

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Ing.

PAR  
GALYNA PISKONOVA

TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE

MONTREAL, 19 DÉCEMBRE 2003

© droits réservés de Galyna Piskonova

CE PROJET A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Christian Gargour, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Naïm K. Batani, codirecteur  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. David Bensoussan, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Marcel Gabrea, membre du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 29 OCTOBRE 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE

Galyna Piskonova

## SOMMAIRE

Les communications numériques envahissent la quasi-totalité des domaines d'activités et la demande pour des systèmes de transmissions assurant des très hauts débits avec une qualité de service importante ne cesse de croître. De nombreuses applications sont apparues récemment sur la plupart des supports physiques de transmissions possibles (tant câblés que hertziens).

Ceci a motivé la recherche de nouveaux modes de transmissions capables de supporter des transmissions à large bande. En effet le signal utile est perturbé par de nombreuses dégradations lors de sa transmission (pollution par du bruit et des parasites, atténuation et distorsion lors de la propagation,...). Pour cette raison, il est nécessaire de disposer de techniques de transmission efficaces combinées à des algorithmes de réception adéquats. En outre, le canal de propagation est généralement partagé entre plusieurs sources (la bande de fréquence est par exemple partagée entre les utilisateurs dans les systèmes cellulaires) ce qui nécessite des techniques d'accès multiples pour permettre plusieurs transmissions simultanées.

Plusieurs techniques existent pour transmettre des données sur un canal de transmission. Celles ci peuvent être grossièrement divisées en 3 catégories: multiplexage en temps, par code ou en fréquence. Le multiplexage en temps (TDMA) est utilisé par exemple dans les systèmes de téléphonie cellulaire de 2e génération tandis que le multiplexage par code (CDMA) a été adopté pour les systèmes cellulaires de 3e génération UMTS. La 3e technique: le multiplexage fréquentiel, a été popularisée principalement par le succès des systèmes dits OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing [1]. Le principe des systèmes OFDM est d'utiliser plusieurs fréquences porteuses pour répartir un flot d'informations à transmettre à travers un canal de transmission à large bande sur plusieurs sous-canaux à bande étroite (chacun correspondant à une des fréquences). Ceci explique la dénomination de transmission multiporteuse qui est souvent utilisée pour parler des systèmes OFDM.

Ce mémoire porte sur la conception des systèmes de transmission OFDM et étudie de nouveaux axes de recherche visant à améliorer leur performance et leur fiabilité. Il porte plus particulièrement sur l'un des problèmes les plus importants des systèmes OFDM: celui du facteur de crête ou PAPR: Peak to Average Power Ratio. Celui-ci est dû au fait que la transmission OFDM n'a pas la propriété d'être à enveloppe constante. En effet à

cause de la modulation à l'émetteur des symboles à transmettre par la matrice d'IFFT, les symboles temporels transmis effectivement sur le canal ont un module qui n'est pas constant et varie largement. Ceci conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé pour amplifier le signal avant sa transmission via l'antenne émettrice. Il s'ensuit une distorsion des symboles émis qui peut fortement dégrader les performances du système.

Ce mémoire peut être vu comme étant formé de 2 parties qui sont interconnectées tout au long de ce document :

- Conception et simulation d'un système OFDM traditionnel et adaptation de ce modèle à l'étude de la problématique mentionnée ci-dessus. Dans ce système, la structure des facteurs complexes de rotation est la même que la modulation de données QPSK. Par conséquent, on a besoin d'un canal supplémentaire pour la transmission de l'information concernant ces facteurs de rotation au récepteur.
- Simulations et études des performances du système en utilisant l'approche PTS (Partial Transmit Sequences) modifiée pour diminuer la largeur de bande requise pour la transmission de l'information et du nombre de canaux utilisés. L'approche proposée change les valeurs des facteurs complexes de rotation et évite donc la transmission de l'information latérale concernant ces facteurs de rotation sur un canal supplémentaire. La structure proposée de l'approche PTS donne un bon compromis entre les performances au niveau de facteur de crête et la complexité du système. Elle permet de diminuer le rapport de PAPR de 2-3 dB dépendamment des valeurs des facteurs complexes de rotation comparativement au système OFDM-PTS classique.

# TRANSMISSION OFDM FOR CELLULAR TELEPHONY

Galyna Piskonova

## ABSTRACT

OFDM technology promises to be a key technique for achieving the high data capacity and spectral efficiency requirements for wireless communication systems of the near future. The major problem of these systems is the large Peak-to-Average power Ratio (PAR) of the transmit signal, which renders a straightforward implementation very costly and inefficient.

This thesis presents an investigation into methods for reducing the Crest Factor (peak to average power ratio of the RF signal envelope) of OFDM signals. The required simulations have been performed using the SPW software. This thesis can coarsely be subdivided into two parts which are inter-connected throughout this document.

The first part consist in the design and simulation of a traditional system OFDM, adaptation of this model to study of the problems mentioned above. In the original PTS system, the structure of the complex weighting factors is the same as the QPSK signal structure. However, the weight of the phase rotation must be send to the receiver in side information channels.

In the second part, we propose a modified PTS method (partial transmitted sequences) for reducing the Crest Factor (peak to average power ratio of the RF signal envelope) of OFDM signals in term of reduction the bandwidth necessary for transmission and the number of channels used. This technique achieves a lower CF than the original PTS method , giving a CF as low as 2.5 dB, which is 2-3 dB lower than the original PTS technique. Estimation should be done without using the side information channel for another frequency or time. The structure of the complex weighting factors is changed so as not to confuse it with the phase rotation due to data modulation. By computer simulation, we confirmed that the proposed method have good performance without side information channels and produce a net improvement of 3 dB to the symbol CF. Proposed method give a very good estimation of factors of rotation for large  $E_b/N_0$  and a large number of subcarriers in a cluster IFFT.

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce projet qui s'est déroulé au laboratoire de communication et d'intégration de la micro-électronique, LACIME de l'École de Technologie Supérieure de Montréal, ETS.

Je tiens en tout premier lieu à remercier chaleureusement mon directeur de recherche, Monsieur Christian GARGOUR. Merci pour votre soutien, votre enthousiasme et votre dynamisme constants. Merci surtout pour la confiance que vous m'avez accordée et de m'avoir laissé une grande liberté tout au long de ma thèse.

Je tiens ensuite à remercier mon codirecteur Monsieur Naïm BATANI pour sa sympathie et l'excellence de son encadrement scientifique et pour sa sérénité face à tous les problèmes qu'ils soient scientifiques ou humains.

Merci à tous mes collègues du LACIME dont les conseils et la disponibilité m'ont permis d'avancer dans mon travail.

Je remercie enfin chaleureusement les membres du jury qui ont tous sans hésiter accepté de participer à cette soutenance.

Merci à mes parents, à tous les membres de ma famille qui m'ont encouragée et apporté leur soutien durant ma scolarité. Merci à mon mari Abdelali ELKHETABI sans qui cette thèse ne serait pas. Merci à tous mes amis pour leur amour et grande amitié.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE .....	i
ABSTRACT .....	iii
REMERCIEMENT .....	iv
TABLE DES MATIÈRES .....	vi
LISTE DES TABLEAUX.....	ix
LISTE DES FIGURES.....	xi
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xvii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 LE MULTIPLEXAGE À DIVISION DE FRÉQUENCES ORTHOGONALES : MOTIVATION ET INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	6
1.1 Histoire de l'OFDM .....	6
1.2 Avantages de l'OFDM .....	7
1.3 Inconvénients de l'OFDM.....	10
1.4 Domaines d'application de l'OFDM.....	11
1.4.1 DAB (Digital Audio Broadcasting) .....	12
1.4.2 DVB-T (Digital Audio Broadcasting Terrestrial).....	15
1.4.3 HiperLAN 2 et IEEE802.11A .....	17
1.5 Les caractéristiques de propagation du canal radio- mobile .....	20
1.5.1 Atténuation.....	22
1.5.2 Effets de la propagation par trajets multiples.....	25
1.5.2.1 Distortion de fréquence : effet Doppler .....	27
1.5.2.2 Distortion d'amplitude : Fading de Rayleigh.....	30
1.5.2.3 Fading sélectif en fréquence.....	33
1.5.3 Modélisation d'un canal à trajets multiples .....	34
CHAPITRE 2 PRINCIPES DE BASE DE L'OFDM .....	38
2.1 Orthogonalité.....	41
2.1.1 Orthogonalité de domaine de fréquence .....	43
2.2 Transmission et réception du système OFDM .....	46
2.2.1 Conversion série en parallèle .....	51
2.2.2 Modulation des sous-porteuses .....	53



2.2.3	Conversion du domaine de la fréquences en domaine du temps .....	59
2.2.4	Modulation RF .....	63
2.2.5	Génération complexe du signal OFDM .....	65
2.3	Intervalle de garde.....	70
2.3.1	Protection contre la dispersion temporelle et l'ISI.....	72
2.3.2	Intervalle de garde et espacement entre les porteuses.....	74
2.4	Pondération par une fenêtre .....	74
2.5	Filtrage de Nyquist.....	78
2.6	Estimation des signaux.....	81
2.6.1	Détection différentielle.....	82
2.6.2	Détection cohérente.....	86
2.7	Codage de l'OFM.....	89
2.7.1	Les codes convulutionnels .....	93
2.7.2	Modulation codée par treillis .....	94
2.8	Techniques d'entrelacement et desentrelacement .....	96
<b>CHAPITRE 3 PROBLÈME DE FACTEUR DE CRÊTE D'UN SIGNAL OFDM .....</b>		<b>98</b>
3.1	Métriques existantes.....	98
3.1.1	PAPR (Peak-to-average power ratio).....	98
3.1.2	PMEPR (Peak to Mean Envelop Power Ratio).....	99
3.1.3	Facteur de crête .....	100
3.2	Solutions existantes.....	102
3.2.1	Limitation de puissance maximale de signal OFDM et Fenêtrage .....	103
3.2.2	Techniques de codage .....	104
3.2.2.1	Les codes en bloc .....	104
3.2.2.2	Les codes cycliques.....	106
3.2.2.3	Les séquences de Golay .....	108
3.2.3	Fonction additive de correction.....	111
3.2.4	Méthode de TR (Tone Reservation).....	112
3.2.5	Méthode de PRC (Peak Reduction Carriers) .....	114
3.2.6	Méthode de SLM (Selected Mapping).....	116
3.2.6.1	SLM avec un brouillage .....	118
3.2.7	Méthode de PTS (Partial Transmit Sequence).....	120
<b>CHAPITRE 4 STRUCTURES DE LA MÉTHODE PTS (PARTIAL TRANSMIT SEQUENCE) CLASSIQUE ET MODIFIÉE .....</b>		<b>124</b>
4.1	Structure du système OFDM-PTS classique.....	125
4.2	Initialisation des facteurs complexes de rotation .....	132
4.3	Principe et conception du système final.....	133
4.4	Description et spécification du système .....	137
4.5	Présentation des schémas bloc du système conçu.....	138

CHAPITRE 5 MODÉLISATION, SIMULATIONS ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS .....	142
5.1 Les étapes des simulations .....	142
5.2 Résultats des simulations du système OFDM-PTS classique .....	143
5.3 Simulation du système OFDM-PTS modifié .....	154
5.4 Résultats de la simulation du système OFDM-PTS modifié .....	156
5.5 Interprétation des résultats .....	165
CONCLUSION .....	168
RECOMMANDATIONS .....	170
ANNEXES	
1 : Schema bloc du système OFDM avec l'approche PTS originale par SPW ...	171
2 : Schema bloc d'optimisation des facteurs de rotation modélisé par SPW .....	173
3 : Schema bloc d'adjonction d'un intervalle de garde modélisé par SPW .....	175
4 : Schema bloc du calcul de PAPR modélisé par SPW .....	177
5 : Schema bloc du modulateur I/Q modélisé par SPW .....	179
6 : Schema bloc de soustraction d'un intervalle de garde modélisé par SPW .....	181
7 : Schema bloc modifié d'application des facteurs de rotation modélisé par SPW .....	183
8 : Schema bloc du récepteur de système OFDM avec l'approche PTS modifiée modélisé par SPW .....	185
9 : Schema bloc de recherche des facteurs de rotation pour l'approche PTS modifiée modélisé par SPW .....	187
10: Schema bloc du canal de Rummler modélisé par SPW .....	189
11: Schema bloc d'égaliseur modélisé par SPW .....	191
12: Résultats de la simulation $(P_{\zeta}(\zeta_0))$ du système PTS-OFDM classique, avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotation et modifié .....	193
13: Résultats des simulations $(P_{\zeta}(\zeta_0))$ du système PTS-OFDM modifié (voir la Figure 4-14) avec $V=2$ et $W=4$ .....	196
14: Résultats des simulations (BER) du système PTS-OFDM classique et du système PTS-OFDM modifié avec $V = 2$ et $W = 3$ , Probabilité d'erreur d'estimation de facteurs de rotation du système PTS-OFDM modifié (voir les Figures 4-14 et 4-15), $V \in \{2,3\}$ et $W = 3$ .....	199
BIBLIOGRAPHIE .....	201

## LISTE DES TABLEAUX

		Page
Tableau I	Paramètres de transmission pour les différents modes de DAB .....	13
Tableau II	Paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K).....	17
Tableau III	DVB : SNR requis et Débit binaire net pour des différentes combinaisons du codage et de la modulation .....	17
Tableau IV	Sommaire de caractéristiques d'IEEE802.11b, d'IEEE802.11a et de HIPERLAN2 .....	19
Tableau V	Couche physique de HIPERLAN2 et d'IEEE802.11a.....	20
Tableau VI	Atténuation moyenne en fonction du coefficient d'occupation des sols (COS) ou de la hauteur de l'immeuble.....	24
Tableau VII	Distribution cumulative de Rayleigh .....	33
Tableau VIII	Codage de Gray (format binaire) .....	90
Tableau IX	Paramètres du système OFDM.....	138
Tableau X	Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM (voir la Figure 4-7), $V \in \{2,3\}$ et $W=2$ .....	183
Tableau XI	Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système OFDM-PTS classique (voir la Figure 4-7), $V \in \{2,3\}$ et $W \in \{3,4\}$ .....	183
Tableau XII	Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-13), $V \in \{2,3\}$ et $W \in \{2,3\}$ .....	184
Tableau XIII	Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15) avec $V=2$ et $W=3$ .....	184
Tableau XIV	Résultats des simulations ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM modifié (voir la Figure 4-14) avec $V=2$ et $W=4$ .....	185

Tableau XV	Résultats des simulations (BER) du système PTS-OFDM classique et du système PTS-OFDM modifié avec $V = 2$ et $W = 3$ .....187
Tableau XVI	Probabilité d'erreur d'estimation de facteurs de rotation du système PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15), $V \in \{2,3\}$ et $W = 3$ .....187

## LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1-1	Propagation multichemin .....	21
Figure 1-2	Effets de radio-propagation.....	23
Figure 1-3	Effet Doppler.....	28
Figure 1-4	Les évanouissements de type Rayleigh dans le cas où le mobile se déplace ( 900 MHz).....	30
Figure 1-5	Définition d'un évanouissement.....	32
Figure 1-6	Modélisation du canal de Rummler.....	36
Figure 2-1	Construction d'un signal OFDM dans le domaine du temps.....	42
Figure 2-2	(a) Spectres des différentes porteuses, (b) Spectre du signal OFDM pour 5 porteuses .....	46
Figure 2-3	Répartition des porteuses d'un signal OFDM sur le plan temps/ fréquence .....	47
Figure 2-4	Modulateur du système OFDM.....	50
Figure 2-5	Démodulateur du système OFDM.....	51
Figure 2-6	Composantes en phase et en quadrature d'une porteuse .....	54
Figure 2-7	Exemple d'une constellation de la modulation I –Q (QPSK) .....	55
Figure 2-8	Constellation de la modulation I –Q (QPSK) avec un bruit supplémentaire .....	56
Figure 2-9	Exemple d'une constellation de la modulation I –Q pour 16-QAM.....	57
Figure 2-10	Constellation de la modulation I –Q (16-QAM) avec un bruit supplémentaire .....	58
Figure 2-11	Émetteur du système OFDM, étape d'IFFT .....	59
Figure 2-12	FFT sur 32, 64, et 128 points de 32 échantillons d'une fenêtre rectangulaire.....	60

Figure 2-13	Calcul géométrique de la TFD de $\{x(0),x(1),x(2),x(3)\}$ .....61
Figure 2-14	Partie réelle des cinq premières fonctions de base pour une TFD sur 32 valeurs (N=32) .....62
Figure 2-15	Modulation RF du signal complexe OFDM (en bande de base) avec des techniques analogiques .....64
Figure 2-16	Modulation RF du signal complexe OFDM (en bande de base) avec des techniques numériques. (DDS = Direct Digital Synthesis) .....64
Figure 2-17	Signal OFDM excentré par rapport à la composante continue, $W$ : largeur de bande du signal, $f_{off}$ : fréquence d' excentrage de DC, $f_c$ : fréquence centrale .....66
Figure 2-18	Arrangement des sous-canaux pour la génération d'une forme d'onde réelle dans le domaine du temps ..... 68
Figure 2-19	Arrangement des sous-canaux pour la génération du signal complexe OFDM .....69
Figure 2-20	Adjonction d'un intervalle de garde à un signal OFDM ..... 71
Figure 2-21	Utilité d'un intervalle de garde pour combattre l'ISI ..... 73
Figure 2-22	FFT sur 512 points de 64 échantillons d'une somme de deux sinus (à 150 et 170 Hz, échantillonnées à 1000 Hz)..... 76
Figure 2-23	Spectre d'un signal OFDM non-filtré, 52 sous-canaux ..... 77
Figure 2-24	Spectre d'un signal OFDM non-filtré, 1536 sous-canaux ..... 77
Figure 2-25	Réponse fréquentielle du filtre de Nyquist pour les différentes valeurs de $\alpha$ ..... 79
Figure 2-26	Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist pour les différentes valeurs de $\alpha$ ..... 80
Figure 2-27	Illustration de la déformation d'une constellation 16-QAM par un canal ..... 82
Figure 2-28	Récepteur OFDM employant la détection différentielle ..... 83

Figure 2-29	Estimation différentielle du signal $S_{ij}$ selon l'axe du temps ou de la fréquence .....	83
Figure 2-30	Détection différentielle dans le domaine du temps .....	84
Figure 2-31	Détection différentielle dans le domaine de la fréquence .....	85
Figure 2-32	Récepteur OFDM employant la détection cohérente .....	86
Figure 2-33	Exemple de distribution des signaux de référence et des signaux modulés dans le cas de la démodulation (estimation) cohérente .....	87
Figure 2-34	Configuration des cellules pilotes dispersées en DVB-T .....	88
Figure 2-35	Représentation I-Q pour 16-PSK en utilisant un codage de Gray.....	90
Figure 2-36	Principes de la COFDM dans un canal à trajets multiples .....	92
Figure 2-37	Codeur convolutionnel $R = \frac{1}{2}$ , $k = 3$ .....	93
Figure 2-38	Représentation en treillis .....	95
Figure 2-39	Modulation codée en treillis pour une constellation 8-PSK.....	95
Figure 2-40	Principe simplifié de l'effet du codage et de l'entrelacement.....	97
Figure 3-1	Code en bloc .....	105
Figure 3-2	Schéma de principe de la chaîne de transmission .....	109
Figure 3-3	Position des RPCs par rapport au support des données.....	115
Figure 3-4	Approche SLM (Selected Mapping) de réduction de facteur de crête du signal OFDM.....	117
Figure 3-5	Émetteur SLM-OFDM avec un brouilleur .....	119
Figure 3-6	Récepteur SLM-OFDM avec un débrouilleur.....	120
Figure 3-7	Exemples de répartition des porteuses d'un signal OFDM dans des sous-blocs pour l'approche PTS de la réduction de facteur de crête .....	121
Figure 3-8	Approche PTS de réduction de facteur de crête d'un signal OFDM...	122
Figure 3-9	Application des facteurs de rotation $\tilde{b}_\mu^{(v)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ pour l'approche PTS.....	123

Figure 4-1	Répartition adjacente des porteuses dans des sous-blocs du système OFDM-PTS classique avec $N=4$ et $M=4$ .....	126
Figure 4-2	Schéma bloc du système OFDM-PTS classique .....	128
Figure 4-3	Structure de l'approche PTS classique .....	131
Figure 4-4	Structure modifiée en termes d'application des facteurs complexes de rotation de l'approche PTS originale .....	132
Figure 4-5	Structure des facteurs complexes de rotations de la méthode PTS originale et de la méthode PTS modifiée .....	134
Figure 4-6	Diagramme bloc de la structure de l'approche PTS modifiée.....	135
Figure 4-7	Schéma bloc du système OFDM avec l'approche PTS originale par SPW .....	172
Figure 4-8	Schéma bloc d'optimisation des facteurs de rotation modélisé par SPW .....	173
Figure 4-9	Schéma bloc d'adjonction d'un intervalle de garde modélisé par SPW .....	174
Figure 4-10	Schéma bloc du calcul de PAPR modélisé par SPW .....	175
Figure 4-11	Schéma bloc du modulateur I/Q modélisé par SPW .....	176
Figure 4-12	Schéma bloc de soustraction d'un intervalle de garde modélisé par SPW .....	177
Figure 4-13	Schéma bloc modifié d'application des facteurs de rotation modélisé par SPW .....	178
Figure 4-14	Schéma blocs du récepteur de système OFDM avec l'approche PTS modifiée modélisé par SPW.....	179
Figure 4-15	Schéma bloc de recherche des facteurs de rotation pour l'approche PTS modifiée modélisé par SPW .....	180
Figure 4-16	Schéma bloc du canal de Rumlér modélisé par SPW .....	181
Figure 4-17	Schéma bloc d'égaliseur modélisé par SPW .....	182
Figure 5-1	Spectre du signal OFDM à la sortie d'un seul bloc IFFT et d'un des deux sous-blocs IFFTs .....	144



Figure 5-2	Probabilité $P_{\zeta}(\zeta_0)$ pour un système OFDM-PTS classique (voir la Figure 4-7) avec un nombre de facteurs complexes de rotation égal à $W=2$ , $V \in \{2,3\}$ ..... 145
Figure 5-3	Probabilité $P_{\zeta}(\zeta_0)$ pour un système OFDM-PTS classique (voir la Figure 4-7), $V \in \{2,3\}$ et $W \in \{3,4\}$ ..... 146
Figure 5-4	Probabilité $P_{\zeta}(\zeta_0)$ pour un système PTS-OFDM avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-13), $V \in \{2,3\}$ et $W \in \{2,3\}$ ..... 148
Figure 5-5	Résultats de la simulation pour le système OFDM-PTS classique (voir les Figures 4-7 et 4-8) avec $V=2$ et $W=2$ ..... 150
Figure 5-6	Constellation du signal avant décision pour le système OFDM-PTS classique (voir les Figures 4-7 et 4-8) avec $V=2$ et $W=2$ ..... 151
Figure 5-7	Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS classique (voir les Figure 4-7 et 4-8) après stabilisation de la simulation ( $V=2, W=2$ )..... 152
Figure 5-8	Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotation (voir la Figure 4-13), $V=2, W=2$ ..... 153
Figure 5-9	Probabilité $P_{\zeta}(\zeta_0)$ pour un système PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15) avec $V=2$ et $W=3$ ..... 156
Figure 5-10	Probabilité $P_{\zeta}(\zeta_0)$ pour un système PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15) avec $V=2$ et $W=4$ ..... 158
Figure 5-11	Courbes du BER du système OFDM-PTS classique et du système OFDM-PTS modifié, $V = 2$ et $W = 3$ ..... 159
Figure 5-12	Probabilité $P_e$ d'estimation de facteurs de rotation pour un système

	PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15), $V \in \{2,3\}$ et $W = 3$ .....	161
Figure 5-13	Résultats de la simulation du système OFDM-PTS modifié avec $V=2$ et $W=3$ .....	163
Figure 5-14	Constellation du signal avant décision pour le système OFDM-PTS modifié avec $V=2$ et $W=3$ .....	164
Figure 5-15	Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS modifié après stabilisation de la simulation ( $V=2, W=3$ ) .....	164

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
4G	Fourth Generation mobile phone system
TDMA	Time Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WLAN	Wireless Local Area Network
DAB	Digital Audio Broadcasting
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate (la probabilité d'erreur d'un bit)
PLL	Phase Locked Loop
CDMA	Code Division Multiple Access
CF	Crest Factor
dB	Decibel
bps	Bits per second
Mbps	Mega bits per second ( $10^6$ bps)
MHz	Megahertz ( $10^6$ Hz)
DC	Direct Current (0 Hz)
DFT	Discrete Fourier Transform

DMT	Discrete Multi-Tone
CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
F <sub>s</sub>	Sample Frequency
HiperLAN2	High Performance Radio Local Area Network
Hz	Hertz (cycles per second)
ICI	Inter-Carrier Interference
$\eta$	Marge d'évanouissement
IEEE802.11a	WLAN standard (U.S.), data rate of 54 Mbps
IEEE802.11b	WLAN standard (U.S.), data rate of 11 Mbps
COS	Coefficient d'occupation du sol
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IQ	Inphase Quadrature
ISI	Inter-Symbol Interference (interférence entre symboles)
LO	Local Oscillator
FFM	Flat Fade Margin
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PMEPR	Peak to Mean Envelop Power Ratio

RMS	Root Mean Squared
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC	Raised Cosine (intervalle de garde)
TR	Tone Reservation
PRC	Peak Reduction Carriers
SLM	Selected Mapping
PTS	Partial Transmit Sequence
RF	Radio Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio: rapport signal à bruit

## INTRODUCTION

Le paysage des communications numériques a été fortement modifié depuis le début des années 90 avec le développement de la recherche et des applications dans le domaine des transmissions radiomobiles. Ainsi, les techniques de modulation sur les canaux à trajets multiples sont devenues l'outil incontournable pour concevoir et construire les futurs systèmes universels de communications mobiles.

Ces dernières années, l'intérêt pour la modulation OFDM, une solution parfaite pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multitrajets), a été rétabli, alors que dans le passé le caractère pratique de ce concept semblait être limité.

Le canal à évanouissements (Rayleigh ou Multipath) constitue un modèle mathématique solide pour la grande majorité des canaux réels:

- les canaux de transmission sous-marins (par ondes acoustiques),
- les canaux de transmission entre mobiles et les satellites à orbite basse (GlobalStar, Iridium,...),
- les canaux radiomobiles terrestres (GSM, DECT, ...),
- les canaux de transmission troposphérique.

La propagation d'une onde radio est soumise à plusieurs phénomènes qui peuvent causer des évanouissements, soit la réflexion/réfraction, la diffraction et la dispersion. La réflexion/réfraction c'est le phénomène par lequel une onde électromagnétique est partiellement réfléchi et partiellement transmise lorsqu'elle entre en contact avec un milieu ayant des caractéristiques électriques différentes du milieu d'origine. Le phénomène de diffraction quant à lui, c'est le phénomène par lequel une onde

électromagnétique est atténuée et déviée par un obstacle. En effet, lorsque qu'une onde électromagnétique frappe un obstacle des ondes secondaires apparaissent qui se propagent en contournant l'obstacle pour ensuite se recombinaison pour donner une nouvelle onde électromagnétique atténuée. Pour ce qui est du phénomène de dispersion c'est le phénomène qui se produit lorsqu'une onde électromagnétique frappe sur une surface réfléchissante, alors l'énergie de l'onde réfléchi est diffusée dans toutes les directions.

Tous ces phénomènes mentionnés précédemment contribuent à créer des évanouissements de signal. Ainsi, il existe 2 grandes familles d'évanouissements, les évanouissements à grande et à petite échelle. La différence majeure entre les deux types d'évanouissements c'est que les évanouissements à petite échelle se produisent de façon instantanée sur de très courtes distances de transmission (quelques longueurs d'ondes) [1] et les évanouissements à grande échelle se produisent sur des distances de l'ordre du kilomètre et sont relativement stables dans le temps.

Par ailleurs, la propagation multichemin qui cause des évanouissements à petite échelle provoque une atténuation du signal, des distorsions de phase et d'amplitude du signal. Ces distorsions de phase et d'amplitude sont principalement causées par des délais ou des variations Doppler.

L'étude de la bande du canal utilisé est nécessaire car elle impose une limitation de la largeur de bande du signal transmis. Ainsi, lorsque le signal transmis est plus petit que la bande de cohérence du canal il y a ce que l'on appelle un évanouissement plat (« Flat Fading ») c'est-à-dire que le signal transmis est atténué très fortement de 20dB à 30dB. Ce type d'évanouissements se produit exclusivement pour des signaux à faible largeur de bande. Par contre, lorsque la longueur de bande du signal transmis est plus grande que la bande de cohérence il y a des évanouissements sélectifs en fréquence

(« Frequency Selective Fading »). Ce type d'évanouissements cause des variations de phases et d'amplitudes pour certaines fréquences ce qui introduit de l'interférence inter-symboles (ISI). Ce type d'évanouissements se produit dans le cas de transmissions à large bande. En plus, lorsque le signal transmis subit une atténuation importante (« Flat Fading ») il existe une marge de puissance pour laquelle le signal atténué peut quand même être reçu, c'est la marge d'évanouissements plats (« Flat Fade Margin (FFM) »). Pour un signal transmis qui subit des évanouissements sélectifs en fréquence il y a également une marge de puissance dans laquelle le signal transmis doit se situer pour être capté par le récepteur, c'est la marge d'évanouissements dispersifs (« Dispersive Fade Margin (DFM) »).

La nécessité de réduire l'effet d'ISI causé par les évanouissements sélectifs en fréquence a permis à des nombreuses méthodes de voir le jour. Ces techniques comprennent entre autres les codes de correction d'erreurs, l'entrelacement, la modulation codée et non-codée, les techniques de démodulation et de détection, l'égalisation du canal de transmission, la diversité temporelle, fréquentielle ou spatiale, etc... La diversité temporelle consiste à transmettre l'information à des intervalles plus grands que le temps de cohérence du canal de transmission. La diversité d'espace consiste à transmettre le message d'un émetteur vers un récepteur muni de plusieurs antennes suffisamment espacées pour que les probabilités qu'il y ait un évanouissement soient indépendantes dans chaque cas. Dans la diversité fréquentielle, le message est transmis par plusieurs canaux suffisamment éloignés pour que les probabilités qu'il y ait un évanouissement soient indépendantes. La diversité par polarisation consiste à transmettre un signal à polarisation verticale ou horizontale et à le recevoir au niveau du récepteur par une antenne à diversité de polarisation à deux branches (l'antenne de réception est composée de deux éléments croisés, formant un angle de polarisation de  $\pm\alpha$  avec l'axe des Y).

L'égalisation peut être considérée comme une méthode de diversité temporelle car le récepteur exploite la diversité implicite engendrée par les trajets multiples. Cette



technique peut être très bien utilisée pour corriger les distorsions dues à la propagation multichemin.

La technique de multiplexage fréquentiel orthogonal à porteuses multiples (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) est une alternative intéressante pour combattre les évanouissements sélectifs en fréquence. Cette nouvelle technique qui permet de doubler le débit binaire et par conséquent l'efficacité spectrale sans compromettre la largeur de bande, est basé sur la répartition de l'information à transmettre sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales. Chaque sous porteuse est modulée à bas débit binaire de façon à rendre le canal non sélectif en fréquence et en temps.

Le but de ce projet est présenter tout d'abord le système OFDM traditionnel qui est utilisé dans la plupart des standards existants à ce jour: DAB et DVB pour la diffusion numérique de radio et télé, ADSL pour les modems hauts-débits, HIPERLAN/2 et IEEE802.11a pour les réseaux locaux sans fils. L'émetteur OFDM traditionnel consiste en une modulation des données à transmettre par une transformée de Fourier inverse et en l'adjonction d'une redondance particulière appelée préfixe cyclique. L'effet combiné de ces deux opérations permet de ramener l'effet de filtrage convolutif du canal de propagation à un simple effet multiplicatif par transformée de Fourier à la réception: vu du récepteur, les symboles sont simplement transmis sur les différentes porteuses. L'effet de la propagation se traduit par une multiplication par les atténuations fréquentielles du canal.

L'étude du problème de la puissance maximale élevée du signal d'OFDM sera abordée. Nous commencerons par passer en revue les méthodes traditionnelles utilisées pour éviter les inconvénients reliés à ce problème. Par la suite, on fera une étude approfondie de l'approche Partial Transmit Sequences (PTS) en tant que solution possible à ce problème. Dans l'approche PTS, les sous-canaux d'OFDM sont divisés en plusieurs

sous-blocs, et à chaque sous-bloc (sauf le premier) est appliqué un facteur complexe de rotation pour réduire le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal (Peak to Average Power Ratio). Cependant, le facteur de rotation doit être connu du récepteur, c'est pourquoi l'utilisation d'un canal supplémentaire s'avère nécessaire. Dans ce projet, nous proposons une nouvelle méthode d'application de PTS qui repose sur le changement du modèle de facteur de rotation et permet de transmettre toute l'information sur un seul canal. Comparée aux algorithmes existants, la méthode possède les avantages suivants:

- Elle ne nécessite aucune modification de l'émetteur utilisé dans les systèmes OFDM existants et peut donc être appliquée directement.
- Elle possède la propriété intéressante de fournir directement une estimation des facteurs de rotation sans passer par le canal supplémentaire contrairement à la méthode PTS traditionnelle.

Ainsi, notre travail est organisé comme suit: Une description générale d'OFDM avec ces avantages et ces inconvénients, ainsi que celle de la propagation en milieu dispersif constitueront le premier chapitre. Dans le deuxième chapitre, nous exposerons l'analyse complète des principes de base de l'OFDM et de l'COFDM, nous exposerons brièvement les techniques que la modulation à porteuses multiples utilise pour établir des liaisons fiables dans les canaux radio-mobiles. Les méthodes de la résolution du problème de PARP seront étudiées au chapitre 3. Finalement, la description de la méthode PTS modifiée et les résultats de simulation seront respectivement présentés au chapitre 4 et 5.

## CHAPITRE 1

### LE MULTIPLEXAGE PAR DIVISION DE FRÉQUENCES ORTHOGONALES : MOTIVATION ET INTRODUCTION GÉNÉRALE

#### 1.1 Histoire de l'OFDM

L'OFDM est né dans les années 50-60 mais sans faire vraiment à l'époque beaucoup d'adeptes. La technique OFDM a été utilisée dans plusieurs systèmes de télécommunications, notamment dans les systèmes militaires HF à la fin des années 60 [2], [3]. Toutefois, leur complexité a empêché la commercialisation à ce moment.

L'OFDM a été présenté pour l'obtention d'un brevet aux États-unis par Chang [4] des laboratoires de Bell en 1966 et le brevet a été obtenu en 1970. L'idée était d'employer les flux de données parallèles et FDM (Frequency Division Multiplexing) avec le chevauchement du spectre des différentes sous porteuses pour éviter l'utilisation de l'égalisation pour corriger la déformation résultant de trajets multiples aussi bien que pour utiliser entièrement la largeur de bande disponible. Dans le domaine de télécommunications, le terme de la modulation multicanaux (MCM) est largement répandu et parfois il est interchangeable avec l'OFDM. Dans l'OFDM, chaque porteuse est orthogonale à toutes les autres porteuses. Cependant, cette condition n'est pas toujours maintenue en MCM. L'OFDM est une version optimale des arrangements multicanaux de transmission.

Pour un grand nombre de sous-canaux, les rangées de générateurs sinusoïdaux et les démodulateurs exigés dans un système parallèle deviennent coûteux et complexes. Au

début des années 70, Weinstein et Ebert [5] ont montré qu'il est possible de synthétiser les opérations de modulation et de démodulation OFDM par des techniques de transformées de Fourier [6]. La complexité de calcul peut être réduite considérablement en utilisant des algorithmes transformées de Fourier rapides (FFT). Par conséquent, l'OFDM est une technique de modulation basée sur la DFT et connu également sous le nom de DMT (Discrete multitone) en liaison avec la transmission par câble [7].

Dans les années 80, l'OFDM a été étudié pour les modems opérant à haute vitesse, les communications mobiles numériques. L'OFDM est utilisé pour un grand nombre d'applications récentes sans fil à cause de sa capacité à combattre le bruit impulsif et les effets des trajets multiples et à donner une utilisation plus efficace de la largeur de bande disponible.

Dans les années 90, l'OFDM a été exploité pour les canaux radio-mobiles à large bande, les lignes d'abonnés numériques de haut débit (HDSL, 1,6 Mb/s), les lignes d'abonnés numériques asymétriques (ADSL, 1.536 Mb/s), les lignes d'abonnés numériques de haute vitesse (VHDSL, 100 Mb/s), la radiodiffusion numérique d'acoustique (DAB) et la radiodiffusion terrestre (HDTV).

## **1.2 Avantages de l'OFDM**

Les techniques de modulation OFDM offrent plusieurs fonctions prometteuses, ces avantages seront exposés pour donner une vue d'ensemble du potentiel d'OFDM. Les méthodes de modulation conventionnelle à une seule porteuse pour la transmission de symboles à taux élevé sont sévèrement limitées [8] dans des canaux dispersifs en temps et sélectifs en fréquence en raison de leur sensibilité à l'interférence intersymboles (ISI). Pour manipuler l'ISI, la largeur de bande entière du signal doit être adaptativement égalisée par des égaliseurs complexes [9] du canal dans le domaine de temps, comme

des égaliseurs de Viterbi [10]. L'OFDM est une solution efficace au problème de l'ISI, et elle évite l'égalisation de bande entière du signal [9].

Le COFDM est un type de modulation particulièrement bien adapté aux besoins de la radiodiffusion par voie de terre [11]. Le COFDM est aujourd'hui bien connu grâce à ses utilisations en DAB [12] et DVB-T. Les données à transmettre sont codées à l'aide d'un code convolutionnel de correction d'erreurs, puis envoyées sur un certain nombre de porteuses pour être modulées et transmises. Chaque porteuse ne traite qu'un débit de données relativement bas. L'étalement par trajets multiples est donc faible par rapport à la longueur des symboles ce qui permet de supprimer dans un tel cas, grâce à un petit intervalle de garde, le brouillage intersymbole.

Le COFDM résiste aux dégradations courantes des transmissions. Par exemple, si une porteuse est gravement affaiblie par des évanouissements sélectifs, le récepteur peut signaler que les bits de données codées démodulés risquent d'être peu fiables. Le décodeur de correction d'erreurs peut alors tenir compte des informations sur l'état de la voie pendant le processus de décodage. De même, si l'entrelacement est suffisant, on peut adopter une approche similaire lorsque toutes les porteuses d'un symbole sont perturbées par un bref évanouissement uniforme ou un bruit impulsif. L'OFDM se comporte d'une manière robuste en présence de bruit impulsif [13]. Les résultats exceptionnels du COFDM en matière de trajets multiples et de brouillages ne sont possibles que si l'on choisit avec soin les paramètres et la manière dont on applique le codage de correction d'erreurs directe.

L'OFDM présente d'autres avantages pour l'utilisation de canaux supplémentaires qui seront nécessaires à la transmission numérique, en permettant de faire cohabiter en canaux adjacents les émissions numériques avec une chaîne TV analogique, ce qui est inconcevable pour deux émissions analogiques en raison d'une sélectivité insuffisante des récepteurs pour empêcher le brouillage. Ce problème de protection des canaux

différents implique l'émission sur des sites proches (distants de 500 à 1 000 m) pour les canaux numériques, sans quoi la réception du canal analogique adjacent risquerait d'être brouillée par l'émetteur numérique beaucoup plus proche du lieu de réception. Le dernier point intéressant concernant la diffusion numérique porte sur la puissance des émetteurs qui sont 20 fois (-13 dB) moins puissants pour permettre une zone de service sensiblement équivalente à celle de l'analogique, et présente par conséquent beaucoup d'avantages techniques et économiques. Il n'en demeure pas moins vrai que les investissements seront lourds pour adapter l'ancien réseau hertzien à la technologie numérique, surtout pour équiper les sites principaux.

L'OFDM utilise d'une façon optimale la largeur de bande disponible [14], pourvu que le nombre de sous-canaux soit grand. Ainsi, OFDM possède une haute efficacité spectrale [15].

Une autre fonction intéressante est le type de constellation utilisé (QPSK, 6-QAM, 16-QAM, ...) qui peut également être incluse dans le compromis capacité / robustesse. De plus le standard DVB-T [16] prévoit l'utilisation de la 6-QAM et de la 64-QAM en mode hiérarchique : un couplage particulier entre le codage de canal et la modulation permet de renforcer la protection de certains bits en fragilisant d'autres, considérés comme moins vitaux ; cet aspect hiérarchique de la transmission peut être renforcé par l'utilisation de 16/64-QAM multirésolution, dans lesquelles la distance entre les différents symboles possibles n'est pas homogène. La démodulation 16/64-QAM requiert la connaissance, porteuse par porteuse, de la réponse fréquentielle du canal : chaque porteuse est en effet reçue avec une atténuation et une phase qu'il s'agit de déterminer. Pour ce faire, des symboles "pilotes" sont insérés dans le signal ; un pilote est un symbole particulier connu du récepteur, transmis sur une porteuse donnée. Celui-ci peut alors déterminer la réponse du canal au niveau des pilotes reçus, puis en déduire la réponse complète du canal par interpolation [17].

Pour résumer, les nombreux avantages de l'OFDM sont :

- utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalisation des porteuses;
- ne nécessite pas d'égalisation mais une simple estimation de la réponse du canal;
- la multiplicité de la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe: la FFT;
- un codage et entrelacement adapté permet d'améliorer de façon importante le taux d'erreur.

### 1.3 Inconvénients de l'OFDM

Malgré ses avantages, il existe quelques difficultés liées à l'utilisation de l'OFDM. Un des problèmes principaux de la technique d'OFDM est sa sensibilité aux erreurs de synchronisation dans les domaines de temps et de fréquence entre l'émetteur et le récepteur qui est d'importance cruciale en termes d'exécution d'un lien d'OFDM [18,19]. Les oscillateurs qu'on utilise en pratique sont sujets au bruit de phase, une perturbation aléatoire de la phase de l'onde sinusoïdale stationnaire.

Ces oscillateurs à déplacement de fréquence, connus sous le nom d'oscillateurs locaux (OL), se présentent en général sous la forme d'oscillateurs libres, dont la fréquence est stabilisée à la précision voulue grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL). Le spectre du bruit de phase produit par cet OL est fonction des propriétés de l'oscillateur libre et de celles des composantes de la boucle [20].

Le bruit de phase de tous les OL de la chaîne depuis le modulateur jusqu'au récepteur se superposent au signal démodulé dans le récepteur. Une excentration dans les oscillateurs locaux entre l'émetteur et le récepteur provoque une perte d'orthogonalité entre les

porteuses et par conséquent, l'interférence ICI. Les grands excentrations de synchronisation peuvent également mener aux interférences ISI et ICI [21].

Nous pouvons diviser les méthodes existantes pour synchroniser le système OFDM en deux groupes: les méthodes utilisant des symboles pilotes et les méthodes exploitant la redondance du signal transmis.

Un des problèmes les plus sérieux est celui du rapport de la puissance maximale et la puissance moyenne du signal OFDM, le problème de PAPR ( Peak-to-Average Power Ratio). Puisque n'importe quel système de transmission réel contient des non-linéarités, il est important de déterminer la détérioration résultante du signal. En particulier, l'amplificateur de sortie d'antenne d'un émetteur peut causer la déformation non linéaire significative. Le PAPR est le rapport de la puissance maximale de l'enveloppe transmise du signal à sa puissance moyenne. Nous voudrions que ce rapport soit aussi bas que possible puisqu'un haut niveau de PAPR peut saturer l'amplificateur utilisé à l'émetteur (dépasser sa limite dynamique) menant de ce fait à une perte d'orthogonalité et de rayonnements hors bande. Par conséquent, on peut devoir utiliser les amplificateurs linéaires (avec une gamme dynamique excessive) qui sont plus coûteux et moins efficaces.

#### **1.4 Domaines d'application de l'OFDM**

L'OFDM offre des possibilités intéressantes de surpasser les capacités de système CDMA et de fournir la méthode d'accès sans fil pour les systèmes 4G.

Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion numérique du son dans des mobiles DAB (Digital Audio Broadcasting) [22] , de télévision numérique terrestre DVB-T (Digital



Video Broadcasting terrestrial) , de communications numériques hauts débits ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line) [23] sur la boucle locale téléphonique et ses dérivés ([AHV]-DSL), ainsi que dans l'étude des normes de communications pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments de type BRAN (Broadband Radio Access Network), qui est prévu pour des débits allant jusqu'à 54 Mbps. Grâce à sa fiabilité OFDM sera adoptée pour l'ATM sans fils .

Généralement, l'OFDM est une technologie fiable pour la transmission de données ultra-rapide et donc, peut être utilisée pour des réseaux à fréquence unique avec des grands échos "actifs". De tels réseaux peuvent être vus comme un arrangement cellulaire d'émetteurs qui émettent le même signal sur la même fréquence très stable et soigneusement synchronisée et avec le même chronométrage de symbole [24].

Les autres applications courantes employant OFDM incluent le GSTN (General Switched Telephone Network), les modems de DSL et d'ADSL [52], et les standards de réseau sans fil IEEE 802.11 [25].

#### **1.4.1 DAB (Digital Audio Broadcasting)**

La DAB (Digital Audio Broadcasting) est la nouvelle norme numérique de radiodiffusion. La DAB a été normalisée en 1995 par l'institut européen de normes de télécommunications (ETSI) comme première norme employant la modulation OFDM [22]. La DAB, telle qu'elle a été mise au point par le consortium Eureka 147, est arrivée dans sa phase de mise en service. Malgré les nombreux systèmes de radio numérique plus récents, il est surprenant qu'aucun ne puisse concurrencer la DAB au niveau de la distribution de plusieurs services audio de qualité en réception mobile ou portable [26].

La DAB est le seul système à offrir des débits de données élevés en restant facile à recevoir sur des appareils mobiles ou portatifs.

Tableau I

Paramètres de transmission pour les différents modes de DAB [27]

Paramètres	Mode de transmission			
	I.	II.	III.	IV.
Largeur de bande	1.536 MHz	1.536 MHz	1.536 MHz	1.536 MHz
Modulation	DQPSK	DQPSK	DQPSK	DQPSK
Bande de fréquence (réception mobile)	$\leq 375$ MHz	$\leq 1.5$ GHz	$\leq 3$ GHz	$\leq 1.5$ GHz
Nombre de sous-canaux	1536	384	192	768
Durée de symbole	1000 $\mu$ s	250 $\mu$ s	125 $\mu$ s	500 $\mu$ s
Durée d'un intervalle de garde	246 $\mu$ s	62 $\mu$ s	31 $\mu$ s	123 $\mu$ s
Durée totale de symbole	1246 $\mu$ s	312 $\mu$ s	156 $\mu$ s	623 $\mu$ s
Distance maximale de transmission	96 km	24 km	12 km	48 km

Le tableau I [27] montre les paramètres de transmission pour différents modes de DAB. La DAB a quatre modes de transmission. La largeur de bande de transmission, la vitesse de récepteur et la tolérance aux trajets multiples exigée déterminent le mode de transmission le plus approprié à l'utilisation.

La radio diffusion numérique hertzienne de services vers des récepteurs fixes, portatifs ou mobiles doit être conforme à la norme ETSI ETS 300 401 publiée fin 94, grâce aux travaux menés dans le projet européen Eureka 147 DAB [27]. Cette norme est complétée par un jeu de recommandations de portée mondiale éditées par l'UIT-R applicables à la diffusion terrestre dans la gamme 30-3 000 MHz et à la diffusion par satellite dans la

bande 1 000-3 000 MHz. Le système DAB est basé sur l'utilisation de trois séries de traitements.

La première étape consiste en une compression des informations sonores (MPEG Audio Layer II). La réduction du débit binaire est obtenue par utilisation du codage perceptuel basé sur les phénomènes de masquage temporel et fréquentiel de l'oreille. Le système de codage de source prévoit différents taux de compression en fonction de la qualité requise par le service. Les débits varient de 32 à 384 kbit/s.

La deuxième étape consiste en un codage de canal (COFDM). Le canal radiomobile est caractérisé par des distorsions provenant de la présence d'échos multiples et de la dispersion fréquentielle due à l'effet Doppler. Afin de pallier à ces défauts, le signal à transmettre est décomposé en une somme de symboles séparés par un intervalle de garde permettant de reconstituer des interférences statistiquement constructives entre échos. Chaque symbole est émis sur un grand nombre de porteuses orthogonales. Le système étant conçu pour tirer parti des échos. Cette ressource permet de multiplexer différents programmes audio, des services de données et des signaux de contrôle avec une bonne efficacité spectrale pour une puissance d'émission réduite.

La troisième étape est le multiplexage. Le signal à l'entrée du codeur/modulateur COFDM est organisé en trames de 77 symboles d'une durée totale de 24 ms comprenant un canal de synchronisation, un canal d'information rapide (FIC) et un canal de service principal (MSC). Le canal de synchronisation (2 symboles) permet au récepteur de se synchroniser. Le FIC (3 symboles) contient les informations dynamiques relatives à la configuration du multiplex nécessaires au récepteur. Enfin le MSC (72 symboles) contient la charge utile, organisée en sous-canaux protégés par un codage convolutif suivi d'un entrelacement temporel. Cette ressource est répartie entre les différents services audio et de données à diffuser.

### 1.4.2 DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)

La recherche sur un système numérique DVB a été effectuée depuis la fin des années 1980 jusqu'au 1993. Le système terrestre DVB a été normalisé en 1997 [28], [29]. La DVB-T est basée sur la technique OFDM mise au point pour la DAB. On note cependant ses deux différences fondamentales. La DVB-T a été conçue pour utiliser des canaux TV d'une largeur de bande de 6 – 8 MHz, contre 1,5 MHz pour la DAB. De plus, la DVB-T est destinée à une réception par antennes extérieures, elle ne requiert pas des systèmes de modulation robustes pour ses porteuses. QPSK, 16 QAM, 64 QAM lui suffit. La DAB nécessite quant à elle une QPSK différentielle.

Bien que le système DVB-T soit très souple, offrant des débits entre 5 et 30 Mbit/s dans une voie à 8 MHz, les radiodiffuseurs qui l'utilisent doivent choisir entre des services à débits élevés pour des récepteurs utilisant une antenne extérieure, ou à débits plus bas pour des récepteurs mobiles.

La plupart des services DVB-T devant partager le spectre déjà utilisé par des services TV analogiques, la puissance des émissions DVB-T est généralement limitée pour éviter de brouiller les services existants. Il est important de relever que le système DVB-T a été développé pour la télévision numérique, pour la réception sur des antennes extérieures, mais aussi avec des antennes intérieures. On envisage d'étendre ces services à la télévision numérique pour réception mobile. La norme DVB-T permet en effet de mettre en œuvre un certain nombre d'options du système, selon le choix de 2 types de paramètres :

- La taille FFT (2K ou 8K). Le mode 8k contient 6817 porteuses dans un canal dont 6048 porteront des données utiles, et le mode 2k -1705 porteuses dans un canal dont 1512 pour les données utiles. Pour un débit utile identique, le mode 8k

permet de choisir un intervalle de garde plus grand que le mode 2 k, et donc une meilleure robustesse aux échos [28].

- La combinaison (modulation/codage) qui permet d'échanger la capacité du canal contre la résistance aux distorsions de transmission : en réception mobile, à 5 Mbit/s, le rapport signal à bruit minimal est de 7 dB, à 22 Mbit/s, ce rapport vaut 21 dB.

Le codage de canal est basé sur un code de Reed-Solomon (204, 188), portant sur des octets, est associé à un code convolutif de longueur de contrainte  $K=57$ . Le rendement nominal du code convolutif est  $1/2$  (deux bits émis pour chaque bit d'information). Les bits codés sont entrelacés bloc par bloc, chaque bloc correspond au nombre de bits nécessaires pour sélectionner  $N$  symboles de la constellation choisie, où  $N$  est le nombre de porteuses transmettant les données. On parle d'entrelacement fréquentiel. Les bits codés servent à sélectionner les symboles (phase/amplitude) transmis sur chaque porteuse, la sélection s'effectue au sein d'une constellation: QPSK, 16 QAM, 64 QAM. Le processus de la démodulation cohérente d'une 16/64 QAM requiert la connaissance, porteuse par porteuse, de la réponse fréquentielle du canal. Pour ce faire, des symboles "pilotes" sont insérés dans le signal ; un pilote est un symbole particulier connu du récepteur, transmis sur une porteuse donnée. La proportion des pilotes dans le signal est de 1 pilote pour 12 symboles utiles (QPSK ou 16/64 QAM).

Tableau II

Paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K) [ 28]

Paramètres	Mode 8K	Mode 2K
Nombre de porteuses utiles par symbole	6048	1512
Nombre de porteuses (K)	6817	1705
Valeur de la porteuse (Kmin)	0	0
Valeur de la porteuse (Kmax)	6816	1704
Temps utile (Tu)	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s
Largeur de bande d'une porteuse (1/Tu)	1116 Hz	4464 Hz
Largeur de bande totale entre Kmin et Kmax (K-1/Tu)	7.61 MHz	7.61 MHz

Tableau III

DVB : SNR requis et Débit binaire net pour des différentes combinaisons du codage et de la modulation [28]

Type de modulation	Taux de codage	SNR pour BER= $2 \cdot 10^{-4}$ après Viterbi (dB)		Débit binaire (Mbps)	
		Canal Gaussien	Canal Rayleigh	Intervalle de garde (fraction de durée utile de symbole)	
				1/4	1/32
QPSK	1/2	3.1	5.4	4.98	6.03
QPSK	7/8	7.7	16.3	8.71	10.56
16-QAM	1/2	8.8	11.2	9.95	12.06
16-QAM	7/8	13.9	22.8	17.42	21.11
64-QAM	1/2	14.4	16.0	14.93	18.10
64-QAM	7/8	20.1	27.9	26.13	31.67

### 1.4.3 HiperLAN 2 et IEEE802.11 a

Le développement simultané de l'informatique et de la téléphonie mobile conduit naturellement à une convergence des deux domaines. L'histoire a commencé en

décembre 1991 lorsque les grands fabricants d'équipement informatique se sont réunis pour discuter de la faisabilité d'un réseau sans fil haute performance. Le but était de réaliser un standard aussi proche que possible d'une architecture ethernet. Le travail a abouti en 1997. HiperLAN a été ratifiée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) sous la norme ETS 300 652. Mais à cette époque, l'ETSI a décidé une réorganisation et le groupe HiperLAN a continué à travailler sous le nom de BRAN (Broadband Radio Access Networks).

L'architecture des réseaux radios est la suivante: les points d'accès (Access Points) ont le rôle de hubs entre les PC (lien radio) et le LAN (lien filaire) ou un serveur (lien filaire ou radio). Pour communiquer avec les PC à haut débit (25 Mb/s), la liaison radio est basée sur des communications hautes fréquences. Deux normes sont aujourd'hui concurrentes dans ce domaine : l' HiperLAN 2, et l'IEEE802.11a.

HiperLAN 2 est soutenu par l'H2GF (HiperLAN 2 Global Forum) fondé en 1999 par Bosch, Dell, Ericsson, Nokia, Telia et Texas Instrument. Au niveau physique [30], le standard HiperLan 2 utilise la bande de fréquences comprise entre 5,15 et 5,25 Ghz, celle-ci est divisée en 9 porteuses de 200 Mhz de largeur chacune (un espacement de 20 Mhz étant prévu entre les porteuses) [30]. Cette deuxième version propose un débit de pointe à 54 Mbps et utilise, au niveau physique, le protocole OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), de la même façon que 802.11a [31].

Le partage de la bande passante nécessite l'attribution dynamique des fréquences, puisque, en permanence, les utilisateurs ont la possibilité de se connecter et de se déconnecter à n'importe quel AP selon leur position géographique. L'attribution des fréquences, problème complexe, est gérée automatiquement par le réseau. Cette

répartition est basée sur une mesure permanente du débit utilisé par chaque utilisateur et de la capacité atteinte par les liaisons.

L'IEEE802.11a et l'HiperLan 2 ont un certain nombre de points communs [30]: les débits annoncés sont les mêmes (25 Mb/s), les fréquences utilisées sont aussi identiques. De plus, la couche physique de deux normes utilise l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Il subsiste toutefois des différences entre les 2 normes au niveau de la structure des données qui empêche la compatibilité. La différence la plus importante est la gestion de l'accès à l'A.P. En effet l'IEEE 802.11.a a besoin de plus de temps pour établir la connexion au PC que l'HiperLan 2.

Tableau IV

Sommaire de caractéristiques d'IEEE802.11b, d'IEEE802.11a et de HIPERLAN2 [30]

Norme	802.11b	802.11a	HiperLAN 2
Spectre	2.4 GHz	5.2 GHz	5.2 GHz
Type de modulation	DSSS	OFDM	OFDM
Débit physique max	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps
Débit binaire max, couche 3	5 Mbps	32 Mbps	32 Mbps
Contrôle de l'accès au médium de transmission (MAC)	CSMA/CA		TDMA/TDD
Type de connexion	Non Orineté-conn.	Non Orineté-conn.	Orienté-connexion

L'IEEE802.11a opère dans la bande des 5Ghz qui est moins encombrée que la bande des 2.4Ghz où l'on trouve 802.11b. Cependant 802.11b reste la norme dominante.



Tableau V

Couche physique de HIPERLAN2 et d'IEEE802.11a [32]

Paramètre	Valeur
Espacement entre les canaux	20MHz
Taille d'IFFT	64
Nombre de sous-canaux de données	48
Nombre de symboles « pilotes »	4
Espacement entre les sous-porteuses (Fc)	312.5 kHz ( 20 MHz/64)
Largeur de bande nominal	16.25 MHz ( 312.5 KHz *52)
Durée de symbole utile (Tc)	3.2 ( 1/Fc)
Durée d'un intervalle de garde	0.8 µsec
Type de modulation	BPSK,QPSK,16-QAM,64-QAM
Taux de codage	½, 2/3, ¾

### 1.5 Les caractéristiques de propagation du canal radio- mobile

Dans un canal radio idéal, le signal reçu se composerait seulement d'un signal du chemin direct, qui serait une reconstruction parfaite du signal transmis. Cependant dans un vrai canal, le signal est modifié pendant la transmission. L'environnement de propagation de façon générale, rend quasiment impossible la présence du seul trajet direct dans une liaison radio-mobile entre une station de base et un poste mobile. Le signal transmis y subit une dispersion créant ainsi des trajets multiples à délai et phase variables. Ceci constitue la propagation par trajets multiples (voir la Figure 1-1) [33].

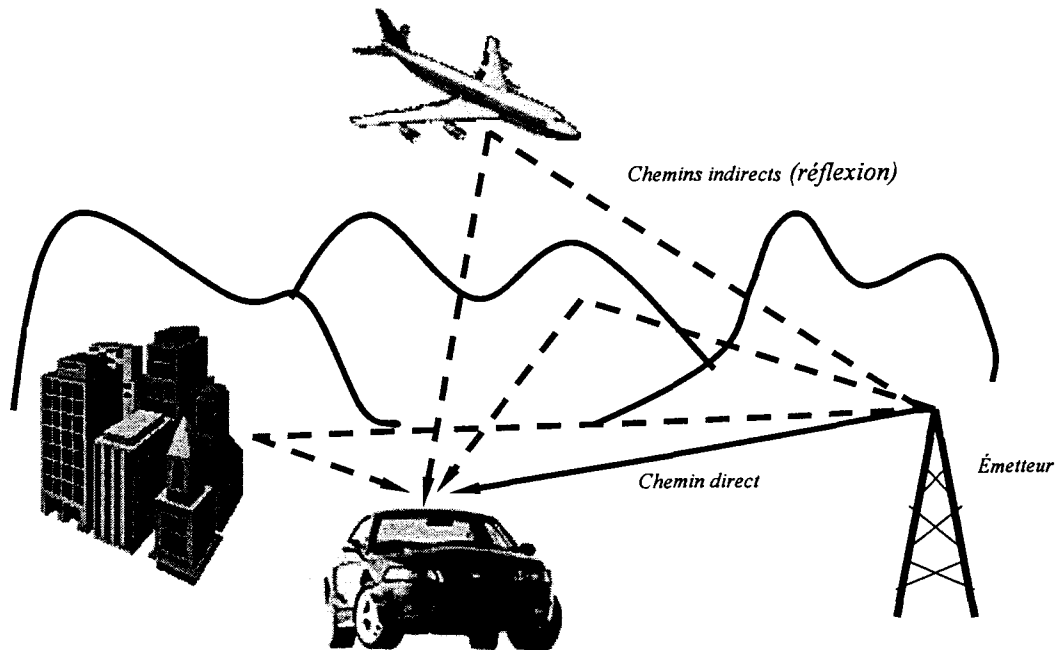


Figure 1-1 Propagation multichemin

La propagation multichemin provoque une distorsion d'amplitude et de phase qui se manifeste par des évanouissements et une distorsion de fréquence dus à l'effet Doppler qui survient lorsque le mobile se déplace. Les variations du signal reçu sont de deux types: les variations dites à grande échelle, relativement stables dans le temps, causées par les obstacles très éloignés du récepteur, et les variations dites à petite échelle, plus rapides dues à l'effet multichemin. La compréhension de ces effets sur le signal est importante parce que la performance d'un système de radio est dépendante des caractéristiques de canal à évanouissements multichemins.

### 1.5.1 Atténuation

Lors de la transmission sur un support physique, tout signal subit une modification. En particulier, une partie de la puissance est perdue dans le transport. Cette perte se mesure par l'atténuation (ou gain):

$$A = 10 \log_{10} \left( \frac{P_e}{P_r} \right) \quad (1.1)$$

où

$P_e$  : puissance émise par la source,

$P_r$  : puissance reçue par la cible.

L'atténuation est la baisse de la puissance de signal transmis d'un point à l'autre. Elle peut être provoquée par la longueur de chemin de transmission, des obstructions dans le canal de propagation, et des effets dus aux trajets multiples. La figure 1-2 montre certains effets de radio - propagation qui causent l'atténuation.

L'effet d'ombrage ou les variations à grande échelle du signal peut se produire toutes les fois qu'il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par des bâtiments et des collines où le facteur d'atténuation environnemental est le plus important. Les radio signaux se diffractent en outre sur des frontières des obstructions empêchant l'effet d'ombrage total des signaux derrière des collines et des bâtiments.

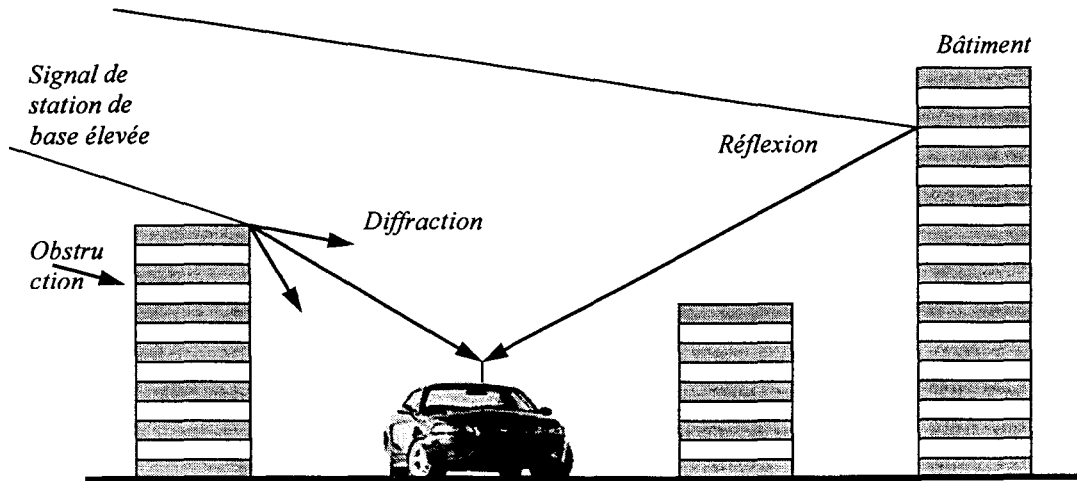


Figure 1-2 Effets de radio-propagation

En général, le terrain n'est pas uniforme et peut être constitué de plusieurs formes irrégulières. Okumura détermina quatre classes de terrain [34] :

1. Terrain vallonné : succession de petites dépressions et de collines douces
2. Montagne isolée : modèle d'arête
3. Relief en pente : pente douce sur quelques kilomètres
4. Trajet mixte terre-mer.

Un facteur de correction, dépendant de la distance entre le mobile et la station fixe ainsi que de la fréquence, est associé à chaque catégorie.

Le taux d'encombrement, qui varie en fonction de la présence d'arbres, de végétation ou d'immeubles, affecte aussi le champ reçu que ce soit sur un terrain quasi lisse ou très

irrégulier. Ainsi, Okumura distingue trois milieux dont le taux d'encombrement varie selon le niveau de congestion [34]:

1. Milieu urbain: i.e. une grande ville avec de nombreux immeubles à plusieurs étages ou avec de nombreuses maisons et de grands arbres. Niveau de congestion élevé.
2. Milieu suburbain: i.e. un village ou une autoroute avec arbres et maisons dispersés de façon aléatoire. Niveau de congestion moyen.
3. Milieu rural: grands espaces ouverts, sans obstacles (arbres, immeubles) jusqu'à 300m ou 400m. Niveau de congestion très faible.

Le milieu urbain est caractérisé par un fort coefficient d'occupation du sol (COS) correspondant aux zones urbanisées : centre ville, zones industrielles denses, etc. (COS > 1). Le milieu suburbain est caractérisé par un COS moyen correspondant aux zones pavillonnaires (COS de 0,35). Le milieu rural est caractérisé par un faible COS (COS < 0,1).

Tableau VI

Atténuation moyenne en fonction du coefficient d'occupation des sols (COS) ou de la hauteur de l'immeuble [35]

Fréquence	zone rurale	zone suburbaine	zone urbaine			
COS		0,35	1	2	4	8
Hauteur d'immeuble (m)		4 à 8	8	15	30	50
Valeur de Ac (dB)						
40MHz	3	9	19	22	25	29
160 MHz	5	12	22	25	28	32

Fréquence	zone rurale	zone suburbaine	zone urbaine			
COS		0,35	1	2	4	8
Hauteur d'immeuble (m)		4 à 8	8	15	30	50
Valeur de Ac (dB)						
450 MHz	7	15	25	28	31	35
900MHz	9	18	28	31	34	38

L'écart type de cette atténuation varie relativement peu avec la fréquence, restant de l'ordre de 6 dB.

### 1.5.2 Effets de la propagation par trajets multiples

Les canaux radio-mobiles sont caractérisés par la propagation multichemin [36] qui est le résultat d'abord de la réflexion et la diffraction par les obstacles éloignés du récepteur du signal transmis, puis de la dispersion de celui-ci aux alentours de ce dernier.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos pouvant engendrer des évanouissements (fadings) [36] qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Le signal émis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions, en particulier en milieu urbain et le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces échos d'amplitudes variables introduisent de retards variables. On recevra donc le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos.

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas constante, mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a une perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est dit sélectif en fréquence. L'étude de la bande de cohérence du canal qui est proportionnelle à l'inverse du délai entre l'onde directe et les ondes indirectes s'avère nécessaire car elle limite la largeur de bande du signal transmis. En effet, lorsque la bande de cohérence du canal est plus petite que la largeur de bande du signal transmis, la liaison subit des évanouissements sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, la liaison subit des évanouissements uniformes.

De façon générale, supposons que le signal émis s'écrive [36]:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ s_l(t) \cdot e^{2j\pi f_c t} \right\} \quad (1.2)$$

où  $f_c$  étant la fréquence porteuse.

Le signal reçu est la somme des signaux issus des différents chemins [36]:

$$x(t) = \sum_N \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (1.3)$$

où

$N$  : le nombre de chemins;

$\alpha_n(t)$  : atténuations du signal reçu;

$\tau_n(t)$  : délai du signal reçu variant dans le temps;

$s(t)$  : un signal transmis.

Le signal  $x(t)$  peut aussi s'écrire :

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[ \sum_N \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \right] e^{2j\pi f_c \tau_n(t)} \right\} \quad (1.4)$$

L'expression entre crochets montre que le signal en bande de base subit des atténuations  $\alpha_n(t)$ , des retards  $\tau_n(t)$  et des déphasages  $-2j\pi f_c \tau_n(t)$  qui dépendent tous du temps.

Le signal équivalent passe-bas est:

$$r(t) = \sum_N \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (1.5)$$

A partir de la formule (1.4) on peut définir la fonction de transfert en bande de base [41]:

$$c(t, \tau) = \sum_N \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (1.6)$$

Pour  $\delta=1$ , le signal reçu devient:

$$r(t) = \sum_N \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} \quad (1.7)$$

Les  $\alpha_n(t)$  varient lentement avec le temps car il faudra un grand changement du médium pour affecter l'amplitude du signal. Par contre, les déphasages changent rapidement si le mobile déplace à grande vitesse et si  $f_c$  est très grand.



### 1.5.2.1 Distortion de fréquence : effet Doppler

Lors du déplacement d'un récepteur dans le cas d'une réception mobile, plusieurs ondes parviennent au récepteur, ayant chacune un décalage de phase variable dans le temps [41]. Cela engendre sur le signal résultant des variations permanentes dans l'amplitude du signal. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux s'appelle l'effet Doppler [37] (voir la Figure 1-3).

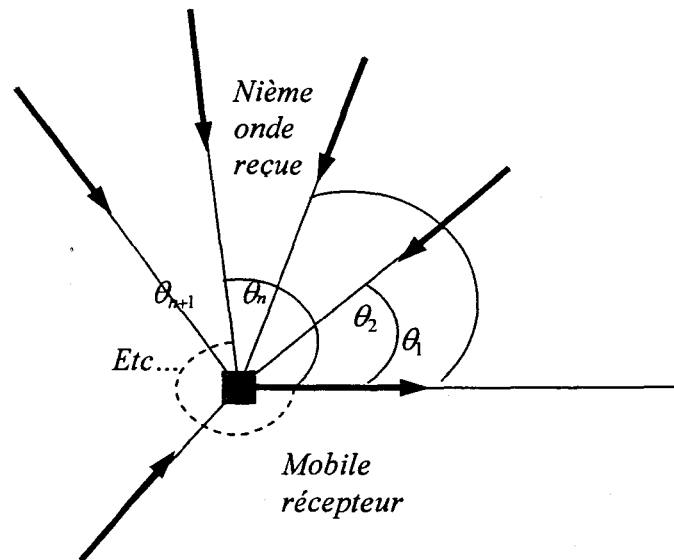


Figure 1-3 Effet Doppler

Supposons que le mobile se déplace à une vitesse  $\vec{V}$  et qu'il reçoit les ondes issues d'un même signal dans toutes les directions possibles  $\theta_n$  c'est-à-dire que le canal est dispersif. L'onde reçue dans la direction  $\theta_n$  subit un décalage de fréquence égal à [41] :

$$f_D = f_c - f_i = \frac{|\vec{V}|}{c} f_c \cos \theta_n \quad (1.8)$$

où

$\vec{V}$  : Vitesse du mobile (m/s).

$f_c$  : Fréquence de la porteuse (Hz).

$f_i$  : Fréquence instantanée du signal reçu (Hz).

$c$  : Vitesse de la lumière ( $3 \times 10^8$  m/s).

$\theta_n$  : Angle formé entre le mobile et l'onde transmise.

Le signal reçu par le mobile est la somme de toutes ces ondes : il subit une variation d'amplitude et un déphasage.

Lorsque le mobile s'éloigne de la base, c'est-à-dire  $f_i < f_c$ , l'écart de Doppler est positif, et lorsque le mobile se rapproche de la base  $f_i > f_c$ , il devient négatif. L'écart maximal est [41]:

$$f_{D, \max} = \frac{|\vec{V}|}{c} f_c \quad (1.9)$$

Supposons qu'une base transmet à  $f_c = 200\text{MHz}$  et un mobile roule à  $\vec{V} = 100\text{Km/h}$ , la fréquence maximale Doppler sera:

$$f_{D, \max} = \frac{10^5}{3600} \times \frac{2 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^8} = 18.4 \text{ Hz} \quad (1.10)$$

Les erreurs de phase sont donc très élevées lorsqu'on transmet à des hautes fréquences parce que l'effet Doppler est important. Il faut donc diminuer la vitesse du mobile lorsqu'on transmet à des hautes fréquences pour minimiser l'effet Doppler.

### 1.5.2.2 Distortion d'amplitude : Fading de Rayleigh

L'amplitude du champ électromagnétique reçu peut être enregistrée et présentée en fonction du temps [41]. La figure 1-4, très caractéristique, présente des évanouissements profonds régulièrement espacés.

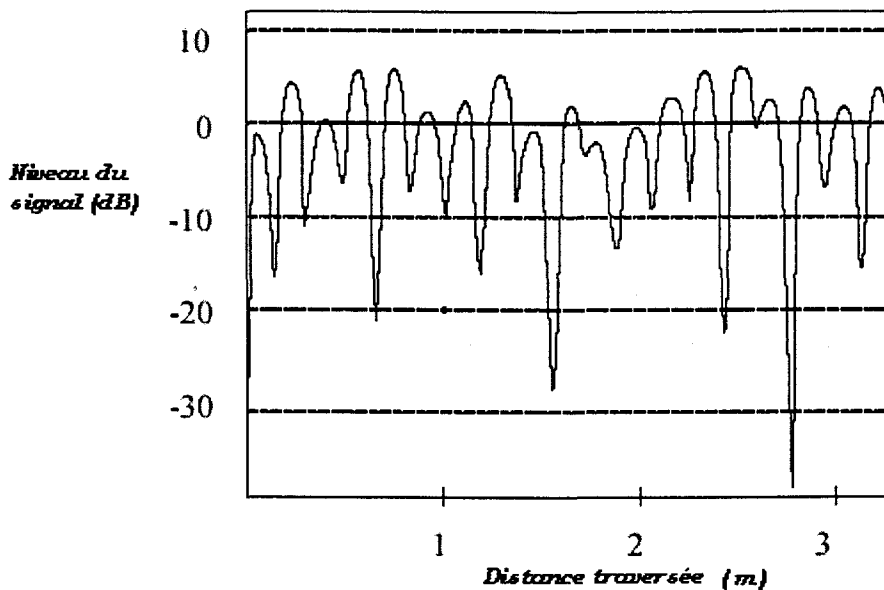


Figure 1-4 Les évanouissements de type Rayleigh dans le cas où le mobile se déplace ( 900 MHz) [38]

Physiquement, ce phénomène se comprend : le mobile se déplace dans la géométrie des ondes stationnaires créées par interférence entre les ondes d'amplitude variée, diffractées ou réfléchies à partir de l'onde émise par toute une série d'obstacles. Le mobile parcourt la distance entre nœuds de l'amplitude du champ reçu  $\lambda/2$ , où  $\lambda$  est une longueur d'une onde monochromatique, à la vitesse  $\vartheta$ , l'espacement temporel entre deux évanouissements est donc de l'ordre de  $\lambda/2$ ; la profondeur de l'évanouissement

correspond au résultat de l'addition d'ondes d'amplitudes différentes, le signal reçu est donc rarement nul. La fréquence d'apparition des évanouissements se situe au voisinage de [41]:

$$\frac{2g}{\lambda} = \frac{2f_c g}{c} = 2f_D \quad (1.11)$$

c'est-à-dire deux fois la fréquence Doppler correspondant à la vitesse de déplacement du véhicule.

Plusieurs distributions de probabilité peuvent être utilisées pour décrire un canal à évanouissements :

- La distribution de NAKAGAMI avec plusieurs paramètres [39].
- La distribution de RICE avec deux paramètres [40].
- La distribution de RAYLEIGH avec un seul paramètre [41] .

La distribution de Rayleigh [41] est généralement utilisée pour décrire la nature du changement de la puissance de signal reçu. La fonction de densité de probabilité de l'enveloppe  $r(t)$ , est une loi de Rayleigh de densité donnée par l'expression suivante:

$$p(r) = \frac{2r}{E_0^2} e^{-\left(\frac{r^2}{E_0^2}\right)}, \quad r \geq 0 \quad (1.12)$$

où  $\frac{E_0^2}{2}$  est une variance du signal.

La fonction de distribution de Rayleigh est exprimée comme suit :

$$P(r \leq r_0) = \int_0^{r_0} p(r) dr \quad (1.13)$$

En prenant :  $R = \frac{r}{\sigma\sqrt{2}}$ , et  $R_0 = \frac{r_0}{\sigma\sqrt{2}}$ , la distribution deviendra :

$$P(R < R_0) = 1 - e^{-\frac{R_0^2}{E_0^2}} \quad (1.14)$$

où

$R$  : amplitude de l'enveloppe du signal,

$R_0$  : amplitude relative du seuil.

On considère qu'il y a évanouissement lorsque l'amplitude du signal reçu est en dessous du seuil acceptable (voir la Figure 1-5). En termes de marge d'évanouissement  $\eta$ , nous avons [41]:

$$P(R < l) = 10^{-0.1\eta} \quad (1.15)$$

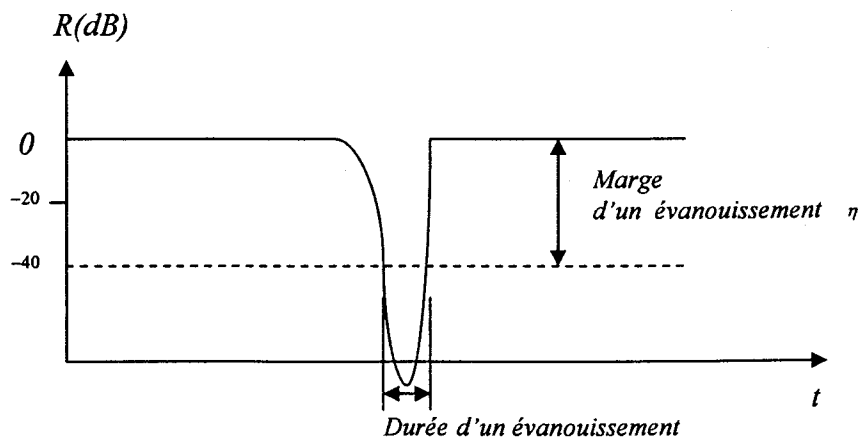


Figure 1-5 Définition d'un évanouissement

Les évanouissements provoquent une remontée de bruit en BF après démodulation. Cela se traduit par des « claquements » en phonie. Si le signal transmis est un message numérique codé, les évanouissements vont introduire des erreurs. Il importe de connaître la durée des évanouissements afin de concevoir le code détecteur et correcteur d'erreur le mieux approprié.

Le tableau VII montre la probabilité que l'amplitude du signal reçu soit en dessous du seuil acceptable utilisant la distribution de Rayleigh.

Tableau VII

Distribution cumulative de Rayleigh [38]

Niveau de Signal (dB)	Probabilité que l'amplitude du signal reçu soit en dessous du seuil acceptable ( %).
10	99
0	50
-10	5
-20	0.5
-30	0.05

### 1.5.2.3 Fading sélectif en fréquence

La propagation à trajets multiples présente en outre une distorsion d'un signal modulé par de l'information qui est due, cette fois, à la différence des temps de propagation le long de chacun des trajets [42].

Un signal transmis à un instant donné arrive au récepteur suivant l'angle  $\alpha$  au bout d'un certain délai  $T_i$ .  $T_i$  est une variable aléatoire qui varie dans une plage de  $\pm 0,1$  microseconde en espace dégagé, mais aussi de 1 microseconde sinon plusieurs microsecondes en ville [42].

Cette dispersion des temps de propagation conduit à rendre indépendants les comportements des composantes spectrales d'une onde radiofréquence véhiculant de l'information lorsque leurs fréquences respectives sont éloignées l'une de l'autre. Il en résulte clairement une limitation de la largeur de bande du signal transmis (donc de son débit d'information).

La bande de cohérence d'un canal est déterminée grâce à sa réponse en fréquence. C'est la largeur de bande sur laquelle le canal semble plat : elle est proportionnelle à l'inverse du délai entre l'onde directe et les ondes indirectes.

Si le signal transmis occupe une grande largeur de bande, comme dans le CDMA, on aura la possibilité d'une sélectivité en fréquence dans le cas de transmission sur porteuse simple. La transmission multi-porteuses peut être combinée avec le CDMA afin de réduire cet effet, tout en gardant l'efficacité de la largeur de bande, et en réduisant au minimum la séparation entre les porteuses adjacentes.

### 1.5.3 Modélisation d'un canal à trajets multiples

La fonction de transfert d'un canal à évanouissements varie dans le temps et entraîne un changement dans le spectre du signal reçu. La transformée de Fourier de  $r(t)$  (eq. 1.7) s'écrit ainsi:

$$H(\omega) = 1 + \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (1.16)$$

où le chemin direct est normalisé à l'unité et  $\omega = 2\pi f_c$

$\tau_n$  - le délai du retard du chemin indirect,

$\alpha_n$  : amplitude du signal à l'entrée du canal.

Prenons l'exemple encore plus simple de 2 trajets, un direct et un retardé de  $\tau$ , la fonction de transfert devient:

$$H(\omega) = 1 + \alpha e^{j\omega\tau} \quad (1.17)$$

La fonction de transfert comporte des zones où le signal sera amplifié ( $H(\omega) > 1$ ) et des zones où le signal sera très affaibli ( $H(\omega) < 1$ ) (zone d'évanouissement ou « fading »). Sa période de variation est de l'ordre de  $1/\tau$ ,  $\tau$  étant l'étalement des retards.

Suivant la valeur de la bande occupée B par le signal, deux cas peuvent se présenter :

- $B \ll 1/\tau$  :  $H(\omega)$  peut être considéré constant sur la bande B : le signal ne subit pas de distorsion, mais il peut être très affaibli si la fréquence de modulation se situe près de  $1/2t$ .
- $B \gg 1/\tau$  :  $H(\omega)$  n'est pas constant sur la bande de fréquence et le signal subit des distorsions qu'il faut corriger à l'aide d'un égaliseur.

Dans ce projet on utilise le canal de Rummler qui peut être modélisé par la somme de deux chemins, l'un direct et l'autre avec un retard  $\tau$  :

$$x(t) = a(t) - \beta e^{2j\pi f_0 \tau} a(t - \tau) + w(t) \quad (1.18)$$



où

$a(t)$  : signal à l'entrée du canal,

$\beta$  : gain de l'écho,

$\tau$  : le délai du retard du chemin indirect,

$f_0$  : fréquence centrale (Hz)

$w(t)$  : bruit additif.

La modélisation d'un canal de Rummler est présentée sur la Figure 1-6.

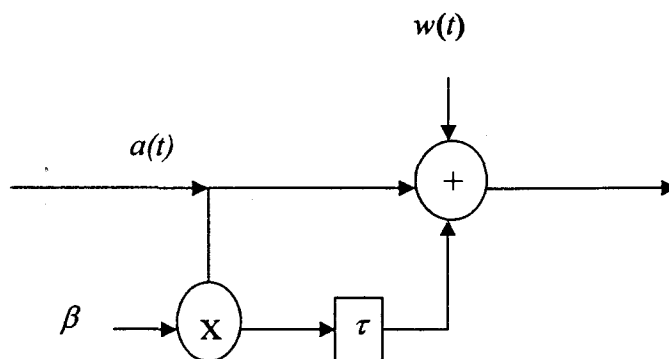


Figure 1-6 Modélisation du canal de Rummler.

Dans l'équation (1.18), le premier terme correspond au signal utile, le second à l'interférence entre les symboles et  $w(t)$  est un bruit additif. L'équation (1.18) permet de mettre en évidence l'interférence entre symboles.

Prenons un signal composé de symboles émis avec une période  $T$ . Soit  $Tm$  le retard du chemin indirect. Si la durée des symboles est grande devant  $Tm$ , les symboles sont reçus sans interférences. Si la durée des symboles est petite devant  $Tm$ , les symboles interfèrent entre eux.

Si la largeur de bande du signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, l'amplitude du signal sera peu affectée, considérant que la fonction de transfert est quasiment constante. Si la largeur de bande du signal est supérieure à la bande de cohérence, certaines composantes spectrales du signal seront affaiblies et le signal subira des distorsions.

## CHAPITRE 2

### PRINCIPES DE BASE DE L'OFDM

La modulation à porteuses multiples OFDM est très semblable à une technique de multiplexage par répartition de fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing) qui est utilisée pour accroître les débits sur paires torsadées et plus particulièrement des lignes téléphoniques. Le multiplexage fréquentiel consiste à partager la bande de fréquence disponible en un certain nombre de canaux ou sous-bandes plus étroites et à affecter en permanence chacun de ces canaux à un utilisateur ou à un usage exclusif. [43].

La plupart des systèmes actuels accordent la priorité à l'efficacité en bande passante, même si les critères de puissance et de coût suivent de près dans l'esprit du concepteur. Chaque amélioration de l'un de ces paramètres d'efficacité (bande passante, puissance ou coût), entraîne une diminution d'un autre critère, une complexité accrue ou une réduction des performances dans les environnements défavorables.

En d'autres termes, plus l'efficacité spectrale des techniques de transmission est importante, plus le matériel devient complexe, ce qui le rend plus difficile à concevoir, à tester et à construire.

Nous avons assisté ces dernières années à une mutation majeure, passant de la modulation d'amplitude analogique simple (AM), de la modulation de fréquence/phase (FM/PM), ainsi que de la modulation d'amplitude à bande latérale unique (SSB) et de la

bmodulation d'amplitude sans porteuse (DSB-SC) [44], aux nouvelles techniques de modulation numérique à porteuse unique [44], [45].

On utilise couramment les formats courants :

- ASK ( Amplitude Shift Keying)

C'est la technique la plus simple et la plus naturelle pour moduler une porteuse sinusoïdale  $e(t) = E \cos(\omega t)$  par un signal numérique. En modulation d'amplitude, le spectre du signal modulé est symétrique par rapport à la raie de la porteuse et les deux bandes latérales ont la même forme que le signal BF.

- FSK (Frequency shift keying)

La porteuse est modulée en fréquence par le signal numérique, c'est à dire qu'elle saute d'une fréquence  $F_0$  ( pour le « 0 » ) à une fréquence  $F_1$  ( pour le « 1 » ). Ce type de modulation est cependant très utilisé pour des débits moyens à cause de sa bonne immunité aux parasites qui caractérise tous les systèmes fonctionnant en modulation de fréquence.

- QAM (Quadrature amplitude modulation)

Pour réaliser concrètement une modulation numérique 4-QAM, le signal  $x_n(t)$  à transmettre est décomposé en symboles de 2 éléments binaires successifs ( débits). Le signal I(t) est formé à partir du premier élément des débits et Q(t) à partir du deuxième élément. Ces signaux I(t) et Q(t) sont souvent filtrés dans le but de limiter le spectre du signal modulé 4-QAM. On utilise des filtres du même genre que ceux utilisés pour les modulations ASK et FSK, à savoir deux filtres passe-bas limitant le spectre des signaux I(t) et Q(t) au lobe principal, soit deux filtres de Nyquist. On voit que c'est essentiellement la phase de la porteuse qui change au cours du temps. C'est la raison

pour laquelle la modulation d'amplitude en quadrature à 4 états 4-QAM s'appelle aussi QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

La modulation en quadrature à  $x$  états (  $x$ -QAM ), qui est la généralisation de la modulation 4-QAM, a été développé pour les modems rapides, puisqu'elle permet d'augmenter le débit numérique sans élargir la bande passante du signal modulé. Voici les occupations spectrales correspondant aux différentes modulations avec filtrage de Nyquist :

- |           |  |                   |
|-----------|--|-------------------|
| • 4-QAM   | symbole de 2 bits porteuse à 4 états   | $B=(1+\alpha)D/2$ |
| • 16-QAM  | symbole de 4 bits porteuse à 16 états  | $B=(1+\alpha)D/4$ |
| • 64-QAM  | symbole de 6 bits porteuse à 64 états  | $B=(1+\alpha)D/6$ |
| • 128-QAM | symbole de 7 bits porteuse à 128 états | $B=(1+\alpha)D/7$ |
| • 256-QAM | symbole de 8 bits porteuse à 256 états | $B=(1+\alpha)D/8$ |

où  $\alpha$  est le facteur de mise en forme (roll-off),  $0 < \alpha < 1$ .

Comme on parle de processeurs parallèles en informatique, on peut dire que l'une des caractéristiques du procédé OFDM est l'utilisation des transmissions parallèles dans le domaine des fréquences. Les concepteurs du processus de modulation OFDM ont tourné la difficulté par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse. D'un point de vue pratique, la nécessité d'opérer très vite, en temps réel, conduit à utiliser une FFT (Fast Fourier Transform = transformée de Fourier rapide) numérique, réalisée à l'aide d'algorithmes très performants [46].

## 2.1 Orthogonalité

Les signaux sont orthogonaux s'ils sont mutuellement indépendants l'un de l'autre. L'orthogonalité est une propriété qui permet aux signaux multiples de l'information d'être transmis sur canal commun et d'être détectés sans interférence [53]. La perte d'orthogonalité a comme conséquence un brouillage ISI entre ces signaux de l'information et dégradation du système de transmission. Dans les systèmes FDM et TDM, les signaux sont *orthogonaux*. Le multiplexage TDM permet de regrouper plusieurs canaux de communications à bas débits sur un seul canal à débit plus élevé. La technique de multiplexage par répartition de fréquence (FDM) consiste à diviser une large bande de fréquence en bandes partielles beaucoup moins larges.

Le système OFDM consiste à décomposer le signal numérique à transmettre en un grand nombre de signaux. Ainsi, au lieu d'utiliser une seule porteuse à large bande, modulée à haut débit par la totalité du flux numérique, le procédé adopté met en oeuvre un grand nombre de porteuses distinctes, modulées individuellement à un débit très faible. Le spectre de chaque porteuse modulée chevauche le spectre des deux porteuses voisines sans qu'il y ait d'influence mutuelle : en effet, les fréquences des porteuses adjacentes étant orthogonales, chaque porteuse atteint son maximum quand les autres se croisent à la valeur nulle. Pour préserver cette orthogonalité en dépit des échos et trajets multiples, un intervalle de garde est inséré entre les symboles ; sa durée est choisie supérieure à l'étalement des échos, de sorte que les symboles consécutifs sont suffisamment espacés pour ne pas interférer entre eux.

La figure 2-1 montre la construction d'un signal OFDM avec quatre sous- bandes.

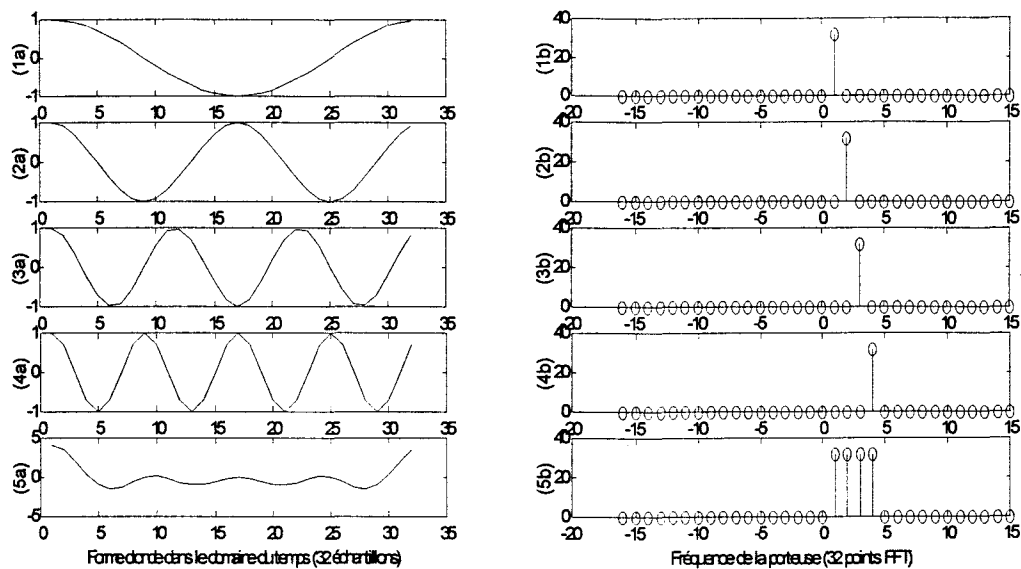


Figure 2-1 Construction d'un signal OFDM dans le domaine du temps

(1a), (2a), (3a), (4a) montrent les différentes sous-porteuses, avec 1, 2, 3, et 4 cycles pendant la période de symbole respectivement. La phase de tous ces sous-porteuses est zéro. (1b), (2b), (3b) et (4b) montrent la FFT des ondes (1a), (2a), (3a) et (4a) respectivement. (5a) et (5b) montrent le résultat de la somme de quatre sous-porteuses.

Les deux signaux limités dans le temps ( $0 \leq t \leq T_u$ ) sont orthogonaux ( $\perp$ ) s'ils satisfont les conditions de l'équation (2.2). Si l'on spécifie un espacement rigoureusement régulier de  $f_u = 1/T_u$  entre les porteuses, où  $T_u$  est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé, les porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

La  $k^{\text{ème}}$  porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$s_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad (2.1)$$

où,  $\omega_u = 2\pi / T_u$  et où les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité :

$$\int_{\tau}^{\tau+T_u} s_k(t) s_l^*(t) dt = \begin{cases} T_u & k=l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (2.2)$$

Il s'agit de la procédure commune de démodulation d'une porteuse consistant à la multiplier par une porteuse de même fréquence (en générant un battement de fréquence zéro), puis à intégrer le résultat. Toutes les autres porteuses donneront des battements qui se situent à des multiples entiers de  $\omega_u$ . Tous ces battements (brouilleurs) ont un nombre entier de cycles pendant la période d'intégration  $T_u$ . Leur intégrale est donc nulle.

On peut démoduler séparément toutes les porteuses sans aucune diaphonie mutuelle, simplement en choisissant leur espacement. En outre, on ne gaspille pas de spectre et les porteuses sont situées de manière à occuper la même largeur de spectre qu'une seule porteuse modulée avec toutes les données et filtrée avec un filtre idéal.

### 2.1.1 Orthogonalité de domaine de fréquence

Une autre manière d'examiner la propriété d'orthogonalité du signal OFDM est d'étudier son spectre [53]. La réponse fréquentielle de chaque porteuse d'OFDM peut être représentée comme une fonction sinc,  $\sin(x)/x$  (voir la figure 2-2). Le spectre de chaque



porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée  $T_s$  est la transformée de Fourier de la fenêtre.

Considérons le signal  $\{x_N(n)\}$  comme une multiplication de  $\{x(n)\}=\{x(0), x(1), \dots, x(N-1)\}$  par une fenêtre rectangulaire  $\{w(n)\}$  valant 1 pour  $n=0, 1, \dots, N-1$  et 0 partout ailleurs. La transformée de Fourier  $W(f)$  de ce signal fenêtre  $w(n)$  est donnée par :

$$\begin{aligned}
 W(f) &= \sum_{-\infty}^{\infty} w(n)e^{-jnf} = 1 + e^{-jf} + e^{-j2f} + \dots + e^{-j(N-1)f} = \\
 &= \left( \frac{e^{-jN/2f}}{e^{-j/2f}} \right) \frac{\sin\left(\frac{N}{2f}\right)}{\sin\left(\frac{1}{2f}\right)}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Cette fonction a l'allure d'une fonction *sinc* périodique ; elle vaut  $N$  en  $F=0$  et s'annule en  $F=1/N, 2/N, \dots, (N-1)/N$ .

Le spectre total du signal OFDM est la somme des spectres individuels des différentes porteuses. La figure 2-2(a) montre que l'espace entre chaque sous-porteuse  $1/T_s$  permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres. Donc, la condition d'orthogonalité est préservée. Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure 2-2(b) montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près :

$$B = \frac{N}{T_S} \quad (2.4)$$

Chaque sous-porteuse occupe à peu près  $1/T_S$  .

Si les données numériques  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation d'amplitude en quadrature QAM à plusieurs états ( 4, 16, ...), alors ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits. Dans ce cas, le débit total est le nombre de bits par seconde :

$$qB = qN / T_S \quad (2.5)$$

Pour une largeur de bande donnée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symboles  $T_S$  , le spectre de chaque porteuse  $1/T_S$  devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

Pour l'OFDM, la bande de fréquence totale  $B$  est divisée en  $N$  sous-bandes, chaque sous-porteuse voit un canal de transmission constant mais parmi toutes les sous-porteuses, certaines sont affaiblies d'autres amplifiées.

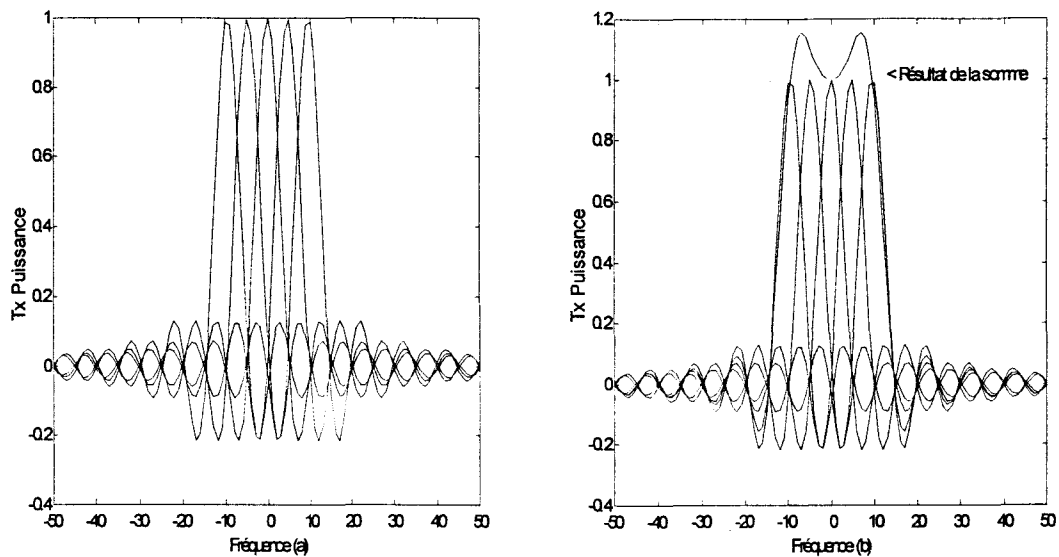


Figure 2-2 (a) Spectres des différentes porteuses, (b) Spectre du signal OFDM pour 5 porteuses.

## 2.2 Transmission et réception du système OFDM

Le principe des modulations multitraitements est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. On découpe alors le bloc de données en  $N$  sous blocs, chacun de ces sous blocs contenant  $b_i$  bits. Chaque sous bloc est représenté par un symbole OFDM [75] (« symboles OFDM » ou « QAM symboles » pour Quadrature Amplitude Modulation). À ces symboles on applique l'inverse de la transformée de Fourier côté émission et la transformée de Fourier côté réception.

Considérons une séquence de  $N$  données  $c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$ . Chaque donnée  $c_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$ . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$c_k e^{2j\pi f_k t}$ . Le signal total  $s(t)$  correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels [75]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.6)$$

Appelons  $T_s$  la durée symbole, le temps qui sépare 2 séquences de  $N$  données. Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est  $\frac{1}{T_s}$ . Alors les  $N$  sous-canaux sont placés dans les fréquences (voir la Figure 2-3):

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

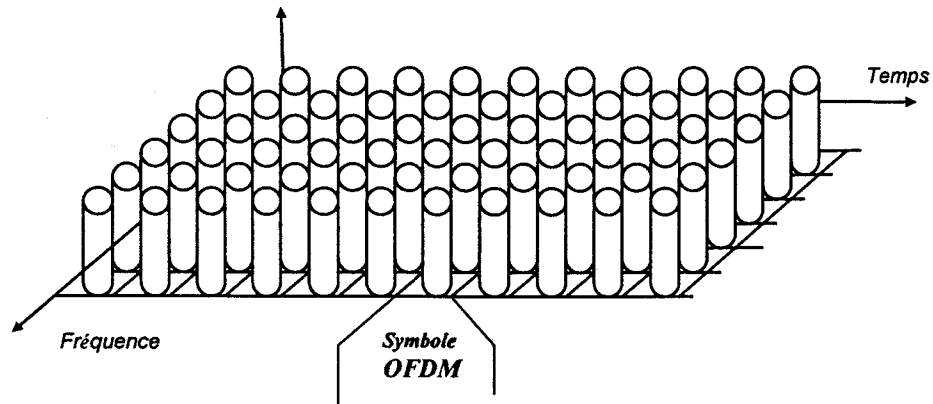


Figure 2-3 Répartition des porteuses d'un signal OFDM sur le plan temps/ fréquence

Donc, le signal  $s(t)$  sera exprimé comme suit :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (2.8)$$

De l'équation 2.8, on peut déduire l'expression réelle du signal :

si

$$c_k = a_k + j b_k \quad (2.9)$$

$$s(t) = \text{Re}(s(t)) = \text{Re} \left( \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + j b_k) e^{2j\pi \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right] - b_k \sin \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right] \quad (2.10)$$

D'après l'expression du signal, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter  $N$  modulateurs individuels. Mais l'expression mathématique du signal (équation 2.8) montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques  $c_k$ . Le signal parvenant au récepteur s'écrit :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \quad (2.11)$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$  et au temps  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$ . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \quad (2.12)$$

parce que

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad \text{si } k \neq i, \quad 1 \quad \text{si } k = i \quad (2.13)$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

On peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithmes de FFT ( direct) et IFFT (inverse ) en choisissant une fréquence d'échantillonnage. Le signal occupe la bande passante  $B$  à partir de la fréquence porteuse  $f_0$  . Pour démoduler, on effectue une translation de  $f_0 + \frac{B}{2}$ , fréquence médiane de la bande passante. Le spectre occupera la bande  $[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2}]$ . La bande passante du signal étant  $\frac{B}{2} = \frac{N}{2T_s}$ , la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à  $\frac{2B}{2}$  soit  $\frac{N}{T_s}$ . L'échantillonnage se fera aux temps  $t_n = n\frac{T_s}{N}$ .

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de  $f_0 + \frac{B}{2}$  s'écrit alors :

$$z(t) = y(t) e^{-2j\pi\left(f_0 + \frac{N}{2T_s}\right)t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi(k-N)\frac{t}{T_s}} \quad (2.14)$$

Puis après échantillonnage de période  $\frac{T_s}{N}$ ,

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.15)$$

où  $Z_n$  est la Transformée de Fourier discrète inverse de  $c_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier discrète.

Si le signal est modulé en bande de base et discrétisé, les échantillons  $s_n$  s'écrivent :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.16)$$

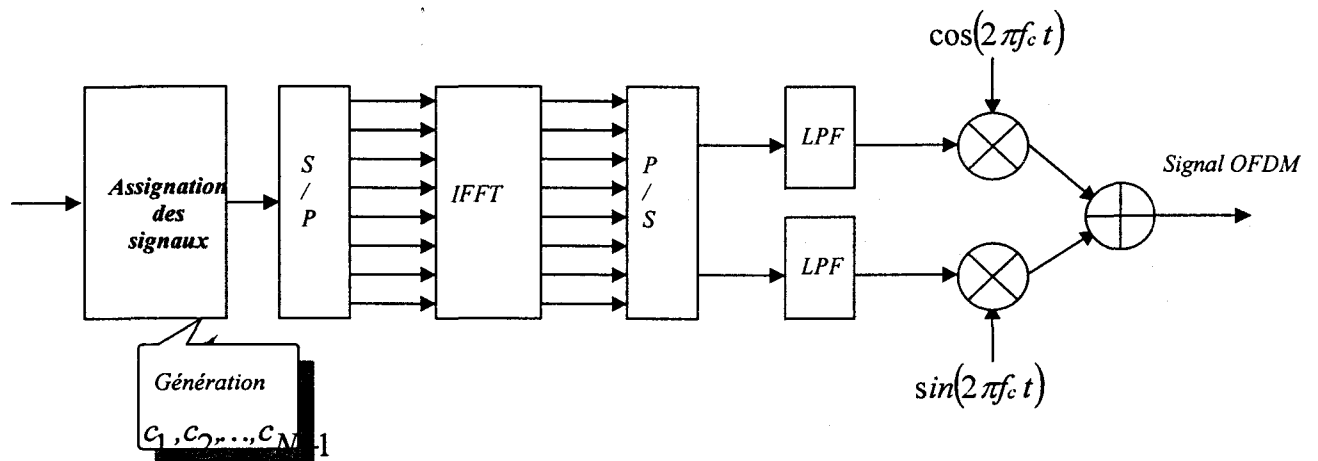


Figure 2-4 Modulateur du système OFDM

Habituellement, un intervalle de garde [47] est ajouté au signal obtenu par IFFT dans l'émetteur afin de faire face à l'interférence inter symbole (ISI) causée par les canaux à trajets multiples (voir al Figure 2-4). Il se compose d'une répétition d'un certain nombre

de derniers échantillons du symbole utile qui sont ajoutés au début de ce symbole (généralement connu sous le nom de préfixe cyclique).

En réception un convertisseur Série / Parallèle récupère les symboles  $[r(0), r(1), \dots, r(n+M)]$ . On applique alors la FFT aux  $n$  premiers symboles. Et dans le cas d'une convolution circulaire on a  $R=H \cdot X$ . On récupère alors le signal de départ  $X=R/H$  et la série  $[c(0), c(1), \dots, c(N-1)]$  (voir la Figure 2-5).

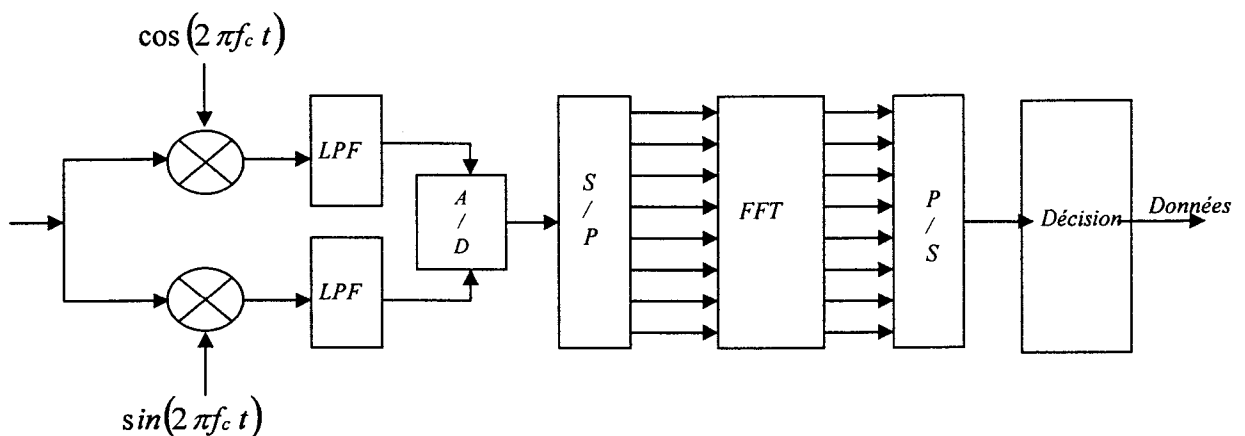


Figure 2-5 Démodulateur du système OFDM

### 2.2.1 Conversion série en parallèle

Les données à transmettre sont typiquement sous une forme de flux de données périodique. Dans un système OFDM une conversion série en parallèle est nécessaire pour convertir le train binaire périodique en données parallèles [75]. Les données assignées à chaque symbole dépendent de l'arrangement de modulation utilisé et du nombre de sous-porteuses. Par exemple, pour une modulation 16-QAM qui porte 4 bits des données par symbole, et une transmission employant 50 sous-canaux, le



nombre de bits par symbole requis est de 200. Au récepteur le processus inverse aura lieu, les données parallèles doivent être converties à nouveau au flux de données périodique original.

Pour une transmission OFDM dans un environnement radio à trajets multiples la sélectivité fréquentielle des canaux de propagation peut avoir comme conséquence les groupes de sous-porteuses fortement atténués entraînant la dégradation considérable du système.

Il convient donc de prendre des mesures préventives avant modulation pour permettre la détection et la correction dans le récepteur de la plupart des erreurs apportées par le canal de transmission. Ces mesures, dont la principale consiste toujours à réintroduire une redondance dans le signal, sont appelées un codage de protection d'erreurs ou F.E.C (Forward Error Correction) et constituent l'essentiel du codage. Pour que le récepteur sache ou est le bit altéré, il faut que l'émetteur envoie des informations supplémentaires pour localiser l'erreur. Le signal est ensuite modulé.

La partie du traitement qui concerne la dispersion d'énergie n'est pas à proprement parler destinée à la correction des erreurs, mais elle est spécifiée à l'émission pour uniformiser le spectre RF. Afin d'éviter les longues suites de 0 ou de 1 qui créeraient une raie à forte énergie dans le spectre, le signal doit être rendu quasi aléatoire pour assurer la répartition uniforme de l'énergie dans le canal d'émission. Ceci est obtenu au moyen d'un brouillage des données par une séquence pseudo aléatoire. Pour un décodage correct, le récepteur doit être équipé du même générateur pseudo-aléatoire, qui délivre la même séquence et qui démarre au même moment.

### 2.2.2 Modulation des sous- porteuses

Dans chaque symbole, chaque porteuse est modulée (multipliée) par un nombre complexe pris dans un ensemble de la constellation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Plus la constellation comporte d'états, plus chaque porteuse peut acheminer de bits pendant un symbole, mais plus les points de la constellation sont rapprochés, si on suppose une puissance transmise constante et plus la sensibilité au bruit augmente [36]. Un symbole très bruité et donc éloigné de son emplacement d'origine, peut être confondu avec le symbole adjacent.

La transmission satellite requiert une modulation la moins sensible aux distorsions de phase et d'amplitude. Le choix s'est donc porté sur une modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying ou modulation à déplacement de phase à 4 états). Les deux porteuses, appelé I et Q, sont déphasées de 90°. On peut résumer cela de la manière suivante :

$$s(t)=I(t)\cos(\omega t)+Q(t)\sin(\omega t) \quad (2.17)$$

Cette porteuse peut se représenter dans le plan de Fresnel par un vecteur (voir la Figure 2-6).

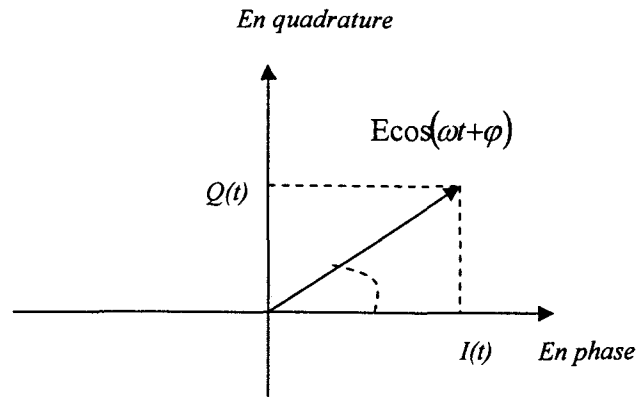


Figure 2-6 Composantes en phase et en quadrature d'une porteuse.

Ces signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  sont souvent filtrés dans le but de limiter le spectre du signal modulé QPSK. On utilise des filtres passe-bas limitant le spectre des signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  au lobe principal, soit deux filtres de Nyquist. La porteuse modulée aura un spectre du même type qu'en ASK, mais de largeur deux fois plus faible :

$$B = (1 + \alpha) / 2 T \cong (1 + \alpha) D / 2 \quad (2.18)$$

Les 4 états de la porteuse sont représentés sur un diagramme appelé constellation des états (voir la Figure 2-7). Sur la Figure 2-7 on voit que  $I(t)$  valant  $+X$  pour un bit à 0 et  $-X$  pour un bit à 1 et  $Q(t)$  valant  $+Y$  pour un bit à 0 et  $-Y$  pour un bit à 1. Un symbole transmis contient deux bits d'informations.

Diagramme I-Q pour QPSK

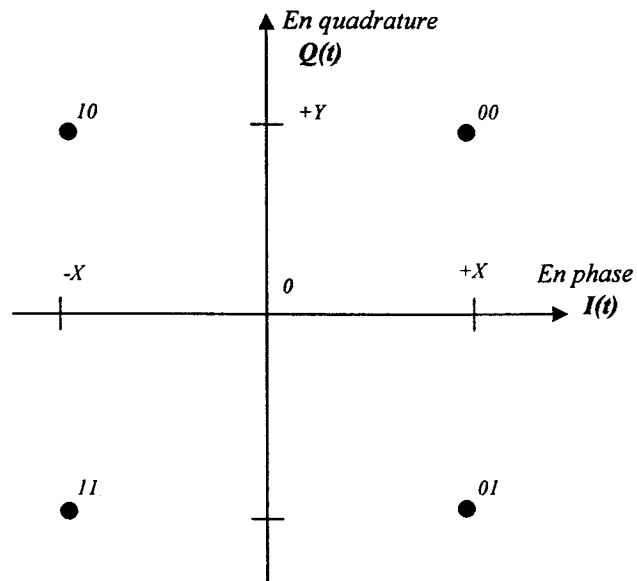


Figure 2-7 Exemple d'une constellation de la modulation I-Q (QPSK)

Ces 4 états de la porteuse sont bien définis lors de la modulation. Au niveau du récepteur par contre, le signal reçu est souvent faible et fortement bruité, et la constellation des états en sortie du démodulateur est nettement moins belle. Les 4 points sont alors devenus 4 nuages de points (voir la Figure 2-8). On voit également, sur ce diagramme de constellation, que même si les points deviennent des tâches, à cause du bruit, ce n'est pas très grave. Il suffit de savoir dans quel quadrant se situe le point pour retrouver l'information.

Diagramme I-Q pour QPSK

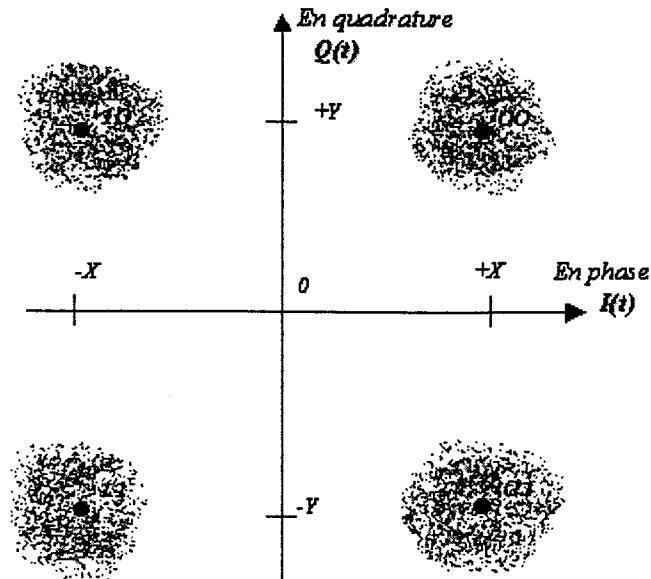


Figure 2-8 Constellation de la modulation I-Q (QPSK) avec un bruit supplémentaire

Sur le câble, la problématique est différente. C'est un milieu bien protégé mais à bande réduite. On choisit donc une modulation à efficacité maximale, c'est à dire transportant un maximum de bit par symbole. On utilise une modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) composée de deux modulations d'amplitude à porteuse supprimée en quadrature comme pour le QPSK. La différence tient dans le fait que l'on augmente le rendement du code en augmentant les valeurs que peuvent prendre  $I(t)$  et  $Q(t)$  de l'équation (2.17). Si chaque axe code deux bits, on transporte alors 4 bits par symbole et l'on définit une modulation 16 QAM représentée sur la Figure 2-9 :

Diagramme I-Q pour 16-QAM

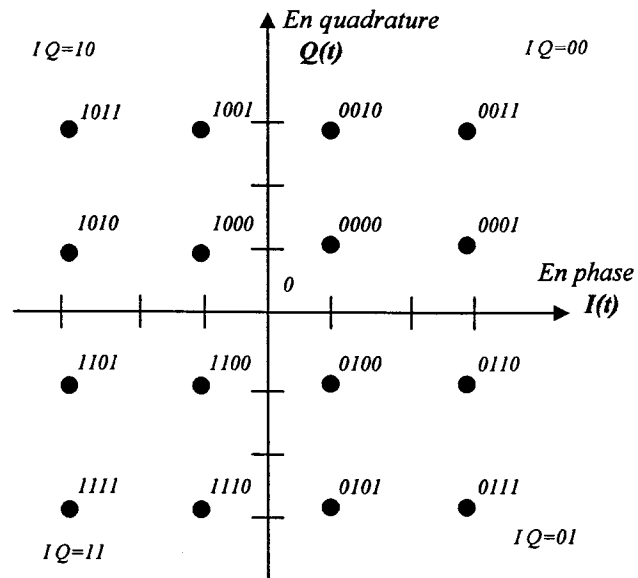


Figure 2-9 Exemple d'une constellation de la modulation I-Q pour 16-QAM

On s'aperçoit que dans ce cas chaque quadrant, les deux bits de poids fort  $I-Q$ , ont une valeur constante sur le quadrant et que cela s'apparente alors à une modulation QPSK (voir la Figure 2-10). A la réception, il suffit de détecter le quadrant dans lequel se trouve le symbole transmis pour retrouver la valeur de  $I-Q$ .

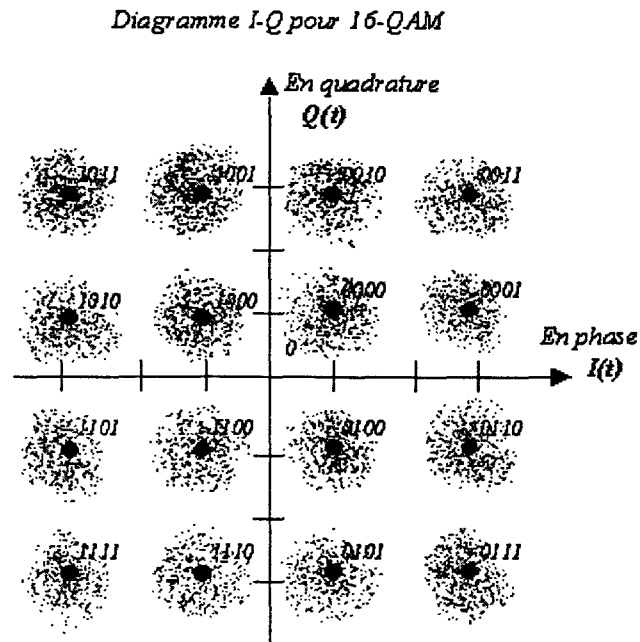


Figure 2-10 Constellation de la modulation I-Q (16-QAM) avec un bruit supplémentaire

Une démodulation complète permet alors de retrouver le reste des bits. D'où l'idée de transporter deux flux distincts au sein de la même modulation :

- Un flux de haute priorité (High Priority : HP) codé avec les deux bits  $IQ$ , et facile à décoder même si la constellation est fortement perturbée.
- Un flux de basse priorité (Low Priority : LP) codé avec le reste des bits, nécessitant une démodulation complète pour des conditions de réception ordinaire.

La constellation représentée par la Figure 2-10 est dite uniforme car la distance entre chaque symbole est identique.

### 2.2.3 Conversion du domaine de la fréquences en domaine du temps

Après avoir réparti l'information à transporter sur l'ensemble de sous- porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM , on applique la transformée de Fourier inverse qui nous permet de passer du domaine de la fréquence au domaine du temps [53] (voir la Figure 2-11).

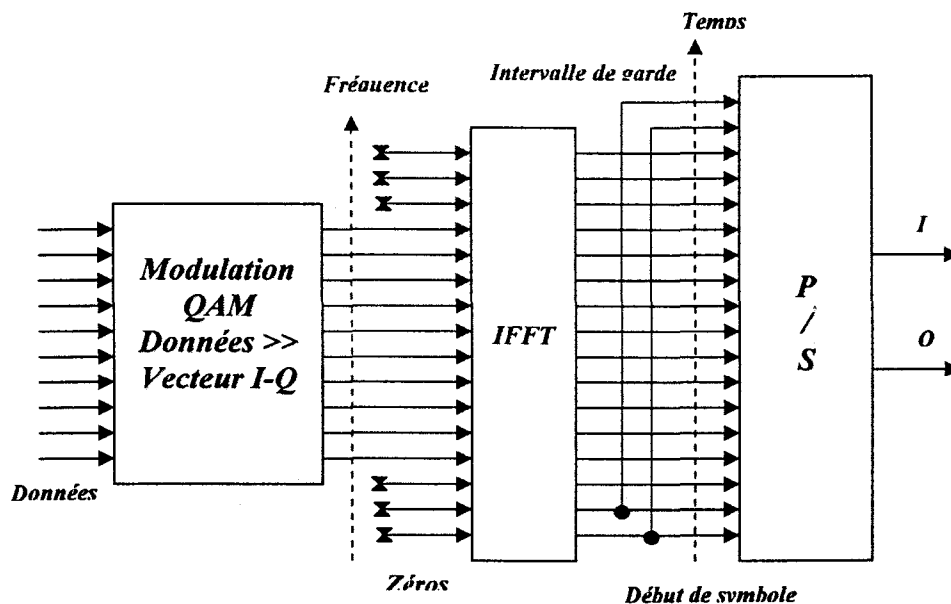


Figure 2-11 Émetteur du système OFDM, étape d'IFFT

Le fait de rajouter des zéros dans le domaine temporel ( $N$  plus grand) fait que l'échantillonnage de la transformée de Fourier est plus fin (pas de  $\frac{1}{N}$ ). Quand on passe de  $N=32$  à  $N=64$ , on échantillonne deux et deux fois plus finement la Transformée de Fourier. Si l'on ajoute des échantillons nuls à la suite des  $N$  valeurs  $(x_N(0), x_N(1), \dots, x_N(N-1))$ , de façon à obtenir une séquence de  $N_{TFD}$  valeurs, on obtient une représentation plus réaliste de  $\{x_N(n)\}$ . Le calcul de la TFD de cette séquence fournit



donc un échantillonnage de la TFD de  $\{x_N(n)\}$ , cette fois sur  $N_{TFD}$  valeurs en fréquence. Lorsqu'on complète une séquence par des zéros fournit donc une meilleure représentation de  $X_N(F)$ , sans pour autant augmenter la précision du résultat (voir la Figure 2-12).

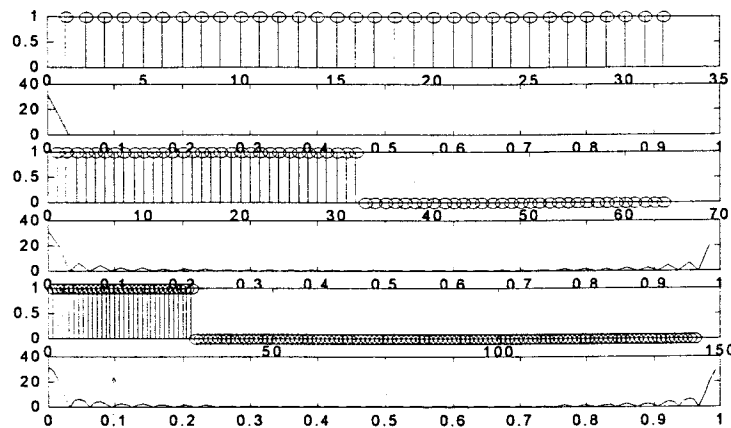


Figure 2-12 FFT sur 32, 64, et 128 points de 32 échantillons d'une fenêtre rectangulaire.

La transformée de Fourier discrète (DFT) [5] correspond à la décomposition d'un vecteur sur une base orthogonale, et elle n'est donc qu'une simplification (en termes de calculs) de la transformée de Fourier à temps continu. Son calcul est en effet limité à un nombre fini de valeurs de  $n$  et à un nombre fini de valeurs de  $F$ .

Considérons une suite finie de  $N$  échantillons  $\{x(n)\}=\{x(0),x(1),\dots,x(N-1)\}$ . On définit sa transformée de Fourier Discrète comme la suite  $\{X(k)\}$  :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{-nk} \quad (k = 0,1,\dots,N-1), \quad \text{où } W_N = e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (2.19)$$

La transformée de Fourier Discrète inverse est donnée par :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{nk} \quad (n=0, 1, \dots, N-1) \quad (2.20)$$

Étant donnée la distribution gaussienne de l'amplitude du signal en bande de base, il faut appliquer un facteur d'échelle de  $1/N$  pour obtenir un signal de sortie TFR dont l'amplitude corresponde à peu près à celle du signal d'entrée. La TFD de la suite de 4 échantillons  $\{x(n)\} = \{x(0), x(1), x(2), x(3)\}$  correspond aux quatre valeurs complexes  $\{X(k)\} = \{X(0), X(1), X(2), X(3)\}$  obtenues comme sur la Figure 2-13, où l'on a symboliquement placé les échantillons près des vecteurs complexes auxquels ils se rapportent dans la somme (2.19).

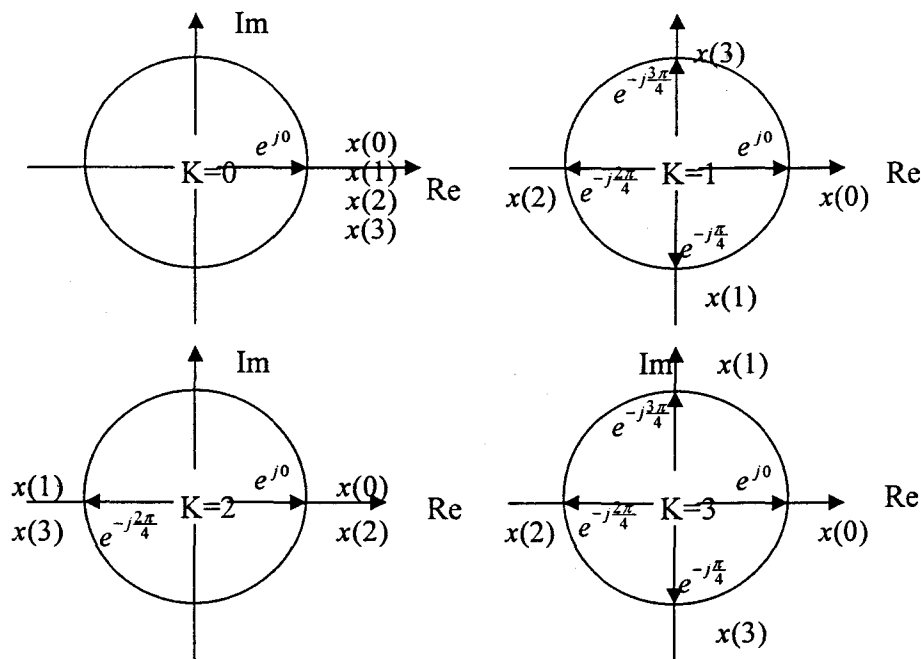


Figure 2-13 Calcul géométrique de la TFD de  $\{x(0), x(1), x(2), x(3)\}$

Les éléments de la suite  $\{x(0), x(1), \dots, x(N-1)\}$  peut être vus comme les composantes d'un vecteur  $x$  dans un espace à  $N$  dimensions. L'équation (2.20) exprime alors

$x$  comme une combinaison linéaire de  $N$  vecteurs de base  $w_k (k=0, \dots, N-1)$ , où les composantes de chaque vecteur sont données par la suite  $\{W^0, W^k, W^{2k}, \dots, W^{(N-1)k}\}$  (voir la Figure 2-14).

Il est facile de montrer que ces vecteurs de base sont orthogonaux entre eux (leurs composantes décrivent des exponentielles imaginaires dont les périodes sont entières et sont entre elles dans des rapports entiers).

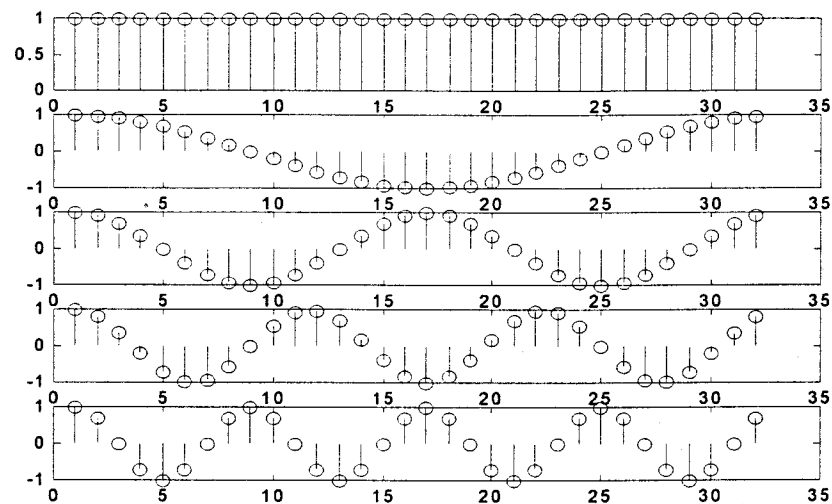


Figure 2-14 Partie réelle des cinq premières fonctions de base pour une TFD sur 32 valeurs ( $N=32$ )

On constate que les vecteurs de base complexes sous-jacents sont bien les exponentielles imaginaires de périodes entières sur 32 échantillons (la première correspondant au cas d'une période de 1 échantillon). Les valeurs de la TFD d'une suite d'échantillons sont égales à  $N$  fois les coefficients de sa décomposition sur les vecteurs de base.

Il est possible de calculer la transformée de Fourier discrète de façon très efficace, à l'aide d'algorithmes spécialisés, dits de transformée de Fourier rapide (TFR ; ou FFT : Fast Fourier Transform). La mise en oeuvre de ce principe conduit à différentes méthodes dont les performances sont comparables. Par exemple, l'algorithme dit radix 2 avec entrelacement dans le temps, qui exige une séquence dont la longueur est une puissance de 2 ( $N=2^M$ ), a rendu envisageable le calcul de TFD de plusieurs milliers de points.

#### **2.2.4 Modulation RF**

En général, les modulateurs et démodulateurs réels du système OFDM fonctionnent soit en bande de base, soit à une fréquence intermédiaire (FI). Étant donné que nous devons émettre notre signal à une fréquence radioélectrique (RF) prédéterminée, nous devons dans la pratique déplacer le signal modulé vers le haut pour le porter à cette RF dans l'émetteur, puis le faire redescendre de la RF à la FI ou à la bande de base dans le récepteur. Ceci peut être mis en application en utilisant des techniques analogiques comme représenté sur la Figure 2-15 ou en utilisant un convertisseur numérique comme représenté sur la Figure 2-16. Cette opération nécessite des oscillateurs à déplacement de fréquence, connus sous le nom d'oscillateurs locaux (OL), dont la fréquence est ultérieurement stabilisée à la précision voulue grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL).

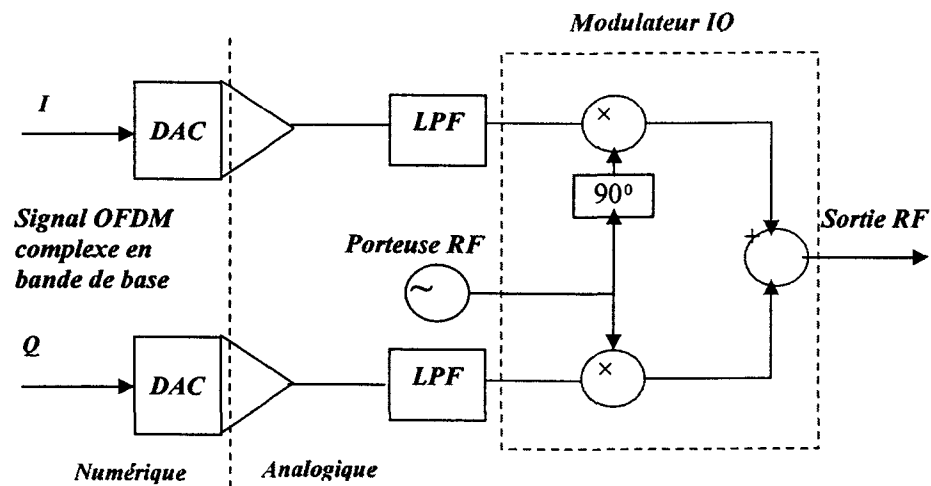


Figure 2-15 Modulation RF du signal complexe OFDM (en bande de base) avec des techniques analogiques.

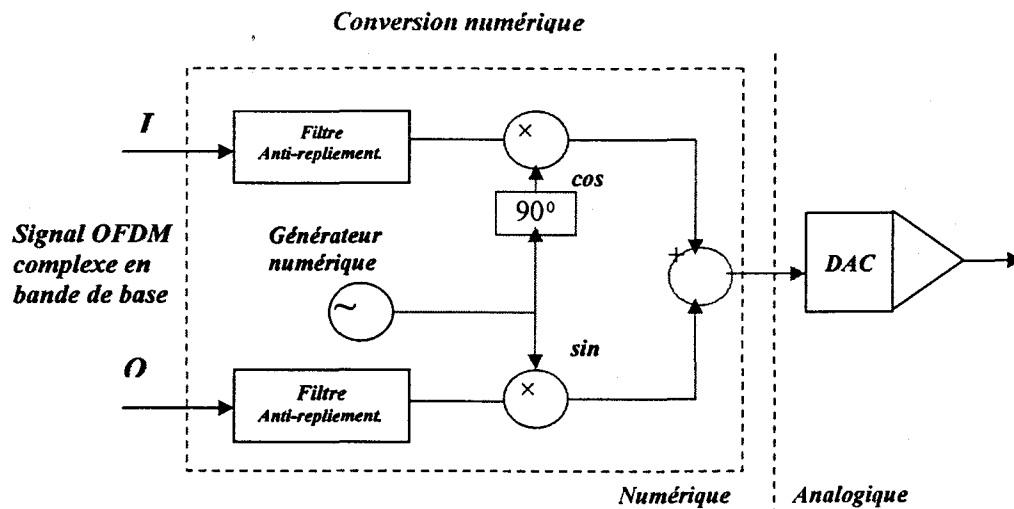


Figure 2-16 Modulation RF du signal complexe OFDM (en bande de base) avec des techniques numériques. (DDS = Direct Digital Synthesis)

Les synthétiseurs (générateurs de signaux RF) permettent la modulation avec des signaux I/Q pour obtenir des modulations QPSK, OQPSK, 8PSK, QAM... afin de

répondre aux besoins croissants d'informations transmises (débit binaire) dans une bande passante donnée. L'amplification, quel que soit son type, n'est jamais parfaitement linéaire. Il est donc impératif de filtrer après amplification.

### 2.2.5 Génération complexe du signal OFDM

Pour la plupart des applications sans fil le signal OFDM est produit en bande de base en utilisant les échantillons complexes, puis le signal modulé est déplacé à la fréquence RF en utilisant un modulateur I-Q, comme représenté sur la Figure 2-15 et la Figure 2-16. La fréquence de modulation I-Q décale le signal OFDM du DC à la fréquence RF exigée, et convertit le signal complexe en signal réel. Il est cependant possible de produire directement un signal réel OFDM. Ce qui est utile dans des applications de type câble, telles que l'ADSL. Le signal transmis est un signal réel car un seul câble est employé. Dans le cas où un signal complexe doit être transmis deux fils sont alors seraient nécessaires, l'un pour la partie réelle du signal et l'autre pour la partie imaginaire. Un signal réel est équivalent à un signal complexe en bande de base, centré sur la composante continue (DC), et déplacé à la nouvelle fréquence centrale en utilisant un modulateur de I-Q:

$$f_c = \frac{W}{2} + f_{off} \quad (2.21)$$

où

$f_c$  : fréquence de translation pour former le signal réel OFDM à partir de signal complexe en bande de base,

$W$  : largeur de bande du signal,

$f_{off}$  : fréquence par rapport à la composante continue (voir la Figure 2-17)

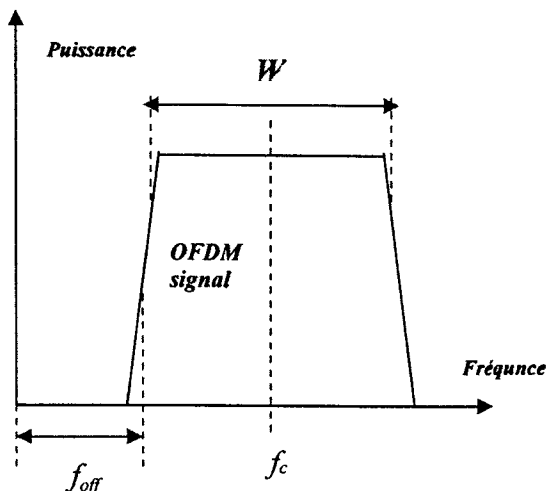


Figure 2-17 Signal OFDM excentré par rapport à la composante continue,  $W$  : largeur de bande du signal,  $f_{off}$  : fréquence d'excentrage de DC,  $f_c$  : fréquence centrale.

La Figure 2-18 illustre l'arrangement du signal OFDM dans le domaine de fréquence pour une génération d'une forme réelle du signal. Avec une forme réelle la largeur de bande du signal est égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Ainsi pour produire un signal réel OFDM seule la moitié des porteuses disponibles peut être employé pour la modulation de données.

Un signal physique n'est jamais illimité dans le temps et par conséquent son spectre n'est pas à support borné. Il ne respecte donc normalement pas les conditions du théorème de Shannon. Par ailleurs, tout signal est affecté par des bruits additifs, qui portent des composantes à haute fréquence. Ces bruits peuvent dégrader le spectre utile du signal par repliement spectral, ce qui implique la nécessité de faire précéder l'échantillonnage d'un filtre appelé filtre de garde ou filtre anti-repliement. On commet donc toujours une erreur en fixant la limite du spectre à  $f_s/2$  : les composantes du signal à plus haute fréquence ne sont pas prises en compte.

Si la fréquence d'échantillonnage est imposée, on peut faire en sorte que la bande passante du filtre de garde soit plus étroite que la limite théorique de  $f_s/2$ . Les recouvrements spectraux sont alors minimisés, au prix d'une perte des composantes à plus hautes fréquences du signal. Si l'on a la liberté de choisir la fréquence d'échantillonnage, on peut la choisir fortement supérieure à  $2f_M$ . On dit alors que l'on sur-échantillonne. Les erreurs sont alors d'autant plus petites que le sur-échantillonnage est important. Dans certains cas, on choisit même de sur-échantillonner à plusieurs fois la fréquence minimale théorique, ce qui permet de simplifier le filtre de garde : on peut élargir considérablement la zone de transition tout en gardant la même bande utile de fréquence. Tout est une affaire de compromis : on gagne sur le filtre, mais le sur-échantillonnage est coûteux en calculs.

La génération d'un signal complexe OFDM en bande de base est représenté sur la Figure 2-19. Dans ce cas-ci tous les porteuses peuvent être employés pour la modulation de données, et pour être certain de ne pas avoir de repliement de spectre, on peut «annuler» les porteuses proches des extrémités de la bande passante. Il y a en réalité un peu moins de porteuses transmises que  $N$ . On peut aussi filtrer le signal par un filtre de Nyquist.



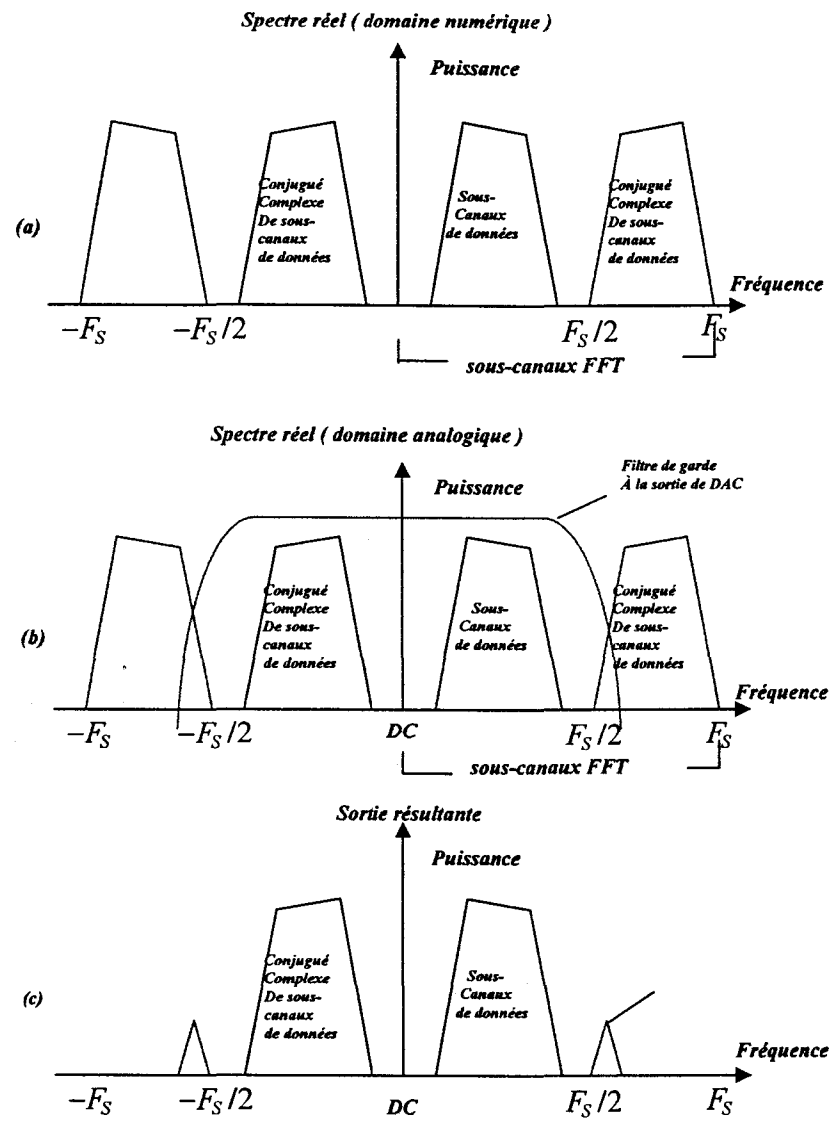


Figure 2-18 Arrangement des sous-canaux pour la génération d'une forme d'onde réelle dans le domaine du temps.

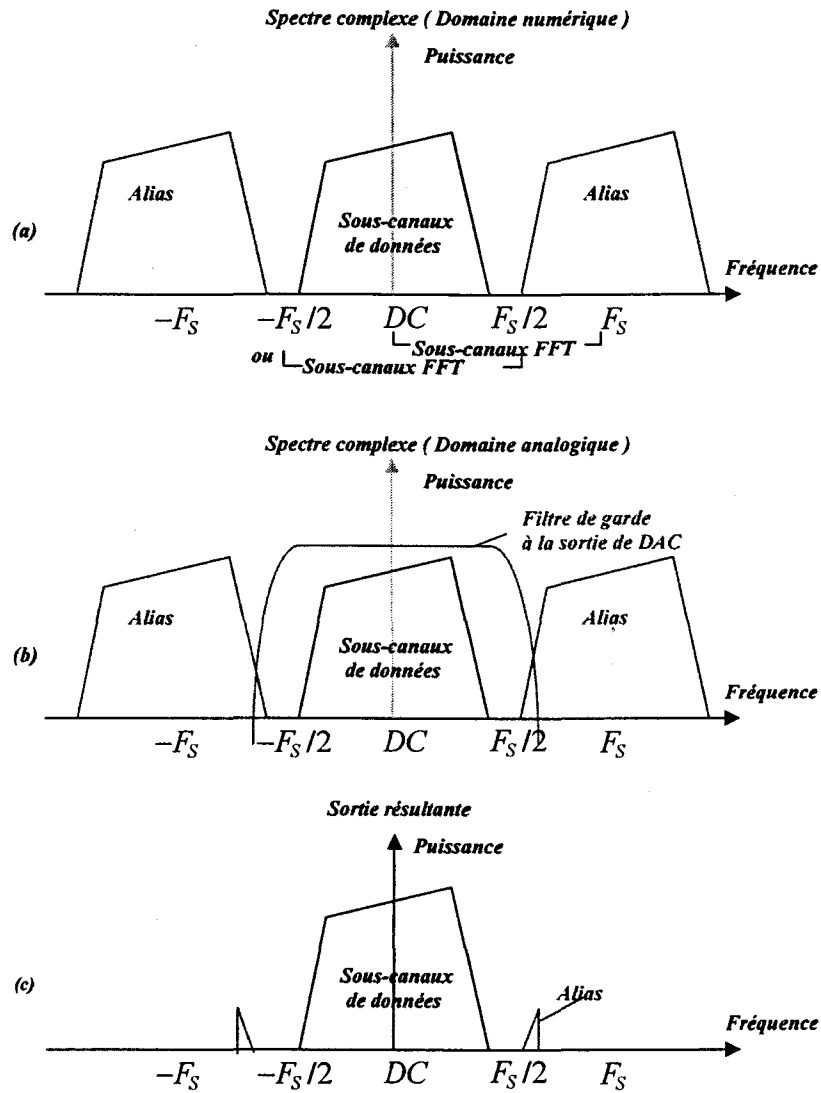


Figure 2-19 Arrangement des sous-canaux pour la génération du signal complexe OFDM

### 2.3 Intervalle de garde

Dans la pratique, les porteuses sont modulées par des nombres complexes qui changent d'un symbole à l'autre. Si la période d'intégration porte sur deux symboles (cas des trajets retardés), on aura non seulement un brouillage ISI à l'intérieur de la même porteuse, mais aussi un ICI. En effet, les battements provenant des autres porteuses ne peuvent plus être intégrés en donnant une somme nulle si leur phase ou leur amplitude varient pendant la période [53], [56].

Pour éviter ce phénomène, on ajoute un intervalle de garde pour garantir que toutes les informations intégrées viennent du même symbole et apparaissent constantes pendant sa durée. La Figure 2-20 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration  $T_{FFT}$ . Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole: le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI et ISI ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde .

L'intervalle de garde ne doit pas représenter une trop grande partie de  $T_{FFT}$ , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données et de rendement spectral.

La durée du symbole totale transmis est alors :

$$T_S = T_G + T_{FFT} \quad (2.22)$$

où  $T_G$  : durée de l'intervalle de garde,

$T_{FFT}$  : taille d'IFFT pour générer un signal OFDM

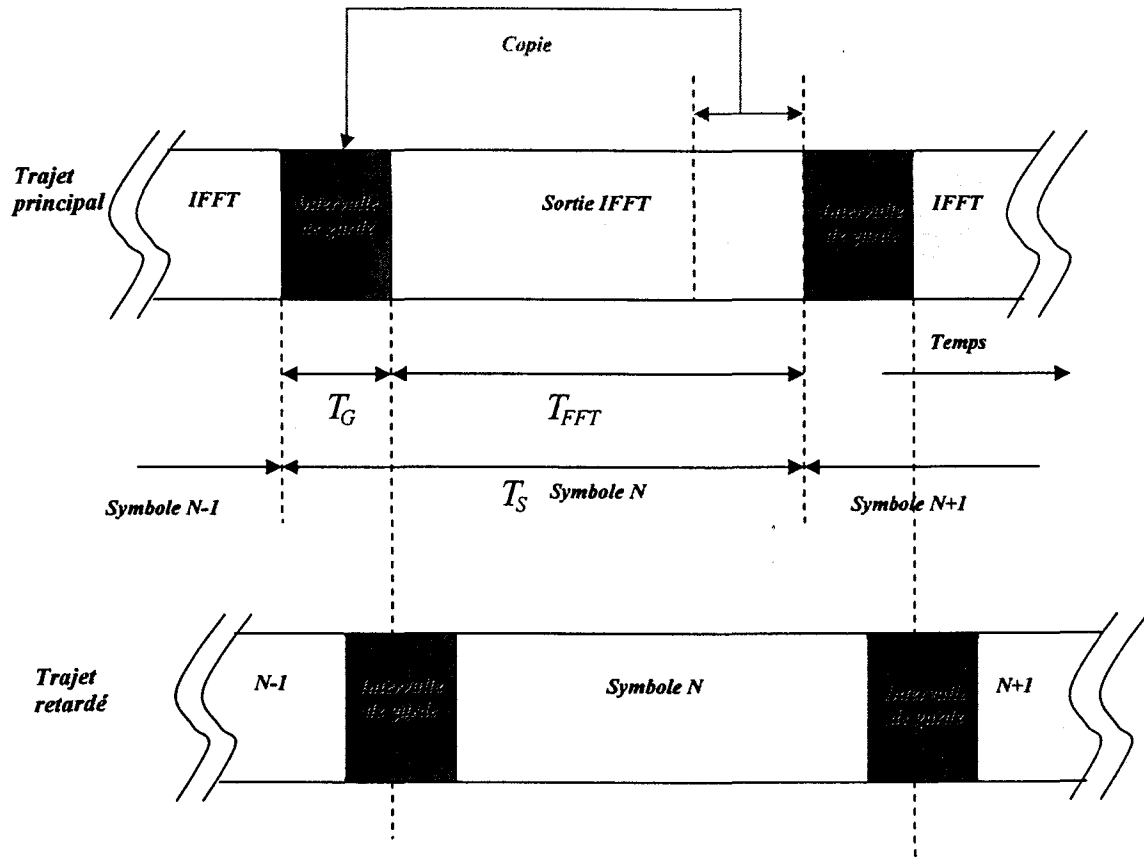


Figure 2-20 Adjonction d'un intervalle de garde à un signal OFDM

Les trajets représentés sur la Figure 2-20 peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. De nombreux autres éléments peuvent entraîner une perte d'orthogonalité donc un brouillage ICI : erreurs dans l'oscillateur local (OL) ou dans les fréquences d'échantillonnage du récepteur, bruit de phase dans l'OL [48]. En pratique, si on fait attention on peut maintenir leurs effets dans des limites acceptables.

### 2.3.1 Protection contre la dispersion temporelle et l'ISI

Un système OFDM qui a le même taux d'échantillonnage pour l'émetteur et le récepteur, doit employer la même taille de FFT à la réception et à la transmission afin de maintenir l'orthogonalité de sous-porteuses [53]. La démodulation consistera à estimer, à la réception, l'état de chacun des signaux. La difficulté de cette estimation tient au fait que le canal modifie l'amplitude et la phase de chaque signal; ces modifications ou distorsions ne sont pas quelconques: elles sont fortement corrélées en fréquence et en temps, ce qui signifie que les signaux voisins (selon les deux dimensions) subiront des distorsions similaires. Chaque symbole reçu a des  $T_G + T_{FFT}$  échantillons dus à l'adjonction d'un intervalle de garde. Le récepteur a besoin seulement des  $T_{FFT}$  échantillons du symbole reçu pour décoder le signal. En présence de signaux à support temporel borné de durée  $T_G + T_{FFT}$ , l'interférence intersymbole sur l'axe du temps est éliminée en consacrant une partie  $T_G$  de chaque symbole à l'absorption de la dispersion temporelle du canal. Ce procédé a pour conséquence directe une perte de capacité.

Pour un signal OFDM l'amplitude et la phase de chaque sous-porteuse doivent demeurer constantes pendant la période du symbole pour maintenir l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Si elles ne sont pas constantes cela signifie que les spectres des porteuses ne seront pas d'une forme correcte de sinc, et ils ne vont pas s'annuler aux fréquences normalisées, ayant pour résultat l'interférence entre les symboles. Etant donné leur longues durées, les symboles OFDM sont assez résistants aux ISI causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d'atténuation d'amplitude et de rotation de phase.

Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards qui apparaissent dans le canal. Dans ce cas, on aura un symbole OFDM libre des ISI et on maintient la condition d'orthogonalité des sous-porteuses (voir la Figure 2-21).

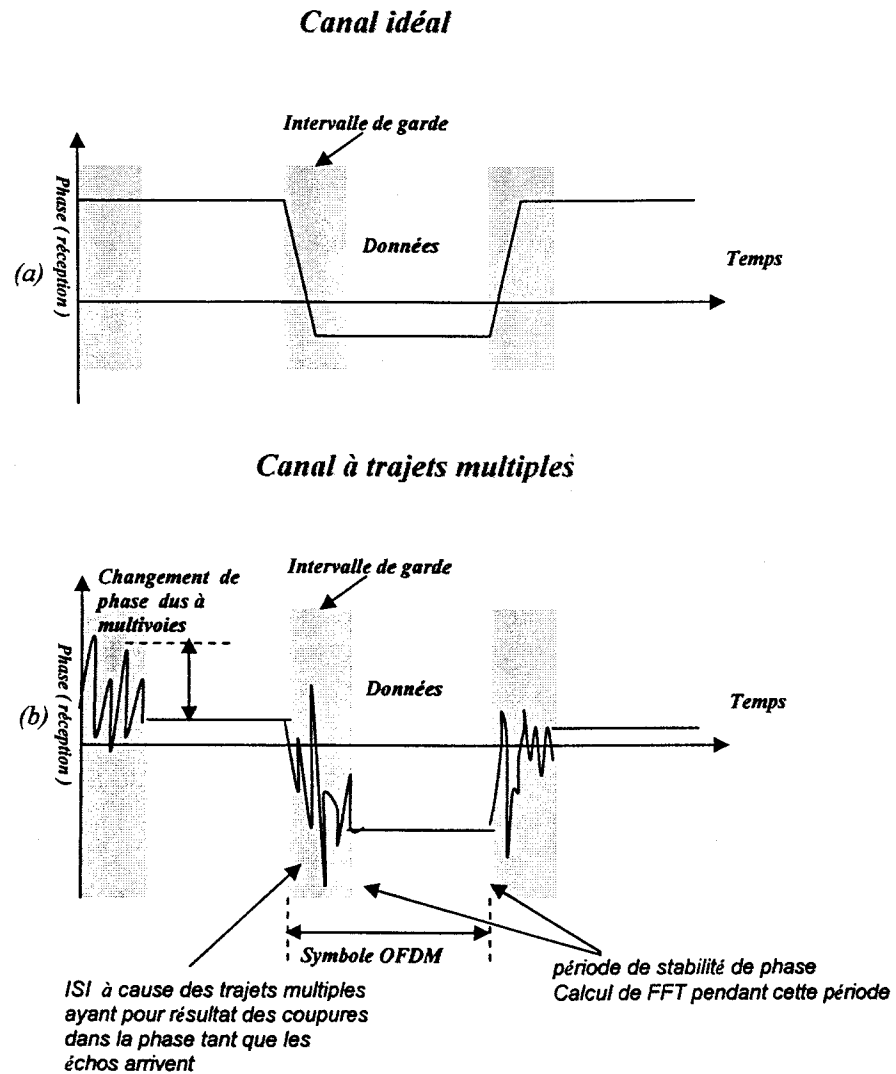


Figure 2-21 Utilité d'un intervalle de garde pour combattre l'ISI

### 2.3.2 Intervalle de garde et espacement entre les porteuses

L'adjonction d'un intervalle de garde diminue le taux de symbole, toutefois elle n'affecte pas l'espacement de sous-canaux vu par le récepteur. L'espacement de sous-canaux est déterminé par la fréquence d'échantillonnage et la taille de FFT employées pour analyser le signal reçu :

$$\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}} \quad (2.23)$$

Dans l'équation 2.23,  $\Delta f$  est l'espacement de sous-canaux en Hertz,  $F_s$  est la fréquence d'échantillonnage en Hertz, et  $N_{FFT}$  est la taille de FFT.

Le débit qui était  $\frac{qN}{T_s}$  bits/s diminue et devient  $\frac{qN}{T_s + T_G}$ . L'intérêt de la technique OFDM est que la durée d'un symbole OFDM contenant  $N$  symboles numériques peut être grande. Si le nombre de porteuses est assez grand permettant une durée symbole  $T_s$  assez longue devant l'intervalle de garde, le débit n'est que peu réduit.

### 2.4 Pondération par une fenêtre

Un signal OFDM dans le domaine temporel est équivalent à une somme de porteuses sinusoïdales modulées, chacune entre elles est pondérée par une fenêtre rectangulaire, car le fait de ne conserver que  $N$  échantillons d'un signal  $\{x(n)\}$  peut être interprété comme la multiplication de ce signal par une fenêtre rectangulaire. La TFD de cette fenêtre possède un lobe principal de largeur  $1/N$ , et l'amplitude de ses lobes secondaires est à peu près 13 en dessous de celle de son lobe principal [53]. Ceci peut être gênant lorsqu'il s'agit de mesurer l'amplitude des raies d'un signal périodique, si certaines raies sont largement à plus de 13 dB sous la raie d'amplitude maximale.

On peut alors utiliser sciemment une fenêtre de pondération dont les caractéristiques fréquentielles (largeur du lobe principal, position des lobes secondaires) sont différentes de celles de la fenêtre rectangulaire. Les fenêtres utilisées le plus couramment sont :

$$\text{Hanning: } w(n) = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos(2\pi n/N) & \text{si } n=0 \dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\text{Hamming } w(n) = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos(2\pi n/N) & \text{si } n=0 \dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\text{Blackman } w(n) = \begin{cases} 0.42 - 0.5 \cos(2\pi n/N) + 0.08 \cos(4\pi n/N) & \text{si } n=0 \dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.26)$$

La diminution de l'amplitude des lobes secondaires se fait au prix d'une augmentation de la largeur du lobe principal et de dégradation l'efficacité spectrale du système. L'augmentation de la largeur du lobe principal peut évidemment poser problème, par exemple dans le cas de sinusoïdes de fréquences fort rapprochées. Seule la fenêtre rectangulaire permet dans ce cas de distinguer les deux raies.

Soit un signal constitué de deux sinusoïdes à 150 et 170 Hz, d'amplitudes identiques, échantillonnées à 1000 Hz. On utilise une fenêtre rectangulaire de 64 points et le calcul de la FFT se fait sur 512 points en fréquence. Montrons l'influence de la fenêtre de pondération (voir la Figure 2-22).



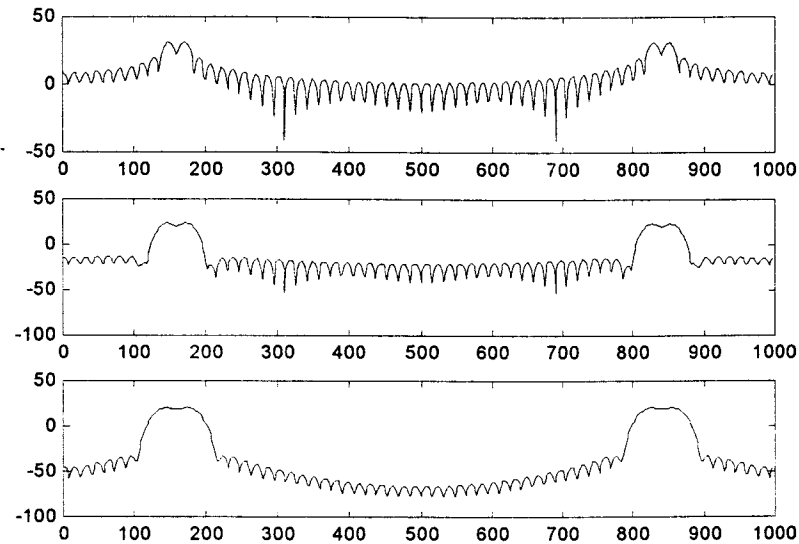


Figure 2-22 FFT sur 512 points de 64 échantillons d'une somme de deux sinus (à 150 et 170 Hz, échantillonnées à 1000 Hz)

La Figure 2-23 montre le spectre d'un signal OFDM avec 52 sous-porteuses (même que HiperLAN2, ou IEEE802.11a) sans une limitation de la bande passante. La Figure 2-24 montre le spectre d'un signal OFDM avec 1536 sous-porteuses (même que la DAB). Pour ramener le niveau des lobes secondaires aux limites acceptables on doit filtrer un signal OFDM par un filtre passe-bas imposant une coupure plus basse que le canal.

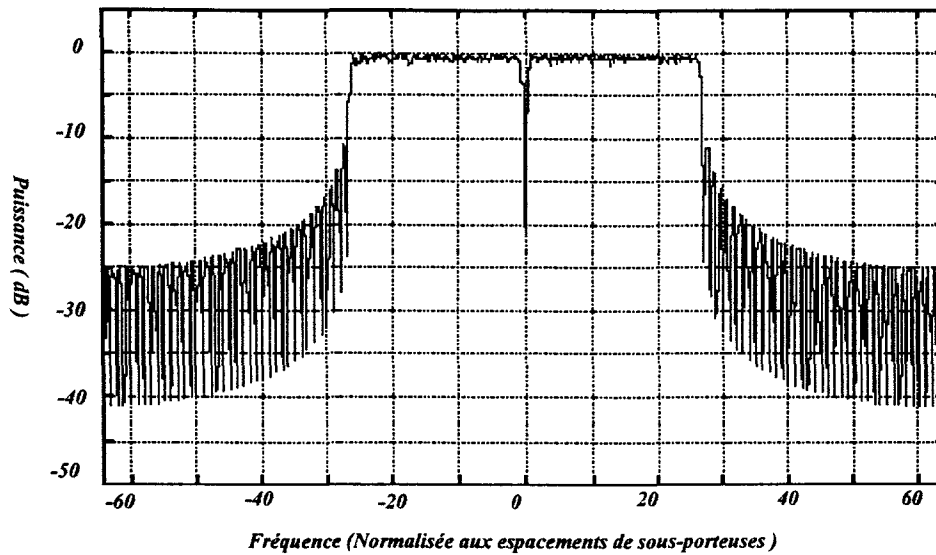


Figure 2-23 Spectre d'un signal OFDM non-filtré, 52 sous-canaux [30]

C'est la même réponse en fréquence comme pour un signal HiperLAN2 non-filtré. Pour HiperLAN2 l'espacement de sous-porteuses correspond à 312,5 kHz. La porteuse de DC n'a pas été employée, ce qui a rendu le signal symétrique autour de DC.

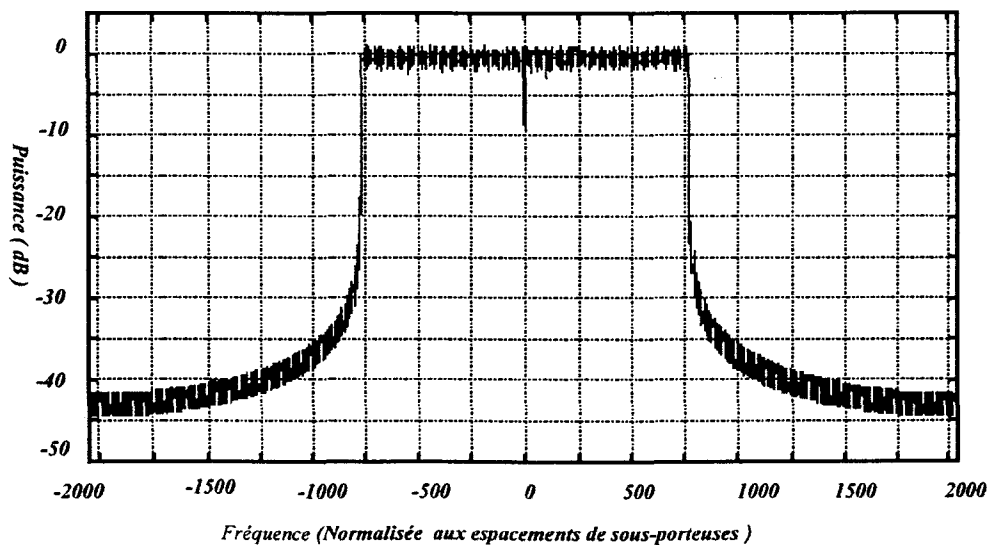


Figure 2-24 Spectre d'un signal OFDM non-filtré, 1536 sous-canaux [49].

C'est la même réponse en fréquence comme pour un signal non-filtré de DAB. Pour la DAB l'espacement de sous-canaux correspond à 1 kHz.

## 2.5 Filtrage de Nyquist

Un des méthodes le plus simple pour atténuer les lobes latéraux d'un signal et maîtriser les interférences intersymboles liées à la bande passante limitée du canal, est introduire un filtre passe-bas numérique dit « de Nyquist » ou « en cosinus » aux propriétés particulières [56], [75] :

- c'est le filtre qui limite la bande du signal numérique ( la bande passante du canal sera supposée plus large que celle du filtre)
- sa réponse impulsionnelle est telle qu'il supprime le risque d'interférences intersymboles.

Cette famille de filtres a la caractéristique intéressante de posséder une réponse temporelle particulière présentant des zéros aux instants de décision précédant et suivant le bit courant. Ce filtrage est caractérisé par son facteur de roll-off  $\alpha$  , qui détermine la raideur du filtre. Le spectre du signal numérique est modifié de façon assez importante puisque la fréquence de coupure du filtre de Nyquist est inférieur à  $1/2T$ . Dans la pratique la bande passante du signal est limitée à un peu plus de la moitié du lobe principal du spectre initial:

$$B = (1 + \alpha) \frac{1}{2T} \quad (2.27)$$

où  $\alpha$  - facteur de mise en forme ( roll-off ),  $0 < \alpha < 1$  ,

$T$  - période de symbole,

$B$  - la bande passante du signal occupée après filtrage

Par exemple si  $\alpha = 0,5$ , la bande vaut  $B = 0.75 / T = 0.75 D$ . Dans la pratique on utilise des filtre de Nyquist dont le facteur de roll-off varie entre 0,35 et 0,5.

$$F_e(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[ 1 + \sin \left( \frac{\pi T}{\alpha} \left( \frac{1}{2T} - |f| \right) \right) \right], & \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0, & |f| \geq \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (2.28)$$

L'équation (2.28) montre la réponse fréquentielle [50] d'un filtre de Nyquist. La Figure 2-25 illustre la courbe de réponse en fréquence du filtrage de Nyquist (normalisée à la fréquence de symbole  $1/T$ ) pour trois valeurs de facteurs de roll-off (0,2 ; 0,35 ; 0,5).

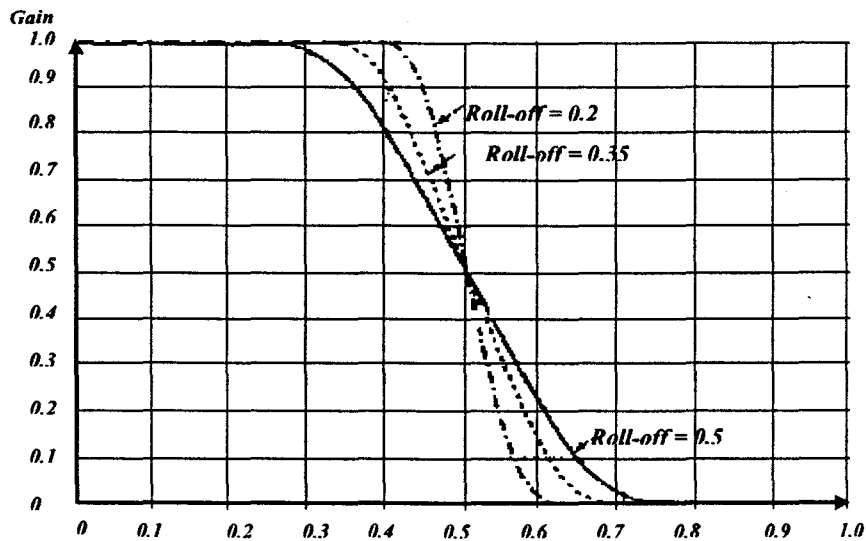


Figure 2-25 Réponse fréquentielle du filtre de Nyquist pour les différentes valeurs de  $\alpha$

La réponse temporelle [50] de ces filtres est la suivante :

$$f_e(t) = \frac{1}{T} \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T} \left(1 - 4\alpha^2 \frac{t^2}{T^2}\right)} \quad (2.29)$$

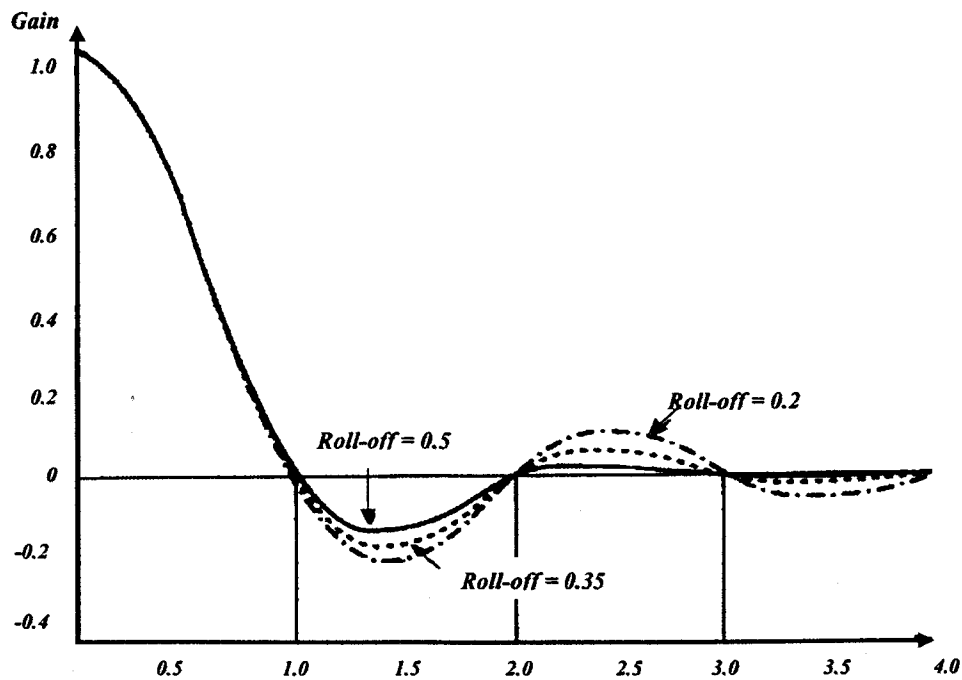


Figure 2-26 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist pour les différentes valeurs de  $\alpha$

La réponse temporelle fait bien apparaître des zéros situés à des multiples de la période de symbole : pour réduire l'interférence inter symbole à son minimum, il conviendra d'échantillonner le signal à ces instants (avec d'autant plus de précision que le facteur de roll-off sera faible) (voir la Figure 2-26).

Afin d'optimiser l'occupation de bande et le rapport signal/bruit, le filtrage est souvent réparti également entre l'émetteur et le récepteur, chacun comportant un filtre demi-Nyquist (square root raised cosine filter), dont le module de la réponse fréquentielle  $F_e(f)$  a la forme de la racine carré de l'équation (2.28).

## 2.6 Estimation des signaux

D'après la théorie de l'information de Shannon [51], la capacité maximale d'un canal de la largeur de bande  $W$ , avec une puissance de signal  $S$ , perturbée par le bruit blanc de la puissance moyenne  $N$ , est donné par :

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.30)$$

L'efficacité spectrale d'un canal peut être mesurer par un nombre de bits transmis par seconde pour chaque hertz de la largeur de bande :

$$S_E = \frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.31)$$

Dans le récepteur, la valeur démodulée correspondante (le coefficient fréquentiel de la TFR) doit être multipliée par un nombre complexe arbitraire (la réponse de la voie à la fréquence de la porteuse). Ainsi la démodulation consiste à estimer, à la réception, l'état de chacun des signaux [53]. La difficulté de cette estimation tient au fait que le canal modifie l'amplitude et la phase de chaque signal; ces distorsions sont fortement corrélées en fréquence et en temps, ce qui signifie que les signaux voisins subiront des distorsions similaires. La constellation subit ainsi une rotation et un changement de taille. A titre d'exemple, la Figure 2-27 illustre deux cas possibles de déformation d'une constellation à 16 états (16-QAM), représentant deux situations opposées (interférences

constructives ou destructives). Pour faire face aux ces changements de phase et d'amplitude, deux approches différentes existent: la détection différentielle et la détection cohérente.

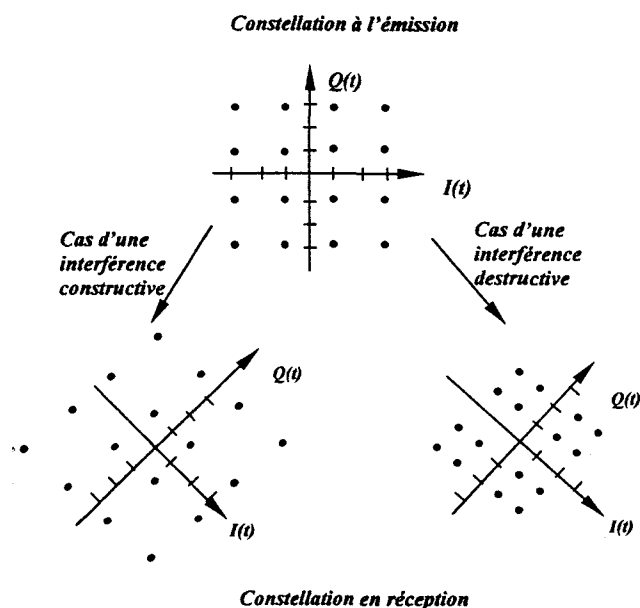


Figure 2-27 Illustration de la déformation d'une constellation 16-QAM par un canal

### 2.6.1 Détection différentielle

Une méthode simple consiste à utiliser une démodulation différentielle telle que la MDPQ différentielle utilisée en DAB [53]. Les informations sont acheminées par le changement de phase entre un symbole et le suivant. Un schéma fonctionnel général d'un récepteur OFDM employant la détection différentielle est montré sur la Figure 2-28.

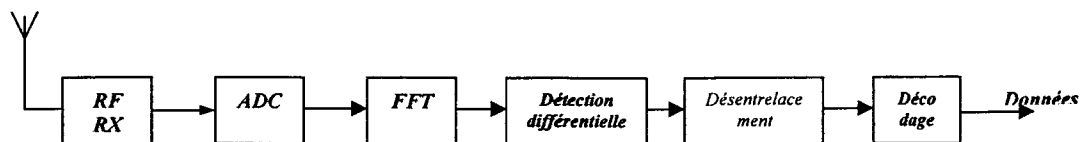


Figure 2-28 Récepteur OFDM employant la détection différentielle

Pour rendre la détection différentielle possible, l'émetteur doit appliquer le codage différentiel. Pour un signal PSK avec des phases d'entrée  $\varphi_{kj}$ , les phases codées  $\theta_{ij}$  seront exprimées comme suit :

$$\theta_{ij} = \sum_{k=0}^i \varphi_{kj} \bmod (2\pi) \quad (2.32)$$

La détection différentielle est essentiellement appliquée à chaque porteuse séparément. Puisqu'au début d'une transmission aucune valeur précédente de symbole n'est disponible, les porteuses du premier symbole sont choisies pour être des pilotes de référence de phase initiale. Ce référentiel peut simplement être l'état adjacent (en fréquence ou en temps) ou une combinaison d'états adjacents.

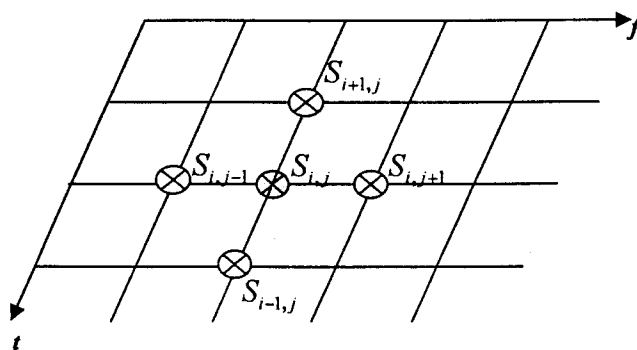


Figure 2-29 Estimation différentielle du signal  $S_{ij}$  selon l'axe du temps (de la fréquence).



L'information transmise est alors portée par la différence entre les états des signaux adjacents (voir la Figure 2-29).

Si la détection différentielle est appliquée dans le domaine du temps [53], alors chaque symbole est comparé avec un symbole précédent de la même sous-porteuse du signal OFDM, comme représenté sur la Figure 2-30.

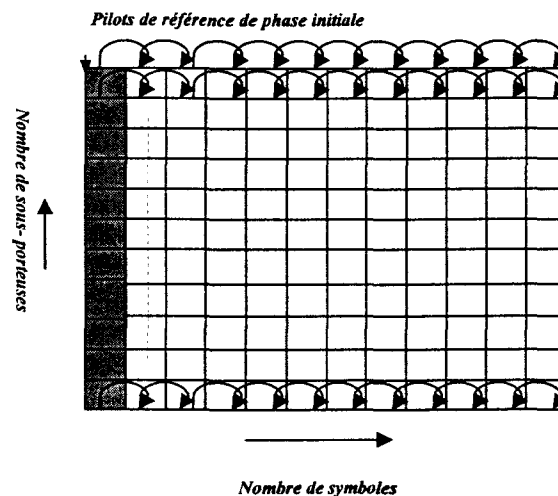


Figure 2-30 Détection différentielle dans le domaine du temps

À la réception, la sortie de FFT du symbole  $i$  et de la sous-porteuse  $j$  peut être décrit comme suit :

$$x_{ij} = a_{ij} e^{j(\theta_{ij} + \beta_{ij})} + n_{ij} \quad (2.33)$$

là où  $a_{ij}$ ,  $\beta_{ij}$  et  $n_{ij}$  sont l'amplitude, la phase et le bruit additif du symbole  $i$  et du sous-canal  $j$ . La détection différentielle dans le domaine du temps est effectuée en multipliant la sortie de FFT du symbole  $i$  et de la sous-porteuse  $j$  par la sortie conjuguée de FFT du symbole précédent de la même sous-porteuse [53] :

$$y_{ij} = x_{ij}x_{i-1,j}^* = a_{ij}a_{i-1,j}e^{j\varphi_{ij} + \beta_{ij} - \beta_{i-1,j}} + n_{ij}a_{i-1,j}e^{j\theta_{i-1,j} + \beta_{i-1,j}} + n_{i-1,j}a_{ij}e^{j\theta_{ij} + \beta_{ij}} + n_{ij}n_{i-1,j}^* \quad (2.34)$$

Le premier terme de l'équation (2.34)  $\varphi_{ij}$  est la phase désirée, mais il a également une phase indésirable  $\beta_{ij} - \beta_{i-1,j}$ , qui est un déphasage de canal sur le sous-canal  $j$  du symbole  $i-1$  au  $i$ .

La détection différentielle peut également être appliquée à travers des porteuses au lieu des symboles. Dans ce cas, pour un signal PSK avec des phases d'entrée  $\varphi_{ik}$ , les phases codées  $\theta_{ij}$  seront exprimées par l'équation 2.32.

La détection différentielle dans le domaine de fréquence est appliquée à chaque symbole séparément, comme représenté sur la Figure 2-31. Le premier sous-canal de chaque symbole est un pilote de référence connu qui est nécessaire pour fournir une valeur initiale de phase au début de détection différentielle.

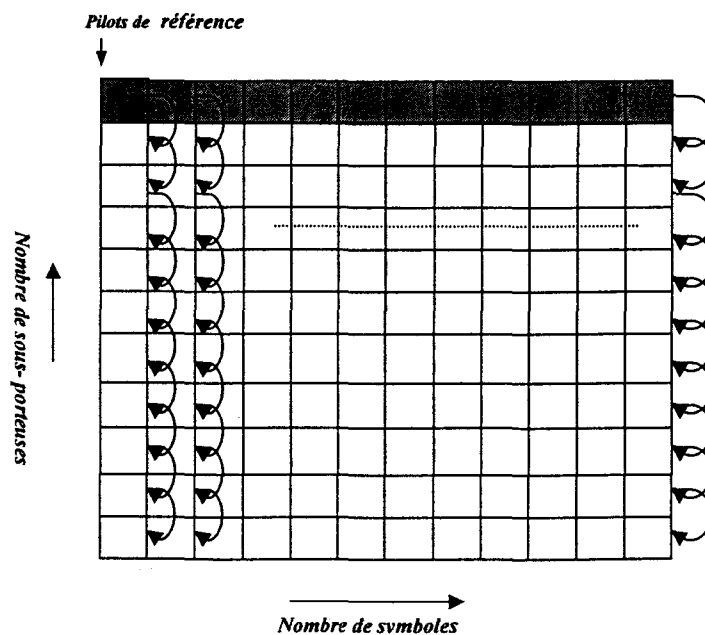


Figure 2-31 Détection différentielle dans le domaine de la fréquence.

Une détection différentielle de phase dans le domaine de fréquence est effectuée en multipliant la sortie de FFT avec la sortie conjugué de FFT du sous-canal précédent du même symbole [53] :

$$y_{ij} = x_{ij}x_{i,j-1}^* = a_{ij}a_{i,j-1}e^{\varphi_{ij}+\beta_j-\beta_{i,j-1}} + n_{ij}a_{i,j-1}e^{\theta_{i,j-1}+\beta_{i,j-1}} + n_{i,j-1}a_{ij}e^{\theta_{ij}+\beta_{ij}} + n_{ij}n_{i,j-1}^* \quad (2.35)$$

où  $x_{ij}$  est la sortie de FFT du symbole  $i$  et de la sous-porteuse  $j$  définie par l'équation (2.33). L'équation (2.35) a exactement la même structure que l'équation (2.34), qui décrit la détection différentielle dans le domaine du temps. Le premier terme de l'équation (2.35) contient une phase indésirable  $\beta_j - \beta_{i,j-1}$ , qui est un déphasage de canal sur le symbole  $i$  du sous-canal  $j-1$  au  $j$ .

### 2.6.2 Détection cohérente

La démodulation cohérente est préférable lorsqu'on a besoin de davantage de capacité, dès que le nombre d'états de la constellation devient grand (comme pour la DVB-T). La Figure 2-32 illustre un schéma fonctionnel d'un récepteur cohérent OFDM.

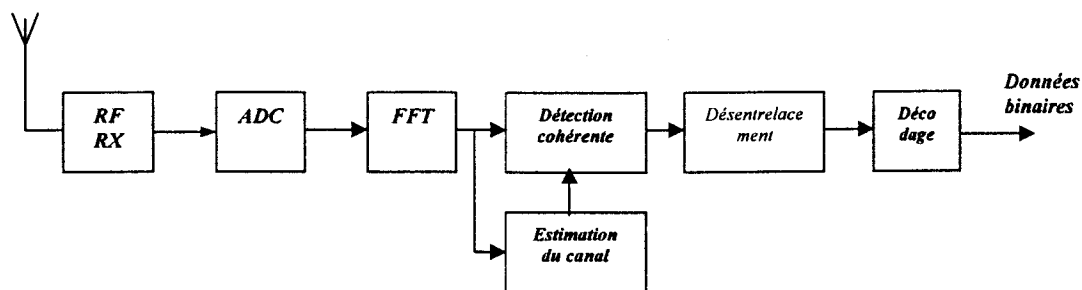


Figure 2-32 Récepteur OFDM employant la détection cohérente

Dans ce cas, la réponse de la voie pour chaque porteuse est d'une manière ou l'autre déterminée et la constellation reçue doit être convenablement équilibrée avant d'identifier le point de la constellation qui a été transmis, et par conséquent les bits transmis. Pour y parvenir en DVB-T, on transmet quelques informations pilotes (appelées pilotes dispersés) de manière à transmettre, dans quelques symboles de certaines porteuses, des informations connues (voir la Figure 2-34) à partir desquelles on calcule la fonction de transfert du canal et effectue une égalisation du signal avant démodulation. Donc la référence recherchée peut être obtenue par l'estimation de tous les référentiels amplitude/phase des signaux (voir la Figure 2-33).

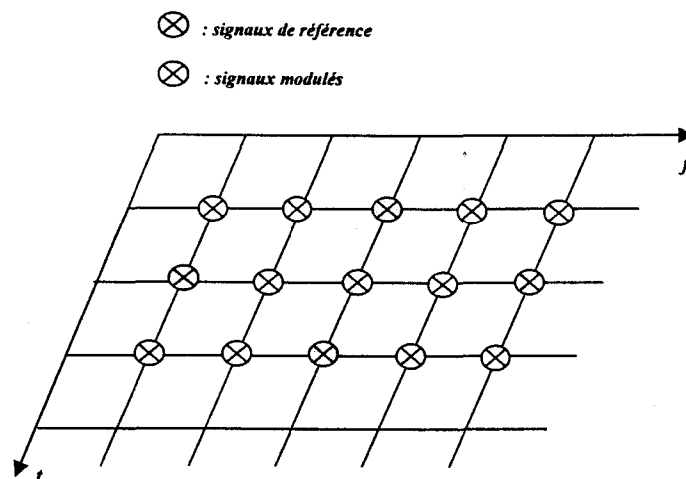


Figure 2-33 Exemple de distribution des signaux de référence et des signaux modulés dans le cas de la démodulation (estimation) cohérente

Dans un canal dispersif, le support  $F$  de la dispersion en fréquence mesure la rapidité d'évolution du signal dans le domaine temporel ; l'échantillonnage selon l'axe du temps devra donc être réalisé à une fréquence voisine de  $1/F$ . Il sera donc possible de reconstituer en tout point la fonction de transfert du canal, à partir de références transmises en respectant le théorème d'échantillonnage. La distribution des signaux de référence de la Figure 2-33 devra respecter ce principe.

Certaines porteuses transportent en permanence d'autres informations, les « pilotes continus », pour la synchronisation.

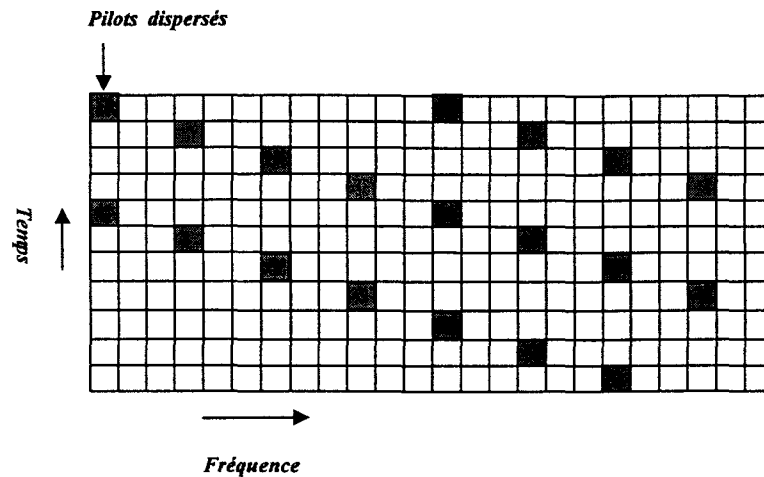


Figure 2-34 Configuration des cellules pilotes dispersées en DVB-T

Pour déterminer l'espacement entre les pilotes sur le plan temps/fréquence, nous devons étudier la bande de cohérence du canal utilisé qui peut être défini par l'écart de Doppler  $B_d$  dans le domaine de temps et le délai maximal entre l'onde directe et les ondes indirectes  $\tau_{\max}$  dans le domaine de fréquence [36]. Par conséquent, les conditions d'espacement de pilotes dans le domaine de temps  $s_t$  et de fréquence  $s_f$  peuvent être exprimer comme suit :

$$s_t < \frac{1}{B_d} \quad (2.36)$$

$$s_f < \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.37)$$

Les systèmes cohérents sont complexes et nécessitent une bonne estimation de la fonction de transfert du canal alors que les systèmes différentiels sont simples à réaliser

et reposent sur un estimateur simple de l'état du canal déduit à partir du symbole transmis précédemment.

## 2.7 Codage de l'OFDM

En pratique, tous les systèmes OFDM existants implémentent un codage correcteur d'erreurs pour éviter que le taux d'erreur ne soit dominé par la contribution des porteuses sujettes aux atténuations du canal les plus fortes. Généralement un codage de type convolutif est implémenté et on désigne l'ensemble sous la dénomination coded OFDM (COFDM) [11], [17].

Le principe est simple, le codage consiste à utiliser la redondance de telle sorte que le récepteur puisse baser ses décisions sur une suite d'éléments n'ayant pas été transmis à des instants et à des fréquences proches les uns des autres.

Le choix des techniques de codage du canal, mais aussi de décodage, constitue une étape essentielle dans l'optimisation du système. La base des signaux ayant été choisi de telle sorte que la transformation fréquence-temps fournisse au récepteur une image des distorsions du canal, cette image sera exploitée par le décodeur afin de pondérer les décisions selon la confiance associée à chacun des signaux. Cette notion de degré de confiance est exploitée dans les décodeurs de Viterbi à décision progressive. Le décodage de Viterbi est une technique de recherche d'un chemin dans un arbre ou treillis; c'est une procédure qui consiste à calculer les métriques de tous les chemins convergeant à chaque état pour tous les niveaux du treillis. Le décodeur de Viterbi est ainsi alimenté par une décision progressive composée à la fois de la décision formelle (le signe du signal) et de la mesure de l'amplitude du signal reçu.

Dans d'autres systèmes de modulation à constellation rectangulaire comme la 16-QAM et la 64-QAM, chaque axe achemine plus d'un bit, généralement avec un codage de

Gray (voir la Figure 2-35). Dans le récepteur, il est possible de prendre une décision progressive séparée pour chaque bit reçu.

Tableau 8

## Codage de Gray (format binaire)

Décimal	Codage de Gray	Décimal	Codage de Gray
0	0,0,0,0	8	1,1,0,0
1	0,0,0,1	9	1,1,0,1
2	0,0,1,1	10	1,1,1,1
3	0,0,1,0	11	1,1,1,0
4	0,1,1,0	12	1,0,1,0
5	0,1,1,1	13	1,0,1,1
6	0,1,0,1	14	1,0,0,1
7	0,1,0,0	16	1,0,0,0

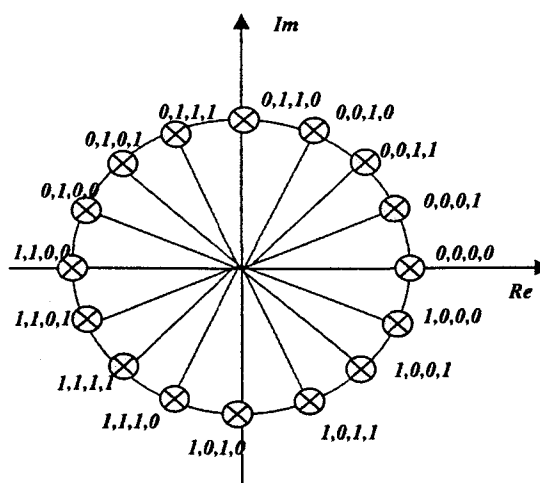


Figure 2-35 Représentation I-Q pour 16-PSK en utilisant un codage de Gray

Dans le système COFDM les diverses porteuses ont des rapports S/B différents. Par exemple, une porteuse qui tombe dans une encoche de la réponse en fréquence comportera essentiellement du bruit, alors que celle qui se trouve sur une crête sera

beaucoup moins affectée. Les décisions progressives doivent ainsi prendre en compte un autre facteur que les variations symbole par symbole : les données acheminées par des porteuses ayant un rapport S/B élevé sont a priori plus fiables que celles qui sont transportées par des porteuses ayant un rapport S/B bas.

En COFDM, les métriques de Viterbi pour chaque bit doivent être pondérées en fonction du rapport S/B de la porteuse qui l'a transporté. Plus précisément, les bits des porteuses « annulées » sont effectivement affectés d'un drapeau « confiance zéro ». Il s'agit pratiquement d'un effacement, le décodeur de Viterbi ne possède aucune information sur ces bits.

Il existe un autre cas bien connu d'effacements à occurrence régulière : les codes perforés. Les codes convolutionnels ont des débits exprimés en fractions simples comme  $1/2$  ou  $1/3$ . Lorsqu'on a besoin d'un code à plus grand débit, on « perfore » l'un des codes parents de débit inférieur, c'est-à-dire, qu'on ne transmet pas certains des bits codés, selon une forme régulière connue du récepteur. Dans le récepteur, on remplace les bits omis par des faux, tout en les signalant comme des effacements (bits de confiance zéro) pour que le décodeur de Viterbi les traite en conséquence.

La Figure 2-36 illustre le principe de la COFDM. Plusieurs porteuses orthogonales générées par une transformée de Fourier rapide (TFR) sont modulées à l'aide d'un système à plusieurs niveaux avec des données échantillonnées à une fréquence laissant un intervalle de garde. La modulation relativement lente de chaque porteuse permet d'obtenir une insensibilité aux échos, ce qui réduit le risque de brouillage entre symboles. La Figure 2-36 montre aussi comment un élément d'information est étalé en fréquence et dans le temps afin d'assurer deux types de diversité. La réponse du canal indiquée est celle d'un canal caractéristique d'une propagation par trajets multiples variant dans le temps. Chaque porteuse pourrait, en principe, disposer d'un système de modulation différent: QPSK, 16-QAM, 64-QAM...



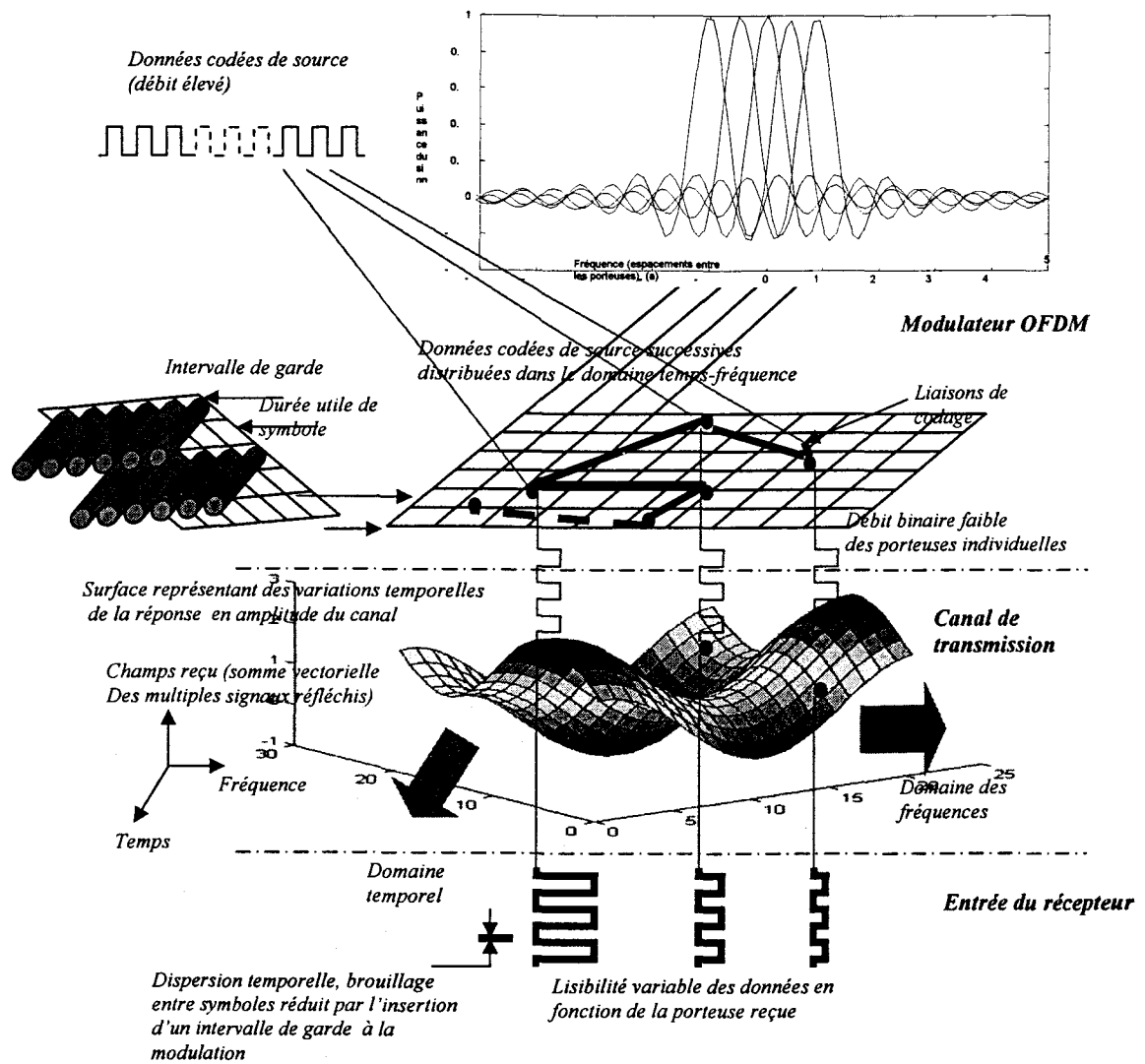


Figure 2-36 Principes de la COFDM dans un canal à trajets multiples

### 2.7.1 Les codes convolutionnels

Un codeur convolutionnel (voir la Figure 2-37) est constitué d' un ou plusieurs registres à décalage de  $k$  cellules et de  $v$  additionneurs modulo 2 dont les sorties représente les bits codés [36]. Le nombre de cellules constitue la longueur de la contrainte de codeur convolutionnel. Pour le cas d'un seul registre, le taux de codage est:

$$R = \frac{1}{v} \quad (2.38)$$

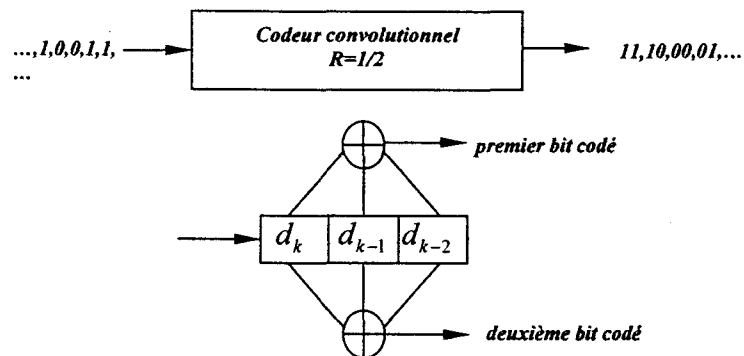


Figure 2-37 Codeur convolutionnel  $R = \frac{1}{2}$ ,  $k = 3$

La figure montre un codeur convolutionnel de taux  $R = \frac{1}{2}$  et de longueur de contrainte  $k = 3$ . Les additionneurs sont formés par des « ou exclusifs ». Dans cet exemple un bit d'entrée correspond à 2 bits de sortie qui sont déterminés par les équations suivantes :

$$c_k^1 = d_k + d_{k-1} + d_{k-2} \quad c_k^2 = d_k + d_{k-2} \quad (2.39)$$

Soit en transformée en  $z$  :

$$c^1(z) = (1 + z^{-1} + z^{-2})d(z); \quad c^2(z) = (1 + z^{-2})d(z) \quad (2.40)$$

On remplace souvent  $z^{-1}$  par  $D$ . Et on appelle les polynômes générateurs :

$1 + D + D^2$ ;  $1 + D^2$ . La matrice génératrice de ce code est  $G(111,101)$ , ou en octal  $[111]=7$  et  $[101]=5$ .

### 2.7.2 Modulation codée par treillis

Pour faciliter l'algorithme de décodage, la représentation la plus courante du codage est la représentation en treillis [36]. L'état du codeur à l'instant  $k$  est représenté par l'état  $\{d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-m-1}\}$ . A chaque arrivée d'un élément binaire  $d_k$ , une sortie (un mot de code) est générée, puis juste après le codeur passe dans l'état suivant qui est  $\{d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-m}\}$ .

Le treillis est formé de nœuds reliés par des branches : les nœuds représentent les différents états du codeur possibles : il y en a  $2^{m-1}$  s'il y a une entrée et  $2^{(m-1)k}$  s'il y a  $k$  entrées, les branches représentent les différentes transitions possibles d'un nœud à un autre (ou d'un état du codeur au suivant) lors de l'arrivée d'un bit d'entrée.

La Figure 2-38 donne une représentation en treillis d'un code dont les états sont 00,01,10,11. Partant, par exemple de l'état 00, l'arrivée d'un 0 mène le codeur à l'état 00 (transition en pointillé pour l'arrivée d'un 0) et l'arrivée d'un 1 mène le codeur à l'état

10 (transition en trait plein pour l'arrivée d'un 1). A chaque branche on peut associer le mot codé soit les 2 bits de code ici.

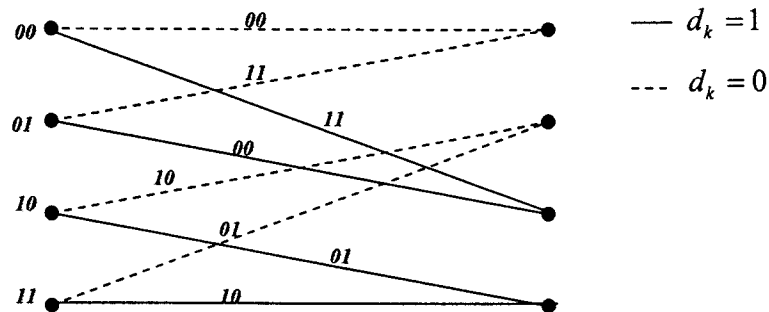


Figure 2-38 Représentation en treillis

La modulation codée par treillis permet d'augmenter le taux de codage sans affecter le gain de codage. L'information à transmettre est partagée en deux groupes dont l'un est utilisé par un code convolutionnel et l'autre est utilisé directement pour la modulation [54]. Pour minimiser les erreurs au décodeur, il faut disposer les symboles dans la constellation de manière à maximiser les distances euclidiennes entre les bits non codés. Pour illustrer le principe de la modulation codée par treillis prenons l'exemple d'un code convolutionnel à 4 états pour une constellation 8-PSK (voir la Figure 2-39).

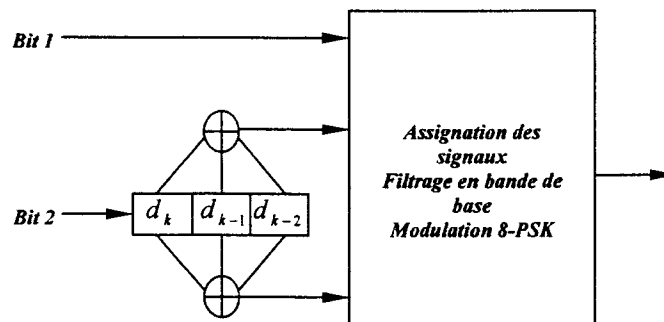


Figure 2-39 Modulation codée en treillis pour une constellation 8-PSK

## 2.8 Techniques d'entrelacement et desentrelacement

Les techniques d'entrelacement et de desentrelacement permettent de répartir de façon aléatoire les erreurs afin de faciliter la correction des erreurs au décodage. Le principe de l'OFDM est d'utiliser une bande passante plus grande que la bande de cohérence  $B_c = 1 / T_m$ , où  $T_m$  est un retard maximum dû aux multichemins. Mais chaque porteuse n'utilise qu'une partie de cette bande plus petite que la bande de cohérence. Donc pour certaines fréquences, les données seront très atténuées et perdues dans le bruit. Pour diminuer le nombre d'erreurs à la réception, les symboles numériques sont codés avec un codage convolutif. Mais cela ne suffit pas puisque si le retard relatif de l'écho est trop court, les encoches de la réponse en fréquence du canal seront plus larges et toucheront de nombreuses porteuses adjacentes. En conséquence, les données codées transmises ne devraient pas simplement être affectées aux porteuses OFDM dans un ordre séquentiel, puisque cela entraînerait l'arrivée dans le décodeur de Viterbi à décision progressive du récepteur de bits non fiables. Pour éviter la perte de ces symboles, on effectue après le codage un entrelacement des symboles de telle façon qu'une donnée perdue soit récupérée grâce à d'autres symboles liés par le codage (voir la Figure 2-40).

Le processus d'entrelacement des fréquences est tout ce dont on a besoin si la voie ne varie que lentement avec le temps (DVB-T). En réception mobile (DAB), les divers trajets subissent des effets Doppler importants et variables, c'est-à-dire à une réponse en fréquence variable avec le temps. De plus, un véhicule peut se trouver dans des zones d'ombre (tunnels par exemple) où tous les signaux sont sérieusement affaiblis pour un certain temps. C'est pourquoi, dans le système DAB, les données codées sont également redistribuées par rapport au temps, afin d'assurer un entrelacement temporel.

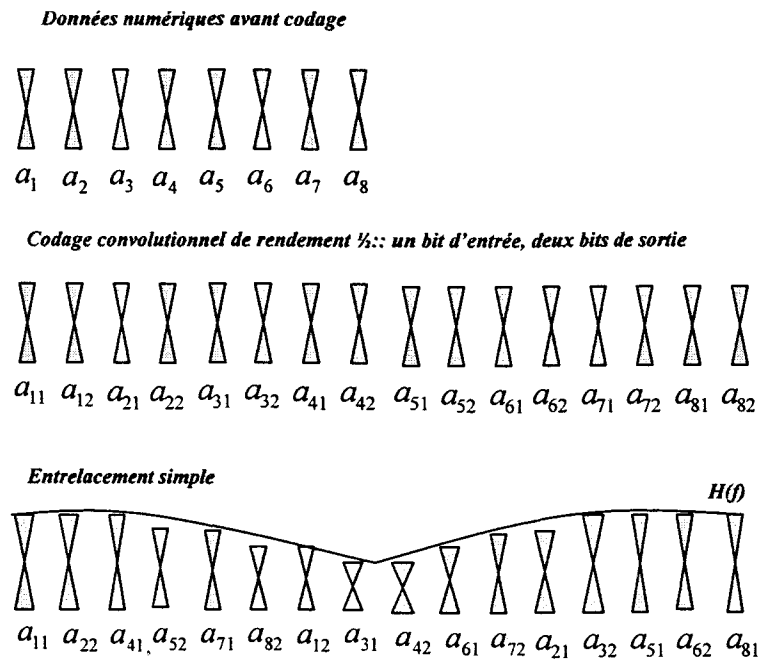


Figure 2-40 Principe simplifié de l'effet du codage et de l'entrelacement.

L'entrelacement permet de changer l'ordre des symboles à l'émission alors que le desentrelacement permet de les remettre en ordre à la réception. Il existe plusieurs types d'entrelacement dont l'entrelacement bloc et l'entrelacement convolutionnel.

Dans un système à porteuses multiples l'entrelacement se fait avant de faire la transformée inverse de Fourier et le desentrelacement se fait après l'application de la transformée directe de Fourier [55].

## CHAPITRE 3

### PROBLÈME DE FACTEUR DE CRÊTE D'UN SIGNAL OFDM

Le problème adressé dans cette recherche est la réduction du rapport puissance crête sur puissance moyenne des systèmes OFDM. Malheureusement, un des inconvénients de l'OFDM est le fort rapport de la puissance maximum instantanée sur la puissance moyenne du signal qui oblige à prendre un recul important pour ne pas saturer l'amplificateur d'émission et réduit alors l'efficacité de puissance.

Nous définirons d'abord les métriques requises pour mesurer la performance de divers algorithmes de réduction de PAPR (Peak-to-average power ratio) et par la suite, nous décrirons brièvement les différentes techniques de réduction de facteur de crête d'un signal OFDM.

#### 3.1 Métriques existantes

##### 3.1.1 PAPR (Peak-to-average power ratio)

Dans la littérature, le rapport de la puissance maximum instantanée sur la puissance moyenne du signal (PAR, Peak-to-average ratio) est habituellement défini pour un signal de temps discret  $\{x_n\}$  (l'équation 3.1). Si  $N$  est un nombre d'échantillons d'un vecteur  $x$  du système OFDM, le facteur de crête est défini comme suit [56]:

$$PAR(x) = \frac{\max_n |x_n|^2}{E_x \left[ \frac{1}{N} \|x\|^2 \right]} \quad (3.1)$$

D'autre part, le rapport de PAPR (Peak-to-average power ratio) défini pour un signal de temps continu  $x(t)$  sera :

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_t |x(t)|^2}{E_x \left[ \frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt \right]} \quad (3.2)$$

En général,  $PAPR(x(t)) \geq PAR(x)$ . Par conséquent, une évaluation de performance dans le domaine de temps discret peut mener à des valeurs optimistes. La réduction de facteur de crête est habituellement effectuée par l'amplificateur de puissance, qui limite les signaux en temps continu.

### 3.1.2 PMEPR (Peak to Mean Envelope Power Ratio)

Puisque  $x(t)$  implique seulement la partie réelle d'une fonction complexe, il est souvent plus difficile de travailler avec. Pour un signal passe-bande avec une fréquence porteuse beaucoup plus grande que l'inverse de la durée d'un symbole, c.-à-d.,  $f_0 \gg \frac{1}{T}$  nous pouvons employer l'enveloppe complexe du signal OFDM. Ainsi, le PMEPR (Peak to Mean Envelop Power Ratio) est défini comme [53], [56]:

$$PMEPR(z) = \frac{\max_n |z_n|^2}{E_z \left[ \frac{1}{N} \|z\|^2 \right]} \quad (3.3)$$

$$PMEPR(z(t)) = \frac{\max_t |z(t)|^2}{E_z \left[ \frac{1}{NT} \int_0^{NT} |z(t)|^2 dt \right]} \quad (3.4)$$



où  $z = (z_0 \dots z_{N-1})$  est défini par l'équation suivante :

$$z_n = z(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (3.5)$$

où  $n, k = 0, 1, \dots, N - 1$

### 3.1.3 Facteur de crête

Le facteur de crête (CF, Crest Factor) d'un signal OFDM est défini comme le rapport de la puissance maximum sur la puissance moyenne (RMS, Root-mean square) du signal OFDM. On peut choisir entre un signal réel  $x$  et une enveloppe complexe  $z$  d'un signal OFDM ainsi que entre le domaine de temps discret et le domaine de temps continu. Ceci mène à quatre équations [53], [56]:

$$CF(x) = \frac{\max_n |x_n|}{\sqrt{E_x \|x\|^2}} \quad (3.6)$$

$$CF(z) = \frac{\max_n |z_n|}{\sqrt{E_z \|z\|^2}} \quad (3.7)$$

ou

$$CF(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|}{\sqrt{E_x \left[ \frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt \right]}} \quad (3.8)$$

$$CF(z(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |z(t)|}{\sqrt{E_z \left[ \frac{1}{NT} \int_0^{NT} |z(t)|^2 dt \right]}} \quad (3.9)$$

Notons que le facteur de crête est une racine carrée du PAPR (ou PMEPR si l'on utilise l'enveloppe complexe du signal OFDM).

Posons la valeur complexe d'amplitude du signal de temps discret comme étant  $a_\mu(k)$  qui peut être symboliquement caractérisée par la fonction complexe de densité de puissance (pdf) [56] :

$$p_a(a_\mu(k)) = \frac{1}{\pi\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{|a_\mu(k)|^2}{\sigma_a^2}\right) \quad (3.10)$$

où  $\sigma_a^2$  est une variance du signal OFDM.

Prenons  $\alpha = |a_\mu(k)| \geq 0$ , on obtient alors une distribution de Rayleigh [57], [36]:

$$p_{|\alpha|}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma_a^2}\right) \delta_{-1}(\alpha) \quad (3.11)$$

où  $\delta_{-1}(\alpha)$  est une fonction d'impulsion.

La probabilité que le module d'un échantillon n'excède pas un certain seuil  $a_0$  doit être calculée comme suit [56] :

$$\Pr\{a_\mu[k] \leq a_0\} = \int_{-\infty}^{a_0} p_{|\alpha|}(\alpha) d\alpha = \int_0^{a_0} \frac{2\alpha}{\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma_a^2}\right) d\alpha = 1 - \exp\left(-\frac{a_0^2}{\sigma_a^2}\right) \quad (3.12)$$

On suppose que les échantillons sont statistiquement indépendants, la probabilité qu'au moins un échantillon dans un symbole OFDM excède un certain seuil  $a_0$  peut alors être calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$\Pr\left\{\max_{0 \leq k < D} |a_\mu[k]| > a_0\right\} = 1 - \Pr\left\{\max_{0 \leq k < D} |a_\mu[k]| \leq a_0\right\} = 1 - \left(\Pr\left\{|a_\mu[k]| \leq a_0\right\}\right)^D = 1 - \left[1 - \exp\left(-\frac{a_0^2}{\sigma_a^2}\right)\right]^D \quad (3.13)$$

où  $D$  - taille d'IDFT.

La probabilité  $P_\zeta(\zeta_0)$  que le facteur de crête d'un symbole entier OFDM  $\mu$  excède un certain seuil de CF  $\zeta_0 \stackrel{\Delta}{=} \frac{a_0}{\sigma_a}$  peut être exprimée comme [56] :

$$P_\zeta(\zeta_0) \stackrel{\Delta}{=} \Pr\left\{\zeta_{p[.]}[\mu] > \zeta_0\right\} = 1 - \left(1 - \exp(-\zeta_0^2)\right)^D \quad (3.14)$$

De l'équation (3.14) suit que la probabilité  $P_\zeta(\zeta_0)$  dépend seulement de nombre de sous-canaux employés pour la transmission, puisque la puissance moyenne du signal OFDM dépend directement du nombre de sous-porteuses du signal OFDM, elle diminue lorsque le nombre de sous-canaux est réduit.

### 3.2 Solutions existantes

Les différentes solutions ont été suggérées dans la littérature, afin d'atténuer le problème du PAPR élevé. Nous classerons les méthodes existantes par catégorie dans la section suivante et expliquerons brièvement les diverses techniques et leurs utilités.

### 3.2.1 Limitation de puissance maximale de signal OFDM et fenêtrage

La manière la plus simple de réduire le PAPR est de couper ou de limiter la puissance maximale du signal de sortie [58], mais ceci augmente de manière significative le rayonnement hors bande qui peut être réduit par le filtrage approprié [59].

Si un signal OFDM est limité directement par un seuil donné, le bruit causé par ce processus sera situé à l'intérieur de la bande d'intérêt et ne pourra pas être réduit par le filtrage. Pour réduire la probabilité de cet effet, un signal complexe OFDM en bande de base doit être modulé par une porteuse puis, les échantillons à valeurs réelles, sont limités à une amplitude  $A$  comme suit:

$$y = \begin{cases} -A, & \text{si } x < -A \\ x, & \text{si } -A \leq x \leq A \\ A, & \text{si } x > A \end{cases} \quad (3.15)$$

Une approche différente est de multiplier les crêtes du signal par une fenêtre [60]. Puisque le signal OFDM est multiplié par une fenêtre le spectre résultant est une convolution du spectre initial de signal OFDM avec le spectre de la fenêtre appliquée. Ainsi, idéalement la fenêtre devrait être à bande étroite et limitée dans le domaine de temps pour ne pas augmenter le niveau de taux d'erreur de bit. Cette approche BERF (Bandwidth Efficient Reduction of the Crest Factor) proposé par Pauli et Kuchenbecker multiplie l'enveloppe du signal  $m_E(t)$  avec une fonction de pondération  $b(t)$  comme suit :

$$m_E(t) = m_E(t) b(t) \quad (3.16)$$

La fonction  $b(t)$  se compose de la somme des impulsions gaussiennes [60]:

$$b(t) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-t_n) \quad (3.17)$$

où  $g(t) = e^{-\gamma t^2}$

Les impulsions gaussiennes sont choisies en raison de concentration optimale dans le domaine de temps et de fréquence. Le  $t_n$  dénote une position d'une crête de l'enveloppe  $m_E(t)$  qui dépasse un certain seuil  $S$  normalisé à la valeur moyenne  $m_{Eff}$ . Le choix des coefficients  $a_n$  peut être décrit par l'équation suivante:

$$a_n = 1 - \frac{S \cdot m_{Eff}}{m_E(t)} \quad (3.18)$$

Le facteur  $\gamma$  est utilisé pour l'optimisation de la fonction  $b(t)$ . Des petites valeurs de  $\gamma$  mènent à une fonction à bande étroite et aux taux d'erreurs de bits plus élevés.

### 3.2.2 Techniques de codage

#### 3.2.2.1 Les codes en bloc

Différentes techniques de codage ont été suggérées dans la littérature qui visent à réduire au minimum la puissance maximale de signal OFDM. Par exemple, un codage de bloc qui permet réduire le PAPR en évitant de transmettre certains mots de code qui ont comme conséquence des valeurs excessives de PAPR [61]. Les codes blocs sont formés

à partir d'un bloc de bits auquel on ajoute des bits de parité. Le mot de code de  $n$  symboles est formé de  $k$  bits d'information et de  $n-k$  bits de parité (voir la Figure 3-1).

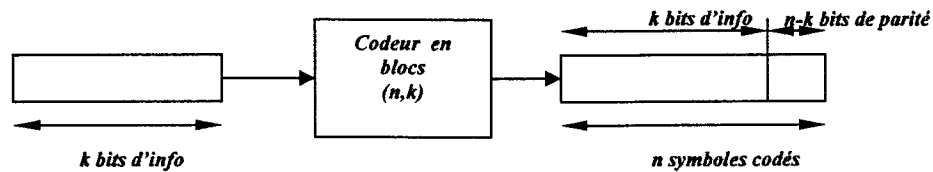


Figure 3-1 Code en bloc

Le taux de codage pour les codes en blocs  $r$  est égal à :

$$r = \frac{k}{n} < 1 \quad (3.19)$$

Le taux de transmission par bit codé  $R_c$  peut être exprimé comme suit :

$$R_c = \frac{R_b}{r} = R_b \frac{n}{k} \quad (3.20)$$

Lorsqu'un message est constitué d'un grand nombre de bits, il est plus efficace d'utiliser un seul mot d'un code relativement long plutôt qu'une succession de mots d'un code correcteur plus court. Certains blocs seront touchés par un nombre d'erreurs supérieur à la moyenne et d'autres blocs ne contiendront aucune erreur. Ainsi, les mots de code longs sont moins sensibles aux erreurs aléatoires que les mots de code courts; mais la complexité du codeur et du décodeur risque de s'accroître.

Pour le grand nombre des porteuses, les processus de codage et décodage deviennent une tâche difficile. Une stratégie simple pour vérifier exhaustivement toutes les possibilités est d'employer une consultation de table [62].

Les codes en blocs sont caractérisés par trois paramètres : leur longueur  $n$ , leur dimension  $k$  et leur distance minimale  $d_{\min}$ . La distance minimale mesure la différence entre les deux mots de code les plus similaires.

Soient  $x$  et  $y$  deux séquences  $q$ -aires de longueur  $n$ . La distance de Hamming entre  $x$  et  $y$ , notée  $d_H(x, y)$ , est le nombre de symboles différents entre les deux séquences. Considérons deux séquences binaires  $x = 10101$  et  $y = 01100$ . La distance de Hamming  $d_H(x, y)$  est égale à 3. Considérons aussi deux séquences non binaires  $x = 30102$  et  $y = 20302$ , alors  $d_H(x, y) = 2$ . Donc, entre deux mots du code, la distance de Hamming est le nombre d'éléments binaires qui diffèrent de l'un à l'autre.

Soit  $C = \{c_i, i=1, \dots, M\}$  un code en bloc. La distance minimale  $d_{\min}$  du code  $C$  est la distance de Hamming entre les deux mots de code les plus proches :

$$d_{\min} = \min \{d_H(c_i; c_j), \forall i, j = 1, \dots, M, i \neq j\} \quad (3.21)$$

### 3.2.2.2 Les codes cycliques

Une autre méthode très simple, basée sur un codage cyclique, réduit la valeur de PAPR de 3dB [63]. Le codage cyclique implique l'adjonction des porteuses supplémentaires

pour lesquelles la phase de chaque quatrième porteuse est calculée à partir des phases des trois porteuses précédentes de l'information.

Un code en blocs linéaire  $C(n, k)$  est cyclique si :  $c = [c_0 \ c_1 \ c_2 \dots c_j \dots c_{n-1}]$  étant un mot du code, alors  $c = [c_1 \ c_2 \ c_3 \dots c_{j+1} \dots c_{n-1} \ c_0]$ , obtenu par permutation circulaire à gauche d'un élément binaire de  $c$ , est encore un mot du code. Pour les codes cycliques on utilise une représentation polynomiale des mots du code plutôt qu'une représentation vectorielle.

Les mots du code peuvent être obtenus en multipliant le polynôme d'information  $m(x)$  par le polynôme  $g(x)$  de degré  $(n-k)$  et diviseur de  $x^n + 1$ . Le polynôme  $g(x)$  est appelé polynôme générateur de code cyclique.

Soit un code cyclique  $C(7,4)$  : le polynôme  $g(x)$ , de degré 3, est diviseur de  $x^7 + 1$  :

$$x^7 + 1 = (1 + x)(1 + x^2 + x^3)(1 + x + x^3) \quad (3.22)$$

Donc  $g(x)$  est de degré 3 soit :  $g(x) = (1 + x + x^3)$  ou  $(1 + x^2 + x^3)$ . Soit un mot d'information :  $m(x) = 1 + 0x + 1x^2 + 1x^3$ ; le mot  $c$  du code est alors donné par :

$$c(x) = (1 + 0x + 1x^2 + 1x^3)(1 + 1x + 1x^3) = 1 + 1x + 1x^2 + 1x^3 + 1x^4 + 1x^5 + 1x^6 \quad (3.23)$$

d'où le code :  $c = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$



### 3.2.2.3 Les séquences de Golay

Une méthode pour étendre à un grand nombre de porteuses est le codage en séquences de Golay qui permet de réduire le facteur de crête d'un signal OFDM tout en gardant un taux de codage fixe [64]. Le code de Golay, breveté par Motorola, est le plus utilisée aux Etats-Unis. Le code de Golay est utilisé dans sa version étendue. Un code est dit étendu par rapport à un code donné lorsque sa matrice de parité s'obtient en ajoutant à la matrice de parité du code de base une ligne de 1 et une colonne de 0.

Physiquement, le codeur de Golay est une association de diviseurs binaires modulo 2. Soit  $x=(x_1, x_2, \dots, x_N)$  un code de Golay de la longueur  $N$ . Une séquence polyphasé  $a$  de Golay est exprimé comme suit :

$$a=(a_1, a_2, \dots, a_N)=(\xi^{x_1}, \xi^{x_2}, \dots, \xi^{x_N}) \quad (3.24)$$

où  $\xi = \exp(2\pi j / 2^h)$ .

Par souci de simplicité, considérons seulement une séquence quadri-phasé de Golay pour laquelle  $h = 2$ , où  $2^h$  - nombre d'états d'une modulation de phase et  $\xi=j$ . Une séquence de Golay a une propriété d'autocorrélation, telle que l'enveloppe de la transformée de Fourier est limitée à un petit intervalle dépendant de ses valeurs moyennes. Formellement, le PMEPR peut être décrit comme suit :

$$PMEPR = \frac{\max_a |S_a(t)|^2}{E |S_a(t)|^2} \leq 2, \quad \forall t \quad (3.25)$$

où

PMEPR – peak-to-mean envelop power ratio,

$S_a(t)$  est une séquence transformée de  $a_k$  donné par :

$$S_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \exp[jk \omega_s t] = \sum_{k=0}^{N-1} j^k \exp[jk \omega_s t] \quad (3.26)$$

où

$k$  - est un incrément de fréquence;

$t$  - est un incrément de temps.

Afin d'explorer la réduction de PAPR basée sur l'algorithme de codage en séquences complémentaires de Golay appliqué à l'OFDM, le schéma fonctionnel du système sera présenté sur la Figure 3-2.

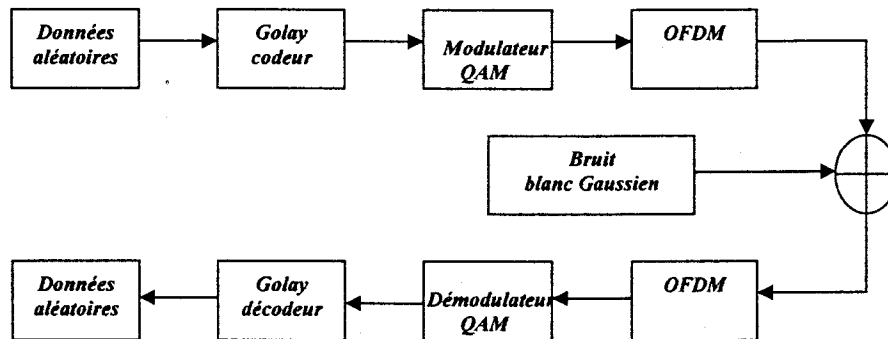


Figure 3-2 Schéma de principe de la chaîne de transmission

Il existe un lien entre les ordres complémentaires de Golay, les codes binaires de Reed-Muller (RM) et les codes non-binaires de Reed-Muller (ZRM). Considérons deux séquences de  $N$  nombres compris entre 0 et  $2^h - 1$  :  $a = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$  et  $b = (b_0, b_1, \dots, b_{N-1})$ . Elles sont complémentaires si [64]:

$$\Gamma_a(u) + \Gamma_b(u) = 2N\delta(u) \quad (3.27)$$

$\Gamma_a(u)$  et  $\Gamma_b(u)$  sont les fonctions d'autocorrélation apériodiques définies par :

$$\Gamma_a(u) = \sum_{k=0}^{N-1-u} e^{2j\pi \frac{a_k - a_{k+u}}{2^h}} \quad (3.28)$$

Une séquence complémentaire de Golay est une séquence qui admet une séquence complémentaire. Popovic [65] a montré qu'un signal OFDM obtenu par modulation de phase par une séquence de Golay a un PAPR égal à 3 dB. Davis et Jewab [64] ont donné une méthode d'obtention d'un tel signal. Considérons un code de Reed-Muller  $RM(1, m)$  du premier ordre de paramètre  $m$ . Sa matrice génératrice est  $G$  dont on appelle les lignes  $x_l$  pour  $l = 1 \dots m+1$ . Si  $i \in \{0, 1, \dots, 2^h - 1\}$  est un vecteur de l'information et  $\pi$  une permutation quelconque de l'ensemble  $\{1, 2, \dots, m\}$  la séquence de Golay peut être représentée comme suit :

$$a = 2^{h-1} \sum_{k=1}^{m-1} x_{\pi(k)} x_{\pi(k+1)} + \sum_{k=1}^m c_k x_k \quad (3.29)$$

où  $c_k \in \mathbb{Z}_{2^h}$  est un ordre complémentaire de Golay . C'est-à-dire que le signal OFDM

formé avec les symboles issus  $A_k = e^{2j\pi \frac{a_k}{2^h}}$  d'une modulation de phase à  $2^h$  états a un PAPR de 3 dB. La longueur du mot de code  $2^m$  est égal au nombre de porteuses  $N$ . La séquence est formée de la somme d'un mot de code de Reed-Muller du premier ordre généralisé à un alphabet  $z/2^h$  et d'un mot de code particulier de Reed-Muller du deuxième ordre généralisé à l'alphabet  $z/2^h$  lui aussi.

Le taux de codage  $\tau$  dépend de l'ordre de modulation  $h$  et du nombre de porteuses  $N = 2^m$  par l'équation suivante :

$$\tau = \frac{\left\lfloor \log_2 \frac{m!}{2} \right\rfloor + h(m+1)}{h2^m} \quad (3.30)$$

Pour une modulation de phase à 4 états ( $h=2$ ), le taux de codage est égal à 0.4 pour 16 porteuses, 0.26 pour 32 porteuses, 0.17 pour 64 porteuses : il devient faible lorsqu'on augmente le nombre de porteuses.

Donc un codage en séquences complémentaires de Golay a trois paramètres principaux dénotés par des lettres  $m$ ,  $h$  et  $w$ . Le premier paramètre est une longueur de code  $m$ ,  $h$  est un ordre de modulation et  $w$  est un nombre de base de Golay utilisé. Il faut employer les  $w$  premiers bits pour choisir le nombre de base de Golay  $ZRM_{2^w}(2, m)$ , donc  $w \leq m/2$ , par la suite il faut prendre les prochains groupes  $m+1$  de bits de  $h$  pour établir la combinaison finale de code, et en conclusion, tracer ce mot de code dans un  $2^h$ -PSK. De cette façon, on obtient une séquence qui peut être facilement décodé à la réception, avec les capacités de correction d'erreurs des codes blocs et avec un PAPR de 3 dB. Cependant, si l'on augmente la longueur du code, l'on augmente ainsi le nombre d'étapes de l'algorithme de décodage, et par conséquent, la complexité du système.

### 3.2.3 Fonction additive de correction

Proposé par May et Rohling en 1998 [66], cette approche est semblable au fenêtrage mais utilise une fonction additive de correction au lieu d'une fonction multiplicative de correction. Le signal OFDM est modifié d'une telle manière que l'amplitude du signal

n'excède pas un seuil donné après la correction. Le signal corrigé peut être exprimé comme suit:

$$c(t) = S(t) + k(t) \quad (3.31)$$

où  $k(t) = \sum A_n g(t - t_n)$

$$A_n = - \left( |S(t)| - A_0 \right) \frac{S(t_n)}{|S(t_n)|} \quad (3.32)$$

Ce sont des limites de correction des crêtes d'un signal  $S(t)$  aux instants  $t_n$ .

$$g(t) = \text{sinc}(\pi Bt) e^{j\pi Bt} \quad (3.33)$$

Cette fonction  $k(t)$  corrige les crêtes d'amplitude de signal OFDM avec un niveau minimal des interférences à l'intérieur de bande de signal et sans causer l'interférence hors de bande. Cependant, pour une application pratique, la fonction de sinc doit être limitée dans le domaine de temps par fenêtrage.

### 3.2.4 Méthode TR (Tone Reservation)

Proposé par Tellado et Cioffi en 1998 [67], cette approche de réduction de PAPR est basée sur l'adjonction des signaux supplémentaires aux ordres de données dans le domaine de temps et mène à une réduction de PAPR de 6-10dB. Ces signaux additifs peuvent être facilement retirés du signal reçu au récepteur.

Si certaines positions de vecteur de données sont mises à zéro, nous pouvons les utiliser pour réduire le PAPR de signal OFDM. Si le vecteur de données  $X_j = 0$  pour  $j \in \{j_1 \dots j_L\}$ , alors un émetteur peut rajouter n'importe quel vecteur  $c$  qui satisfait,  $c_j = 0$  pour  $j \notin \{j_1 \dots j_L\}$ , au vecteur de données et l'enlever au récepteur.

$IDFT(X + C) = Q(X + C) = x + QC = x + c$ , où  $Q$  est une matrice d'IDFT.

$$PAPR(x + c) = \frac{\|x + c\|_{\infty}^2}{\varepsilon \left\{ \|x\|_2^2 \right\} / N} \quad (3.34)$$

Pour réduire au minimum le  $PAPR(x + c)$ , nous devons calculer le vecteur  $c^*$  qui réduit au minimum la valeur maximale de crête de signal.

$$\min_c \|x + c\|_{\infty} = \min_c \|x + Q\hat{C}\|_{\infty} \quad (3.35)$$

Cet algorithme peut être appliqué à n'importe quel nombre de porteuses. Il y a une légère augmentation de la puissance de transmission en raison d'adjonction des signaux de réduction de PAPR qui varie approximativement entre 1 et 0,5 dB.

### 3.2.5 Méthode PRC (Peak Reduction Carriers)

Cette technique qui combine à la fois l'approche SLM (Selective Mapping) et un codage cyclique mène à une réduction du facteur de crête du signal OFDM de 5 dB [68]. Cette réduction de PAPR est réalisée en ajoutant les porteuses supplémentaires, désignées sous le nom RPC (Peak Reduction Carriers). La phase et l'amplitude des porteuses RPC doivent être ajustées pour réduire au minimum le rapport de la puissance maximale et de la puissance moyenne du signal OFDM. Les porteuses de l'information restent inchangées et peuvent être décodées normalement .

Le nombre de PRCs et leur positionnement relatif par rapport aux porteuses de l'information dépend de l'application utilisée. Cette méthode peut être employée pour un nombre moins élevé de porteuses, puisque une augmentation de nombre des porteuses supplémentaires mène à une complexité importante du système. Les résultats vont être basés sur toutes les combinaisons des mots de code de l'information, ainsi donneront une bonne indication de l'amélioration pratique de PAPR.

Une recherche approfondie s'est avérée nécessaire pour trouver un arrangement optimal des PRCs correspondant au niveau le plus bas de PAPR du signal OFDM . La Figure 3-3 représente les différentes positions des PRCs par rapport aux porteuses de l'information. L'adjonction des PRCs emploie une quantité significative de largeur de bande additionnelle. Il est donc important de réduire au minimum le nombre des PRCs ou de les placer de sorte que la largeur de bande puisse être réutilisée.

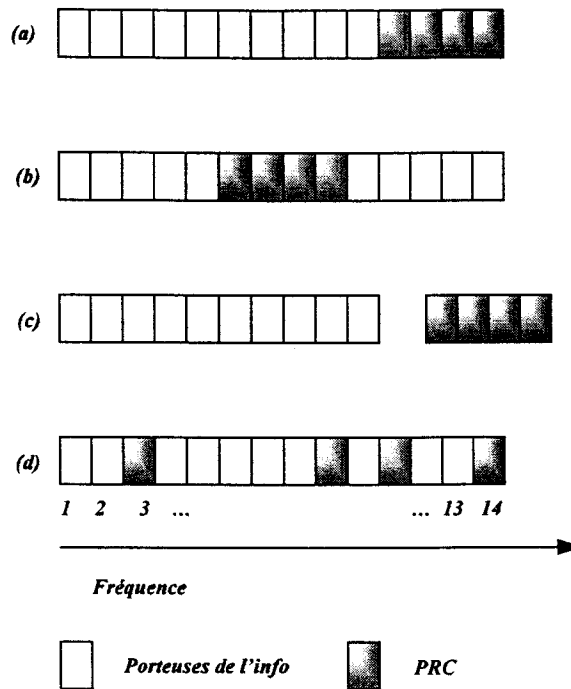


Figure 3-3 Position des RPCs par rapport au support des données.

Le rapport exact entre la position des PRCs et la distribution de PAPR est actuellement inconnu, c'est pourquoi une recherche de l'optimisation s'est avérée nécessaire. Des tests ont prouvé que le nombre de PRCs doit être approximativement 40% du nombre des porteuses de l'information afin d'obtenir des améliorations significatives du PAPR, ainsi que la position des PRCs représentée sur la Figure 3-3 (b) donne les meilleures performances via la réduction de PAPR (1 dB de plus) que la position représentée sur la Figure 3-3 (a) [68]. Le regroupement des PRCs et les porteuses de l'information représenté sur la Figure 3-3 (d) où les PRCs sont placés de façon aléatoire par rapport au support de l'information montre l'amélioration presque double de rapport de PAPR comparativement aux autres arrangements. Cependant, l'utilisation d'un grand nombre de PRCs est limitée par un coût de puissance additionnelle de transmission, de largeur de bande et de complexité du système.



### 3.2.6 Méthode SLM (Selected Mapping)

Bäumel, Fischer et Huber en 1996 [69] ont proposé cette méthode pour réduire le PAPR pour un grand nombre de différentes applications. Dans ce concept, l'information à transmettre est représentée sous forme de  $U$  séquences statistiquement indépendantes,  $a_\mu^{(u)}$ ,  $0 \leq u < U$ . À chaque séquence  $a_\mu^{(u)}$  on applique une IDFT séparée, ainsi le SLM exige  $U$  IDFTs à l'émission, alors que le récepteur a besoin seulement d'une seule DFT. La séquence avec le plus bas niveau de facteur de crête sera choisie pour la transmission :

$$\tilde{u}_\mu = \operatorname{argmin}_{1 \leq u \leq U} \left( \max_{0 \leq k \leq D} |a_\mu^{(u)}[k]| \right) \quad (3.36)$$

La séquence transmise peut être exprimée comme suit :

$$\tilde{a}_\mu = a_\mu^{(\tilde{u}_\mu)} \quad (3.37)$$

La question est comment produire des symboles OFDM représentant la même information. Une solution possible et efficace est définir un vecteur de facteur de rotation  $P^{(u)} = [P_0^{(u)}, \dots, P_{D-1}^{(u)}]$ , avec  $|P_\nu^{(u)}| = 1$ ,  $0 \leq \nu < D$ ,  $1 \leq u \leq U$ . Les valeurs de phase de ce vecteur sont arbitraires. Après avoir tracé l'information selon la constellation utilisée, le vecteur de l'information  $A_\mu$  est multiplié par  $U$  séquences indépendantes  $P^{(u)}$  résultant un ensemble  $U$  de différentes séquences  $A_\mu^{(u)}$ ,  $1 \leq u \leq U$ , avec des composants :

$$A_\mu^{(u)}[\nu] = A_\mu[\nu] P_\nu^{(u)}, \quad 0 \leq \nu < D, \quad 1 \leq u \leq U \quad (3.38)$$

Par la suite, les  $U$  vecteurs  $A_\mu^{(u)}$  sont transformés en domaine de temps,  $a_\mu^{(u)} = IDFT\{A_\mu^{(u)}\}$  et la séquence avec le plus bas facteur de crête est choisi pour la transmission. Le schéma fonctionnel de cette méthode est illustré par la Figure 3-4.

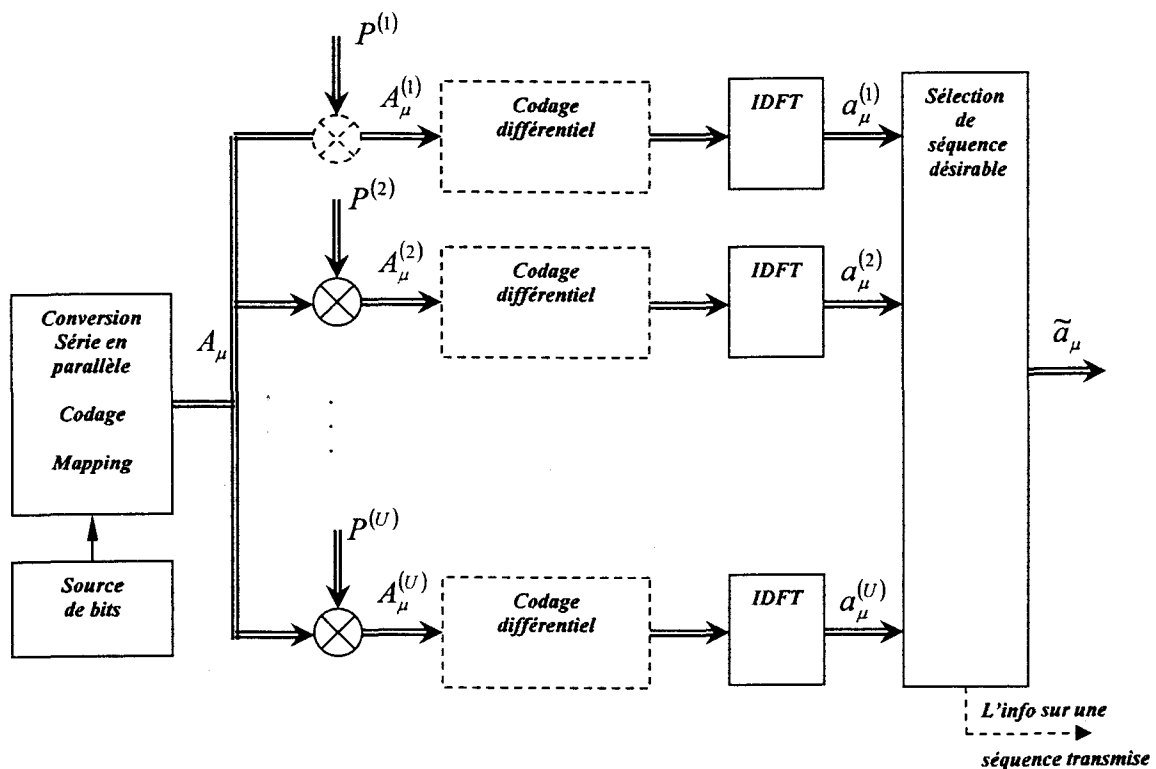


Figure 3-4 Approche SLM (Selected Mapping) de réduction de facteur de crête du signal OFDM

Pour une réalisation simple de cette approche, il est avantageux de choisir  $P_v^{(u)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ . Le SLM peut également être utilisé en même temps que le codage différentiel. Le décodage différentiel est appliqué dans le récepteur directement après la DFT.

Afin de récupérer des données, le récepteur doit savoir quelle séquence a été transmise réellement. La méthode la plus simple est de transmettre l'information concernant cette séquence sur un canal séparé en tant qu'information latérale du signal OFDM. Le nombre de bits représentant cette information  $\tilde{u}_\mu$  est une redondance exigée pour la réduction de facteur de crête du signal OFDM avec l'approche SLM.

### 3.2.6.1 Méthode SLM avec un brouillage

En général l'approche SLM demande une transmission de l'information concernant la séquence transmise au récepteur. Puisque ces données sont d'importance cruciale pour une récupération correcte des données, une telle information latérale explicite doit être soigneusement protégée contre des erreurs de bit. Une approche extrêmement intéressante de SLM avec un brouillage qui n'exige pas une telle transmission de l'information latérale a été proposée par M. Breiling [70].

La Figure 3-5 montre une structure d'émetteur SLM avec un brouillage. On considère un brouilleur avec la fonction de transfert  $1/g(x)$ , qui est un filtre dans le corps de Galois de l'ordre 2. Un Corps de Galois est un corps contenant un nombre fini d'éléments. Ce champ de Galois est présenté comme par  $GF(2)$ . On écrit une séquence de bit (0 ou 1) sous une forme polynomiale  $g(x) = g_0 \oplus g_1 x \oplus \dots \oplus g_n x^n$ , où  $\oplus$  est une addition modulo 2, et la variable  $x$  représente un retard dans un registre à décalage de  $n$  étages avec des portes ou-exclusive. Ces ensembles munis de l'addition modulo 2 réalisée par un « ou exclusif » et la multiplication modulo 2 réalisée par un « et », forme un corps (champs) de Galois. Un brouilleur peut être réalisé à l'aide d'un générateur de séquence pseudo-aléatoire. La longueur de la séquence pseudo-aléatoire dépend du nombre d'étages et a une longueur de  $2^n - 1$  bits.

Pour générer les  $U$  différentes séquences  $a_\mu^{(u)}$ ,  $0 \leq u < U$ , représentant le même mot binaire  $q_\mu$  de l'information, les identificateurs  $b^{(u)}$  sont insérés comme préfixe dans  $q_\mu$ . Les identificateurs sont les  $U$  différents vecteurs binaires de longueur  $\lceil \log_2 U \rceil$ , et on suppose que le premier est  $b^{(1)} = 0$ . Le vecteur concaténé passe alors dans un brouilleur, qui à l'état initial est remis à zéro. Le vecteur brouillé  $\tilde{q}_\mu^{(u)}$  est alors traité par un codage et ensuite tracé selon la constellation utilisée. Après la IDFT, on choisit une séquence pour laquelle le rapport de PAPR est meilleur, comme suit  $\tilde{a}_\mu = a_\mu^{(\tilde{u}_\mu)}$ .

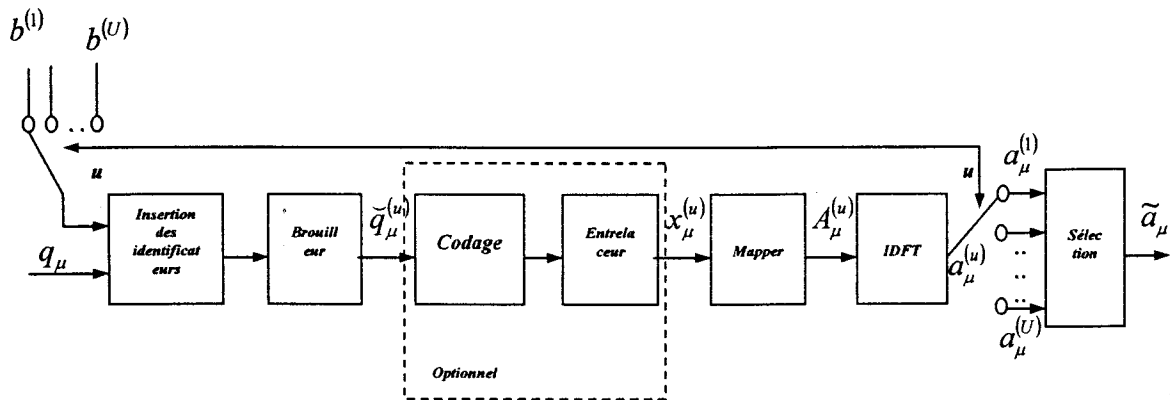


Figure 3-5 Émetteur SLM-OFDM avec un brouilleur.

Le récepteur correspondant est montré sur la Figure 3-6. Le vecteur reçu  $y_\mu$  est traité comme dans un système ordinaire OFDM. Ce système a cependant le désavantage de générer plus d'erreurs. Ceci est causé par la topologie du débrouilleur. Par exemple, si le canal introduit a un bit en erreur, le débrouilleur en produira deux. Le bit en erreur qui arrive à la première entrée de la porte où-exclusive est aussi décalé dans un registre.

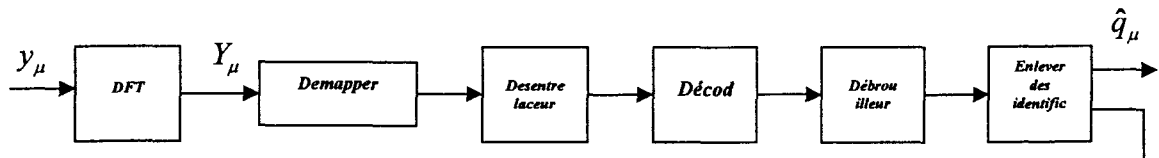


Figure 3-6 Récepteur SLM-OFDM avec un débrouilleur.

### 3.2.7 Méthode de PTS (Partial Transmit Sequence)

L'idée principale de cette méthode proposée par Müller et Huber en 1997 [71] est subdiviser les sous-canaux  $A_\mu$  en  $V$  sous-blocs,  $A_\mu^{(v)}$ ;  $v=1, \dots, V$ . Autrement, toutes les positions de sous-canaux dans  $A_\mu^{(v)}$ , qui sont déjà représentés dans un autre sous-block, doivent être mises à zéro de sorte que:

$$A_\mu = \sum_{v=1}^V A_\mu^{(v)} \quad (3.39)$$

Les trois différentes répartitions des porteuses d'un signal OFDM dans des sous-blocs pour l'approche PTS sont présentées sur la Figures 3-7. Dans une répartition adjacente chaque sous-bloc a une structure régulière contenant approximativement  $D_u/V$  les porteuses actives et le reste de positions non-actives remplies par des zéros. Les sous-blocs représentent les porteuses de telle sorte qu'une porteuse puisse être représentée seulement une fois dans un ensemble de sous-blocs. Une répartition pseudo-aléatoire n'a aucune structure régulière pour l'attribution des porteuses aux sous-blocs contrairement à une répartition intercalée (Interleaved) qui signifie que chaque sous-block suit une structure régulière avec une porteuse active suivie par des  $V-1$  zéros. Les autres sous-blocks représentent une version décalée de cette structure.

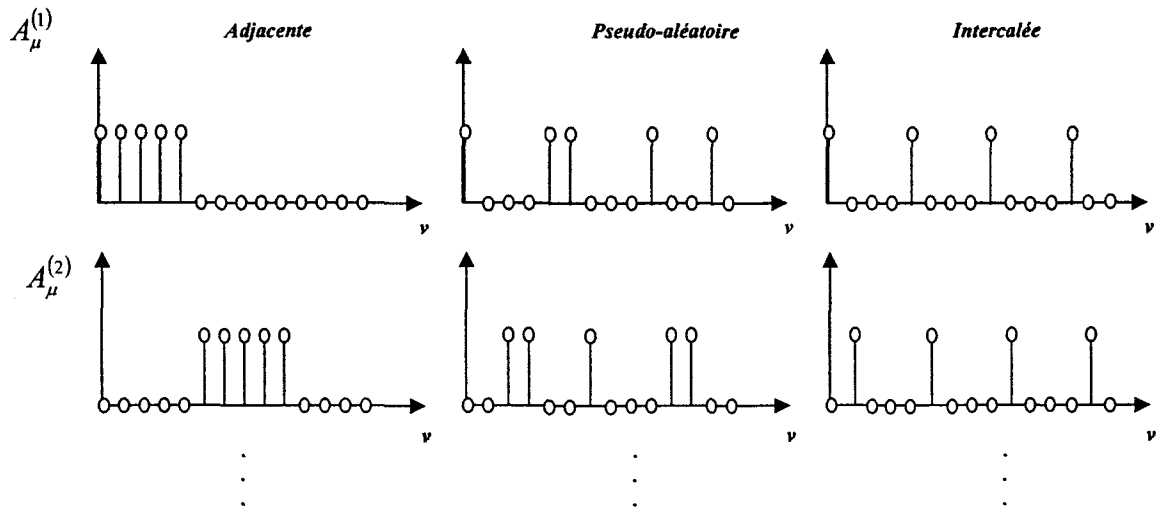


Figure 3-7 Exemples de répartition des porteuses d'un signal OFDM dans des sous-blocs pour l'approche PTS de la réduction de facteur de crête

En appliquant un facteur complexe de rotation  $b_\mu^{(v)}$ ,  $1 \leq v \leq V$ , avec une condition  $|b_\mu^{(v)}| = 1$ , on modifie le nouveau vecteur d'amplitude comme suit :

$$\tilde{A}_\mu = \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} A_\mu^{(v)} \quad (3.40)$$

où  $\tilde{A}_\mu$  représentera la même information que le vecteur  $A_\mu$  si un ensemble  $\{b_\mu^{(v)}, v=1, \dots, V\}$  des facteurs de rotations serait connu par le récepteur du système OFDM. Par la suite, on applique une IFFT à chaque sous-bloc  $\tilde{a}_\mu = IFFT\{\tilde{A}_\mu\}$ . Ainsi, les sous-blocs sont transformés par les  $V$  IFFTs:

$$\tilde{a}_\mu = IFFT\{\tilde{A}_\mu\} = IFFT\left\{\sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} A_\mu^{(v)}\right\} = \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} IFFT\{A_\mu^{(v)}\} = \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} a_\mu^{(v)} \quad (3.41)$$

où  $\{v\}$  sont les séquences partielles transmises (PTSs) qui vont jouer un rôle important pour une optimisation de facteur de crête d'un signal OFDM, en déterminant convenablement les paramètres d'optimisation  $\{b_\mu^{(v)}\}$ . Les paramètres optimaux sont exprimés comme suit :

$$\{\tilde{b}_\mu^{(1)}, \dots, \tilde{b}_\mu^{(V)}\} = \underset{\{\tilde{b}_\mu^{(1)}, \dots, \tilde{b}_\mu^{(V)}\}}{\operatorname{argmin}} \left( \max_{0 \leq k \leq D} \left| \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} a_\mu^{(v)}[k] \right| \right), \quad |b_\mu^{(v)}| = 1, \quad v = 1, \dots, V \quad (3.42)$$

La séquence optimale de la transmission avec un plus bas facteur de crête peut être représentée par l'équation suivante:

$$\tilde{a}_\mu = \sum_{v=1}^V \tilde{b}_\mu^{(v)} a_\mu^{(v)} \quad (3.43)$$

L'approche PTS de réduction de facteur de crête d'un signal OFDM est présenté sur la Figure 3-8. À chaque sous-bloc on applique son propre facteur de rotation qui va déterminer le plus bas rapport de PAPR.

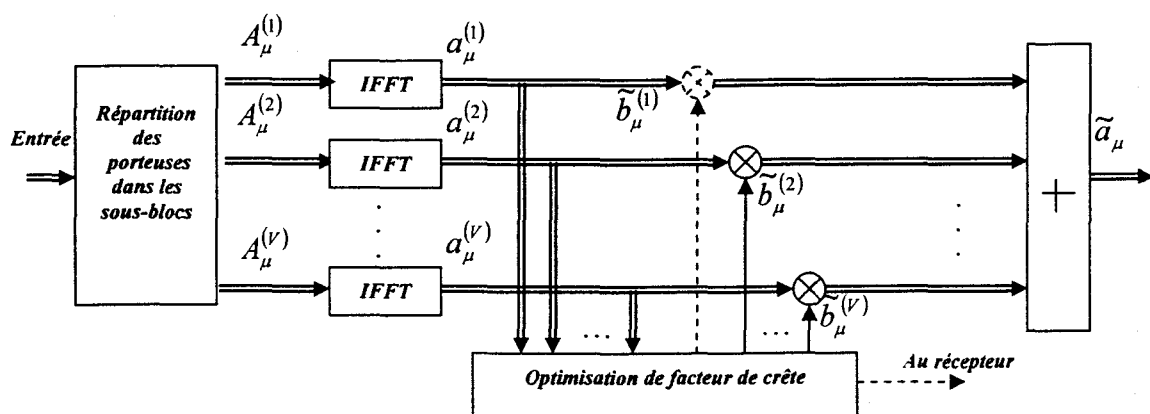


Figure 3-8 Approche PTS de réduction de facteur de crête d'un signal OFDM

Tous les facteurs de rotation  $\tilde{b}_\mu^{(v)}$ ,  $\{v = 1, \dots, V\}$  doivent être transmis au récepteur en tant qu'information nécessaire pour récupérer les données originales sur un canal séparé. Ainsi, l'efficacité spectrale du système est réduite. Les bits nécessaires pour cette information représentent la redondance associée à l'approche PTS de réduction de puissance maximale du signal transmis. Le nombre de facteurs de rotation peut varier dépendamment des paramètres recherchés pour une application, ainsi la complexité du système augmente avec un grand nombre de ces facteurs. Idéalement, on fixe seulement quatre facteurs de rotation  $\tilde{b}_\mu^{(v)} \in \{\pm 1, \pm j\}$  qui vont déterminer les  $2(V-1)$  bits de l'information latérale transmise au récepteur sur un canal séparé. Ces facteurs vont être décisifs pour une réalisation efficace du système OFDM. Un autre avantage est que la structure d'une constellation du signal OFDM reste inchangeable si les facteurs de rotations seraient des multiples de  $\pi/2$ . C'est particulièrement utile pour les algorithmes de synchronisation du système qui se fondent sur la géométrie d'une constellation du signal transmis. L'application des facteurs de rotation  $\tilde{b}_\mu^{(v)} \in \{\pm 1, \pm j\}$  sur les différents sous-blocs du système OFDM est présentée sur la Figure 3-9.

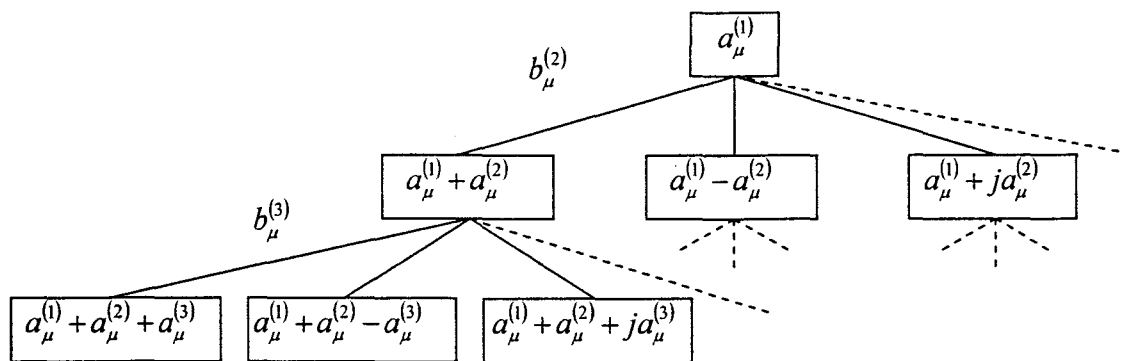


Figure 3-9 Application des facteurs de rotation  $\tilde{b}_\mu^{(v)} \in \{\pm 1, \pm j\}$  pour l'approche PTS



## CHAPITRE 4

### STRUCTURES DE LA MÉTHODE PTS (PARTIAL TRANSMIT SEQUENCE) CLASSIQUE ET MODIFIÉE

Nous présenterons au début de ce chapitre un système OFDM-PTS classique (voir la Figure 4-3) dans lequel les sous-porteuses du signal OFDM sont subdivisées en sous-blocs et à chaque sous-bloc un facteur de rotation est appliqué pour obtenir le meilleur rapport de PAPR. Les facteurs complexes de rotation appliqués à chaque sous-bloc des sous-porteuses du signal OFDM ont les mêmes valeurs que les phases de la modulation QPSK. Ce système garantit une réduction du facteur de crête de 3dB. Cependant l'utilisation d'un canal supplémentaire s'avère nécessaire pour une transmission de l'information latérale concernant ces facteurs de rotation de réduction de PAPR au récepteur.

Nous montrerons ensuite qu'il est possible de diminuer la complexité globale du système en changeant la manière d'appliquer les facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-4). Ceci diminue favorablement le temps de simulation du système OFDM-PTS classique, ainsi que le nombre total d'itérations requises pour accomplir une simulation de ce système. La complexité d'une structure de l'approche PTS classique (voir la Figure 4-3) est approximativement 3 fois plus grande que celle de la structure des facteurs complexes de rotations proposée.

Nous proposerons dans ce chapitre une nouvelle approche de la méthode PTS-classique. Elle repose sur le changement des valeurs des facteurs complexes de rotation et donc sur un encodage des symboles du signal OFDM par ces facteurs qui sont différents des phases de la modulation QPSK (voir la Figure 4-5). Cette nouvelle approche permet d'éviter la transmission de l'information latérale de réduction de PAPR sur un canal

supplémentaire et d'améliorer les performances du système. Ceci se traduit par des performances accrues sans aucune modification de l'émetteur, ainsi qu'au prix d'une complexité augmentée du récepteur du système OFDM-PTS classique (voir Annexe, la Figure 4-15) et une légère détérioration du BER.

#### 4.1 Structure du système OFDM-PTS classique

Tel que nous l'avons déjà mentionné, le système proposé dans ce travail de recherche consiste en une transmission simultanée du même signal sur  $N$  sous-porteuses. Les données numériques  $S_n$  sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation d'amplitude en quadrature QAM à plusieurs états. Ces données sont des symboles formés par groupement d'un ensemble de  $n = \log_2(M)$  bits, où  $M$ - nombre de signaux à transmettre.

Le débit binaire peut être déterminé comme suit :

$$R_b = nR_s, \text{ où } R_s - \text{taux de symbole} \quad (4.1)$$

Les données d'entrée sont converties de série en parallèle et subdivisées en certain nombre de sous-blocs  $M$ . On applique une répartition adjacente des porteuses dans des sous-blocs [71]. Cette répartition signifie que chacun des  $M$  sous-blocs a une structure régulière contenant approximativement  $\{L/M\}$  sous-canaux actifs, où  $L$  est le nombre total des sous-porteuses et des positions non-actives  $\{L - L/M\}$  sont remplies par des zéros (voir la Figure 4-1).

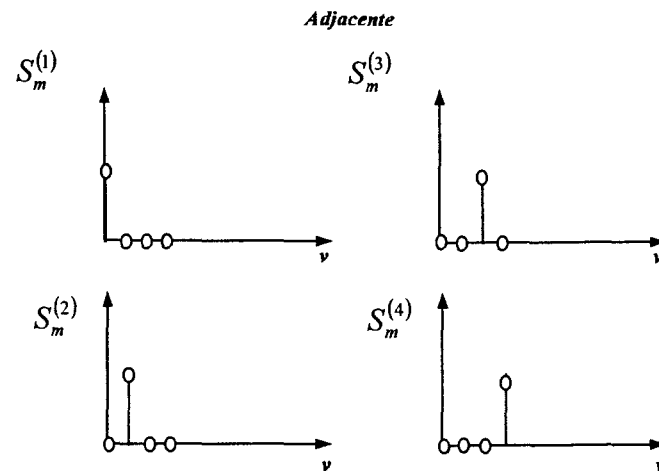


Figure 4-1 Répartition adjacente des porteuses dans des sous-blocs du système OFDM-PTS classique avec  $N=4$  et  $M=4$

Le nombre total des sous-canaux est donné par :

$$N = M \times L \quad (4.2)$$

Le vecteur de l'information  $S$  pour tous les sous-canaux est représenté comme suit:

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_N]^T \quad (4.3)$$

Après avoir réparti l'information à transporter sur l'ensemble des sous-blocs, on applique des IFFTs (voir la Figure 4-2). Chaque donnée  $S_k$ , où  $k = \{0, \dots, N-1\}$  module un signal à la fréquence  $f_k$ . Le signal total  $s(t)$  correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4.4)$$

Puisque chaque sous-porteuse est modulée indépendamment, un signal OFDM est susceptible d'avoir à certains moments une grande puissance maximale. Cette puissance maximale peut être généralement évaluée en terme de PAPR par l'équation suivante [71] :

$$PAPR = \frac{\max |s(t)|^2}{E \{ |s(t)|^2 \}} \quad (4.5)$$

où  $\max |s(t)|^2$  représente la puissance maximale de l'enveloppe du signal OFDM et  $E \{ |s(t)|^2 \}$  représente la puissance moyenne.

En appliquant un facteur complexe de rotation  $b_m$ ,  $1 \leq m \leq M$  à chaque sous-bloc, on peut réduire le rapport de PAPR. Alors le signal de sortie peut être représenté comme suit :

$$s = \sum_{m=1}^M b_m s_m \quad (4.6)$$

où  $b_m$  - un facteur complexe de rotation,

$s_m$  - le résultat de l'application des IFFTs au vecteur d'information  $S$ .

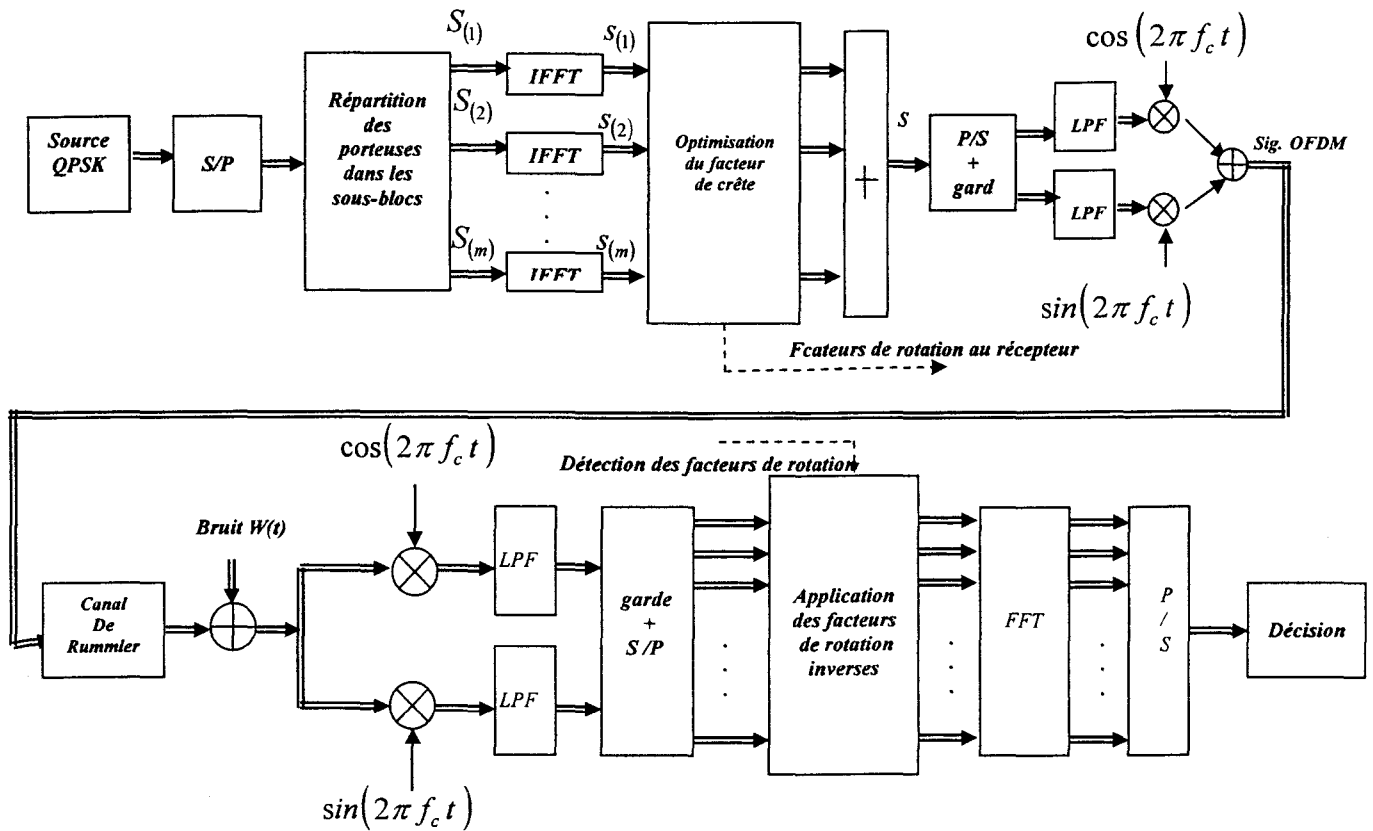


Figure 4-2 Schéma bloc du système OFDM-PTS classique

Tous les facteurs de rotation  $b_m$ ,  $\{m=1,\dots,M\}$  doivent être transmis au récepteur en tant qu'information nécessaire pour récupérer les données originales sur un canal séparé.

En concaténant à chaque bloc un intervalle de garde, on peut annuler l'IES introduite par le passage dans un canal à trajets multiples. Cet intervalle de garde se compose d'une répétition d'un certain nombre de derniers échantillons du symbole utile qui sont ajoutés au début de ce symbole (préfixe cyclique). Son utilisation toutefois réduit le débit binaire et augmente l'énergie transmise [14].

Étant donné que nous devons émettre notre signal à une fréquence radioélectrique (RF) prédéterminée, nous devons dans la pratique moduler le signal pour le décoller vers le haut à cette fréquence RF à l'émetteur en utilisant un modulateur en quadrature I-Q. Il faut ensuite décaler ce signal à la fréquence intermédiaire FI ou à la fréquence de la bande de base au récepteur. On insère des filtres passe-bas pour supprimer l'effet des interférences entre symboles qui affectent le signal et aussi pour effectuer une mise en forme du signal. Ainsi le signal discret est transformé en signal continu via le filtrage. Ce dernier est réparti également entre l'émetteur et le récepteur, chacun comportant des filtres demi-Nyquist (square root raised cosine filter), afin d'optimiser l'occupation de bande de ce signal et son rapport signal/bruit, pour ensuite être envoyé sur le canal de transmission (voir la Figure 4-2).

Dans ce projet nous utilisons le canal de Rumlér qui peut être modélisé par la somme de deux chemins affectés par des évanouissements uniformes, l'un direct et l'autre avec un retard  $\tau$ , auquel un bruit blanc gaussien  $w(t)$  a été ajouté :

$$r(t) = s(t)h_0 - s(t - \tau)h_{-1} + w(t) \quad (4.7)$$

Le délai entre le signal direct et son écho est inférieur à la période d'un symbole, en effet la réponse impulsionnelle du canal est telle que  $h_0 = 1$  et  $h_{-1} = \beta$  sont des réponses respectives pour  $t = 0$  et  $-\tau$ . Donc le signal de sortie du canal de Rumlér est donné par :

$$r(t) = s(t) - \beta e^{2j\pi f_0 \tau} s(t - \tau) + w(t) \quad (4.8)$$

La bande de cohérence du canal est déterminée grâce à sa réponse en fréquence. Elle correspond à l'inverse du délai entre le chemin direct et le chemin indirect. Dans notre cas, le délai entre le chemin direct et le chemin indirect est de 2 échantillons soit :

$\tau = \frac{2}{200 \text{ KHz}} = 0.01 \text{ ms}$  , ce qui donne une bande de cohérence de 100 KHz plus petite que la fréquence d'échantillonnage qui est 200KHz. Ainsi nous sommes en présence d'un canal à évanouissements sélectifs en fréquence qui a pour effet d'introduire des interférences entre symboles et donc de diminuer les performances du système.

La profondeur du creux du canal en dB dépendant de l'amplitude du gain de l'écho  $\beta$  qui varie de 1 à 0 peut être calculée par la formule suivante :

$$\eta = 20 \log_{10} (1 - \beta) \quad (4.9)$$

Donc la profondeur du creux du canal de transmission varie entre 0 et 0,99.

Le signal reçu peut être représenté comme suit :

$$r = \sum_{n=0}^1 h_n s + w(t) = \sum_{n=0}^1 \left( \sum_{m=1}^M b_m s_m \right) h_n + w(t) \quad (4.10)$$

À la réception la démodulation réalisée par une transformée de Fourier (FFT) consiste à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses :

$$R = [b_1 S_1, b_2 S_2, \dots, b_M S_M]^T H \quad (4.11)$$

où  $H = [H_1, H_2, \dots, H_N]$  est la réponse en fréquence du canal. Les données originales peuvent alors être démodulées dans chaque sous-canal après une application des facteurs inverses de rotation et une estimation de la réponse du canal.

Dans l'approche PTS (Partial Transmit Sequences) originale [72], les facteurs de rotations qu'on applique à chaque sous-bloc des porteuses d'un signal OFDM pour réduire au minimum le PAPR ont les mêmes valeurs que les phases de la modulation QPSK (voir la Figure 4-5(a)) :

$$b_{(v)} = \left\{ \begin{array}{l} 0 \\ \pi/2 = 90^\circ \\ \pi = 180^\circ \\ 3\pi/2 = 270^\circ \end{array} \right\}, \quad v = 1, \dots, 4 \quad (4.12)$$

Cependant, puisque cette approche utilise les mêmes facteurs de rotations pour la réduction de PAPR et la modulation de données, on a besoin d'un canal supplémentaire pour transmettre l'information concernant ces facteurs de réduction de crête au récepteur (voir la Figure 4-3).

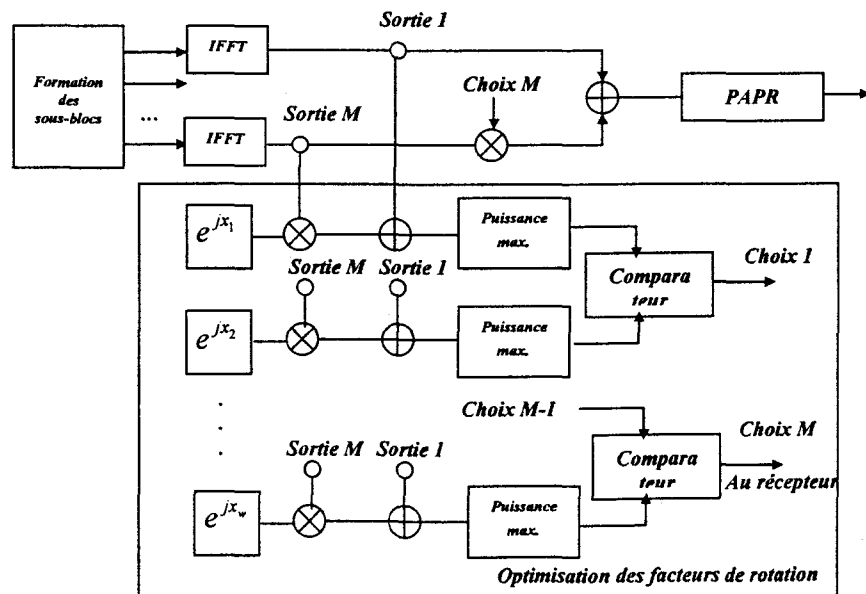


Figure 4-3 Structure de l'approche PTS classique



## 4.2 Initialisation des facteurs complexes de rotation

Les simulations ont débuté avec des initialisations des facteurs complexes de rotation de l'approche PTS classique. C'est à dire que les facteurs de rotations appliqués à chaque sous-bloc des porteuses d'un signal OFDM ont les mêmes valeurs que les phases de la modulation QPSK. On remarque qu'au fur et à mesure que le nombre des sous-blocs et le nombre des facteurs de rotation augmentent le rapport de PAPR s'améliore. De plus, si l'on augmente le niveau de bruit, les performances du système se détériorent.

Par la suite, nous avons modifié la méthode d'application des facteurs complexes de rotations. Notre méthode d'application des facteurs complexes de rotation ressemble à une chaîne d'application consécutive des mêmes facteurs de l'approche PTS classique. Le premier facteur de rotation appliqué à la sortie M de l'IFFT est directement suivi par le deuxième facteur (voir la Figure 4-4).

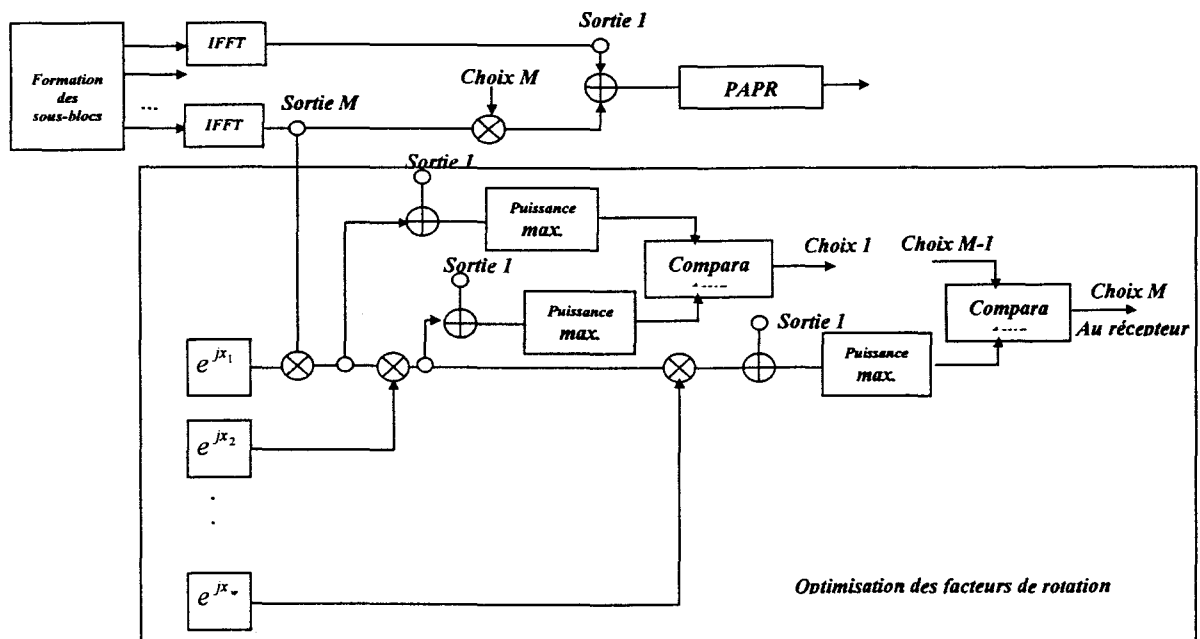


Figure 4-4 Structure modifiée en termes d'application des facteurs complexes de rotation de l'approche PTS originale

Cette structure nous permet de simplifier la complexité du système, ainsi que de réduire le nombre d'itérations des simulations et le temps qu'elles nécessitent. De plus, elle donne un meilleur rapport de PAPR. En effet, ceci s'améliore avec l'application de chaque nouveau facteur de rotation.

Un bloc a été réalisé permettant de lire les valeurs de PAPR tout au long de chaque simulation. Celui-ci est basé sur la relation suivante :

$$CF (s) = \frac{\max_m |s_m|}{\sqrt{E_s \left[ \|s\|^2 \right]}} = \frac{\max_m |s_m|}{\sqrt{\sigma_s^2}} \quad (4.13)$$

Afin d'améliorer les performances du système en terme de PAPR, nous proposons donc l'approche PTS modifiée qui possède la propriété intéressante d'effectuer directement au récepteur une recherche du facteur de rotation sans utiliser un canal supplémentaire contrairement à la méthode PTS traditionnelle qui en requiert un. De plus elle ne nécessite aucune modification de l'émetteur et peut donc être appliquée directement au système. On remarque toutefois qu'elle améliore le facteur de crête par rapport à l'approche PTS classique, mais qu'elle produit une légère détérioration du BER.

### 4.3 Principe et conception du système final

L'approche PTS modifiée change les valeurs des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-5(b)) pour éviter la transmission de l'information latérale concernant les facteurs de rotation sur un canal supplémentaire et améliorer les performances du système. Définissons donc:

$$W_v = \begin{Bmatrix} 0 \\ a^\circ \\ b^\circ \\ c^\circ \end{Bmatrix}, \quad v = 1, \dots, 4 \quad \text{et} \quad a \neq 90^\circ, b \neq 180^\circ, c \neq 270^\circ \quad (4.14)$$

où  $W_v$  sont des angles de déphasage des facteurs de rotation :  $b_m = e^{jW_v}$ .

Les facteurs de rotations optimaux pour lesquels le PAPR du signal OFDM est minimal, seront obtenus par la variation des valeurs présentées par l'équation 4.14 au cours des simulations. Les différentes combinaisons des facteurs complexes de rotation seront déterminées par une recherche exhaustive.

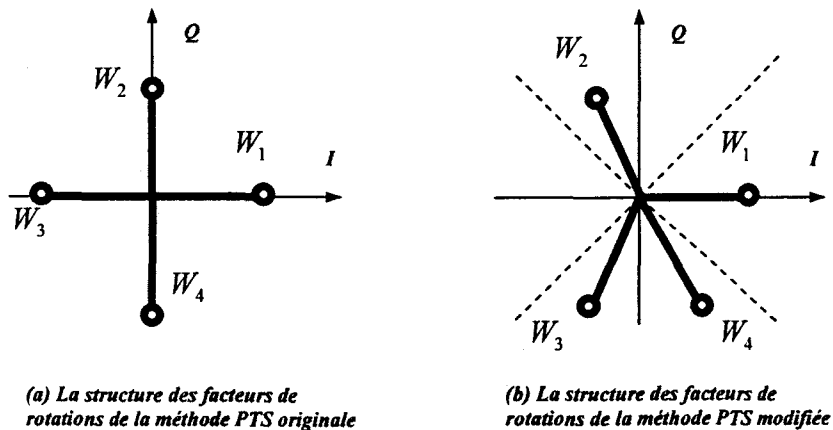


Figure 4-5 Structure des facteurs complexes de rotations de la méthode PTS originale et de la méthode PTS modifiée

Nous avons choisi la modulation QPSK comme modulation de données, parce que tous les symboles de cette dernière se trouvent sur un cercle unitaire. Ainsi l'énergie de ces symboles est constante.

Ceci nous permet d'utiliser à la réception une méthode simple de recherche des différents facteurs de rotations appliqués aux symboles d'un signal OFDM dans le but de réduire au minimum le facteur de crête présenté sur la Figure 4-6.

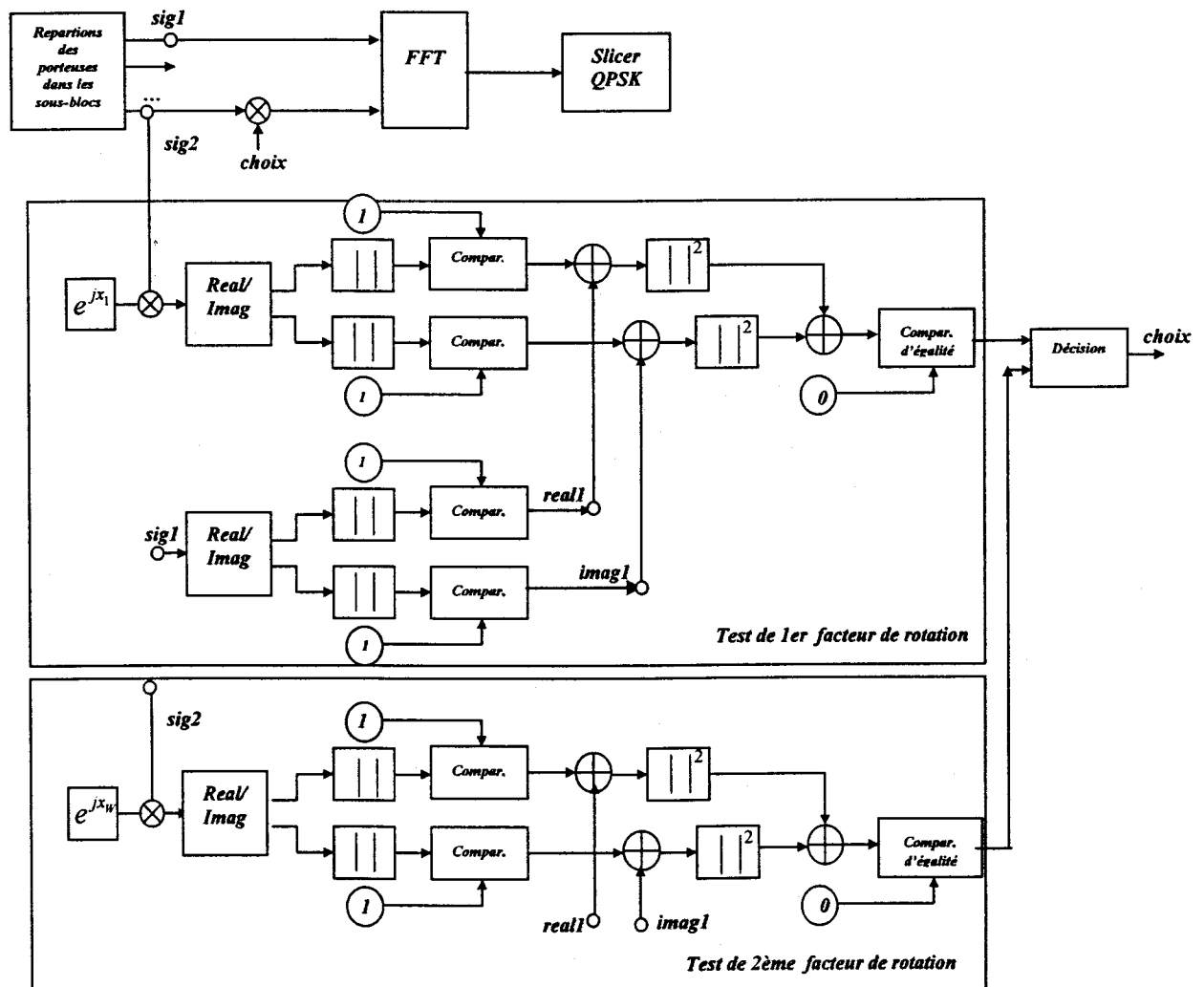


Figure 4-6 Diagramme bloc de la structure de l'approche PTS modifiée.

Pour étudier l'influence de déphasage dû à la modulation de données QPSK, les facteurs de rotation sont modifiés selon la rotation définie par:

$$W_i + \frac{d\pi}{2}, \quad d = 0,1,2,3 \quad (4.15)$$

L'équation de décision pour les facteurs de rotation peut être représentée de la manière suivante:

$$\{\tilde{b}_{(1)}, \dots, \tilde{b}_{(v)}\} = \underset{\{\tilde{b}_{(1)}, \dots, \tilde{b}_{(v)}\}}{\operatorname{argmin}} \left( \max_{0 \leq k \leq D} \left| \sum_{v=1}^V b_{v, s_m} [k] \right| \right), \quad |b_{(v)}| = 1, \quad v = 1, \dots, V \quad (4.16)$$

À chaque sous-bloc on applique son propre facteur de rotation qui permet d'obtenir le plus bas rapport de PAPR. En utilisant l'équation (4.16), nous pouvons déterminer les facteurs de rotation les plus fiables, c.à.d. ceux qui donnent le facteur de crête le moins élevé et les estimer à la réception sans avoir utiliser un canal supplémentaire pour transmettre de l'information latérale. Au récepteur, la rotation inverse est appliquée et les données originales sont démodulées.

Deux séries de simulations ont été effectuées en utilisant la structure proposée dans ce travail de recherche. Nous avons d'abord fait varier le nombre des sous-blocs d'IFFTs, alors que le nombre des facteurs de rotation restait constant. Ceci pour le système QPSK. Les critères et les indicateurs de performance utilisés sont le CF et le BER. Nous comparons les résultats obtenus avec deux puis avec trois sous-blocs d'IFFTs.

Les résultats obtenus sont intéressants et le meilleur facteur de crête obtenu pour cette série de simulation correspond à la structure avec trois sous-blocs. Cependant,

l'augmentation du nombre de sous-blocs d'IFFTs augmente également la complexité du système ainsi que le temps et le nombre d'itérations de simulation.

Une autre question intéressante dans l'approche PTS modifiée est la relation entre les performances du système et le nombre des facteurs de rotation. Un système de deux puis de trois sous-blocs a été testé pour  $W = 2, 3$ . La performance s'améliore avec l'augmentation du nombre des facteurs complexes de rotation. Le système avec  $W = 3$  et  $V = 2$  (2 sous-blocs IFFTs) est plus efficace que le système avec  $W = 2$  et  $V = 2$ , c.-à-d., il réalise une meilleure réduction de CF du signal OFDM. En termes de nombre d'itérations de simulation requises, l'approche avec deux facteurs possibles de rotation est certainement plus économique.

Dans la deuxième série de simulations, les valeurs des facteurs complexes de rotation ont été modifiées tandis que le nombre des sous-blocs et le nombre des facteurs de rotation ont été maintenus à  $V = 2$  et  $W = 4$ .

La structure modifiée de l'approche PTS donne une meilleure performance en termes de réduction de CF que le système classique, mais le BER augmente légèrement. Une dernière série de simulations a été effectuée sur ce système en variant le rapport

$$\frac{E_b}{N_0}$$

#### 4.4 Description et spécification du système

Le tableau IX résume les paramètres du système OFDM utilisés pour diverses simulations avec SPW :

Tableau IX

## Paramètres du système OFDM

Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage (Hz)	$200 \times 10^3$
Fréquence de la porteuse (Hz)	$20 \times 10^3$
Taux de transmission (Hz)	$1 \times 10^3$
Nombre d'échantillons par symbole	200
Facteur de mise en forme $\alpha$	0.5
Durée de symbole utile ( $T_c$ )	50 $\mu$ sec
Durée d'un intervalle de garde	12.5 $\mu$ sec
Type de modulation des porteuses	<i>QPSK</i>
Nombre de sous-porteuses	4
La normalisation de la puissance	<i>Oui ou non</i>
Le gain de l'égaliseur : le pas d'adaptation	$6 \times 10^{-3}$

#### 4.5 Présentation des schémas bloc du système conçu

L'expression modulation est souvent utilisée pour désigner un ensemble de techniques de traitement du signal appliquées à un signal numérique dans le but d'en optimiser la transmission sur les systèmes de communications numériques. Ces techniques comprennent entre autres les techniques de démodulation et de détection, l'égalisation du canal de transmission, la diversité temporelle, fréquentielle ou spatiale, etc. En règle

générale, l'optimisation des performances d'un système de communications numériques exige un compromis judicieux entre la puissance et la largeur de bande du signal transmis ainsi que la complexité du traitement du signal requise au récepteur de manière à ce que le taux d'erreurs de transmission reste sous un seuil établi.

Pour ce travail de recherche nous avons utilisé le logiciel spécialisé de simulation SPW (Signal Processing Workstation) de Cadence Design System. C'est un outil de conception de système relié au domaine de traitement de signal. Ce logiciel est exécuté sur un terminal SUN (SPW). Le logiciel SPW a recours à un diagramme bloc hiérarchique pour simuler un système de communication. Le modèle qui représente le système de communication est construit à partir de fonctions-blocs extraites d'une banque de fonctions-blocs ( bibliothèques spécialisées ) fournie avec le logiciel de simulation. La banque en question renferme des fonctions-blocs qui correspondent à des fonctions typiques fréquemment utilisées dans les systèmes de communication (par exemple des sources d'information binaire, des modulateurs, des modèles de canaux de transmission, etc.). Les fonctions-blocs sont affichées à l'écran et raccordées graphiquement les unes aux autres pour produire le modèle de simulation, qui prend la forme d'un diagramme-bloc. La figure 4-7 (voir Annexe 1) montre le schéma bloc général du système modélisé avec l'approche PTS originale. La figure 4-14 (voir Annexe 8) présente le schéma blocs du récepteur de système avec l'approche PTS modifiée. Les figures 4-8 – 4-13 (voir Annexe 2 - 7) montrent les différentes composantes utilisées pour l'ensemble de ce projet avec des descriptions détaillées de tous les blocs de simulation.

L'éditeur BDE a été utilisé pour générer le modèle de transmission d'un signal QPSK généré à partir d'un bloc « >Random Sources>4\_QAM> » suivie d'un bloc « >Vector>Compose/Decompose>Scaler Join Vect> » qui sert à effectuer la conversion



Série en Parallèle, suivie d'un bloc « > Vector>Compose/Decompose>Vect Split Vect Cmplx> » qui nous permet de subdiviser les sous-porteuses en  $V$  sous-blocs. Après avoir réalisé une répartition adjacente des porteuses dans des sous-blocs, on applique une IFFT à chaque sous-blocs en utilisant « >Miscellaneous>Transform FFT Cmplx> » (voir Annexe 1, la Figure 4-7). Un bloc spécial a été généré pour l'optimisation des facteurs de rotation (voir Annexe 2, la Figure 4-8), afin de résoudre le problème de PAPR qui peut sérieusement affecter un signal. Un autre bloc « Adjonction d'un intervalle de garde » a été créé et placé à la sortie de la somme des IFFTs qui permet de combattre les interférences entre symboles (voir Annexe 3, la Figure 4-9). Un bloc « >Conversion>Cmplx To Rl/Imgn> » permet d'extraire les parties réelle et imaginaire d'un signal complexe. On introduit un filtrage à l'émission en utilisant des blocs « >Comm>Filters>Raised Cosine> » qui diminue les interférences intersymboles liées à la bande passante limitée du canal. Les deux signaux binaires  $i(t)$  et  $q(t)$  multiplient la porteuse et la porteuses déphasée qui sont créées par le biais d'un bloc « >Signal Gen/Store>Miscellaneous>Cmplx Tone> » (voir Annexe 5, la Figure 4-11).

Pour simuler le phénomène des évanouissements, nous avons utilisé un canal de Rummler avec un chemin direct et un chemin retardé (« >Channels>Multipath(Rummler)> ») (voir Annexe 10, la Figure 4-16).

À la réception, des blocs « >Comm>Filters>Raised Cosine> » ont un rôle de filtrage pour limiter le bruit de fond et les signaux parasites provenant du canal. Ensuite le signal subit le traitement inverse de modulation I/Q pour obtenir les deux composantes en phase et en quadrature (« >Signal Gen/Store> Miscellaneous>Cmplx Tone> »). Le processus de l'extraction d'un intervalle de garde est effectué en utilisant « >Vector>Extract Comp Cmplx> » et « >Vector>Insrt Comp Cmplx> » (voir Annexe 6, la Figure 4-12). Un bloc « Estimation des facteurs de rotation » a été créé pour trouver les valeurs des facteurs de rotation qui ont été appliqués à l'émission pour l'approche

PTS modifiée (voir Annexe 9, la Figure 4-15). Finalement, la démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier directe («>Miscellaneous >Transform FFT Cmplx>»). L'égaliseur suit ces blocs (voir Annexe 11, la Figure 4-17).

Un bloc délai a été utilisé pour synchroniser la séquence afin de pouvoir comparer le signal émis et celui reçu après l'égalisation pour le calcul du BER. Pour cela le délai qui dépend de la fréquence d'échantillonnage, du nombre des coefficients des filtres émission ainsi que des filtres réception a été estimé.

Afin de mieux comprendre le comportement des blocs déjà existant dans les modèles SPW, on utilise la commande «Help on Context» qui visualise le mode de fonctionnement des blocs. On utilise un bloc «>Signal Gen/Store> Signal Sink >Complex>», après plusieurs blocs du système afin de visualiser le signal de sortie et de le comparer avec le signal prévu.

Les paramètres du système sont utilisés comme des variables globales dans le système. Le but des simulations effectuées était en général de perfectionner le facteur de crête qui conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé pour amplifier le signal avant sa transmission via l'antenne émettrice, ainsi donc à une distortion des symboles émis qui peut fortement dégrader les performances du système.

## CHAPITRE 5

### MODÉLISATION, SIMULATIONS ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Ce chapitre présente les résultats de simulation portant sur la méthode PTS classique et la méthode PTS modifiée que nous avons développées et présentées au chapitre 4. La méthode proposée permet une réduction du facteur de crête du signal OFDM de 3.5 dB par rapport au système OFDM-PTS classique. Les différentes combinaisons des facteurs complexes de rotation ont été testées afin d'obtenir le meilleur rapport de PAPR. Les paramètres du système OFDM utilisés pour diverses simulations avec SPW ont été spécifiés dans le Tableau 9.

Nous établirons une comparaison entre les deux systèmes vis à vis de ce paramètre critique qui est le facteur de crête du signal OFDM. Pour cela nous évaluerons analytiquement pour les deux systèmes (OFDM-PTS classique et OFDM-PTS modifiée) la probabilité que le facteur de crête d'un symbole entier OFDM excède un certain seuil de CF  $\zeta_0 = \frac{a_0}{\sigma_a}$ , où  $a_0$  est l'amplitude et  $\sigma_a^2$  - une variance du signal OFDM (voir l'équation 3.13).

#### 5.1 Les étapes des simulations

Les étapes des simulations effectuées sont les suivantes :

- Conception, modélisation et simulation du fonctionnement du système OFDM avec les paramètres spécifiés et l'approche PTS originale de réduction de facteur de crête.

- Vérification de l'effet du changement du nombre des sous-blocs IFFTs ainsi que du nombre de facteurs de rotation appliqués au signal OFDM sur le facteur de crête.
- Observation de l'effet de changement de la manière d'application des facteurs complexes de rotations sur la complexité du système OFDM-PTS classique.
- Modification du système OFDM-PTS classique afin de créer une nouvelle structure.
- Observation de l'effet de changement des valeurs ainsi que de nombre des facteurs complexes de rotations sur le rapport de PAPR du système modifié.
- Visualisation de la constellation et du diagramme de l'œil du signal reçu.
- Vérification de l'effet de l'égalisation sur le signal OFDM.
- Calcul et comparaison du BER pour les deux systèmes (OFDM-PTS classique et OFDM-PTS modifiées).

## **5.2 Résultats des simulations du système OFDM-PTS classique**

Les premières simulations du système OFDM avec l'approche PTS classique de réduction du rapport de PAPR ont été effectuées avec un nombre des sous-blocs IFFTs  $V$  égal à deux. La Figure 5-1 montre le spectre du signal à la sortie d'un seul bloc IFFT et à la sortie d'un des deux sous-blocs IFFTs. Le but de la première étape était d'ajuster les paramètres qui ont une grande influence sur le comportement du système ainsi que

d'observer le PAPR par rapport au seuil  $\zeta_0 = \frac{\Delta a_0}{\sigma_a}$ . En effet, d'une part les paramètres tels que la fréquence d'échantillonnage et le nombre de coefficients des filtres d'émission et de réception ont un impact direct sur le délai pour le calcul de BER, d'autre part le seuil de CF a une importance cruciale sur la probabilité que le facteur de crête d'un symbole entier OFDM excède ce certain seuil.

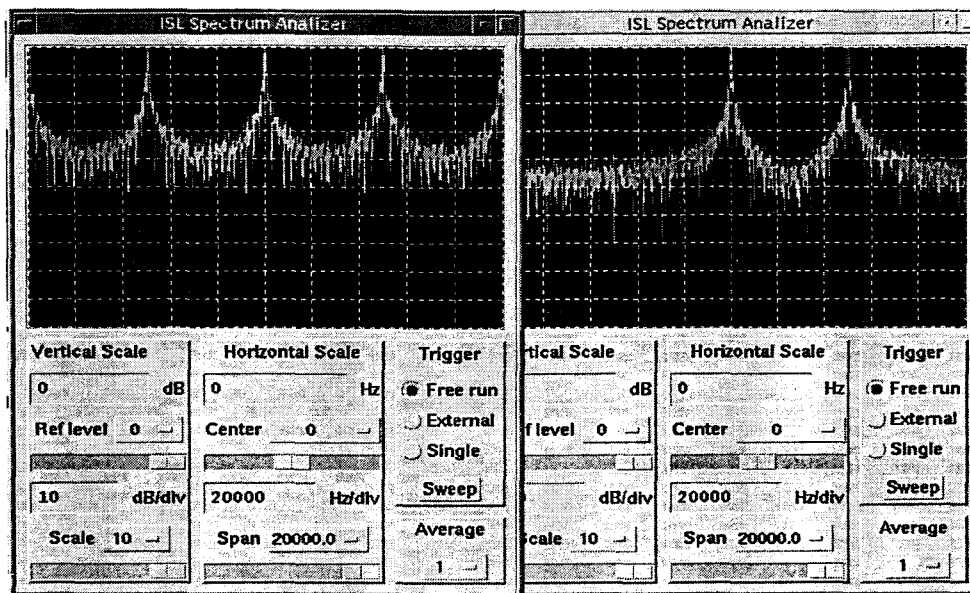


Figure 5-1 Spectre du signal OFDM à la sortie d'un seul bloc IFFT et d'un des deux sous-blocs IFFTs

Une fois la valeur de facteur de crête du signal OFDM obtenue, on est passé à l'étape de modifications en termes de nombre des sous-blocs IFFTs. Il est important de mentionner que les résultats obtenus avec un nombre des sous-blocs  $V$  égal à trois se sont nettement améliorées par rapport au cas avec deux sous-blocs IFFTs. L'initialisation des facteurs complexes de rotation a été effectuée de telle sorte que les valeurs soient les mêmes que

les phases de la modulation QPSK. Par conséquent, tous les facteurs de rotation ont été transmis au récepteur sur un canal séparé pour récupérer les données originales.

La Figure 5-2 (voir Annexe 12, Tableau X) montre les résultats de la simulation d'un système OFDM avec l'approche PTS classique pour les deux cas. Comme on peut le constater, pour une probabilité de dépassement du PAPR un seuil  $P_{\zeta}(\zeta_0) = 10^{-4}$ , la valeur de facteur de crête du signal OFDM est diminuée de 1.3 dB pour un nombre des sous-blocs égal à trois et un nombre des facteurs complexes de rotation  $W$  égal à 2 par rapport au nombre des sous-blocs égal à deux et  $W=2$ . La fonction de distribution de PAPR où la probabilité  $P_{\zeta}(\zeta_0)$  que le PAPR d'un symbole OFDM excède un seuil  $\zeta_0$  peut être réduite au fur et à mesure que le nombre de sous-blocs augmente.

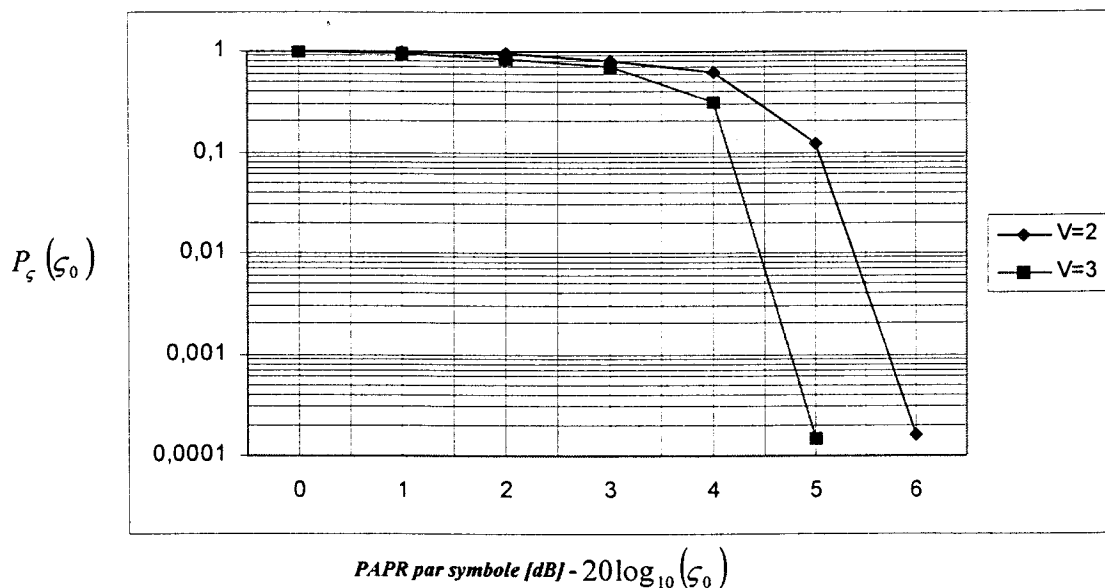


Figure 5-2 Probabilité de dépassement  $P_{\zeta}(\zeta_0)$  pour un système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, la Figure 4-7) avec un nombre de facteurs complexes de rotation égal à  $W=2, V \in \{2,3\}$

D'autres simulations effectuées avec une augmentation progressive des facteurs complexes de rotation appliqués au signal à la sortie des IFFTs (voir Annexe 2, la Figure 4-8), ont démontré que le nombre de facteurs de rotation peut influencer d'une manière importante le facteur de crête. Notons que la complexité du système augmente avec un grand nombre de ces facteurs. Finalement, des compromis doivent être acceptés, si l'on considère la compensation entre la complexité et la performance du système.

Les courbes de la Figure 5-3 (voir Annexe 12, Tableau XI) montrent clairement le comportement de la fonction de distribution de PAPR par rapport à une augmentation du nombre des facteurs complexes de rotation appliqués au signal à la sortie des IFFTs pour un système OFDM-PTS classique.

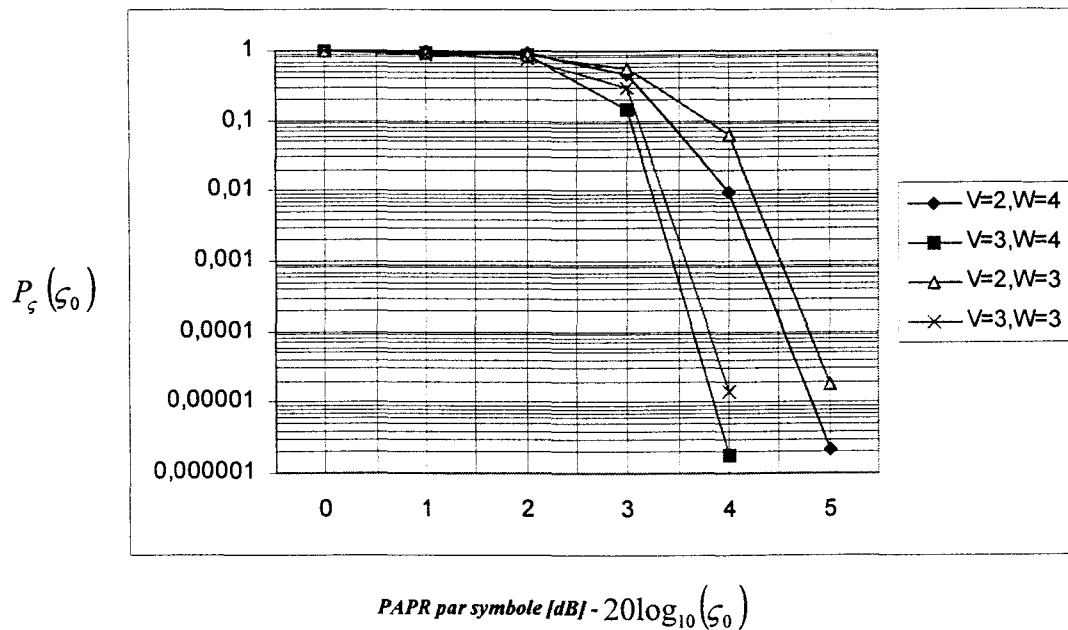


Figure 5-3 Probabilité de dépassement  $P_{\xi}(\xi_0)$  pour un système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, la Figure 4-7),  $V \in \{2,3\}$  et  $W \in \{3,4\}$

À première vue, on peut remarquer qu'avec une probabilité de dépassement  $P_{\zeta}(\zeta_0)$  égale à  $10^{-4}$ , on a une diminution de PAPR de 1.5 dB pour le système OFDM-PTS classique avec  $V=2$  et  $W=3$  par rapport au système avec  $V=2$  et  $W=2$  et une augmentation de 0.3 dB par rapport à  $V=2$  et  $W=4$  ainsi qu'une diminution de 1.4 dB pour  $V=3$  et  $W=3$  par rapport à  $V=2$  et  $W=3$  et une augmentation de 0.3 dB par rapport au système avec  $V=3$  et  $W=4$ . Donc le CF du signal OFDM a tendance à augmenter avec une diminution du nombre de sous-blocs IFFTs et du nombre de facteurs complexes de rotation.

Par la suite, nous proposons une structure différente d'application des facteurs complexes de rotations (voir Annexe 7, la Figure 4-13) afin de diminuer une complexité globale du système OFDM-PTS classique. Celle-ci ressemble à une application consécutive des facteurs complexes de rotation, c-a-d. qu'au lieu d'appliquer chaque nouveau facteur à la sortie IFFT, on l'applique directement après avoir appliqué le précédent. Cette structure nous permet de simplifier la complexité du système et de diminuer de façon importante le temps de simulation ainsi que le nombre d'itérations requises pour accomplir une simulation complète du système. La complexité de cette structure est approximativement 3 fois moins celle de la structure traditionnelle d'application des facteurs complexes de rotations (voir Annexe 2, la Figure 4-8).

Les résultats obtenus montrent qu'une augmentation du nombre de facteurs complexes de rotation dans le cas d'une structure proposée (voir Annexe 7, la Figure 4-13) influence le facteur de crête de la même manière que dans le cas d'une structure originale (voir la Figure 5-4 (voir Annexe 12, Tableau XII)). En utilisant une nouvelle structure, on optimise le facteur de crête à chaque étape d'application d'un nouveau facteur de rotation.



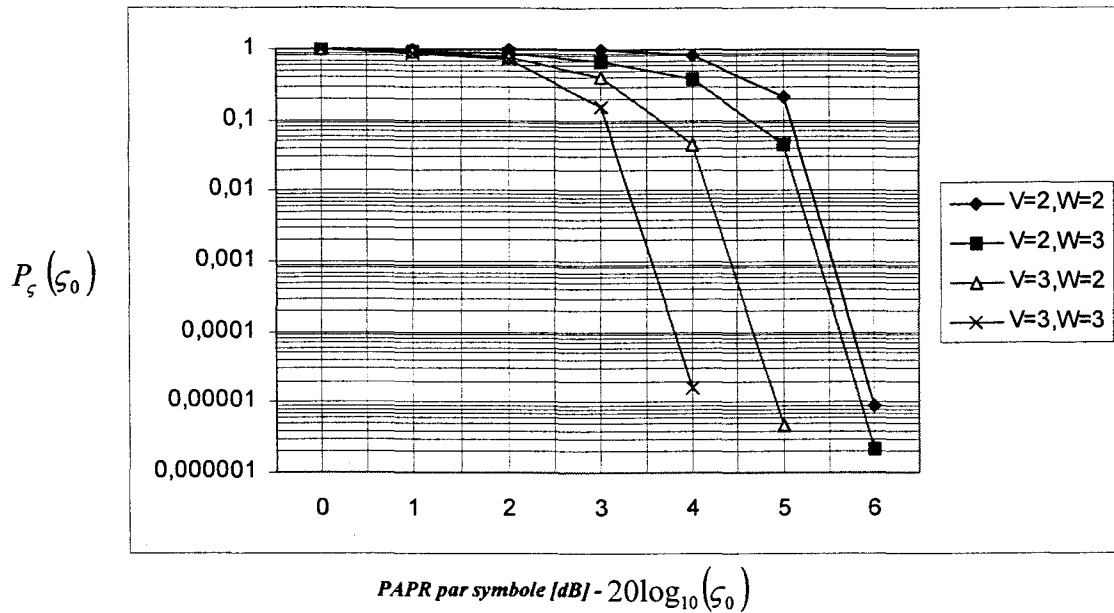


Figure 5-4 Probabilité de dépassement  $P_\xi(\xi_0)$  pour un système PTS-OFDM avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir Annexe 7, la Figure 4-13),  $V \in \{2,3\}$  et  $W \in \{2,3\}$

Les résultats de simulation, obtenus dans un contexte d'une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 5-4) montrent qu'un système OFDM avec une structure proposée se compare favorablement au système OFDM-PTS classique. On constate qu'avec une probabilité de dépassement  $P_\xi(\xi_0)$  égale à  $10^{-4}$ , on a une diminution de PAPR de 1.2 dB pour le système OFDM-PTS avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir Annexe 7, la Figure 4-13),  $V=3$  et  $W=2$  par rapport au système avec  $V=2$  et  $W=2$  ainsi qu'une augmentation de 0.8 dB par rapport à  $V=3$  et  $W=3$ . Le facteur de crête du signal OFDM diminue avec une augmentation du nombre de facteurs complexes de rotation et du nombre de sous-blocs IFFTs. Une conclusion que l'on peut légitimement tirer des

résultats de simulation obtenus avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations est que celle-ci peut conduire à des gains en diminution de complexité du système très importants.

La Figure 5-5 et la Figure 5-6 montrent les résultats de la simulation d'un système PTS-OFDM classique (voir Annexe 1 et 2, la Figure 4-7 et la Figure 4-8) avec  $V=2$  et  $W=2$ . On voit que les signaux à la sortie du système pris avant et après une décision sont presque identiques au signal d'entrée. En effet, la transmission directe de l'information concernant les facteurs complexes de rotation au récepteur, ainsi que l'adjonction d'un intervalle de garde diminuent la probabilité d'erreur jusqu'à la rendre nulle.

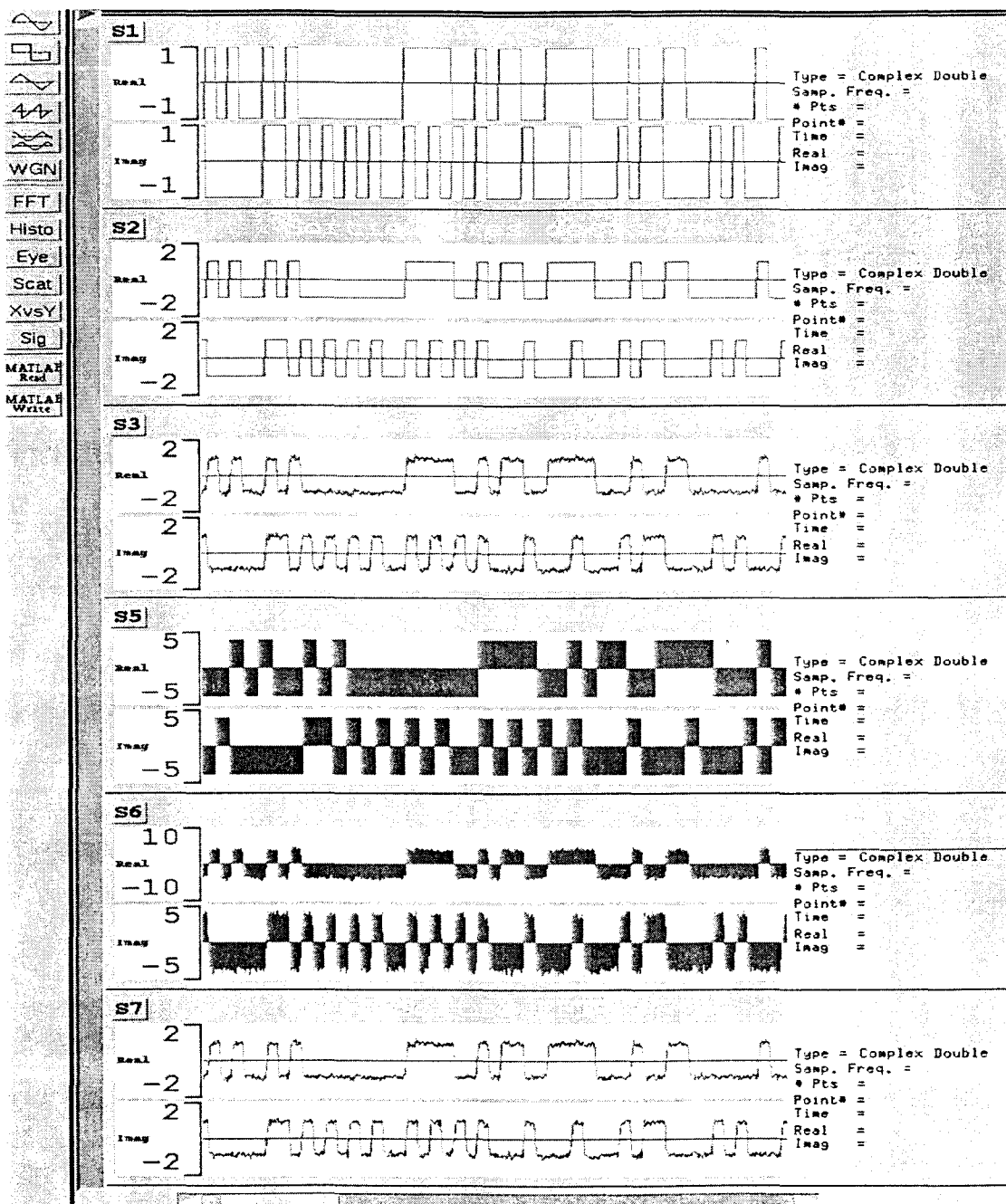


Figure 5-5 Résultats de la simulation pour le système OFDM-PTS classique (voir Annexe1, 2, les Figures 4-7 et 4-8) avec  $V=2$  et  $W=2$

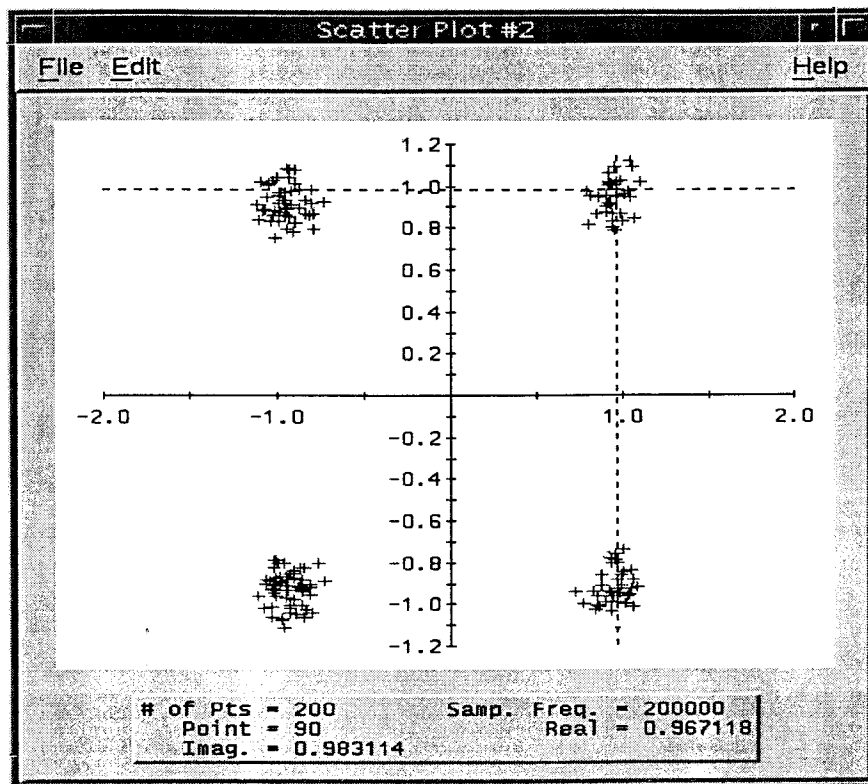


Figure 5-6 Constellation du signal avant décision pour le système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, 2, les Figures 4-7 et 4-8) avec  $V=2$  et  $W=2$

D'autres simulations du système OFDM-PTS classique avec  $V=2$  et  $W=2$  ont été effectuées en utilisant un égaliseur fractionnaire espacé (voir Annexe 11, la Figure 4-17) qui est un filtre adaptatif non récursif. On échantillonne le signal reçu à une vitesse inférieure à la transmission du système.

L'égaliseur de ce type s'adapte en estimant la réponse impulsionnelle du canal à chaque instant. Ainsi, un égaliseur fractionnaire espacé peut améliorer les performances du système en présence des distorsions introduites par la présence de trajets multiples.

Dans le cas du système OFDM-PTS pour lequel le traitement des perturbations apportées par le canal est plus simple que si le traitement avait été effectué sur le signal transmis sur une seule porteuse, les symboles OFDM, étant donné leur longues durées, sont assez résistants aux ISI causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Par conséquent, l'utilisation d'un égaliseur dans un système OFDM-PTS améliore le rapport du BER d'une manière insignifiante. La Figure 5-7 montre le diagramme de l'œil et son niveau d'ouverture, ainsi que la clarté de la constellation du système OFDM-PTS avec un égaliseur fractionnaire espacé.

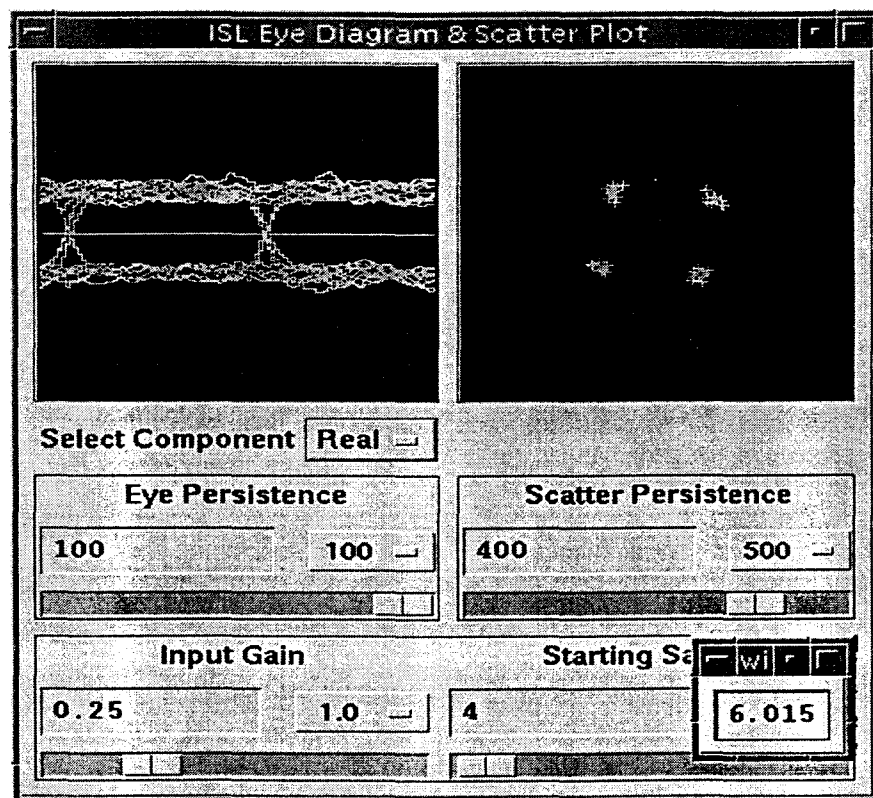


Figure 5-7 Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, 2, les Figure 4-7 et 4-8) après stabilisation de la simulation ( $V=2, W=2$ )

Les résultats de la simulation du système OFDM-PTS avec un nouvel aspect d'application des facteurs complexes de rotations (voir Annexe 7, la Figure 4-13) et un égaliseur fractionnaire espacé (voir Annexe, la Figure 4-17) dans le cas où  $V=2$  et  $W=2$  sont présentés sur la Figure 5-8. On peut observer que la décision est facile et aboutit à une liaison numérique caractérisée par un taux d'erreurs de transmission minimal.

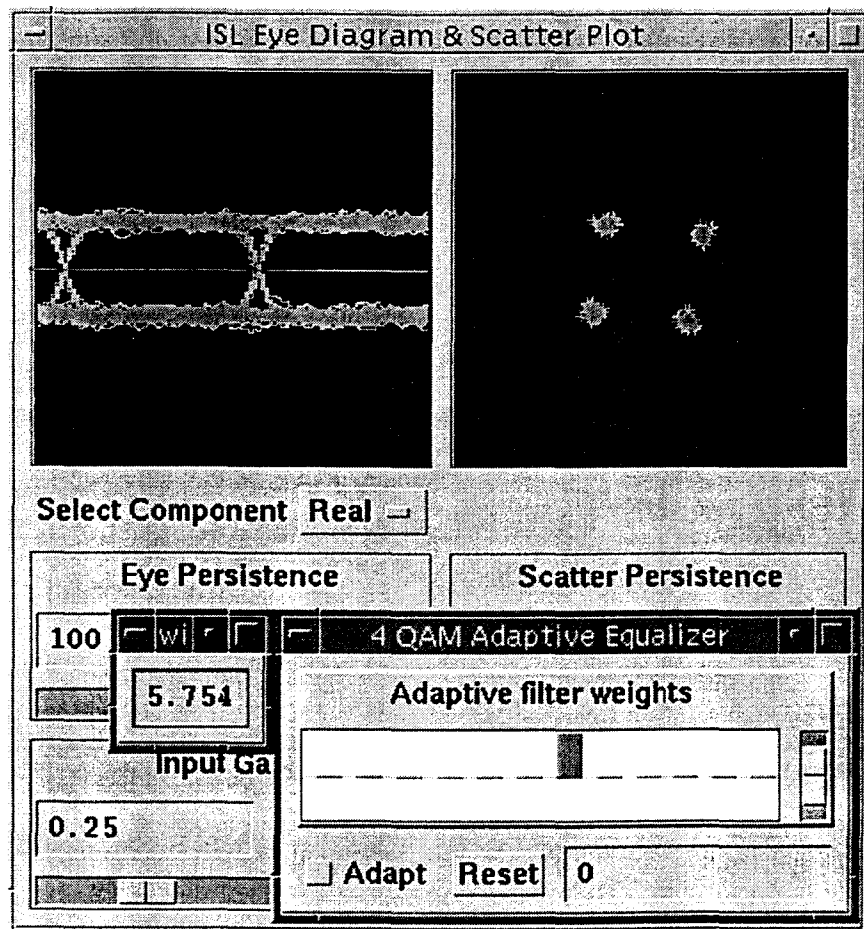


Figure 5-8 Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotation (voir Annexe 7, la Figure 4-13),  $V=2, W=2$

### 5.3 Simulation du système OFDM-PTS modifié

Nous proposons dans ce chapitre une nouvelle structure de l'approche PTS (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15) qui permet de réduire le rapport PAPR de 3 dB par rapport au système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, la Figure 4-7). La dernière série de simulations a été effectuée pour un système OFDM-PTS modifié (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15) où l'on a changé la structure des facteurs complexes de rotations pour éviter la transmission de l'information latérale concernant ces facteurs sur un canal supplémentaire. En vue d'une utilisation future de cette nouvelle structure de l'approche PTS dans un système OFDM, les points suivants sont à prendre en considération :

- elle surpasse clairement le système OFDM-PTS traditionnel en termes du nombre des canaux utilisés et une largeur de bande de fréquence requise pour une transmission de l'information ce qui se traduit par des gains importants en termes de performances. La structure proposée permet d'encoder les symboles du signal OFDM par les facteurs complexes de rotations et par conséquent, de transmettre toute l'information y compris l'information de réduction de PAPR sur un seul canal,
- en contrepartie, une nouvelle structure implique une augmentation de la complexité du récepteur (voir Annexe 9, la Figure 4-15) pour bénéficier de ce gain de performance. Cependant, il offre à complexité égale, les mêmes performances que le système traditionnel,
- elle surpasse le système OFDM-PTS traditionnel en termes de réduction du facteur de crête du signal OFDM. La nouvelle structure de l'approche PTS permet en effet de diminuer le rapport de PAPR de 3 dB par rapport au système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, la Figure 4-7),

- la structure proposée ne nécessite aucune modification de l'émetteur utilisé dans un système OFDM-PTS traditionnel et peut donc lui être appliquée directement,
- elle possède la propriété intéressante de fournir une recherche efficace des facteurs complexes de rotation au récepteur. Tous les symboles de la modulation QPSK qu'on a choisi comme modulation de données se trouvent sur un cercle unitaire et par conséquent, l'énergie de ces symboles est constante,
- elle est légèrement moins performante en termes du BER. La nouvelle structure est en effet beaucoup plus sensible au bruit et à des évanouissements du canal.

D'un point de vue plus global, il est possible de penser qu'un système implémentant une nouvelle structure de l'approche PTS et une modulation OQPSK comme modulation de données qui est plus performante en termes d'efficacité spectrale et du rapport signal à bruit via un canal radio mobile permettrait de proposer les nouveaux systèmes OFDM disposant de performances améliorées et d'une robustesse accrue.

Des essais ont été effectués pour les différentes combinaisons des facteurs complexes de rotation qui ont été déterminés par une recherche exhaustive. Par exemple, pour les valeurs des facteurs complexes de rotation égales à  $W_i = \{0^\circ, 75^\circ, 235^\circ\}$  et  $V=2$  le rapport PAPR a été diminué de 2 dB par rapport au système OFDM-PTS classique (voir Annexe 1, la Figure 4-7) avec  $V=2$  et  $W=3$ . Ensuite pour les valeurs  $W_i = \{0^\circ, 95.5^\circ, 275^\circ\}$ , le PAPR a augmenté de 1.2 dB par rapport aux valeurs  $W_i = \{0^\circ, 75^\circ, 235^\circ\}$ . Les facteurs de rotation égales à  $W_i = \{0^\circ, 66.5^\circ, 220^\circ\}$  qui ont été comparé aux valeurs  $W_i = \{0^\circ, 95.5^\circ, 275^\circ\}$ , permettaient d'améliorer le facteur de crête de 0.5 dB.



Par la suite, l'influence de l'augmentation du niveau de bruit sur le BER a été étudiée. Ceci a été effectué en fixant la valeur du coefficient d'écho du canal à  $\beta = 0.5$ . En comparant la structure classique de l'approche PTS avec la structure proposée dans ce travail de recherche, on a constaté une légère dégradation des performances du système au niveau du BER. En effet, pour un taux d'erreur de  $10^{-4}$ , on a une perte de 0.7dB lorsqu'on utilise une nouvelle structure de l'approche PTS (voir Annexe 8, la Figure 4-14).

#### 5.4 Résultats de la simulation du système OFDM-PTS modifié

La Figure 5-9 (voir Annexe 12, Tableau XIII) montre les résultats de la simulation d'un système OFDM avec l'approche PTS modifiée (voir Annexe 8, 9, les Figure 4-14 et 4-15) pour les différentes valeurs des facteurs complexes de rotation. Donc comme on peut le constater, le facteur de crête varie en fonction des valeurs des facteurs complexes de rotation.

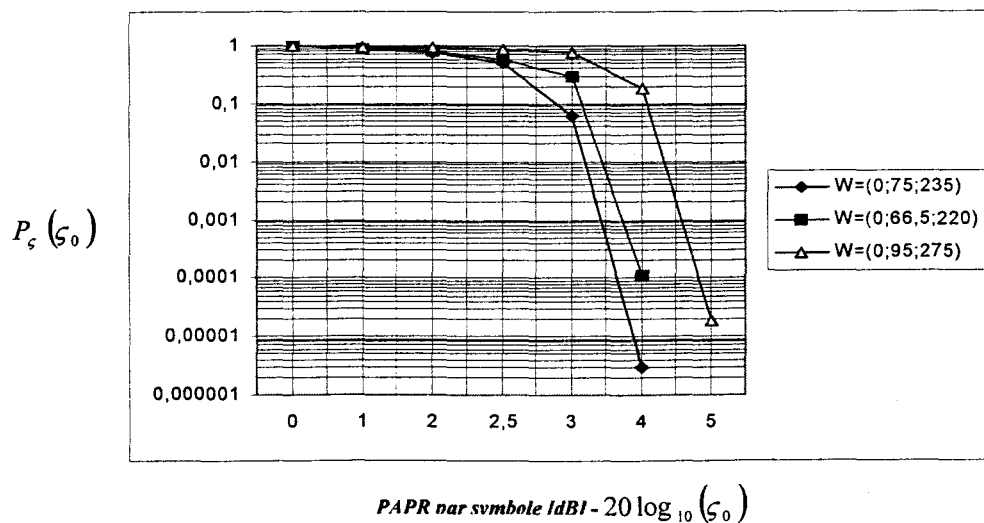


Figure 5-9 Probabilité de dépassement  $P_\xi(\xi_0)$  pour un système PTS-OFDM modifié (voir Annexe 8, 9, les Figure 4-14 et 4-15) avec  $V=2$  et  $W=3$

Il existe donc des valeurs des facteurs complexes de rotation qui minimisent la probabilité de dépassement  $P_{\zeta}(\zeta_0)$  d'une manière importante ce qui se traduit par des gains en termes de performance accrus. Spécifiquement, nous essayons de comprendre pourquoi cette nouvelle structure de l'approche PTS classique fonctionne très bien et quel peut être le lien avec le critère d'optimisation des facteurs complexes de rotation existant. Pour cela, nous repons le problème de réduction de facteur de crête depuis le départ en considérant le critère d'optimisation des facteurs complexes de rotation à l'émission qui consiste à rechercher les facteurs de rotation qui donnent le rapport PAPR le plus bas et en tenant compte des contraintes imposées par la modulation QPSK comme modulation de données. Cette nouvelle approche PTS qui change la structure des facteurs complexes de rotation (voir la Figure 4-5) permet en effet d'éviter de confondre de la rotation de phase de réduction de facteur de crête avec la modulation de données.

Par conséquent, nous présentons cette nouvelle structure de l'approche PTS en adoptant un point de vue constructif et en apportant des justifications théoriques à celle-ci et en mettant en valeur les différentes approximations concernant du choix des valeurs des facteurs complexes de rotation qui sont appliquées. Nous intéressons donc à l'influence des valeurs des facteurs complexes de rotation dans le cadre de réduction de facteur de crête du signal OFDM pour un système OFDM-PTS modifiée (voir la Figure 5-10 (voir Annexe 13, Tableau XIV)). Le tableau XIII montre les résultats de simulations du système OFDM ( $V=2$ ,  $W=4$ ) avec une nouvelle structure de l'approche PTS pour les différentes combinaisons des facteurs complexes de rotation.

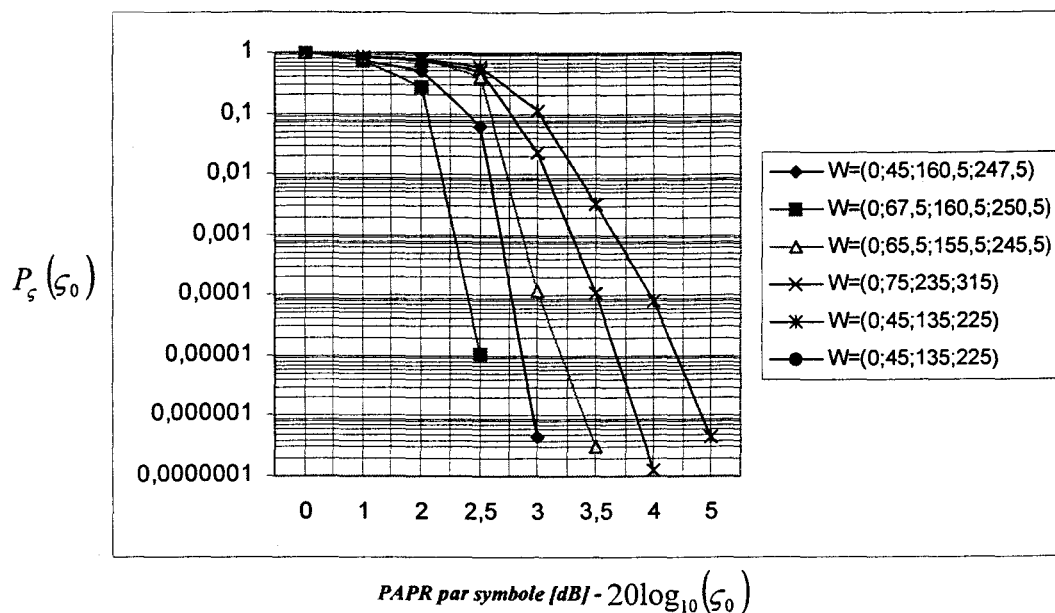


Figure 5-10 Probabilité de dépassement  $P_\xi(\xi_0)$  pour un système PTS-OFDM modifié (voir Annexe 8, 9, les Figure 4-14 et 4-15) avec  $V=2$  et  $W=4$

On constate que le CF du signal OFDM a tendance à diminuer avec une augmentation du nombre de facteurs complexes de rotation ainsi que varier en fonction des différentes valeurs des facteurs complexes de rotation. D'un point de vue général, la nouvelle structure permet de diminuer le facteur de crête de 3dB par rapport au système OFDM-PTS traditionnel. Les résultats de simulations du système OFDM-PTS modifié montrent que, dans ce contexte, la nouvelle méthode est très satisfaisante comparativement à l'approche PTS classique.

Un point très important à souligner est que la nouvelle méthode nécessite en pratique la recherche des facteurs complexes de rotation au récepteur ce qui implique d'observer un grand nombre de symboles OFDM avant de pouvoir estimer ces facteurs de rotation appliqués à l'émission à chaque sous-blocs de IFFTs. Ceci implique également des

performances réduites en termes du BER pour des contextes de canal hautement variables.

Le Tableau XV (voir Annexe 14) représente une comparaison des résultats des simulations du système OFDM-PTS classique ainsi que du système OFDM-PTS modifié. Dans les deux cas, le taux de transmission était fixé à 1 KHz.

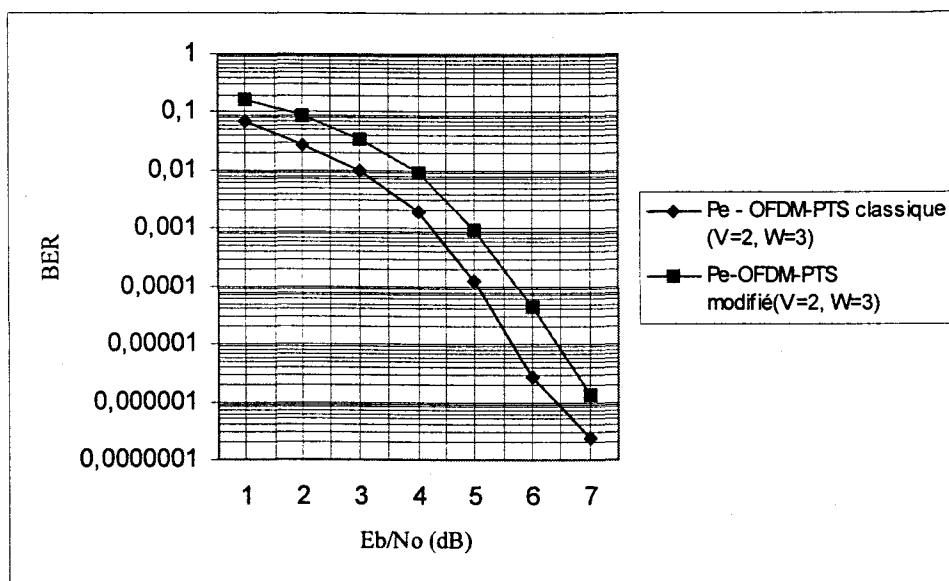


Figure 5-11 Courbes du BER du système OFDM-PTS classique et du système OFDM-PTS modifié,  $V = 2$  et  $W = 3$

D'après les simulations, les performances du système s'améliorent avec une transmission directe des facteurs complexe de rotation au récepteur sur un canal supplémentaire (voir la Figure 5-11). En effet, pour un taux d'erreur de  $10^{-3}$ , on gagne 0.7 dB lorsqu'on utilise l'approche PTS traditionnelle.

Dans les deux systèmes une adjonction d'un intervalle de garde joue un rôle très important car il permet d'augmenter l'immunité du système contre les interférences entre symboles et réduit les interférences entre canaux en maintenant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Si l'ajout d'un intervalle de garde diminue le rapport signal à bruit, on peut palier ce problème en utilisant un égaliseur au récepteur.

Nous nous intéressons ensuite plus spécifiquement au taux d'erreur d'évaluation des facteurs complexes de rotation en implémentant la nouvelle approche PTS (voir la Figure 5-10). Il est important de mentionner que les résultats obtenus avec un nombre des sous-blocs IFFTs égal à trois se sont améliorés par rapport au cas avec deux sous-blocs IFFTs. La recherche des facteurs complexes de rotation au récepteur se fait en employant l'information de toutes les sous-porteuses dans chaque sous-bloc IFFT. Le taux d'erreur d'évaluation de facteurs de rotation devient petit quand tout le nombre de sous-porteuses par sous-bloc IFFT est augmenté. La figure 5-12 (voir Annexe 14, Tableau XVI) illustre que le taux d'erreur d'évaluation de facteurs complexes de rotation est réduit de 0.5 dB pour un système OFDM-PTS modifié,  $V = 3$  et  $W = 3$  par rapport au système OFDM-PTS modifié,  $V = 2$  et  $W = 3$ . Le taux d'erreur d'estimation des facteurs de rotation devient petit quand le nombre de sous-porteuses de chaque sous-bloc IFFT est augmenté.

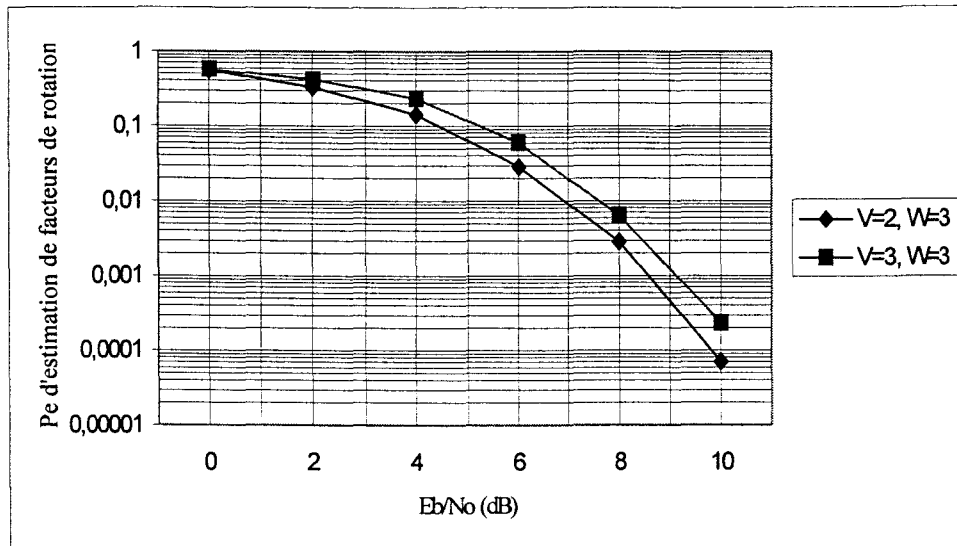


Figure 5-12 Probabilité  $P_e$  d'estimation de facteurs de rotation pour un système PTS-OFDM modifié (voir Annexe 8, 9, les Figure 4-14 et 4-15),  $V \in \{2,3\}$  et  $W = 3$

Comme on peut le constater, d'une part, une estimation des facteurs de rotation à la réception pour l'approche PTS modifiée dégrade légèrement les performances du système, d'autre part, elle améliore nettement le rapport PAPR. Cependant, un nouvel aspect de l'approche PTS augmente également la complexité du calcul. Finalement, des compromis doivent être acceptés, si on considère la compensation entre les performances du système et sa complexité.

La Figure 5-13 et la Figure 5-14 montrent les résultats de la simulation du système OFDM-PTS modifié avec  $V=2$  et  $W=3$ . Les facteurs complexes de rotation ont été initialisés à  $W_i = \{0^\circ, 75^\circ, 235^\circ\}$ . Les signaux en sortie de l'égaliseur sont pris avant une décision, et le diagramme de l'œil montre bien que la décision est facile (voir la Figure 5-15).

Grossièrement la méthode proposée (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15) repose sur l'utilisation de l'information contenue dans les symboles encodés par les facteurs complexes de rotation pour déduire l'ensemble des symboles transmis. Le système OFDM-PTS modifié est le dual du système traditionnel et il s'obtient par un simple changement des valeurs des facteurs de rotation appliqués à chaque sous-blocs IFFT. L'idée de base de ce changement est d'éviter la transmission de l'information latérale concernant les facteurs complexes de rotation sur un canal supplémentaire et d'améliorer les performance du système. La complexité de cette structure est approximativement 2 fois celle de la structure de base mais permet des gains en réduction de facteur de crête significatifs (2-3dB).

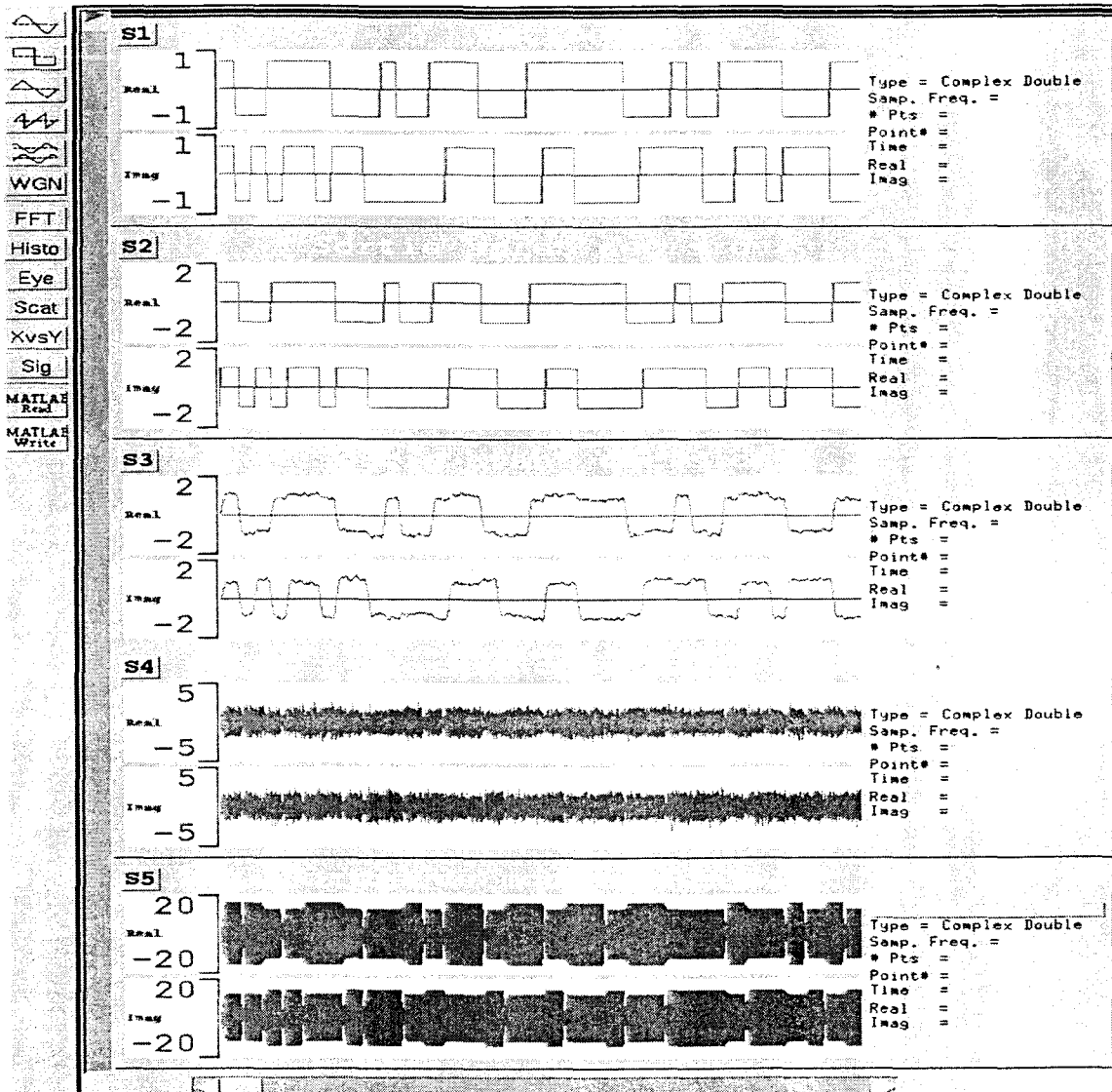


Figure 5-13 Résultats de la simulation du système OFDM-PTS modifié avec  $V=2$  et  $W=3$



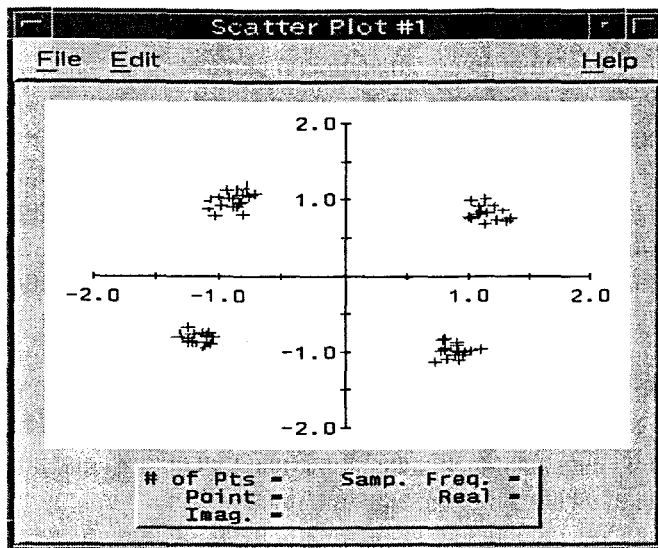


Figure 5-14 Constellation du signal avant décision pour le système OFDM-PTS modifié avec  $V=2$  et  $W=3$

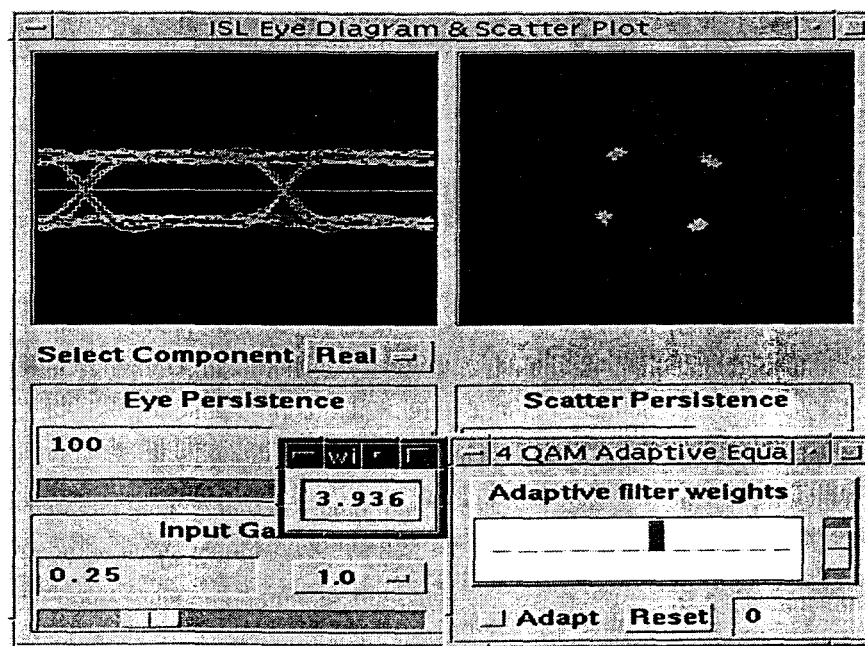


Figure 5-15 Diagramme de l'œil, constellation du signal avant décision et le rapport de PAPR du système OFDM-PTS modifié après stabilisation de la simulation ( $V=2, W=3$ )

## 5.5 Interprétation des résultats

L'objectif de ce projet était de présenter et d'analyser les performances d'un système qui présente un nouveau aspect de diminution du rapport puissance maximale-puissance moyenne. Pour la structure du système OFDM-PTS proposée dans ce travail de recherche (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15), les simulations ont démontré qu'il est possible de diminuer le rapport de PAPR de 3dB en changeant simplement la structure des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-5). Les simulations ont été toujours effectuées avec le même choix de paramètres du système (voir le Tableau IX). Seule la structure de récepteur a été modifiée dans le cas de l'approche PTS modifiée. Les résultats obtenus pour une nouvelle structure ont été comparés avec ceux de la structure PTS classique.

Les simulations ont été partagées en deux parties. La première étape des simulations consistait à choisir des paramètres du système OFDM-PTS classique (voir le Tableau IX). Les mêmes valeurs des paramètres ont été utilisées pour comparer les performances entre la structure classique de l'approche PTS et celle de la structure modifiée. Pour débiter, nous avons utilisé le bloc « >Random Sources>4\_QAM> » pour simuler nos bits d'information. Nous avons fixé notre signal à 20KHz et notre fréquence d'échantillonnage à 200KHz. Avec une telle fréquence d'échantillonnage et le taux de transmission 1KHz, chaque symbole généré aurait eu une longueur de 200 points ( 200000 Hz / 1000 bit/sec). La période du symbole est égale à 0.001, afin de respecter la fréquence d'échantillonnage du système et le taux de transmission.

Pour l'approche PTS modifiée (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15), la structure des facteurs complexes de rotations a été changée pour éviter l'utilisation d'un canal supplémentaire, ainsi que le récepteur a été adapté à une recherche de ces facteurs, tout le reste du système est demeuré inchangé.

Les performances des deux systèmes ont été comparées au niveau des valeurs du BER obtenues dans chaque cas. Les résultats de simulations pour la structure proposée (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15) ont démontrés une détérioration des performances du système de 0.7 dB, pour un taux d'erreur de  $10^{-3}$ , par rapport à la structure classique de l'approche PTS classique (voir Annexe 1, 2, les Figure 4-7 et 4-8).

Cette nouvelle structure a l'avantage d'améliorer nettement le rapport PAPR de 3 dB qui par sa nature mène à une perte d'orthogonalité entre les porteuses et aux rayonnements hors bande. Les résultats montrent que les performances obtenues au niveau de facteur de crête sont très satisfaisantes. Par exemple, pour les valeurs des facteurs complexes de rotation égales à  $w_i = \{0^\circ, 67.5^\circ, 160.5^\circ, 250.5^\circ\}$ ,  $V=2$  et une probabilité  $P_\zeta(\zeta_0)$  égale à  $10^{-5}$  le rapport PAPR a été diminué de 2.5 dB en implémentant la nouvelle structure de l'approche PTS par rapport au système OFDM-PTS classique avec  $V=2$  et  $W=3$ .

Ensuite les facteurs de rotation de l'approche PTS proposée égales à  $w_i = \{0^\circ, 66.5^\circ, 220^\circ\}$  qui ont été comparé aux valeurs  $w_i = \{0^\circ, 95.5^\circ, 275^\circ\}$ , permettaient d'améliorer le facteur de crête de 0.8 dB avec une probabilité  $P_\zeta(\zeta_0)$  égale à  $10^{-4}$ . Ainsi avec un changement des valeurs des facteurs complexes de rotation, le rapport de PAPR diminue alors que la structure classique de l'approche PTS dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres choisie donne le rapport puissance maximale-puissance moyenne beaucoup plus élevé.

Comme on peut le constater par les courbes de probabilité  $P_\zeta(\zeta_0)$  de la Figure 5-9 pour un système PTS-OFDM modifié (voir Annexe 8, 9, les Figures 4-14 et 4-15) avec  $V=2$  et  $W=3$ , les valeurs des facteurs complexe de rotation telles que  $w_i = \{0^\circ, 75^\circ, 235^\circ\}$

diminuent le rapport PAPR de 2 dB par rapport au système OFDM-PTS traditionnel avec  $V=2$  et  $W=3$  (voir Annexe 1, 2, les Figure 4-7 et 4-8), tandis que les autres valeurs comme  $W_i = \{0^\circ, 66.5^\circ, 220^\circ\}$  et  $W_i = \{0^\circ, 95.5^\circ, 275^\circ\}$  causent une détérioration des résultats obtenus. Il existe donc des valeurs des facteurs complexes de rotation qui diminuent le facteur de crête d'une manière importante.

Il reste à souligner l'importance d'adjonction d'un intervalle de garde dans les systèmes OFDM car il permet d'augmenter les capacités du système à combattre les interférences entre symboles ainsi que entre canaux en maintenant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Par conséquent l'utilisation d'un égaliseur dans un système OFDM ne s'avère pas nécessaire. L'intérêt de la modulation OFDM s'explique par le fait de sa robustesse contre les évanouissements multichemins qui caractérisent les canaux radio-mobiles, d'où son intérêt dans des applications en radiodiffusion.

## CONCLUSION

La première étape de ce projet a consisté principalement à estimer les paramètres généraux du système OFDM-PTS. La deuxième étape consistait à obtenir la meilleure structure modifiée des facteurs complexes de rotation pour laquelle le rapport de PAPR sera optimal. Ceci se traduit par des performances accrues en termes de facteur de crête du signal OFDM au prix d'une complexité du système augmentée.

Comme nous l'avons constaté, le changement de la structure des facteurs complexes de rotation proposé dans ce travail peut améliorer d'une manière significative le facteur de crête d'un signal OFDM de 2 –3 dB.

Enfin, nous avons comparé, à l'aide des simulations, les performances en termes de taux d'erreurs binaires de notre système à celles d'un système OFDM-PTS classique. On a constaté qu'une transmission directe des facteurs complexes de rotation au récepteur permet d'avoir les meilleures performances au niveau de BER. Une recherche des facteurs complexes de rotation au récepteur de nouvelle approche PTS implique une observation d'un grand nombre de symboles OFDM avant de pouvoir estimer ces facteurs de rotation appliqués à l'émission à chaque sous-blocs de IFFTs. Par conséquent, en implémentant la nouvelle structure de l'approche PTS, on constate une légère détérioration du BER de 0.7 dB pour un taux d'erreur de  $10^{-3}$ , par rapport à la structure classique de l'approche PTS classique (voir Annexe 1, 2, les Figure 4-7 et 4-8).

La structure modifiée d'application des facteurs de rotation (voir la Figure 4-4) nous a permis d'accélérer la vitesse des simulations, ainsi que de diminuer le nombre total d'itérations et la complexité du système OFDM-PTS classique qui est

approximativement 3 fois plus grande que celle de la structure d'application les facteurs complexes de rotations proposée.

L'étude menée à partir du signal prélevé à la sortie du récepteur, permet de déduire que la structure proposée dans ce travail de recherche donne un bon compromis entre les performances au niveau de facteur de crête et la complexité du système. Elle permet de diminuer le rapport de PAPR de 2-3 dB dépendement des valeurs des facteurs complexes de rotation sans aucune modification de l'émetteur utilisé dans le système OFDM-PTS classique. À la différence de l'approche PTS traditionnelle, la structure proposée permet d'encoder les symboles du signal OFDM par les facteurs complexes de rotations et par conséquent, de transmettre toute l'information compris l'information de réduction de PAPR sur un seul canal. En contrepartie, la nouvelle structure implique une augmentation de la complexité du récepteur (voir Annexe 9, la Figure 4-15) pour bénéficier de ce gain de performance.

Concernant les directions de recherche futures, il est possible de penser qu'un système implémentant une nouvelle structure de l'approche PTS et une modulation OQPSK comme modulation de données permettrait d'obtenir une amélioration de performances et une robustesse accrue du système.

## RECOMMANDATIONS

Parmi les recommandations et suggestions pour les prochains travaux en vue d'une amélioration des performances, il serait souhaitable d'étudier la modulation OFDM/OQPSK (Orthogonal Frequency Division Multiplex / Offset Quadrature Phase Shift Keying) qui présente potentiellement l'avantage de permettre une transmission à grande efficacité spectrale tout en garantissant de bonnes performances sur le canal radio mobile, caractérisé par la présence d'échos.

## **ANNEXE 1**

### **Schéma bloc du système OFDM avec l'approche PTS originale par SPW**



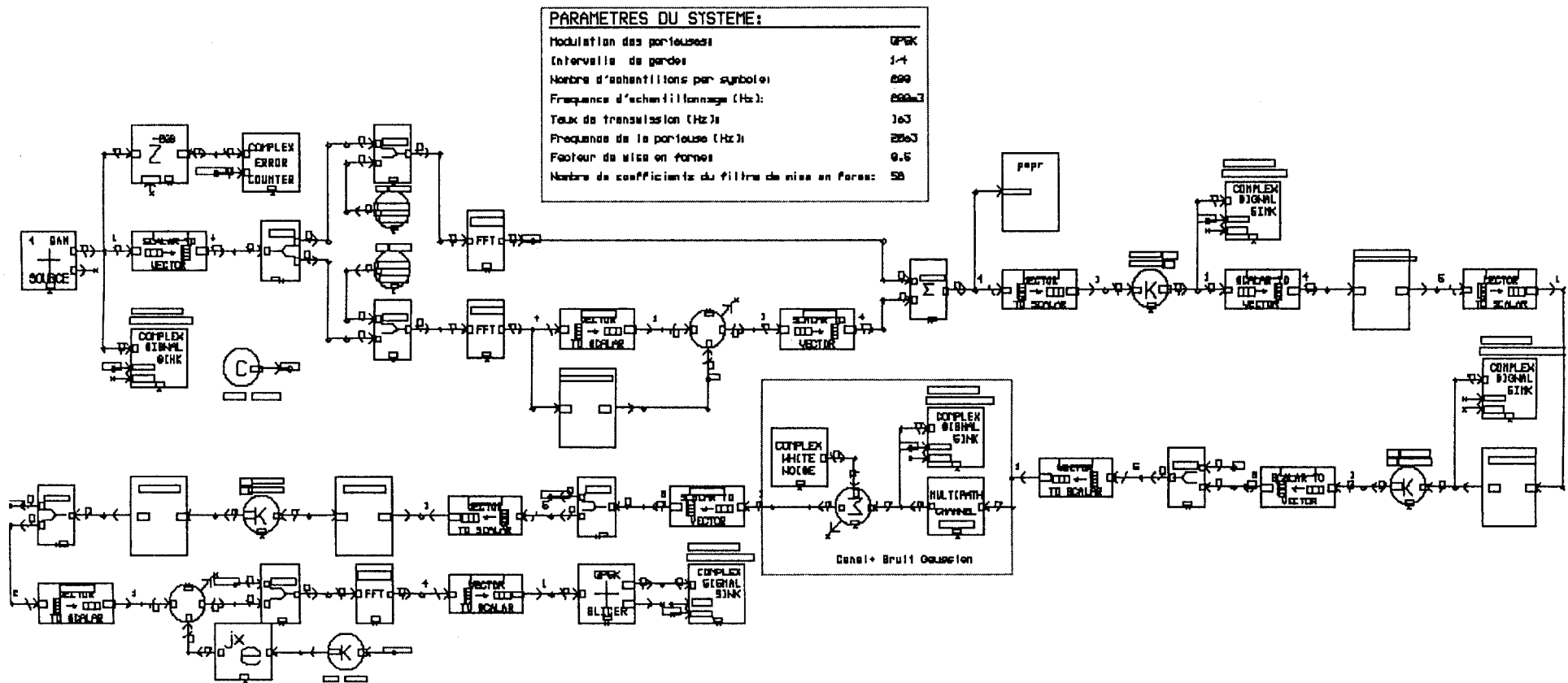


Figure 4-7 Schéma bloc du système OFDM avec l'approche PTS originale par SPW

## **ANNEXE 2**

### **Schéma bloc d'optimisation des facteurs de rotation modélisé par SPW**

OPTIMIZATION FACTORS BLOCK PARAMETERS:	
Size of vectors	4
First element loaded ('first' or 'last')	'first'
Magnitude squared? (yes or no)	'yes'
Extremes type (maximum/minimum)	'maximum'
Allowed roundoff fraction	0.0
Tolerance Value	1.0

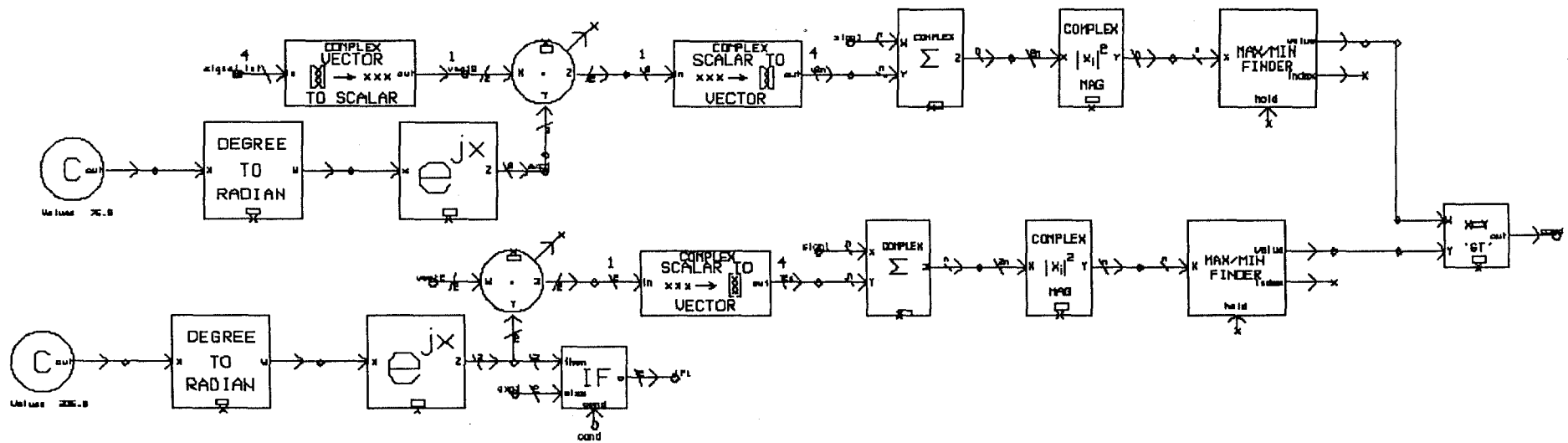


Figure 4-8 Schéma bloc d'optimisation des facteurs de rotation modélisé par SPW

## **ANNEXE 3**

**Schéma bloc d'adjonction d'un intervalle de garde modélisé par SPW**

GUARD INTERVAL BLOCK PARAMETERS	
X & Z vector length (complex)	5
Guard :	1/4
Length of FFT:	4

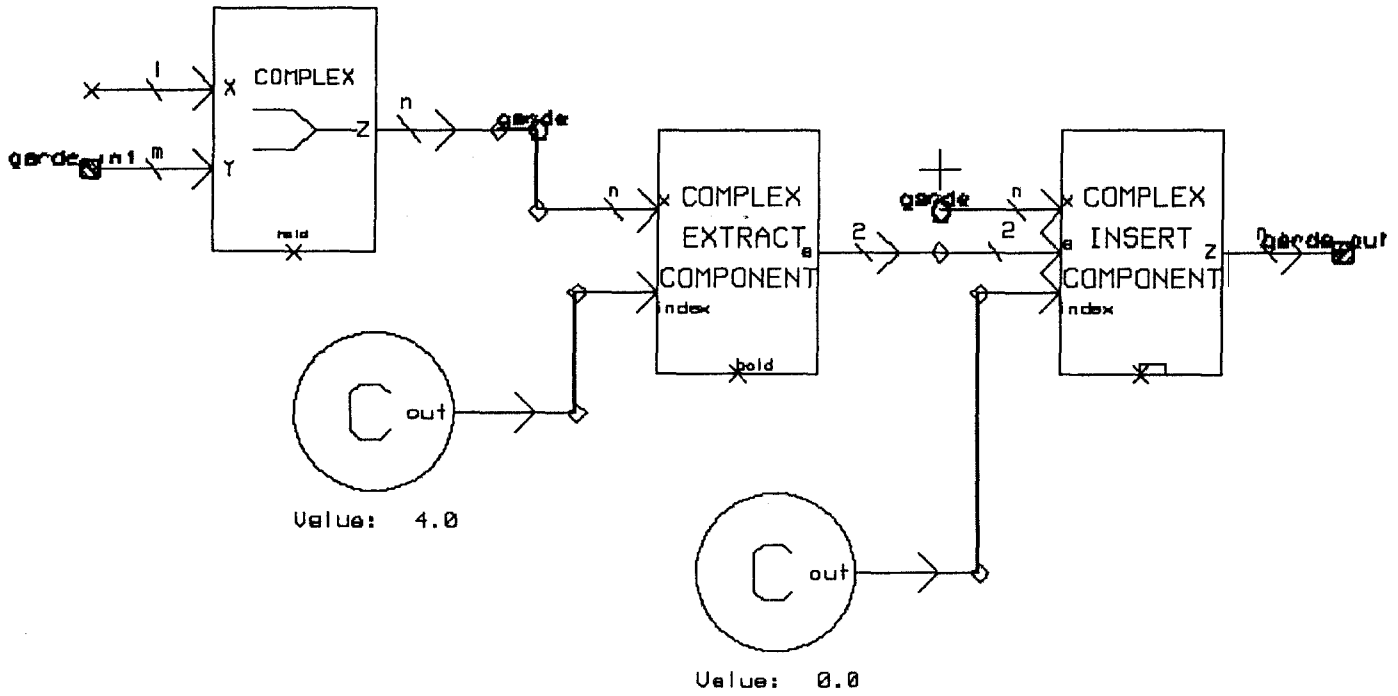


Figure 4-9 Schéma bloc d'adjonction d'un intervalle de garde modélisé par SPW

## **ANNEXE 4**

### **Schéma bloc du calcul de PAPR modélisé par SPW**

PAPR BLOCK PARAMETERS	
Vector length	4
Magnitude squared? (yes or no)	'yes'
Extreme type (maximum/minimum)	'maximum'
Sampling frequency	200000.0
Method (block, sliding_block or exponential)	'block'
Number of points in sliding block	20
Value of gamma for exponential	0.00
Initial value of mean for exponential	1.0

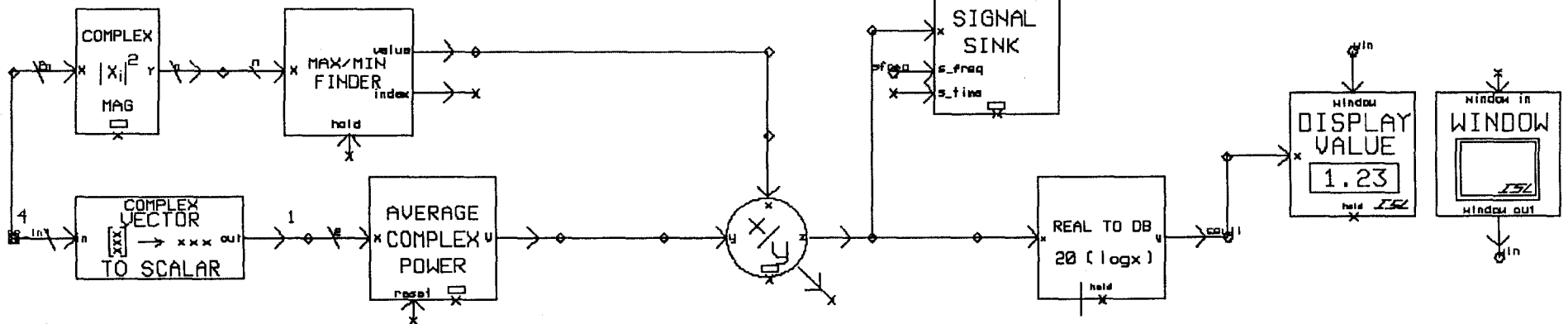


Figure 4-10 Schéma bloc du calcul de PAPR modélisé par SPW

## **ANNEXE 5**

### **Schéma bloc du modulateur I/Q modélisé par SPW**



MODULATOR I/Q BLOCK PARAMETERS	
<b>MAIN PARAMETERS:</b>	
Number of tap length (raised cosine filter)	66
Window type (blackman, bartlett, hanning, hanning, rectangular)	'rectangular'
Sampling Frequency in Hz	80000.0
Symbol rate in Hz (or in bps)	1000.0
Roll off factor (beta)	0.5
Squareroot raised cosine (yes/no)	'yes'
Frequency	20000.0

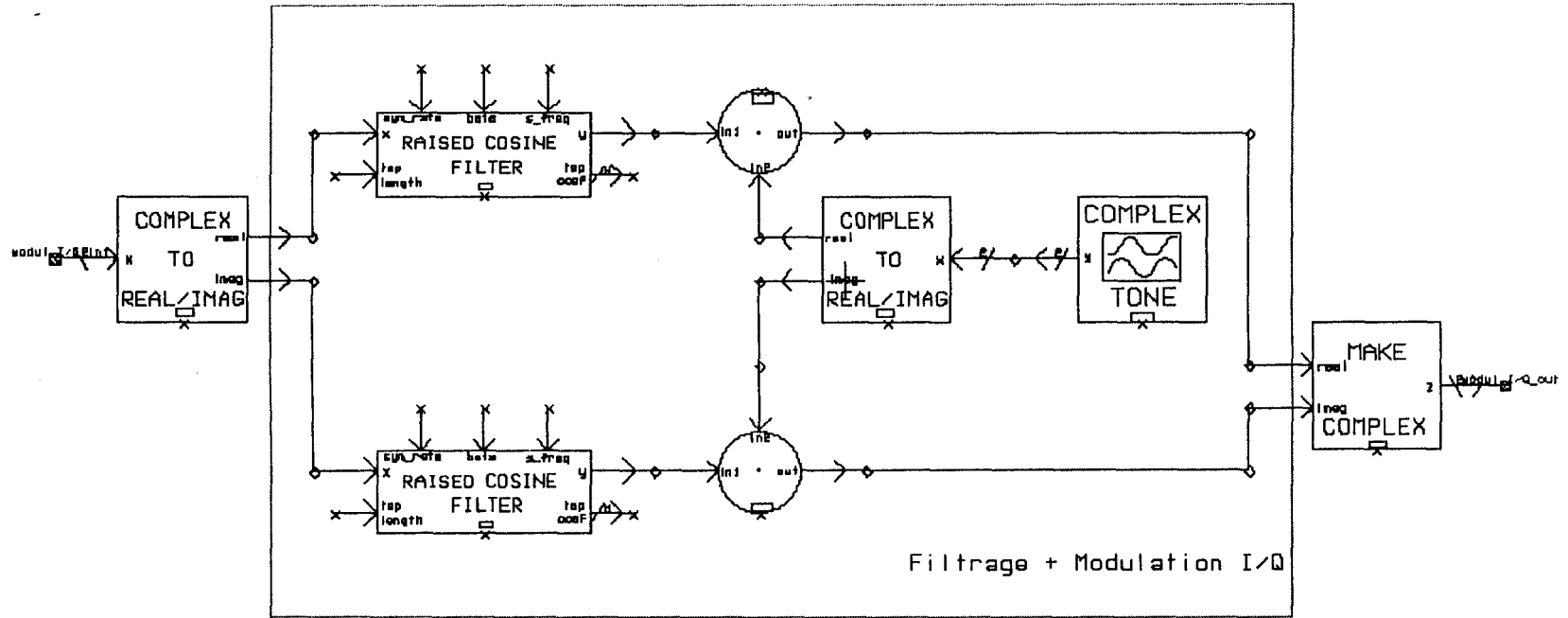


Figure 4-11 Schéma bloc du modulateur I/Q modélisé par SPW

## **ANNEXE 6**

### **Schéma bloc de soustraction d'un intervalle de garde modélisé par SPW**

REMOVE GARD INTERVAL BLOCK PARAMETERS	
MAIN PARAMETERS:	
X vector length	6
Guard :	1/4
Length of FFT:	4

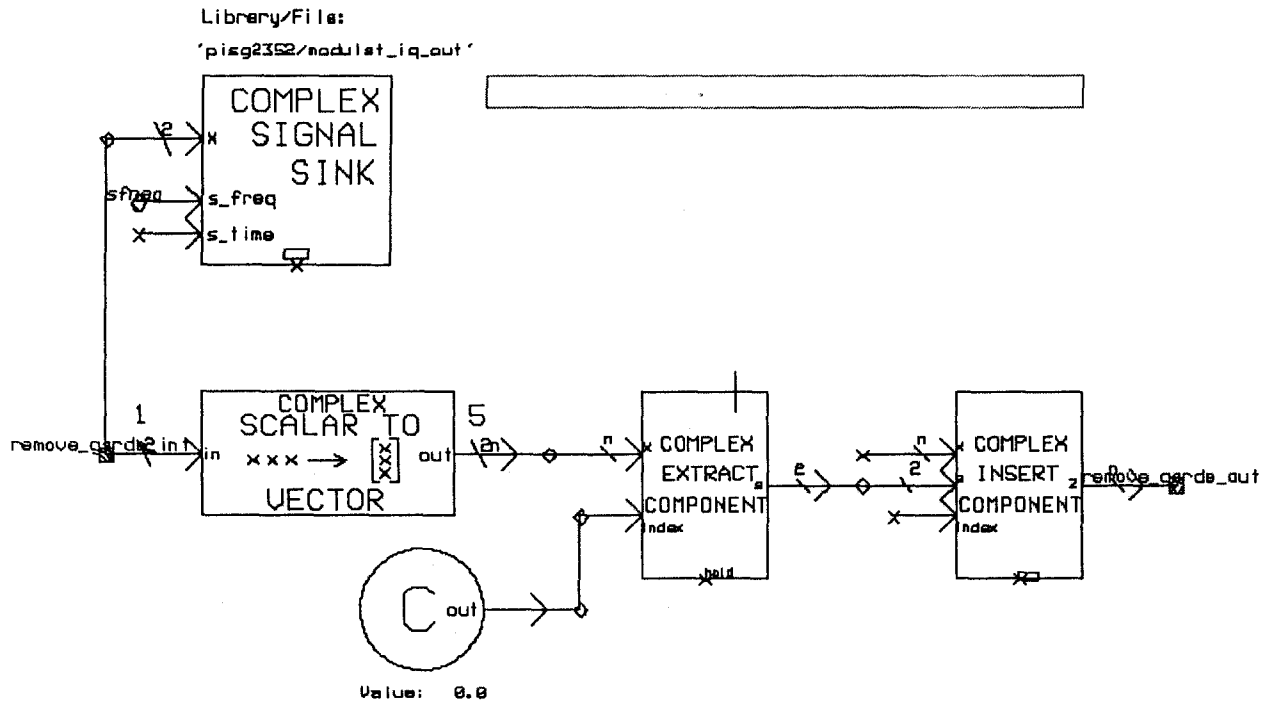


Figure 4-12 Schéma bloc de soustraction d'un intervalle de garde modélisé par SPW

## **ANNEXE 7**

**Schéma bloc modifié d'application des facteurs de rotation modélisé par SPW**

OPTIMIZATION FACTOR NEW BLOCK PARAMETERS	
Vector length	4
Magnitude squared? (yes or no)	yes
Extreme type (maximum/minimum)	maximum
Allowed roundoff fraction	0.0
Tolerance Value	1.0

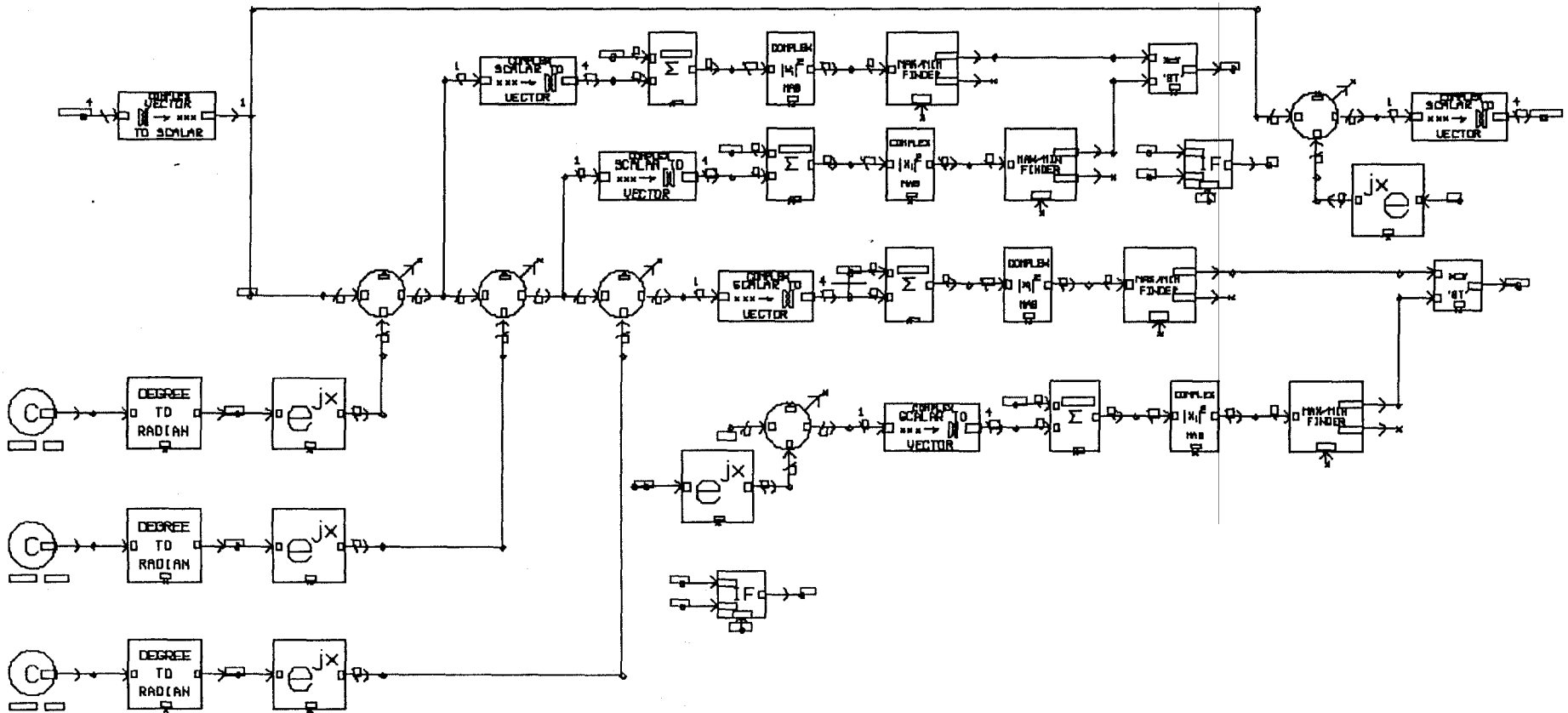


Figure 4-13 Schéma bloc modifié d'application des facteurs de rotation modélisé par SPW

## **ANNEXE 8**

**Schéma blocs du récepteur de système OFDM avec l'approche PTS modifiée  
modélisé par SPW**



## **ANNEXE 9**

**Schéma bloc de recherche des facteurs de rotation pour l'approche PTS modifiée  
modélisé par SPW**



SEARCH FACTOR BLOCK PARAMETERS	
Allowed roundoff fraction	1.e-6
Tolerance factor	1.e-6
MODELING PARAMETERS:	
Initial value	0.0
Quantize value	0.0
Error count before action	1
Action taken (stop or continue)	'stop'

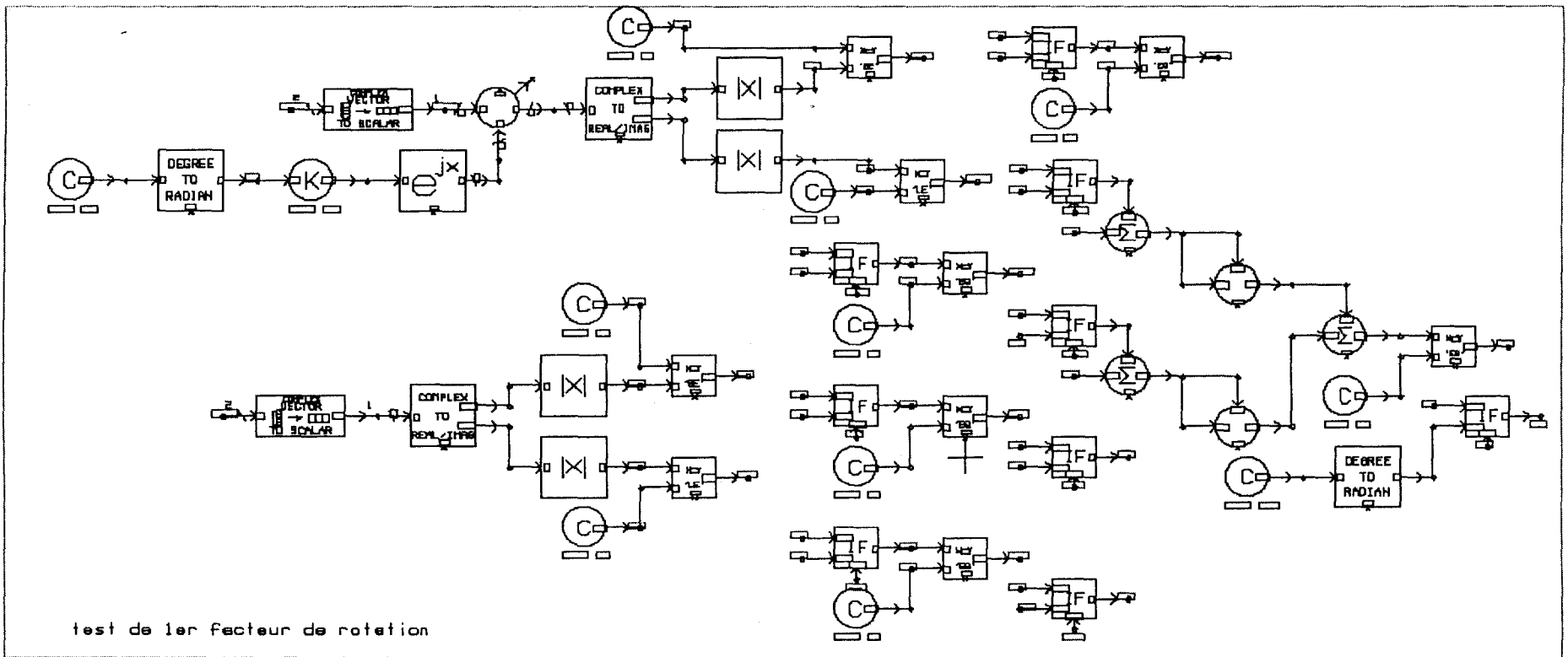


Figure 4-15 Schéma bloc de recherche des facteurs de rotation pour l'approche PTS modifiée modélisé par SPW

## **ANNEXE 10**

### **Schéma bloc du canal de Rummler modélisé par SPW**

MULTIPATH CHANNEL BLOCK PARAMETERS	
<b>MAIN PARAMETERS:</b>	
Sampling frequency	200000.0
Reflected arm delay (sec.)	0.0000085
Reflected arm gain	0.5
Null frequency (Hz)	0.0
<b>MISCELLANEOUS PARAMETERS:</b>	
Initial value	0.0
Overflow value	0.0
Error count before action	1
Action taken (stop or continue)	'stop'

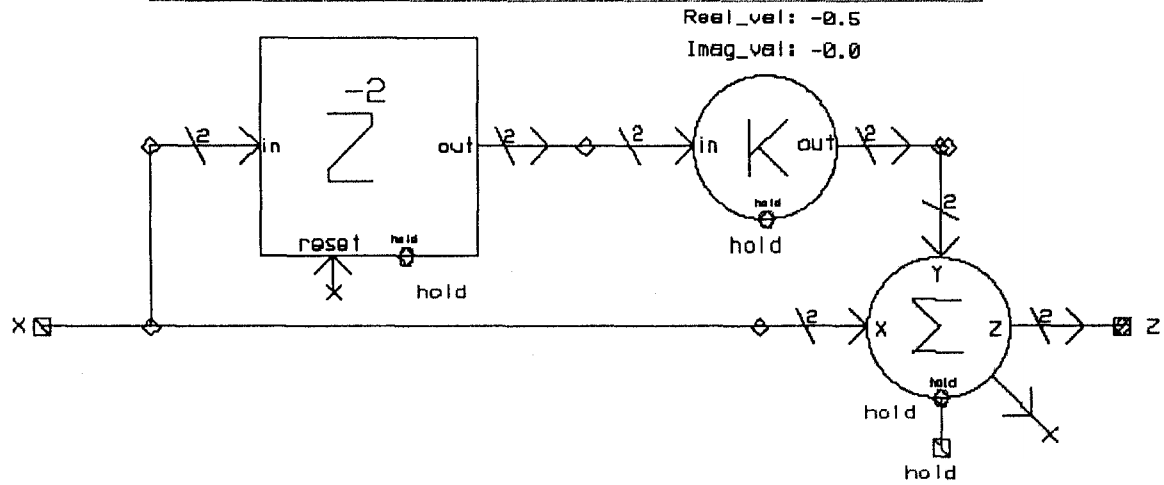


Figure 4-16 Schéma bloc du canal de Rummler modélisé par SPW

## **ANNEXE 11**

### **Schéma bloc d'égaliseur modélisé par SPW**

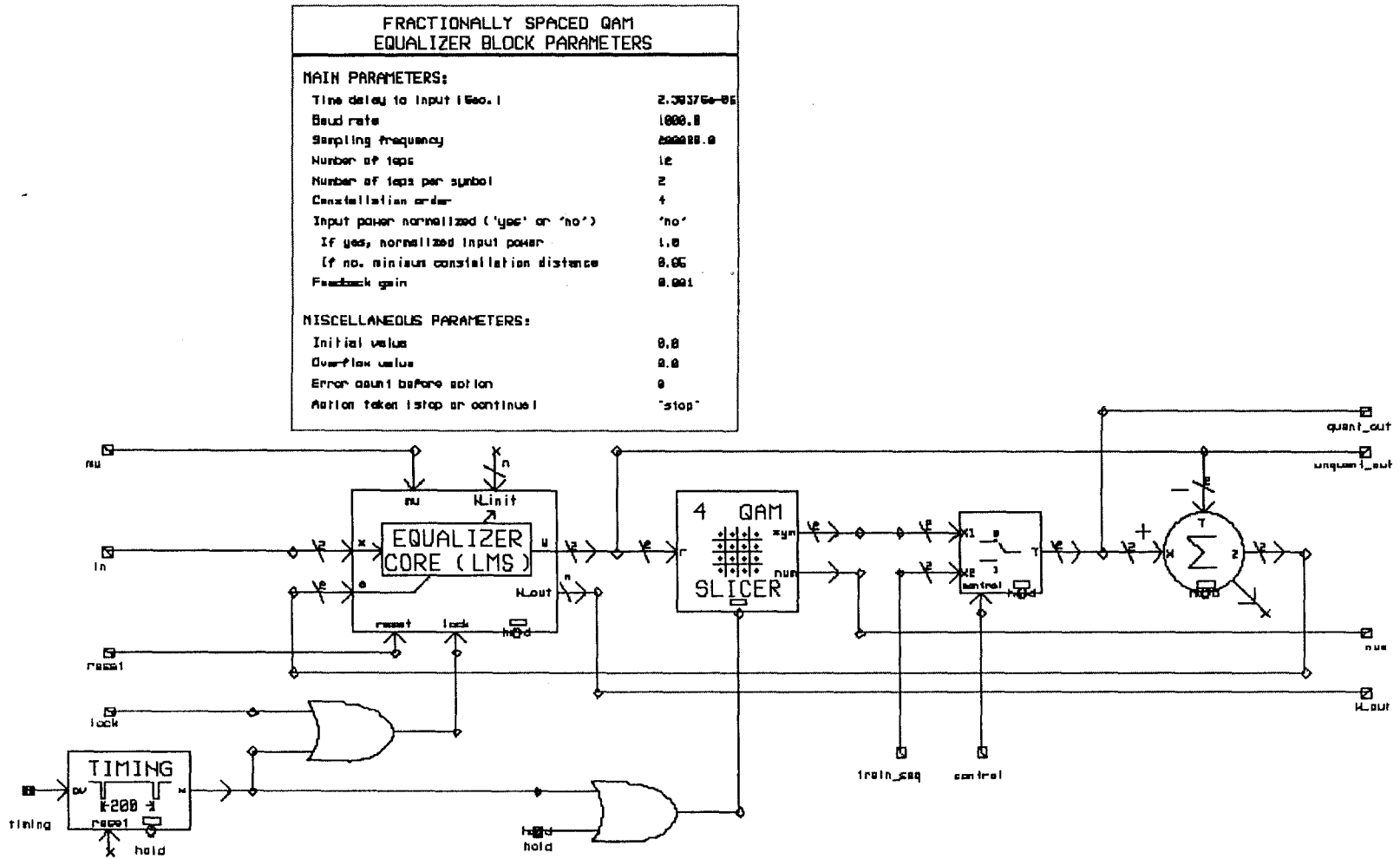


Figure 4-17 Schéma bloc d'égaliseur modélisé par SPW

## ANNEXE 12

**Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM classique, avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations et modifié**

Tableau 10

Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM classique (voir la Figure 4-7),  $V \in \{2,3\}$  et  $W=2$

Seuil (dB)	0	1	2	3	4	5	6
$P_{\zeta}(\zeta_0) : V=2$	1	1	0,9549926	0,8128305	0,6309573	0,120226443	0,0001585
$P_{\zeta}(\zeta_0) : V=3$	1	0,9549926	0,851138	0,7079458	0,3162278	0,000144544	

Tableau 11

Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système OFDM-PTS classique (voir la Figure 4-7),  $V \in \{2,3\}$  et  $W \in \{3,4\}$

Seuil (dB)	0	1	2	3	4	5
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=2, W=4$	1	1	0,9549926	0,4570882	0,0093325	2,188E-06
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=2, W=3$	1	0,9332543	0,89125094	0,57543994	0,0616595	1,82E-05
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=3, W=3$	1	0,89125094	0,79432823	0,3019952	1,41E-05	
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=3, W=4$	1	0,9549926	0,851138	0,144544	1,738E-06	

Tableau 12

Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM avec une nouvelle structure d'application des facteurs complexes de rotations (voir la Figure 4-13),

$$V \in \{2,3\} \text{ et } W \in \{2,3\}$$

Seuil (dB)	0	1	2	3	4	5	6
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=2, W=2$	1	1	0,9989926	0,996	0,81283055	0,4073803	8,70968E-06
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=2, W=3$	1	0,9456543	0,89935094	0,7762471	0,6025596	0,04570881	2,1878E-06
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=3, W=2$	1	0,9358315	0,782376	0,6364384	0,04570882	4,79E-06	
$P_{\zeta}(\zeta_0), V=3, W=3$	1	0,88133746	0,74724282	0,3660168	1,63E-05		

Tableau 13

Résultats de la simulation ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM modifié (voir les Figure 4-14 et 4-15) avec  $V=2$  et  $W=3$

Seuil (dB)	0	1	2	3	3,5	4	5
$W=(0;75;235)$	1	0,89125094	0,74131024	0,48977882	0,0616595	2,9512E-06	
$W=(0;66,5;220)$	1	0,89125094	0,79432823	0,57543994	0,30199517	0,00010965	
$W=(0;95;275)$	1	0,9332543	0,9332543	0,89125094	0,74131024	0,18620871	1,82E-05



## ANNEXE 13

**Résultats des simulations ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM modifié (voir la Figure 4-14) avec  $V=2$  et  $W=4$**

Tableau 14

Résultats des simulations ( $P_{\zeta}(\zeta_0)$ ) du système PTS-OFDM modifié (voir la Figure 4-14) avec  $V=2$  et  $W=4$

Seuil (dB)	PAPR, dB	0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;45;160,5;247,5)	2,815	1	0,755888	0,48977882	0,06025596	4,3652E-07			
W=(0;45;1121,5;202,5)	2,82	1	0,761005	0,42657952	0,09120108	6,7608E-07			
W=(0;67,5;160,5;247,5)	2,82	1	0,761512	0,48977882	0,09549926	6,9183E-07			
W=(0;67,5;1121,5;202,5)	2,831	1	0,762018	0,51286138	0,11481536	1,0965E-06			
W=(0;22,5;160,5;247,5)	2,841	1	0,772525	0,57543994	0,12882496	1,349E-06			
W=(0;22,5;112,5;202,5)	2,87	1	0,891251	0,72443596	0,16218101	1,5136E-06			
W=(0;45;135;225)	4,68	1	0,89746	0,7943567	0,57833716	0,29512092	0,01698244	3,09E-04	2,88E-06
W=(0;22,5;135;225)	4,682	1	0,898495	0,79784282	0,67997157	0,41720402	0,02819614	4,15E-04	3,40E-06
W=(0;67,5;135;225)	4,705	1	0,897852	0,79864075	0,684743	0,440202	0,0431845	5,07E-04	4,11E-06
		0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;22,5;247,5;337,5)	2,814	1	0,755875	0,48977882	0,05888437	4,2658E-07			
W=(0;67,5;247,5;337,5)	2,83	1	0,762013	0,51286137	0,1124456	1,0965E-06			
W=(0;45;247,5;337,5)	2,839	1	0,831764	0,79432823	0,19952623	2,0417E-06			
W=(0;45;160,5;225)	4,68	1	0,898486	0,7972482	0,67608298	0,40738028	0,02187762	3,72E-04	2,88E-06
W=(0;67,5;225;315)	4,684	1	0,898503	0,7986694	0,6814602	0,4202134	0,03548134	4,47E-04	3,98E-06
W=(0;22,5;225;315)	4,707	1	0,898728	0,8030568	0,68558324	0,45343966	0,05248075	5,25E-04	4,47E-06
W=(0;45;225;315)	4,71	1	0,899312	0,8134824	0,78583623	0,47344349	0,06309573	7,41E-04	5,62E-06
W=(0;67,5;225;292,5)	4,712	1	0,93009	0,8239108	0,78608922	0,51334473	0,06606934	9,12E-04	7,41E-06
W=(0;22,5;202,5;292,5)	5,68	1	0,984813	0,8743336	0,81986342	0,7215498	0,1954631	0,0057544	9,55E-05

Seuil (dB)	PAPR, dB	0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;45;202,5;292,5)	5,693	1	0,988066	0,89747592	0,8301062	0,73856523	0,2682564	0,011749	1,58E-04
W=(0;67,5;202,5;292,5)	5,75	1	0,98836	0,90815185	0,84490379	0,76896755	0,3410497	0,0162181	1,58E-04
		0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;67,5;112,5;247,5)	2,814	1	0,755875	0,48977882	0,05888437	4,2658E-07			
W=(0;45;135;247,5)	2,84	1	0,767601	0,52480746	0,0851138	2,7542E-06			
W=(0;45;112;225)	2,858	1	0,779328	0,57543994	0,12882496	6,7608E-06			
W=(0;22,5;112,5;247,5)	2,87	1	0,783911	0,66069345	0,17378008	1,0471E-05			
W=(0;45;135;202,5)	4,65	1	0,892509	0,79422823	0,57543994	0,10199517	0,00213796	6,03E-05	3,24E-07
W=(0;22,5;160,5;202,5)	5,78	1	0,991085	0,91485604	0,85667431	0,78540804	0,3801894	0,025704	2,69E-04
		0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;22,5;247,5;292,5)	2,828	1	0,749737	0,45708819	0,08912509	2,1878E-06			
W=(0;45;247,5;315)	2,879	1	0,789328	0,67864	0,2630268	1,122E-05			
W=(0;75;235;315)	3,99	1	0,891337	0,74133009	0,4898447	0,02344229	1,10E-04	1,29E-07	
W=(0;45;225;337,5)	4,716	1	0,954481	0,8343392	0,7863422	0,64131024	0,08317638	1,20E-03	9,12E-06
W=(0;22,5;202,5;337)	5,98	1	0,997083	0,92858606	0,8999938	0,80905133	0,413843	0,0467735	4,90E-04
		0	1	2	2,5	3	3,5	4	5
W=(0;160,5;247,5;337,5)	2,885	1	0,870964	0,70794578	0,37153523	2,4547E-05			
W=(0;135;225;315)	4,804	1	0,980658	0,8447676	0,80659519	0,64865423	0,10964782	1,91E-03	1,51E-05
W=(0;67,5;160,5;250,5)	2,501	1	0,715676	0,2855639	1,0471E-05				
W=(0;65,5;155,5;245,5)	3,013	1	0,88493	0,77624712	0,40738028	0,00011482	3,09E-07		
W=(0;60,5;150,5;240,5)	3,493	1	0,838134	0,54130092	0,368447	0,00144544	4,27E-06		
W=(0;56,25;146,25;236,25)	3,856	1	0,891337	0,70241301	0,4368447	0,00776247	2,82E-05		
W=(0;45;135;225)	4,665	1	0,891254	0,79425765	0,57666284	0,10964782	0,00338844	7,94E-05	4,47E-07
W=(0;78,75;171,75;261,75)	4,681	1	0,898486	0,7972482	0,67608298	0,40738028	0,02187762	3,72E-04	2,88E-06
W=(0;135;225;315)	4,677	1	0,896625	0,79428707	0,57788575	0,21379621	0,01071519	2,51E-04	2,40E-06

## ANNEXE 14

**Résultats des simulations (BER) du système PTS-OFDM classique et du système PTS-OFDM modifié avec  $V = 2$  et  $W = 3$ , Probabilité d'erreur d'estimation de facteurs de rotation du système PTS-OFDM modifié (voir les Figures 4-14 et 4-15),**

$$V \in \{2,3\} \text{ et } W = 3$$

Tableau 15

Résultats des simulations (BER) du système PTS-OFDM classique et du système PTS-OFDM modifié avec  $V = 2$  et  $W = 3$

<b>Eb/No (dB)</b>	<b>0</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>6</b>	<b>8</b>	<b>10</b>	<b>11</b>
<b>Pe - OFDM-PTS classique (V=2, W=3)</b>	0,069183	0,027542	0,009549	0,001905	0,000123	2,75E-06	2,34E-07
<b>Pe-OFDM-PTS modifié (V=2, W=3)</b>	0,162181	0,085113	0,033884	0,008912	9,33E-04	4,57E-05	1,32E-06

Tableau 16

Probabilité d'erreur d'estimation de facteurs de rotation du système PTS-OFDM modifié  
(voir les Figure 4-14 et 4-15),  $V \in \{2,3\}$  et  $W = 3$

<b>Eb/No (dB)</b>	<b>0</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>6</b>	<b>8</b>	<b>10</b>
<b>Pe: V=2, W=3</b>	0,5495409	0,3235937	0,1412538	0,0288403	0,002884	7,079E-05
<b>Pe: V=3, W=3</b>	0,5754399	0,4168694	0,2290868	0,0588844	6,31E-03	2,34E-04

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.A.C.Bingham, Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come, *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [2] M. L. Doelz, E. T. Heald et D. L. Martin, Binary data transmission techniques for linear systems, *Proceeding IRE*, Vol. 45 , pp. 656-661, M. 1957.
- [3] G. C. Porter, Error distribution and diversity performance of a frequency differentiel PSK HF modem, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-16. No. 4, pp.567-575, Aug. 1968.
- [4] R.W. Chang, Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, *Bell Syst. Tech. J.*, vol.45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [5] S. B. Weinstein et P. M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. COM-19, No 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [6] A.V.Oppenheim, R.W.Schaffer, *Discrete-time signal processing*, Prentice-Hall International,1989.
- [7] J. Chow, J. C. Tu, J. M. Cioffi, A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 9, No. 6, Aug 1991
- [8] Theodore S. Rappaport., *Wireless Communications*, Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1996.
- [9] Botaro Hirosaki, An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform, *IEEE Transactions on Communications.*, vol. COM-29, pp. 982-989, 1981
- [10] G. David Forney, The Viterbi Algorithm, *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 3, pp. 268-278, 1973.
- [11] William Y. Zou, Yiyang Wu, COFDM: An Overview, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 41, No. 1, pp. 1 – 8, March 1995.
- [12] P. Shelswell, The COFDM modulation system: the heart of digital audio broadcasting, *Electronics & communication engineering journal*, pp. 127-136, June 1995.
- [13] Monisha Ghosh., Analysis of the Effect of Impulse Noise on Multicarrier and Single Carrier QAM Systems, *IEEE Trans. On Commun.*, vol. 44, pp.145-147, 1996.
- [14] Yiyang Wu, William Y. Zou, Orthogonal Frequency Division Multiplexing: A Multi-Carrier Modulation Scheme, *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, Vol. 41, No. 3, pp. 392 – 399, August 1995.

- [15] Ryuji Kohno, Reuven Meidan and Laurence B. Milstein, Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications, *IEEE Communications Magazine*, pp. 58 – 67, January 1995.
- [16] Ulrich Reimers, Digital Video Broadcasting, *IEEE Communications Magazine*, pp. 104 – 110, June 1998.
- [17] M. Alard and R. Lassalle, Principle of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers., *EBU Review-Technical*, vol. No. 224, pp. 168-190, 1987.
- [18] J. Beek, M. Sandell, P. Borjesson, ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, No. 7, July 1997, pp. 1800 – 1805.
- [19] L. Wei, C. Schlegel, Synchronization Requirements for Multi-user OFDM on Satellite Mobile and Two-path Rayleigh Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No. 2/3/4, February/March/April 1995, pp. 887 – 895.
- [20] Claus Muschallik, Influence of RF Oscillators on an OFDM Signal, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 592-603, 1995.
- [21] Jean Armstrong, Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, No. 3, pp. 365 – 369, March 1999.
- [22] Louis Thibault, Minh Thien Le, Performance Evaluation of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part I: Parametric Study, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 43, No.1, pp. 64 – 75, March 1997.
- [23] M. Barton, L. Chang, T. R. Hsing, Performance Study of High-Speed Asymmetric Digital Subscriber Lines Technology, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 2, pp. 156 – 157, Feb 1996.
- [24] Michael O. Polley, William F. Schreiber, and Susie J. Wee, Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting, *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 11, pp. 22-26, 1995.
- [25] B. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, P. Sakai, IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks, *IEEE Communications Magazine*, pp 116 - 126, September 1997.
- [26] ETSI EN 300 401, Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, May 2001, Online: <http://www.etsi.org>
- [27] Digital Audio Broadcasting - Overview and Summary of the DAB System, *World DAB Forum*, Online: [http://www.worlddab.org/public\\_documents/eureka\\_brochure.pdf](http://www.worlddab.org/public_documents/eureka_brochure.pdf)
- [28] ETSI, Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding, and Modulation for Digital Terrestrial Television, European Telecommunication Standard, Aug. 1997, Online: <http://www.etsi.org>
- [29] U., Reimers, DVB-T: The COFDM-Based System for Terrestrial Television, *Electronics and Communication Engineering Journal*, Vol. 9, No. 1, pp. 28-32, Feb.1997.
- [30] M. Johnsson, HiperLAN/2 – The Broadband Radio Transmission Technology Operating in the 5 GHz Frequency Band,

- Online: <http://www.hiperlan2.com/site/specific/specmain/specwh.htm>, 1999
- [31] B. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, P. Sakai, IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks, *IEEE Communications Magazine*, pp 116 - 126, September 1997.
- [32] ETSI TS 101 475 V1.1.1, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer, April 2000, Online: <http://www.etsi.org>
- [33] Larbi Talbi, Gilles Y. Delisle, Experimental Characterisation of EHF Multipath Indoor Radio Channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 3, April 1996.
- [34] Okumura. Y., Ohmuri, E., Kawano, T., and Fukuda, K., Field Strength and its Variability in VHP and UHF Land-Mobile Radio Service, Rev. *Elec. Comm. Lab* Vol 16, pp. 825-873, Sept.- Oct. 1968.
- [35] Andersen Jorgen, Rappaport Theodore S., Yoshida Susumu, Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels, *IEEE Communications Magazine*, pp. 42 – 49, January 1995.
- [36] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [37] Donald C. Cox, Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-20, September 1972.
- [38] R.W.Chang, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, issued Jan.6,1970.
- [39] Nakagami, M., Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W.C. Hoffman, Ed. Oxford, Pengamon, p.3, 1960.
- [40] Rice, S.O., Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise, *Bell System Tech.*, pp. 109-157, January 1948.
- [41] Remy, J.G., Cueugnet, J., Siben, C., Systèmes de radiocommunication avec les mobiles, Editions Eyrolles, CENT-ENST, 2<sup>ème</sup> tirage, 1997.
- [42] Bello, P.A.,Nelin, B.D., The Effect of Frequency Selective Fading on the Binary Error Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers, *IEEE Trans. on Com. Syst.*, Vol. 11, pp. 170-185, juin 1963.
- [43] Andrew Tanenbaum, Réseaux, Dunod, 3<sup>ème</sup> édition, juillet 1997.
- [44] Martin S. Roden, Analog and Digital Communication Systems, *Prentice-Hall International, Inc*, 4<sup>th</sup> Edition, 1996.
- [45] Yoshihiko Akaiwa, Introduction to Digital Mobile Communication, *John Wiley & Sons, Inc*, 1997.
- [46] Edouard RIVIER, Transmission numérique multimédia, Eyrolles, Mars 1998.
- [47] L.J. Cimini, Jr., Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 665-675, July 1985.
- [48] J.H. Stott, The effects of phase noise in COFDM, *UER - Revue Technique*, n° 276, 1998.
- [49] Louis Thibault, Minh Thien Le, Performance Evaluation of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part I: Parametric Study, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 43, No.1, pp. 64 – 75, March 1997.
- [50] Martin S. Roden, Analog and Digital Communication Systems, *Prentice-Hall*



- International, Inc*, 4 th Edition, 1996, ISBN: 0-13-399965-3
- [51] C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication, 1949.
  - [52] M. Barton, L. Chang, T. R. Hsing, Performance Study of High-Speed Asymmetric Digital Subscriber Lines Technology, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 2, pp. 156 – 165, Feb 1996.
  - [53] Terry, John; Heiskala, Juha, OFDM Wireless LANs, *Indianapolis, Ind. Sams* , 2002.
  - [54] B. Sklar, Digital Communications Fundamentals and Applications, *Prentice Hall*, pp. 300, 1988.
  - [55] A. S. Macedo, E. S. Sousa, Coded OFDM for broadband Indoor Wireless Systems, Montréal, Vol.2, pp. 934-938, June 1997.
  - [56] S.,H., Müller-Weinfurtner, OFDM for wireless communications: Nyquist Windowing, Peak-Power Reduction, and Synchronization, Shaker Verlag, 2000.
  - [57] Athanasios Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 3. ed. McGraw-Hill, Inc., 1991.
  - [58] Mestdagh, D., Spruyt, P., A Method to Reduce the Probability of Clipping in DMT-Based Transceivers, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.44, No.10, pp. 1234-1238, October 1996.
  - [59] Li, X. and Cimini, L.J., Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM, *Communication Letters*, Vol. 2, No. 5, pp. 131-133, 1998.
  - [60] Pauli, M. and Kuchenbecker, H.P. , On the reduction of the out of band radiation of OFDM signals, *IEEE conference proceedings ICC*, Vol. 3, 1304-1308, 1998.
  - [61] Jones, A.E., Wilkinson, T.A., and Barton, S.K., Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes, *Electron. Lett.*, pp. 2098-2099, 1994.
  - [62] Wilkinson, T., Jones, E., Minimisation of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding, *Proceedings VTC' 95*, Chicago, IL, pp 25-28, July 1995.
  - [63] Wulich, D., Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding, *Electronics Lett.*, Vol. 32, pp. 432-433, February 1996.
  - [64] A Davis, J. Jewab, Peak to mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed- Muller codes, *IEEE Tran. On Inform. Theory*, Vol45, n°7, Nov. 1999.
  - [65] B;M; Popovic, Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum, *IEEE Trans. On. Comm.*, Vol39, n°7, Jul. 1991.
  - [66] May, T. and Rohling, H., Reducing the Peak to Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems, *IEEE conference proceedings VTC*, pp. 2474-2478, 1998.
  - [67] Tellado, J and Cioffi, J.M, Peak power reduction for multicarrier transmission, *IEEE conference proceedings Globcom*, 1998.
  - [68] E. Lawrey, C. J. Kikkert, Peak to average power ratio reduction of OFDM signals using Peak Reduction Carriers, *Electronic Letters*, 1998.

- [69] Baml, R.W., Fischer, R.F.H. and Huber, J.B., Reducing the Peak to Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping, *IEE Electronics Letters*, Vol. 32, No. 22, pp 2056-2057, September 1996.
- [70] Breiling, M., Müller-Weinfurtner, S., Huber, J., Distortionless Peak-Power Reduction without Explicit Side Information, *IEEE Communications Letters*, vol. Submitted, 1999.
- [71] Muller, S.H. and Huber, J.B, OFDM with Reduced Peak to Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences, *IEE Electronics Letters*, Vol. 33, No. 5, pp 368-369, February 1997.
- [72] S., Müller; J., Huber; A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM , *In Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, p. 1090-1094, Helsinki, Finland, September 1997.
- [73] R.W. Bauml, R.F.H. Fischer, J.B. Huber, Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping, *Electronic Letters*, Vol. 32, pp. 2056 – 2057, 1996.
- [74] C. Tellambura, Use of m-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction, *Electronic Letters*, Vol. 33, pp. 1300 – 1301, 1997.
- [75] L. Hanzo, W. Webb, T. Keller., Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation: principles and applications for personal communications, WLANs and broadcasting, [2nd ed.], New York, N.Y. : J. Wiley and Sons , c2000.