "Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: a review," *IEEE Personal Communications*, vol. 7, no. 3, pp. 24–34, June 2000.
- [10] *BS Radio transmission and Reception (FDD)*. 3GPP TS 25.104, V5.4.0, 2002-09.
- [11] S. Verdú, *Multiuser Detection*, 1st ed. Cambridge University Press, 1998.
- [12] U. Madhow and M. L. Honig, "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread Spectrum CDMA," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 42, no. 12, pp. 3178–3188, December 1994.