

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  
BENOÎT CHÂTELAIN

OPTIMISATION DES FILTRES DE MISE EN FORME SELON LE RAPPORT  
PUISSANCE CRÊTE À PUISSANCE MOYENNE

MONTRÉAL, LE 9 JANVIER 2006

(c) droits réservés de Benoît Châtelain

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. François Gagnon, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

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

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

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

LE 9 DÉCEMBRE 2005

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# **MINIMISATION DU RAPPORT PUISSANCE CRÊTE À PUISSANCE MOYENNE PAR L'OPTIMISATION DES FILTRES DE MISE EN FORME**

Benoît Châtelain

## **SOMMAIRE**

L'efficacité énergétique d'un système de communication numérique dépend principalement du rendement de l'amplificateur de puissance. La migration actuelle des systèmes de communication numérique vers des techniques de modulation à haute efficacité spectrale telles le 32, 64 ou 256 QAM entraîne une augmentation du rapport puissance crête à puissance moyenne (RPCPM) du signal modulé. Un RPCPM élevé se traduit par une réduction de l'efficacité énergétique du système d'amplification et une aggravation de la distorsion d'intermodulation.

Ce mémoire est consacré à l'optimisation des filtres de mise en forme selon la minimisation simultanée du RPCPM du signal transmis et de l'interférence entre symboles du signal démodulé. Une technique d'optimisation numérique multivariable intègre la formulation de contraintes non linéaires représentant les gabarits fréquentiels des filtres de l'émetteur et du récepteur.

Les filtres optimisés augmentent de façon significative l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance sans compromettre les performances d'erreur et sans augmenter l'énergie hors bande. En diminuant le niveau de recul de l'amplificateur, une augmentation de 1.85 dB de la puissance moyenne transmise est obtenue. Lorsque le niveau de recul initial est conservé, le niveau des épaules spectrales est diminué de 5 à 16 dB. Ceci fut mesuré sur une radio militaire.

# **PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION BY NYQUIST PULSE OPTIMIZATION**

Benoît Châtelain

## **ABSTRACT**

The efficiency of a power amplifier is partly determined by the peak-to-average power ratio (PAPR) of the modulated signal. Communication systems using high order quadrature amplitude modulation have large PAPR resulting in low power efficiency and high level of intermodulation distortion.

In this thesis, we propose a simultaneous minimization of the PAPR of the transmitted signal and the intersymbol interference of the demodulated signal. This is based on the optimization of the root raised cosine filter, which is performed under spectral and power requirement constraints using multivariate optimization technique.

It is shown that the use of the proposed filters significantly increases the power amplifier efficiency while preserving the symbol error rate performance, 1.85 dB of output power increase is obtained. Alternatively, the filters may be used to lower the spectral emissions and improve the error probability. The results were measured on a military radio to obtain a 5 to 16 dB out of band signal power reduction.

## **REMERCIEMENTS**

J'aimerais d'abord remercier le professeur François Gagnon dont l'inspiration, la rigueur et l'énergie ont rendu possible la réalisation de ce mémoire.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance à Joseph Drago et à Souha Al-Sawda ainsi qu'à toute l'équipe d'ingénieurs de la compagnie Ultra Electronics (TCS) pour leurs judicieux conseils et leur support lors des essais expérimentaux.

Je tiens particulièrement à remercier mes parents et mes frères pour leur soutien constant et leur générosité sans borne. Un merci très spécial à un être qui l'est tout autant, Shirin, pour la lumière dont tu irradies ma vie.

Merci enfin à tous les membres du LACIME et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin au succès de ce travail.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES FIGURES.....	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....	xiv
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 ÉTUDE DU FILTRE DE MISE EN FORME COSINUS SURÉLEVÉ.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Description et analyse des critères de Nyquist.....	4
1.2.1 Critère I.....	5
1.2.2 Critère II.....	9
1.2.3 Critère III.....	12
1.2.4 Filtre cosinus surélevé.....	13
1.3 Caractéristiques fréquentielles du filtre de mise en forme cosinus surélevé.....	14
1.3.1 Condition d'interférence entre symboles nulle.....	15
1.3.2 Filtre racine de cosinus surélevé et filtres adaptés.....	16
1.3.3 Fenêtres de pondération et atténuation en bande coupée.....	17
1.4 Caractéristiques temporelles des filtres de mise en forme RC et RRC.....	21
1.4.1 Diagramme de l'œil .....	22
1.4.2 Condition d'interférence entre symboles nulle.....	23
1.5 Gigue crête à crête.....	24
1.5.1 Amplitude crête.....	25
1.5.2 Rapport puissance crête sur puissance moyenne (RPCPM).....	26
1.6 Conclusion.....	31
CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....	33
2.1 Introduction.....	33
2.2 Critères d'optimisation des filtres de mise en forme.....	33
2.2.1 Réduction de l'amplitude crête.....	35
2.2.2 Minimisation de la probabilité d'erreur due à l'imprécision	

	du temps d'échantillonnage.....	38
2.2.3	Maximisation de l'énergie du lobe principal.....	39
2.3	Comparaison des performances des filtres optimisés.....	42
2.4	Conclusion.....	47
CHAPITRE 3 MODÉLISATION DU SYSTÈME DE COMMUNICATION.....		49
3.1	Introduction.....	49
3.2	Présentation et modélisation du système de transmission.....	49
3.2.1	Le codeur.....	50
3.2.2	La mise en forme du signal.....	51
3.2.3	Modulation en quadrature.....	51
3.2.4	Conversion numérique analogique.....	51
3.2.5	Amplificateur de puissance.....	52
3.2.5.1	Caractéristiques AM/AM et AM/PM.....	52
3.2.5.2	Courbe de linéarité.....	54
3.2.5.3	Efficacité énergétique.....	55
3.2.6	Canal de transmission à bruit blanc gaussien additif (AWGN) sans mémoire.....	56
3.2.7	Récepteur.....	58
3.3	Application d'un masque fréquentiel.....	58
3.4	Choix des caractéristiques des filtres de mise en forme.....	62
3.4.1	Émetteur.....	62
3.4.2	Récepteur.....	64
3.5	Conclusion.....	66
CHAPITRE 4 OPTIMISATION DES FILTRES DE MISE EN FORME .....		68
4.1	Introduction.....	68
4.2	L'algorithme d'optimisation SQP.....	68
4.3	Formulation du problème d'optimisation .....	71
4.4	Fonction objectif.....	71
4.5	Contraintes de base.....	71
4.6	Résultats d'optimisation.....	74
4.6.1	Filtres Ultra I.....	75
4.6.1.1	Réponses temporelle et fréquentielle.....	75
4.6.1.2	Distribution statistique de la puissance normalisée.....	77
4.6.2	Filtres Ultra V.....	79
4.6.2.1	Contrainte supplémentaire.....	80
4.6.2.2	Réponses temporelle et fréquentielle.....	80
4.6.2.3	Distribution statistique de la puissance normalisée.....	83
4.6.3	Filtres Ultra Spécial.....	85
4.6.3.1	Réponses temporelle et fréquentielle.....	85
4.6.3.2	Distribution statistique de la puissance normalisée.....	87
4.7	Conclusion .....	89
CHAPITRE 5 ANALYSE DES RÉSULTATS DE SIMULATION.....		90

5.1	Introduction .....	90
5.2	Densités spectrales de puissance.....	90
5.2.1	Filtre Ultra I.....	90
5.2.2	Filtre Ultra V.....	93
5.2.3	Filtre Ultra Spécial.....	94
5.3	Diminution du niveau des épaules en fonction du recul estimé.....	95
5.4	Analyse statistique.....	98
5.5	Probabilité d'erreur en fonction du rapport $E_b/N_0$ .....	103
5.6	Probabilité d'erreur en fonction du recul.....	106
5.7	Efficacité énergétique.....	108
5.8	Erreur d'échantillonnage.....	108
5.9	Résumé des résultats.....	109
5.10	Conclusion.....	111
CHAPITRE 6 MESURE DES PERFORMANCES RÉELLES.....		114
6.1	Introduction.....	114
6.2	Environnement de test.....	114
6.3	Filtres Ultra I.....	116
6.4	Filtres Ultra V.....	120
6.5	Filtres Ultra Spécial.....	122
6.6	Effet de la quantification sur la densité spectrale de puissance.....	124
6.7	Conclusion.....	127
CONCLUSION.....		130
BIBLIOGRAPHIE.....		134



## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Représentation schématique d'un système de communication numérique.....	5
Figure 2 Représentation fréquentielle du critère I de Nyquist pour un filtre à bande passante minimale.....	7
Figure 3 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist I lorsque $T = 1$ .....	8
Figure 4 Exemple de séquence binaire filtrée par le filtre de Nyquist I lorsque $T = 1$ .....	9
Figure 5 Représentation fréquentielle du critère II de Nyquist pour un filtre à bande passante minimale.....	10
Figure 6 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist II lorsque $T = 1$ .....	11
Figure 7 Principe de fonctionnement d'un système de communication basé sur le critère II de Nyquist.....	12
Figure 8 Réponse en fréquence du filtre RC.....	15
Figure 9 Représentation de la condition fréquentielle d'interférence entre symboles nulle pour le filtre RC.....	16
Figure 10 Réponses temporelles des fenêtres de pondération Blackman et Nuttall.....	19
Figure 11 Effet du nombre de symboles sur l'atténuation en bande coupée d'un filtre RRC.....	20
Figure 12 Effet de différentes fenêtres de pondération sur la réponse en fréquence du filtre RRC.....	21
Figure 13 Caractéristiques du diagramme de l'œil.....	22
Figure 14 Réponse impulsionnelle du filtre RC.....	24

Figure 15	Gigue crête à crête en fonction du facteur d'excès de bande passante pour une séquence binaire filtrée par un filtre RC.....	25
Figure 16	Amplitude crête en fonction du facteur d'excès de bande passante pour une séquence binaire filtrée par un filtre RRC.....	26
Figure 17	Séquence binaire filtrée produisant une amplitude crête maximale.....	27
Figure 18	Séquence binaire filtrée produisant une amplitude crête maximale entre les périodes d'échantillonnage 0 et 1.....	28
Figure 19	Amplitude crête maximale calculée à partir de la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme .....	29
Figure 20	RPCPM d'une séquence binaire filtrée par le filtre RRC selon le facteur d'excès de bande passante.....	30
Figure 21	RPCPM d'une séquence binaire filtrée en par le filtre RRC Blackman selon le facteur d'excès de bande passante.....	31
Figure 22	Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé d'Amoroso et Montagnana pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5.....	37
Figure 23	Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé de Beaulieu, Tan et Damen pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5.....	39
Figure 24	Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé de Tugbay et Panayirci pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5.....	41
Figure 25	Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre de Tugbay et Panayirci obtenues par la méthode d'optimisation SQP avec $\alpha = 0.5$ .....	42
Figure 26	Diagrammes de l'oeil pour $\alpha = 0.5$ des filtres cosinus surélevé (a), Amoroso et Montagnana (b), Tugbay et Panayirci (c) et Beaulieu, Tan et Damen (d).....	43
Figure 27	Erreur d'échantillonnage en fonction de l'imprécision du temps d'échantillonnage pour le filtre RC et les filtres de mise en forme optimisés ( $M_F = 32$ , $N_F = 100$ , $\alpha = 0.5$ ).....	46

Figure 28	Effet de la troncation des filtres de mise en forme sur la réponse en fréquence ( $M_F = 8$ , $N_F = 8$ , $\alpha = 0.5$ ).....	47
Figure 29	Représentation du système de communication numérique modélisé.....	50
Figure 30	Courbes de distorsion d'amplitude AM/AM (a) et de phase AM/PM (b) mesurées et estimées.....	53
Figure 31	Courbes de linéarité de l'amplificateur de puissance modélisé et d'un amplificateur idéal.....	55
Figure 32	Efficacité énergétique en fonction du recul.....	56
Figure 33	Représentation du canal de transmission.....	58
Figure 34	Masque fréquentiel s'appliquant au système modélisé.....	59
Figure 35	Réponse impulsionnelle (a) et fréquentielle (b) du filtre de mise en forme racine de cosinus surélevé ( $M_F = 8$ , $N_F = 8$ , $\alpha = 0.3$ ).....	61
Figure 36	Densités spectrales de puissance d'un signal 32-QAM avant et après amplification pour les filtres RRC et RRC Blackman.....	64
Figure 37	Interférence entre symboles du filtre équivalent formé des filtres RRC Blackman – RRC Blackman (a) et RRC Blackman – RRC (b).....	65
Figure 38	Taux d'erreur par symbole pour les combinaisons de filtres RRC Blackman – RRC Blackman (a) et RRC Blackman – RRC (b).....	66
Figure 39	Fonctionnement de l'algorithme d'optimisation SQP.....	70
Figure 40	Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra I à l'émetteur et au récepteur.....	75
Figure 41	Diagrammes de l'oeil des filtres de l'émetteur, du récepteur et du filtre équivalent du système de référence.....	76
Figure 42	Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra I et du filtre équivalent.....	76
Figure 43	Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra I à l'émetteur et au récepteur.....	77

Figure 44	PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé $s(k)$ Ultra I.....	78
Figure 45	CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé $s(k)$ Ultra I.....	79
Figure 46	Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra V à l'émetteur et au récepteur.....	81
Figure 47	Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra V et du filtre équivalent.....	81
Figure 48	Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra V à l'émetteur et au récepteur.....	82
Figure 49	Réponses fréquentielles du filtre optimisé Ultra V de l'émetteur et du filtre RRC Blackman soumis à la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance.....	83
Figure 50	PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé Ultra V de l'émetteur.....	84
Figure 51	CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé $s(k)$ Ultra V.....	84
Figure 52	Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra Spécial à l'émetteur et au récepteur.....	85
Figure 53	Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra Spécial et du filtre équivalent.....	86
Figure 54	Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra Spécial à l'émetteur et au récepteur.....	86
Figure 55	Réponses fréquentielles du filtre optimisé Ultra Spécial de l'émetteur et du filtre RRC Blackman soumis à la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance.....	87
Figure 56	PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé Ultra Spécial de l'émetteur.....	88

Figure 57	CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisés(k) Ultra Spécial.....	88
Figure 58	Densité spectrale mesurée (25 juin 2003) du radio GRC-245.....	91
Figure 59	Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB.....	93
Figure 60	Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB.....	94
Figure 61	Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB.....	95
Figure 62	Niveau de réduction des épaules spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra I.....	96
Figure 63	Niveau de réduction des épaules spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra V.....	97
Figure 64	Niveau de réduction des épaules spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra Spécial.....	98
Figure 65	CCDF de la puissance instantanée normalisée d'un signal 32-QAM filtré par les filtres RRC Blackman et optimisés.....	99
Figure 66	Trajectoires et constellations QPSK obtenues avec les filtres RRC Blackman, Ultra I, Ultra V et Ultra Spécial.....	102
Figure 67	PDF de la puissance instantanée normalisée des signaux QPSK RRC Blackman et QPSK Ultra V.....	103
Figure 68	Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur parfaitement linéaire et une modulation 32-QAM (simulation de $2^{18}$ symboles).....	104

Figure 69	Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur non-linéaire à un recul de 7.89 dB et une modulation 32-QAM (simulation de $2^{18}$ symboles).....	105
Figure 70	Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur non-linéaire à des reculs de 7.89 dB, 6.04 dB et 5.05 dB et une modulation 32-QAM (simulation de $2^{18}$ symboles).....	106
Figure 71	Taux d'erreur par symbole en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour une modulation 32-QAM et un rapport $E_b/N_0$ de 16.61 dB (simulation de $2^{18}$ symboles).....	107
Figure 72	Erreur d'échantillonnage en fonction de l'imprécision du temps d'échantillonnage pour le filtre équivalent du système de référence et pour les filtres équivalents optimisés.....	109
Figure 73	Environnement de test pour l'analyse spectrale.....	115
Figure 74	Constellations du signal 32-QAM Ultra I mesurées avec (a) et sans (b) filtre SAW et préamplificateur .....	115
Figure 75	Environnement de test pour la mesure des constellations.....	116
Figure 76	Densités spectrales de puissance mesurées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I-A.....	117
Figure 77	Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres RRC Blackman – RRC simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b).....	118
Figure 78	Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra I simulé à un recul de 7.89 dB (a), mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b), simulé à un recul de 6.05 dB (c) et mesuré à un niveau d'entrée de 7 dBm (d).....	119
Figure 79	Densités spectrales de puissance mesurées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V.....	121
Figure 80	Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra V simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b).....	122

Figure 81	Densités spectrales de puissance mesurés des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial.....	123
Figure 82	Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra Spécial simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b).....	123
Figure 83	Effet de la troncation et de la quantification sur la réponse en fréquence du filtre Ultra Spécial.....	125
Figure 84	Effet de la troncation et de la quantification sur les spectres 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial mesurés pour une puissance de sortie de 30 dBm.....	126
Figure 85	Effet de la troncation et de la quantification sur les spectres 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial mesurés pour une puissance de sortie de 33 dBm.....	127

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

$\alpha$	Facteur d'excès de bande passante
$\beta$	Imprécision du moment d'échantillonnage par rapport au temps d'échantillonnage optimal
$\delta(t)$	Signal dirac
$\Delta \mathbf{X}$	Vecteur de déplacement
$\eta$	Efficacité énergétique d'un amplificateur de puissance
$\omega_c$	Fréquence de porteuse en radians par seconde
$\Phi[\cdot]$	Fonction de transfert définissant la relation entre l'amplitude d'entrée et la phase de sortie
$\sigma^2$	Variance de la variable aléatoire $n$
$\nabla f$	Gradient arithmétique
$a_i$	Amplitude instantanée du signal modulé
$a_k$	Niveau d'amplitude du composant en phase
$A(f)$	Gabarit fréquentiel défini à l'émetteur
AP	Amplificateur de puissance
AM/AM	Fonction de transfert représentant le gain relatif en fonction de la puissance de sortie de l'amplificateur
AM/PM	Fonction de transfert représentant la phase du signal à la sortie de l'amplificateur en fonction de la puissance de sortie
AWGN	Canal de transmission à bruit blanc gaussien additif (« additive white gaussian noise »)
$b_k$	Niveau d'amplitude du composant en quadrature
$B(f)$	Gabarit fréquentiel défini au récepteur
$b(t)$	Séquence binaire filtrée
CCDF	Fonction complémentaire cumulative (« complementary cumulative distribution function »)
CAN	Convertisseur analogique numérique
CNA	Convertisseur numérique analogique
CPM	Modulation à phase continue (« constant phase modulation »)



$E(s)$	Erreur causée par une imprécision du temps d'échantillonnage
$E_b/N_0$	Rapport de l'énergie par bit en fonction de la puissance du bruit
$E_i$	Énergie contenue dans le lobe principal de la réponse impulsionnelle
$E_0$	Énergie de la réponse impulsionnelle
$f(x)$	Fonction objectif
$f_1$	Fréquence normalisée correspondante à la 1 <sup>ère</sup> épaule spectrale
$f_2$	Fréquence normalisée correspondante à la 2 <sup>e</sup> épaule spectrale
$f_3$	Fréquence normalisée correspondante à la 3 <sup>e</sup> épaule spectrale
$\tilde{f}(\Delta \mathbf{X})$	Approximation quadratique de la fonction objectif $f(x)$
$F[\cdot]$	Fonction de transfert reliant l'amplitude d'entrée à l'amplitude de sortie
FFT	Transformée de Fourier numérique
$\tilde{g}(\Delta \mathbf{X})$	Contrainte d'inégalité
$G_n(f)$	Densité spectrale du bruit thermique
$G_R(x)$	Gain relatif en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur
$\tilde{h}(\Delta \mathbf{X})$	Contrainte d'égalité
$h_T(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre d'émission
$h_R(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre de réception
$\mathbf{H}(\mathbf{X}_i)$	Hessien
$H(f)$	Fonction de transfert du canal de transmission
$H_T(f)$	Fonction de transfert du filtre d'émission
$H_R(f)$	Fonction de transfert du filtre de réception
ISI	Interférence entre symboles (« inter symbol interference »)
kSps	Kilo symboles par seconde
LB	Largeur de bande
LBR	Largeur de bande de résolution
M	Niveau de modulation QAM
$M_F$	Nombre de symboles couverts par le filtre de mise en forme
n	Variable aléatoire de distribution gaussienne et de moyenne nulle

$n_b$	Nombre de bits de quantification
$n_c$	Nombre total de coefficients d'une fenêtre de pondération ou d'un filtre RIF
$N_c$	Nombre de coefficients du filtre équivalent $p(k)$ après convolution
$N_F$	Facteur de suréchantillonnage
$N_P$	Nombre de points de la transformée de Fourier numérique
$O[\cdot]$	Opération d'amplification
$p(k)$	Réponse impulsionnelle échantillonnée du filtre équivalent
$p(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre équivalent
$p_I(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist I
$p_{II}(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist II
$p_{III}(t)$	Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist III
$p_c(k)$	Réponse impulsionnelle échantillonnée causale du filtre équivalent
$P_c(z)$	Transformée en $z$ du filtre équivalent causal
$p_{INC}(k)$	Réponse impulsionnelle échantillonnée idéale et non causale du filtre équivalent
$p_{NC}(k)$	Réponse impulsionnelle échantillonnée non causale du filtre équivalent
PDF	Densité de probabilité (« probability distribution function »)
$P(f)$	Fonction de transfert équivalente du système de communication
$P_I(f)$	Réponse en fréquence du filtre de Nyquist I
$P_{II}(f)$	Réponse en fréquence du filtre de Nyquist II
$P_{III}(f)$	Réponse en fréquence du filtre de Nyquist III
$P_{in}$	Puissance instantanée à l'entrée de l'amplificateur
$P_c$	Puissance crête du signal filtré
$P_D(x)$	Distorsion de phase en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur
$P_M$	Puissance moyenne du signal filtré
$P_x$	Puissance instantanée
$P_x$	Puissance instantanée du signal filtré
$q$	Rapport entre le nombre de points de la FFT et le nombre de coefficients du filtre numérique

QPSK	Modulation de phase à quatre niveaux (« quadrature phase shift keying »)
$r(t)$	Enveloppe du signal $s_A(t)$ en bande de base
$R$	Résolution de l'analyse fréquentielle
$R_n(\tau)$	Fonction d'auto-corrélation du bruit blanc
$R_s$	Taux de symbole par seconde
RF	Radio fréquence
RIF	Filtre numérique à réponse impulsionnelle finie
RC	Filtre cosinus surélevé (« raised cosine »)
RPCPM	Rapport puissance crête sur puissance moyenne
RRC	Filtre racine de cosinus surélevé (« root raised cosine »)
$s(t)$	Réponse impulsionnelle représentant le symbole émis
$s(k)$	Réponse impulsionnelle échantillonnée du filtre de l'émetteur
$s'(k)$	Réponse impulsionnelle compressée
$s_a(t)$	Signal à l'entrée de l'amplificateur
$s_c(t)$	Signal à la sortie de l'encodeur M-QAM
$s_f(t)$	Signal à la sortie des filtres RRC de l'émetteur
$s_i(t)$	Signal à la sortie du filtre RRC de l'émetteur du composant en phase
$s_m(t)$	Signal filtré à la sortie du modulateur en quadrature
$s_q(t)$	Signal à la sortie du filtre RRC de l'émetteur du composant en quadrature
$S(f)$	Transformée de Fourier du signal émis
$S'(f)$	Transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle compressée
SAW	Filtre à onde de surface (« surface acoustic wave »)
SER	Taux d'erreur par symbole
SQP	Méthode de programmation séquentielle quadratique (« sequential programming method »)
$t_0$	Taux de symbole par seconde divisé par deux
$T$	Durée d'un symbole
$T(f)$	Transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre au récepteur
$V_0(t_0)$	Amplitude crête de la séquence binaire filtrée

$V_{CC}$	Tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance
$V_{SAT}$	Tension de saturation de l'amplificateur de puissance
$W$	Bande passante du canal de transmission
$W(k)$	Réponse temporelle d'une fenêtre de pondération
$W_{Blackman}(k)$	Réponse temporelle de la fenêtre de pondération Blackman
$W_{Nuttall}(k)$	Réponse temporelle de la fenêtre de pondération Nuttall
$\mathbf{X}_p$	Coordonnées du point courant
$y(t)$	Signal à la sortie de l'amplificateur de puissance
$z$	Signal aléatoire à la sortie du canal de transmission
32-QAM	Modulation d'amplitude en quadrature à 32 niveaux (« 32 levels quadrature amplitude modulation »)

## INTRODUCTION

Les besoins grandissants dans le domaine des communications sans fil à grande vitesse et la rareté de la bande passante disponible favorisent le développement et l'adoption de techniques de modulation à haute efficacité spectrale. Ces modulations entraînent une augmentation notable du rapport puissance crête à puissance moyenne (RPCPM) et de la plage dynamique du signal transmis. Les non linéarités de l'amplificateur de puissance génèrent des distorsions d'intermodulation qui contaminent le spectre du signal émis. Pour éviter cette dégradation de performance, les amplificateurs sont opérés à un niveau de recul élevé, loin du point de saturation, et leur efficacité énergétique est largement compromise.

La mise en forme du signal contribue également à l'augmentation du RPCPM et du recul appliqué à l'amplificateur. Ce mémoire traite de l'optimisation de filtres de mise en forme numériques dans le but de réduire le RPCPM, diminuer le niveau des épaules spectrales et augmenter l'efficacité énergétique. L'amplificateur de puissance étant l'élément du système consommant le plus d'énergie, une augmentation de son rendement énergétique a un impact direct sur le coût, la surface du circuit imprimé, le poids et dans le cas d'applications portables, l'autonomie du système.

Les principales contributions et nouveautés apportées par ce travail sont :

- L'optimisation en fonction de la réduction du RPCPM appliquée à un filtre de type RRC ;
- L'optimisation simultanée des filtres de mise en forme à l'émetteur et au récepteur ;
- L'intégration d'une fonction de transfert AM/AM dans l'algorithme d'optimisation ;
- Le développement d'une métrique fiable (chapitre 5) permettant de prédire l'impact d'un filtre de mise en forme sur le niveau des épaules spectrales ;

- La démonstration que pour un canal non linéaire, les filtres de mise en forme optimaux de l'émetteur et du récepteur ne sont pas adaptés.

Au premier chapitre, les principes théoriques régissant la transmission de données numériques sont révisés et analysés. Par la suite, une étude complète dans les domaines temporel et fréquentiel du filtre cosinus surélevé et racine de cosinus surélevé est accomplie. Les effets de la troncature de ces filtres et de l'application de fenêtres de pondération sur l'atténuation en bande coupée et sur le RPCPM sont également évalués.

Le chapitre 2 présente une revue de la littérature et recense différents travaux effectués sur l'optimisation de filtres de mise en forme. Les filtres proposés sont comparés au filtre cosinus surélevé en terme d'amplitude crête de la séquence filtrée, de sensibilité à la gigue de phase et d'atténuation en bande coupée après troncature de la réponse impulsionnelle.

Le chapitre 3 est consacré à la modélisation de l'émetteur, du canal de transmission et du récepteur. La modélisation de l'émetteur inclue le codeur M-QAM, la mise en forme du signal, la modulation en quadrature et l'amplificateur de puissance. Celui-ci est représenté par ses caractéristiques AM/AM et AM/PM expérimentales. Le canal est modélisé par une source de bruit blanc gaussien et le récepteur comprend une démodulation en quadrature, des filtres de mise en forme ainsi qu'un décodeur M-QAM. Le choix des filtres de mise en forme de l'émetteur et du récepteur est énoncé en considérant le masque fréquentiel prescrit et l'interférence entre symboles du système.

Le chapitre 4 décrit l'algorithme d'optimisation multivariable retenu et précise la formulation de la fonction objectif et des contraintes appliquées. Trois résultats d'optimisation différents sont analysés dans le domaine temporel et fréquentiel. Les distributions statistiques du RPCPM générées par les filtres optimisés sont également étudiées.

Le chapitre 5 introduit des résultats de simulation d'un système de communication numérique 32-QAM intégrant les filtres optimisés. Une attention particulière est portée aux densités spectrales de puissance obtenues et à la diminution de la puissance hors bande provoquée par les filtres optimisés. La comparaison des statistiques d'un signal QPSK filtré par le filtre racine cosinus surélevé et les filtres optimisés se traduit par l'élaboration d'une nouvelle métrique permettant de déterminer plus précisément l'effet d'un filtre de mise en forme sur le niveau des épaules spectrales. Les performances d'erreur des filtres de mise en forme dans divers scénarios de communication sont comparées et une évaluation du taux d'erreur en fonction du recul appliqué est donnée. En dernier lieu, une étude de l'efficacité énergétique et de la tolérance à l'erreur d'échantillonnage est fournie.

Le dernier chapitre met en relief les performances réelles d'un système de communication utilisant les filtres de mise en forme optimisés. La validation des résultats de simulation s'effectue par la mesure de densités spectrales de puissance et de constellations.

## CHAPITRE 1

### ÉTUDE DU FILTRE DE MISE EN FORME COSINUS SURÉLEVÉ

#### 1.1 Introduction

En 1928, Harry Nyquist a déterminé les conditions d'opération optimales rendant possible la transmission d'un signal numérique à travers un canal de transmission possédant une bande passante limitée [1]. Les critères I, II et III de Nyquist correspondent à différentes méthodes pour assurer la reconstitution parfaite du signal émis. Le filtre de mise en forme de type cosinus surélevé respecte le critère I de Nyquist et est couramment employé dans les systèmes de communication numérique modernes. Ce chapitre présente une analyse des critères de Nyquist et une étude des caractéristiques fréquentielles et temporelles du filtre cosinus surélevé.

#### 1.2 Description et analyse des critères de Nyquist

La figure 1 montre les principaux constituants d'un système de communication numérique. La source émet un symbole à chaque intervalle de temps  $T$ . Le symbole est choisi dans un alphabet ayant  $M$  lettres et est transmis par l'intermédiaire d'un signal électrique  $s(t)$ . Lorsque  $M=2$ , la source est dite binaire et si  $M>2$  la source est de type M-aire. Le filtre d'émission est utilisé pour limiter la bande passante du signal et est représenté par la fonction de transfert  $H_T(f)$ . Le canal de transmission correspond au milieu de propagation du signal (câble coaxial, atmosphère, fibre optique, etc.) et possède une atténuation qui varie en fonction la fréquence. Il est modélisé par la fonction de transfert  $H(f)$ . Le rôle du filtre de réception  $H_R(f)$  consiste essentiellement à limiter la puissance du bruit induit par le canal de transmission. La fonction du récepteur est de décider à chaque  $T$  seconde lequel des  $M$  messages a été issu de la source.



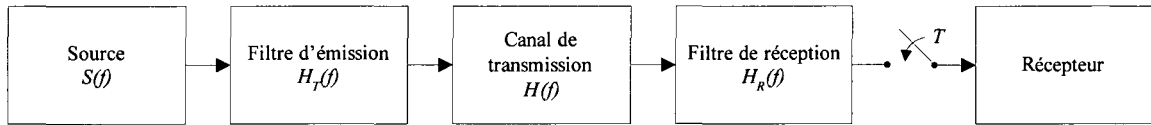


Figure 1 Représentation schématique d'un système de communication numérique

Si  $S(f)$  représente la transformée de Fourier du signal  $s(t)$ , la fonction de transfert équivalente du système de communication est donnée par :

$$P(f) = S(f) H_T(f) H(f) H_R(f) \quad (1.1)$$

Les critères de Nyquist correspondent à différentes propriétés que peut posséder la fonction de transfert  $P(f)$  pour que le récepteur puisse détecter le plus fidèlement possible le signal reçu.

### 1.2.1 Critère I

Le critère I de Nyquist stipule que la contribution aux instants d'échantillonnages ( $T, 2T, 3T, \dots$ ) du signal reçu doit être nulle. En d'autres termes, le filtre de mise en forme  $P(f)$  doit posséder une interférence entre symboles (ISI) nulle.

Pour obtenir une ISI nulle, la réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist I doit respecter les conditions suivantes :

$$p_I(t=kT) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad \text{avec } k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.2)$$

Ces conditions peuvent être exprimées à l'aide du signal « dirac »  $\delta(t)$  :

$$p_I(t=kT) = \delta(t) \quad \text{avec } k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.3)$$

La réponse impulsionnelle  $p_I(t)$  échantillonnée aux multiples entiers de la période d'échantillonnage  $T$  correspond à :

$$p_I(t=kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_I(kT) \delta(t-kT) . \quad (1.4)$$

La condition d'interférence entre symboles nulle exprimée par l'équation 1.3 peut-être ré-écrite comme suit :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} p_I(kT) \delta(t-kT) = \delta(t) . \quad (1.5)$$

Pour traduire cette condition dans le domaine de la fréquence, la transformée de Fourier est appliquée des 2 côtés de l'égalité :

$$F \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_I(kT) \delta(t-kT) \right\} = F \{ \delta(t) \} . \quad (1.6)$$

Selon la propriété  $F \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT) \right\} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left( f - \frac{k}{T} \right)$ , la condition d'interférence entre symboles nulle exprimée dans le domaine des fréquences est :

$$\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_I \left( f - \frac{k}{T} \right) = 1 . \quad (1.7)$$

La propriété temporelle  $p_I(t=kT) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$  assurant une interférence entre

symboles nulle se traduit en fréquence par :  $\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_I \left( f - \frac{k}{T} \right) = 1$ , ou de façon équivalente à :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P_I \left( f - \frac{k}{T} \right) = T . \quad (1.8)$$

Le taux de transfert maximal des symboles dépend de la bande passante du canal de transmission. Nyquist a établi [1] que le taux maximal de transmission est de  $2W$

signaux indépendants par seconde pour un canal de bande passante  $W$ . Pour un taux de transfert de  $1/T$  symboles par seconde, la bande passante minimale requise est de  $1/2T$  Hz. Le filtre à bande passante minimale répondant à la condition exprimée par l'équation 1.8 est donné par :

$$P_I(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0, & |f| \geq \frac{1}{2T} \end{cases} = \text{rect}\left(\frac{f}{1/T}\right). \quad (1.9)$$

La figure 2 illustre les réponses en fréquence du filtre  $P_I(f)$  à bande passante minimale répondant à la condition d'interférence entre symboles nulle exprimée par l'équation 1.8 lorsque  $k$  varie de -1 à 1.

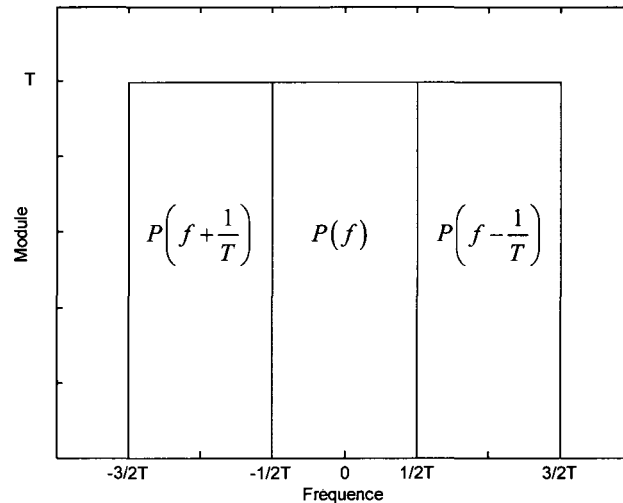


Figure 2 Représentation fréquentielle du critère I de Nyquist pour un filtre à bande passante minimale

En effectuant la transformée de Fourier inverse du signal  $P_I(f)$  à bande passante minimale, la réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist I est obtenue :

$$p_I(t) = F^{-1} \{ \text{rect}(1/T) \} = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.10)$$

La figure 3 montre la réponse impulsionnelle  $p_I(t)$  lorsque  $T=1$ . L'amplitude aux instants d'échantillonnage ( $t=\pm 1, t=\pm 2, t=\pm 3, \dots$ ) est nulle, résultant en une interférence entre symboles nulle. L'amortissement de la réponse impulsionnelle se fait selon  $1/\pi t$ .

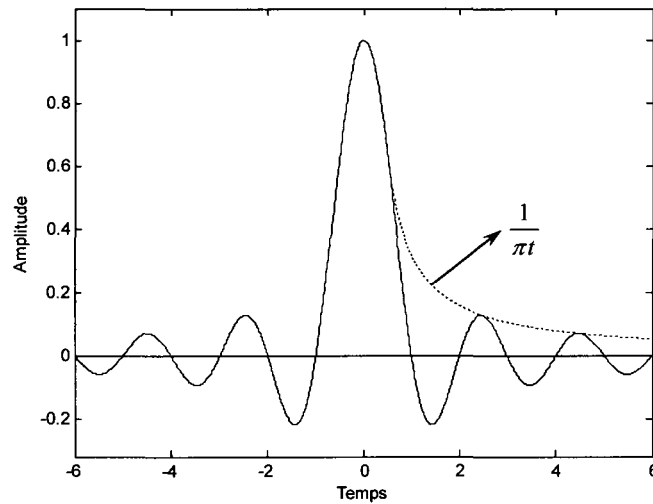


Figure 3 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist I lorsque  $T=1$

L'absence d'interférence entre symboles peut également être observée en visualisant les données filtrées par le filtre de Nyquist I. La figure 4 présente un exemple de séquence binaire filtrée par le filtre  $p_I(t)$  pour un taux de transmission de  $1/T=1$ . La séquence binaire est représentée par des impulsions positives et négatives et le signal filtré, par un trait continu. Une ISI nulle se traduit par la correspondance parfaite entre l'amplitude du signal filtré et l'amplitude du message binaire d'origine à chaque instant d'échantillonnage.

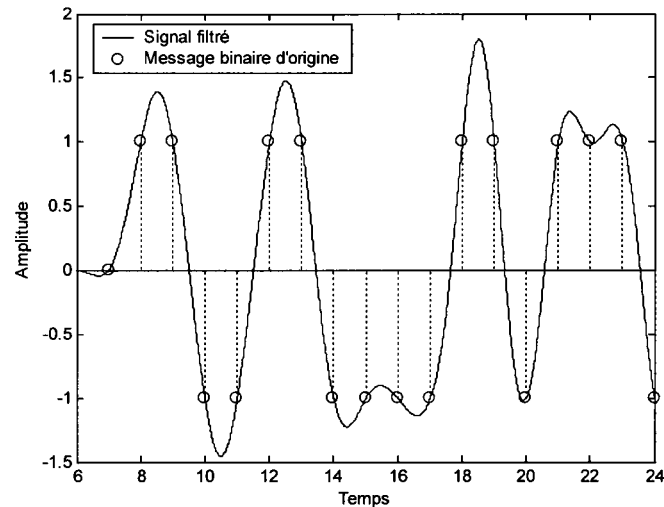


Figure 4 Exemple de séquence binaire filtrée par le filtre de Nyquist I lorsque  $T=1$

### 1.2.2 Critère II

Pour échantillonner précisément le signal reçu à chaque intervalle de temps  $T$ , un système de communication basé sur le critère I de Nyquist doit se synchroniser exactement au taux de symboles émis par la source.

Une technique alternative permettant d'assurer une interférence entre symboles nulle est d'identifier les transitions temporelles du signal filtré en assignant un niveau logique 1 ou 0 lorsque le signal reçu traverse un seuil de détection prédéterminé. Cette façon de faire ne nécessite pas de système de synchronisation et réduit la complexité du récepteur.

En spécifiant un filtre dont les transitions surviennent exactement aux multiples de  $T/2$  et un seuil de détection correspondant à la moitié de l'amplitude crête à crête de la séquence filtrée, le signal décodé obtenu est sans ISI [1]. Ces conditions se traduisent mathématiquement par :

$$p_{II}\left(\frac{(2k+1)T}{2}\right) = \frac{A}{2} \left( \delta\left(t - \frac{T}{2}\right) + \delta\left(t + \frac{T}{2}\right) \right) \quad \text{avec } k = 0, 1, 2, \dots \quad (1.11)$$

L'analyse fréquentielle [2] révèle que :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} (-1)^k P_{II}\left(f - \frac{k}{T}\right) = T \cos(\pi f T). \quad (1.12)$$

L'équation 1.12 correspond à la condition fréquentielle d'ISI nulle pour le critère II de Nyquist. Le filtre à bande passante minimale répondant à cette condition est donné par :

$$P_{II}(f) = \begin{cases} T \cos(\pi f T); & |f| \leq 1/2T \\ 0; & |f| \geq 1/2T \end{cases} \quad (1.13)$$

La figure 5 illustre les réponses en fréquence du filtre  $P_{II}(f)$  à bande passante minimale répondant à la condition d'interférence entre symboles nulle exprimée par l'équation 1.12 lorsque  $k$  varie de -1 à 1.

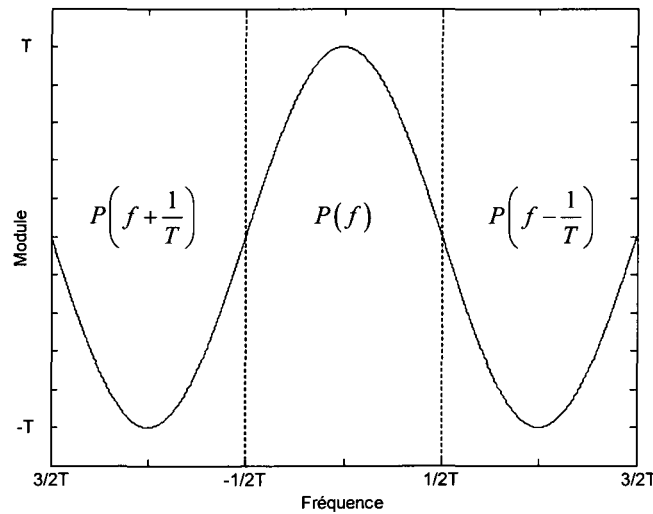


Figure 5 Représentation fréquentielle du critère II de Nyquist pour un filtre à bande passante minimale

La réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist II est évaluée en effectuant la transformée de Fourier inverse du signal  $P_{II}(f)$  à bande passante minimale [3] :

$$p_{II}(t) = \frac{2 \cos(\pi t/T)}{\pi(1 - 4(t/T)^2)}. \quad (1.14)$$

La réponse impulsionnelle  $p_{II}(t)$  est tracée à la figure 6 pour  $T=1$ .

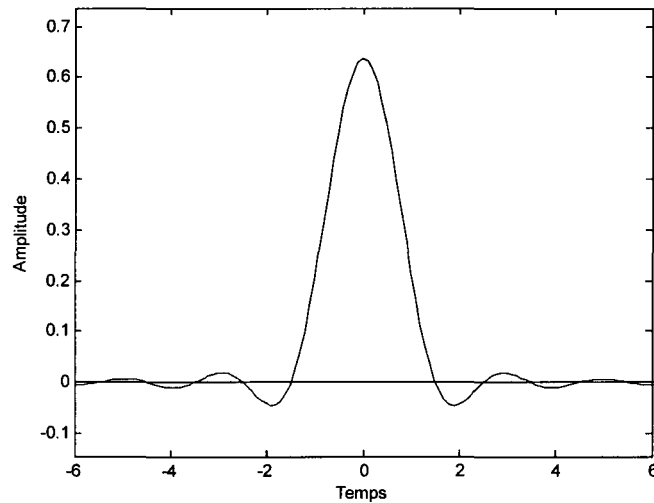


Figure 6 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist II lorsque  $T=1$

Le principe de fonctionnement d'un système de communication numérique basé sur le critère II de Nyquist est illustré à la figure 7. Les signaux du haut correspondent à la séquence binaire émise et filtrée tandis que le signal du bas correspond à la séquence binaire décodée. Tel que défini à l'équation 1.11, les transitions surviennent exactement aux multiples de  $T/2$ . Le seuil de détection correspond à la moitié de l'amplitude crête à crête de la séquence filtrée et est égal à  $(-1+1)/2 = 0$ . Le récepteur assigne un niveau logique 1 lorsque le signal filtré est supérieur à 0 et un niveau logique 0 lorsque qu'il est inférieur à 0. Le signal décodé est exempt d'interférence entre symboles.

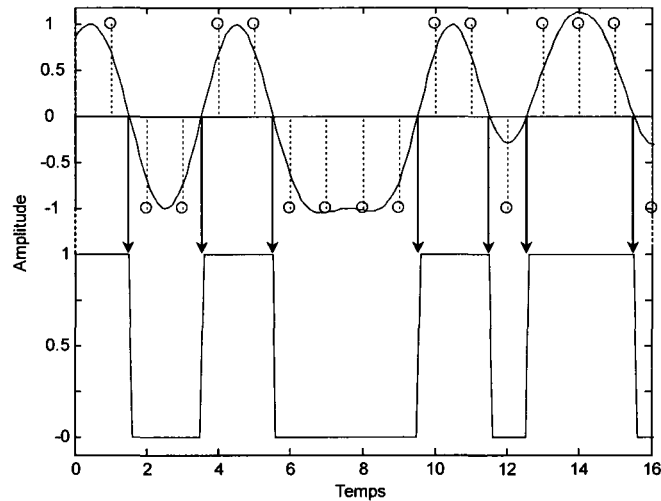


Figure 7 Principe de fonctionnement d'un système de communication basé sur le critère II de Nyquist

### 1.2.3 Critère III

Le troisième critère de Nyquist spécifie que l'aire de l'impulsion reçue doit être la même que l'aire de l'impulsion émise entre chaque intervalle de durée  $T$ . En d'autres termes, l'aire de l'impulsion reçue ne doit pas être modifiée par l'interférence des symboles adjacents. Cette condition s'écrit analytiquement comme suit :

$$\int_{(2k-1)T/2}^{(2k+1)T/2} p_{III}(t) dt = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad \text{avec } k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.15)$$

Le système de détection est alors basé sur l'évaluation de l'aire du signal reçu. Des filtres répondant à ce critère sont répertoriés dans la littérature scientifique [4]. Il est également possible de définir des réponses impulsionnelles répondant au critère III de Nyquist à partir de réponses en fréquence des filtres de Nyquist I [5] :



$$P_{III}(f) = \frac{P_I(f)}{T \text{sinc}(fT)}, \quad (1.16)$$

où  $P_I(f)$  est la réponse en fréquence d'un filtre répondant au critère I de Nyquist. Le critère III de Nyquist est appliqué dans les techniques de modulation à phase continue (CPM).

#### 1.2.4 Filtre cosinus surélevé

La technique de détection du signal basée sur le critère II de Nyquist n'est réalisable que pour un signal de type binaire ( $M = 2$ ). Les systèmes de communication modernes à hauts débits sont de type M-aire et transmettent des symboles formés de plusieurs lettres. Ces lettres correspondent à différents niveaux d'amplitudes qui doivent être échantillonnées exactement au taux de transmission de la source pour être décodées correctement. Les récepteurs des systèmes de communication M-aire sont munis de mécanismes de synchronisation et la mise en forme du signal est effectuée selon les conditions prescrites par le critère I de Nyquist.

Pour une largeur de bande minimale, le filtre de Nyquist I possède une bande de transition (bande passante à bande coupée) nulle. Ce filtre est inutilisable en pratique car ses caractéristiques fréquentielles correspondent à une réponse impulsionnelle infinie. Aussi, sa réponse impulsionnelle converge trop lentement vers zéro (amortissement de  $1/\pi t$ ), ce qui a pour effet d'augmenter l'amplitude crête du signal filtré et d'augmenter les erreurs de transmission dues à l'imprécision du temps d'échantillonnage [6]. Le filtre cosinus surélevé (RC) permet de définir une bande de transition progressive et de diminuer l'amplitude crête du signal filtré ainsi que la sensibilité du système aux variations du temps d'échantillonnage.

### 1.3 Caractéristiques fréquentielles du filtre de mise en forme cosinus surélevé

Le filtre cosinus surélevé est défini en fréquence par :

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T \\ \frac{T}{2} \left( 1 - \sin \left[ \frac{T}{2\alpha} \left( |f| - \frac{1}{2T} \right) \right] \right), & (1-\alpha)/2T \leq |f| \leq (1+\alpha)/2T \\ 0, & |f| > (1+\alpha)/2T \end{cases} \quad (1.17)$$

Le paramètre  $\alpha$  dénote le facteur d'excès de bande passante. Un filtre de mise en forme RC possédant un facteur d'excès de bande passante entre 0 et 1 satisfait le critère I de Nyquist. Lorsque  $\alpha=0$ , la réponse fréquentielle correspond à la réponse en fréquence du filtre de Nyquist I. Lorsque  $\alpha=1$ , la largeur de bande du signal filtré est le double de la largeur de bande minimale. Plus  $\alpha$  est grand, plus l'amortissement de l'impulsion est rapide résultant en une amplitude crête plus faible et une meilleure résistance aux erreurs causées par l'imprécision du temps d'échantillonnage. De plus, lorsque le facteur d'excès de bande passante est égal à 1, le filtre RC satisfait à la fois les critères I et II de Nyquist. La figure 8 illustre la réponse en fréquence du filtre RC avec  $T=1$  pour différents facteurs d'excès de bande passante.

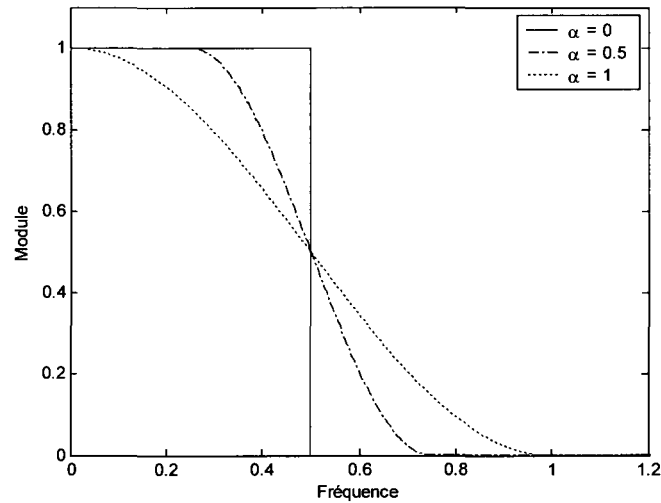


Figure 8 Réponse en fréquence du filtre RC

### 1.3.1 Condition d'interférence entre symboles nulle

La condition d'interférence entre symboles nulle pour le critère I de Nyquist est donnée par l'équation 1.8. Cette condition peut également se traduire par :

$$P(f) + P(f - 1/T) = T, \quad 0 \leq f \leq 1/T. \quad (1.18)$$

Le filtre cosinus surélevé ( $\alpha = 0.5$ ,  $T = 1$ ), présenté à la figure 9, respecte le critère I de Nyquist. Le filtre RC n'est qu'un exemple de fonction de transfert satisfaisant le critère I de Nyquist. Pour une bande passante supérieure à  $T/2$ , il existe un nombre infini de filtres qui peuvent satisfaire le critère I de Nyquist.

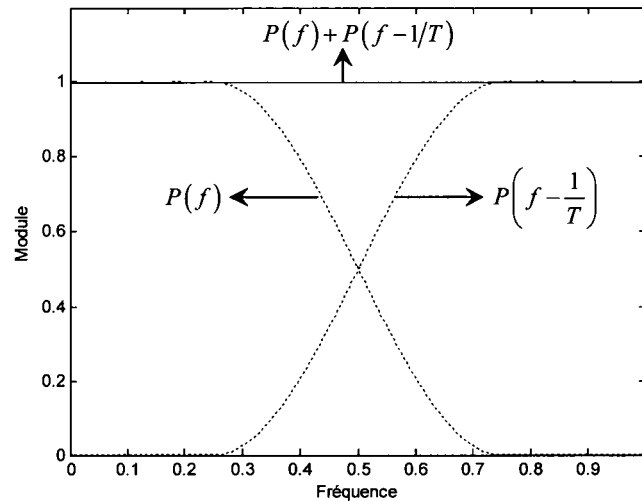


Figure 9 Représentation de la condition fréquentielle d'interférence entre symboles nulle pour le filtre RC

### 1.3.2 Filtre racine de cosinus surélevé et filtres adaptés

En représentant le message émis  $s(t)$  par des impulsions de type dirac  $\delta(t)$ , la densité spectrale  $S(f)$  correspondante est constante. En considérant un canal de transmission avec une réponse en fréquence parfaite, la densité spectrale  $H(f)$  est également constante. La fonction de transfert équivalente du système de communication définie à l'équation 1.1 devient :

$$P(f) = H_T(f) H_R(f) \quad . \quad (1.19)$$

La réponse en fréquence du filtre  $P(f)$  correspond à la multiplication des fonctions de transfert des filtres présents à l'émetteur et au récepteur. Le rapport signal à bruit du signal décodé est maximal lorsque ces filtres sont « adaptés » [7]. Le filtre adapté au filtre  $h_T(t)$  est donné par :

$$h_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_T^*(f) e^{j2\pi f(t_0-t)} df. \quad (1.20)$$

Pour un signal réel, cette condition équivaut à :

$$h_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_T(f) e^{j2\pi f(t_0-t)} df = h_T(t_0 - t). \quad (1.21)$$

La réponse impulsionnelle du filtre  $h_R(t)$  adapté au filtre  $h_T(t)$  correspond donc à la réponse impulsionnelle  $h_T(-t)$  décalée de  $t_0$ . Si la réponse impulsionnelle  $h_T(t)$  possède une symétrie paire, le filtre adapté  $h_R(t)$  est égal au filtre  $h_T(t)$  :

$$h_R(t) = h_T(t) . \quad (1.22)$$

La fonction de transfert équivalente du système de communication peut donc s'exprimer selon :

$$P(f) = H_R(f) H_T(f) = \sqrt{P(f)} \sqrt{P(f)} . \quad (1.23)$$

Si  $P(f)$  est un filtre RC, le filtre racine de cosinus surélevé (RRC) correspond à la fonction de transfert  $\sqrt{P(f)}$  . Pour un système de communication basé sur le critère I de Nyquist, les filtres d'émission  $H_T(f)$  et de réception  $H_R(f)$  sont donc des filtres RRC. Leurs réponses en fréquence, comme leurs noms l'indiquent, correspondent à la racine carrée de la réponse en fréquence du filtre RC.

### 1.3.3 Fenêtres de pondération et atténuation en bande coupée

Dans les systèmes de communication modernes, des filtres de mise en forme numériques à réponse impulsionnelle finie (RIF) sont utilisés. La réponse impulsionnelle du filtre RIF  $p(k)$  avec  $-\infty < k < \infty$  correspond à une version échantillonnée du filtre  $p(t)$ . L'indice INC indique que la fonction de transfert  $p_{INC}(k)$  est idéale et non-causale. Pour qu'un filtre RIF soit réalisable, la fonction de transfert idéale doit être tronquée. Pour ce faire,

la réponse impulsionnelle de durée infinie et non causale est multipliée par une fenêtre de pondération  $W(k)$  ayant un nombre fini de coefficients. Cette multiplication est effectuée dans le domaine du temps :

$$p_{NC}(k) = p_{INC}(k)W(k) \quad . \quad (1.24)$$

La fonction de transfert  $p_{NC}(k)$  est finie mais non-causale. La transformée en  $z$  de la fonction de transfert finie non-causale est :

$$P_{NC}(z) = \sum_{k=-M/2}^{M/2} p_{NC}(k)W(k)z^{-k} \quad . \quad (1.25)$$

Pour rendre  $p_{NC}(k)$  causale, il suffit d'ajouter un délai de  $M/2$  où  $M$  est pair et correspond au nombre de coefficients de la fenêtre de pondération :

$$P_C(z) = z^{-M/2}P_{NC}(z) = \sum_{k=0}^{M-1} p_C(k)z^{-k} \quad . \quad (1.26)$$

Les réponses temporelles des fenêtres de pondération rectangulaire, Blackman et Nuttall sont présentées à la figure 10.

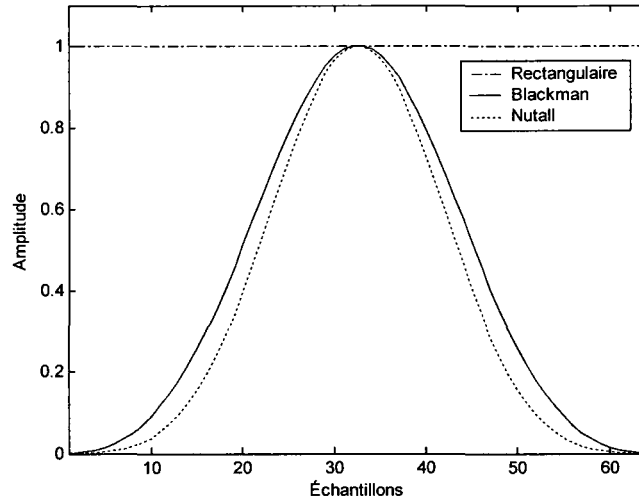


Figure 10 Réponses temporelles des fenêtres de pondération Blackman et Nuttall

Les fenêtres rectangulaire, de Blackman et de Nuttall sont calculées selon :

$$\begin{aligned}
 W_{\text{Rectangulaire}}(k) &= 1 \quad k = 0, 1, \dots, n_c - 1 \\
 W_{\text{Blackman}}(k+1) &= 0.42 - 0.5 \cos\left(2\pi \frac{k}{n_c - 1}\right) + 0.08 \cos\left(4\pi \frac{k}{n_c - 1}\right), \quad k = 0, 1, \dots, n_c - 1 \\
 W_{\text{Nuttall}}(k+1) &= a_0 - a_1 \cos\left(2\pi \frac{k}{n_c - 1}\right) + a_2 \cos\left(4\pi \frac{k}{n_c - 1}\right) - a_3 \cos\left(6\pi \frac{k}{n_c - 1}\right), \quad k = 0, 1, \dots, n_c - 1
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

où  $n_c$  est le nombre total de coefficients et  $a_0 = 0.3635819$ ,  $a_1 = 0.4891775$ ,  $a_2 = 0.1365995$ ,  $a_3 = 0.0106411$ .

Un filtre de mise en forme cosinus surélevé numérique de type RIF possédant  $n_c$  coefficients est défini selon le facteur d'excès de bande passante ( $\alpha$ ), le nombre de symboles ( $M_F$ ) et le facteur de suréchantillonnage ( $N_F$ ). Le nombre de symboles équivaut au nombre de périodes  $T$  représentées par la réponse impulsionnelle. Le facteur de suréchantillonnage correspond au nombre d'échantillons par symbole. Le nombre total de coefficients est obtenu par la multiplication du nombre de symboles et du facteur

de suréchantillonnage. La figure 11 illustre l'effet du nombre de symboles sur l'atténuation en bande coupée d'un filtre RRC possédant un facteur de suréchantillonnage de 8 et un facteur d'excès de bande passante de 0.3. Pour faciliter l'interprétation, le module de la réponse en fréquence est affiché en décibels et la fréquence est normalisée selon la bande passante minimale définie par Nyquist. Une fréquence normalisée de 1 correspond à une fréquence de  $1/2T$ .

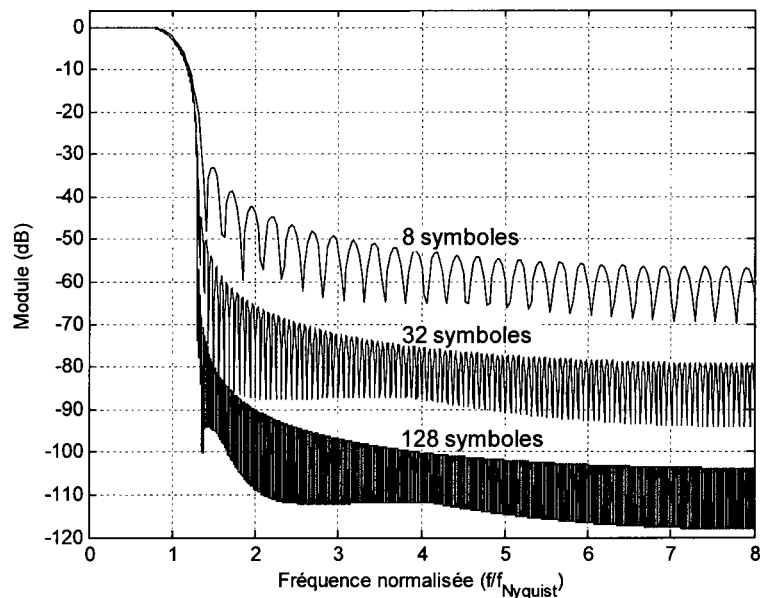


Figure 11 Effet du nombre de symboles sur l'atténuation en bande coupée d'un filtre RRC

L'utilisation d'une fenêtre de pondération permet d'augmenter l'atténuation dans la bande coupée au dépend d'une bande passante plus grande. Une atténuation en bande coupée élevée des filtres d'émission et de réception améliore le rapport signal sur bruit du signal décodé en plus de minimiser l'interférence provenant de canaux adjacents. La figure 12 permet de constater l'effet des fenêtres de Blackman et de Nuttall sur les caractéristiques de la réponse fréquentielle du filtre RRC ( $\alpha = 0.3$ ,  $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ). Les fenêtres de pondération permettent d'augmenter considérablement l'atténuation en bande



coupée du filtre cosinus surélevé. Pour un filtre de 8 symboles possédant un facteur de suréchantillonnage de 8 (64 coefficients), la fenêtre de Nuttall permet d'obtenir une atténuation qui surpasse celle d'un filtre de 128 symboles (1024 coefficients). Le prix à payer pour l'augmentation de l'atténuation en bande coupée est une augmentation notable de la bande passante. La fenêtre de Blackman offre un bon compromis entre l'atténuation en bande coupée et la largeur de bande occupée.

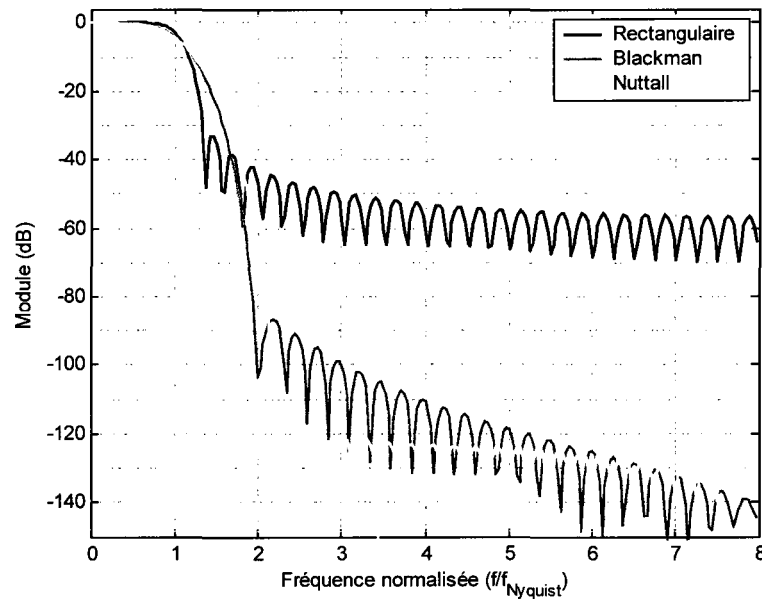


Figure 12 Effet de différentes fenêtres de pondération sur la réponse en fréquence du filtre RRC

#### 1.4 Caractéristiques temporelles des filtres de mise en forme RC et RRC

La réponse impulsionnelle du filtre RC est donnée par :

$$p(t) = \left( \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \right) \left( \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - (4\alpha^2 t^2/T^2)} \right) . \quad (1.28)$$

La réponse impulsionnelle du filtre RRC est calculée selon :

$$p(t) = 4\alpha \frac{\cos\left((1+\alpha)\pi t/T\right) + \frac{\sin\left((1+\alpha)\pi t/T\right)}{4\alpha\pi t/T}}{\pi\sqrt{T}\left((4\alpha t/T)^2 - 1\right)} . \quad (1.29)$$

Les performances d'un système de communication numérique peuvent être évaluées en analysant les propriétés de la réponse impulsionnelle des filtres de mise en forme.

### 1.4.1 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est construit par la superposition des symboles émis ou reçus de la séquence M-aire filtrée. À partir des caractéristiques de la figure ainsi formée, plusieurs paramètres permettant de quantifier les performances du système de communication sont déduits. La figure 13 affiche le diagramme de l'œil d'une séquence binaire après l'application d'un filtre de mise en forme RC possédant un facteur d'excès de bande passante de 0.5.

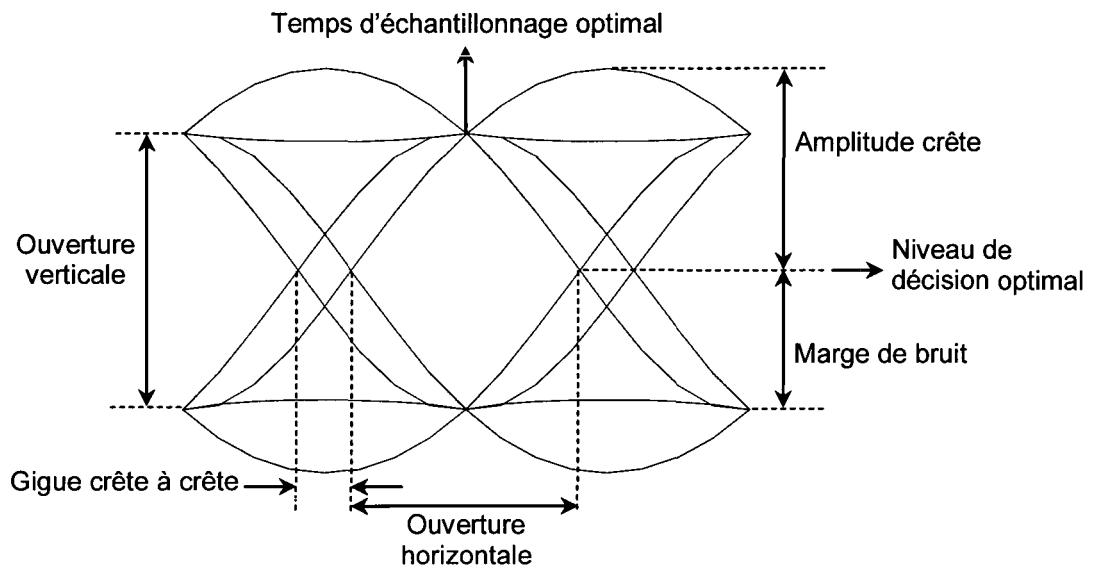


Figure 13 Caractéristiques du diagramme de l'œil

Les principales caractéristiques permettant de mesurer les propriétés d'un système de communication à partir du diagramme de l'œil sont la marge de bruit, les ouvertures verticale et horizontale et l'amplitude crête. La décision sur le symbole émis est prise au temps d'échantillonnage optimal par rapport au niveau de décision optimal. Le diagramme de l'œil d'une séquence binaire filtrée par un filtre avec aucune interférence entre symboles, a une ouverture verticale maximale au temps d'échantillonnage optimal. La marge de bruit dépend de l'ouverture verticale de l'œil et est une indication de la dégradation des performances causée par les interférences entre symboles ou le bruit additif induit par le canal de transmission. L'ouverture horizontale et la gigue crête à crête donnent une indication de la sensibilité du système à la gigue de phase. La gigue de phase peut être causée par les déviations en fréquence des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur et par les distorsions du canal de transmission. L'amplitude crête dépend du facteur d'excès de bande passante du filtre de mise en forme et détermine la plage dynamique du signal filtré.

#### **1.4.2 Condition d'interférence entre symboles nulle**

La figure 14 illustre la réponse impulsionnelle du filtre RC ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $T = 1$ ) pour différents facteurs d'excès de bande passante. À tous les multiples de la période  $T$ , à l'exception de  $t = 4$ , l'amplitude de la réponse impulsionnelle est égale à 0, résultant en une interférence entre symboles nulle.

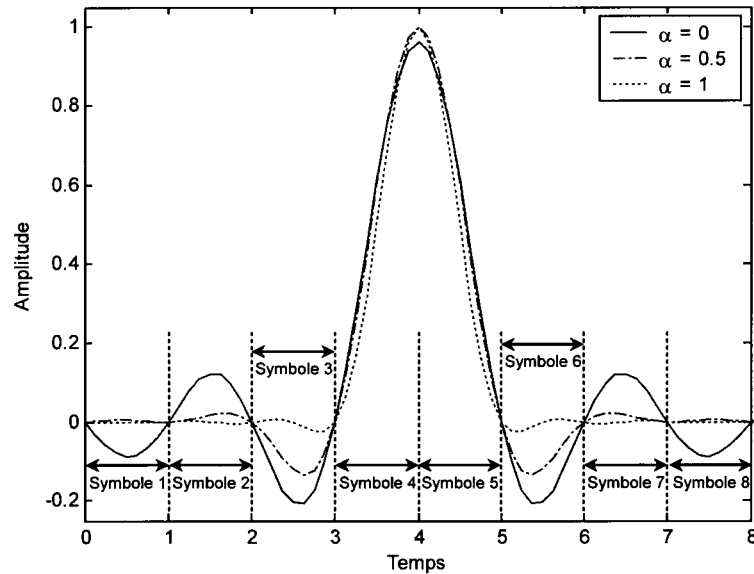


Figure 14 Réponse impulsionnelle du filtre RC

### 1.5 Gigue crête à crête

La gigue crête à crête est une mesure prise au récepteur pour déterminer la sensibilité du système à l'imprécision du temps d'échantillonnage. Puisque la mesure est effectuée au récepteur, le filtre équivalent  $p(t)$  de type RC est considéré. La figure 15 détaille la variation de la gigue crête à crête en fonction du facteur d'excès de bande passante pour un filtre couvrant 8, 64 et 512 symboles. La gigue crête à crête est mesurée en pourcentage par rapport à la durée  $T$  d'un symbole. Une gigue crête à crête de 50% s'étale sur  $T/2$  unité de temps. La figure 15 révèle que plus le facteur d'excès de bande passante est faible, plus la gigue crête à crête augmente. Aussi, pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 0.3, l'augmentation du nombre de symboles provoque un accroissement de la gigue crête à crête. Pour un nombre infini de symboles et pour un facteur d'excès de bande passante de 0, la gigue crête à crête tend vers 100% tandis que pour un facteur d'excès de bande passante de 1, la gigue crête à crête est nulle. Une séquence binaire filtrée possédant une gigue crête à crête de 0% satisfait le critère II de Nyquist.

Lorsque la gigue crête à crête est élevée, l'ouverture horizontale de l'oeil est rétréci. Un filtre de mise en forme avec une gigue crête à crête élevée est plus sensible aux erreurs provoquées par l'imprécision du temps d'échantillonnage. La figure 15 montre également que le nombre de symboles a une influence sur la gigue crête à crête seulement pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 0.3.

Le calcul de la gigue crête à crête est effectué à partir de la méthode d'analyse du diagramme de l'oeil proposée par Huang, Feher et Gendron [8].

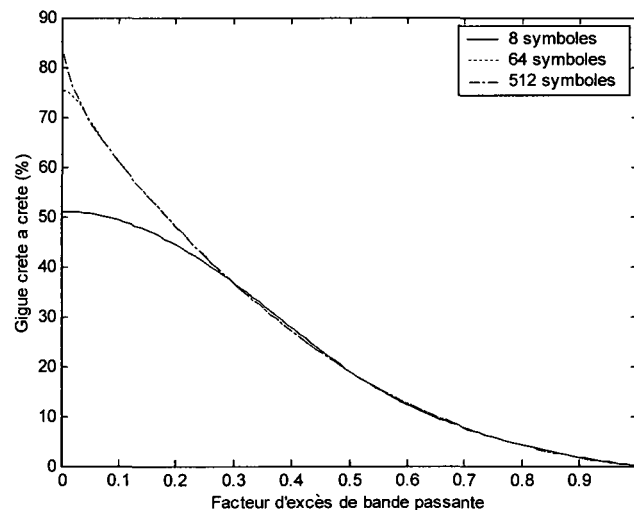


Figure 15 Gigue crête à crête en fonction du facteur d'excès de bande passante pour une séquence binaire filtrée par un filtre RC

### 1.5.1 Amplitude crête

Un canal de transmission physique est linéaire sur une plage limitée d'amplitude. Si l'amplitude crête du signal filtré est élevée, le signal est plus susceptible aux distorsions causées par la non-linéarité du canal. Puisque la mesure de l'amplitude crête est effectuée au niveau de l'émetteur, le filtre  $h_T(t)$  de type RRC est considéré. La figure 16 montre qu'un facteur d'excès de bande passante faible entraîne une augmentation de

l'amplitude crête. Aussi, pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 0.3, plus le nombre de symboles augmente, plus l'amplitude crête augmente. Pour un nombre de symboles infini et pour un facteur d'excès de bande passante de 0, l'amplitude crête peut tendre vers l'infini [8].

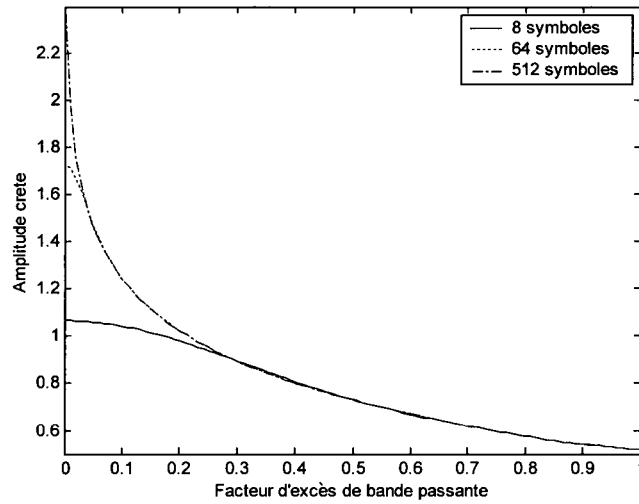


Figure 16 Amplitude crête en fonction du facteur d'excès de bande passante pour une séquence binaire filtrée par un filtre RRC

### 1.5.2 Rapport puissance crête sur puissance moyenne (RPCPM)

Si  $p(t)$  représente la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme et  $a_k$  est le message binaire, la séquence binaire filtrée  $b(t)$  est représenté par :

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot p(t-k), \quad a_k = \{-1, 1\} . \quad (1.30)$$

La puissance moyenne  $P_M$  du signal  $b(t)$  correspond à :

$$P_M = E \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b(t)^2 \right\} . \quad (1.31)$$

La puissance crête  $P_C$  du signal  $b(t)$  est donnée par :

$$P_C = \max \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b(t)^2 \right\} . \quad (1.32)$$

L'amplitude crête maximale d'un signal binaire filtrée est produite par la séquence binaire (... , -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, ...) [8]. La figure 17 montre cette séquence filtrée par un filtre RC ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.5$ ). Le signal  $b(t)$  est généré par la superposition des réponses impulsionnelles  $p(t-k)$  lorsque  $k$  varie de -3 à 3 tel que défini à l'équation 1.30.

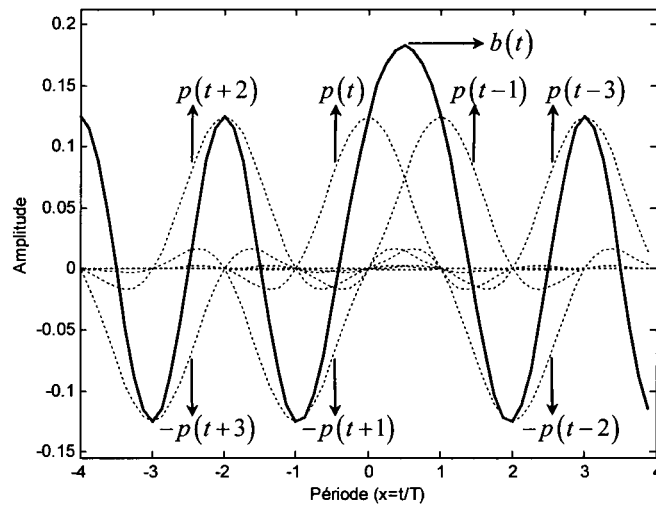


Figure 17 Séquence binaire filtrée produisant une amplitude crête maximale

La figure 18 montre le signal  $b(t)$  ainsi que les réponses impulsionnelles représentant la séquence binaire entre les périodes d'échantillonnage 0 et 1. Dans cet intervalle de temps, les contributions des réponses impulsionnelles  $p(t-k)$  sont toutes positives, résultant en une amplitude crête maximale.

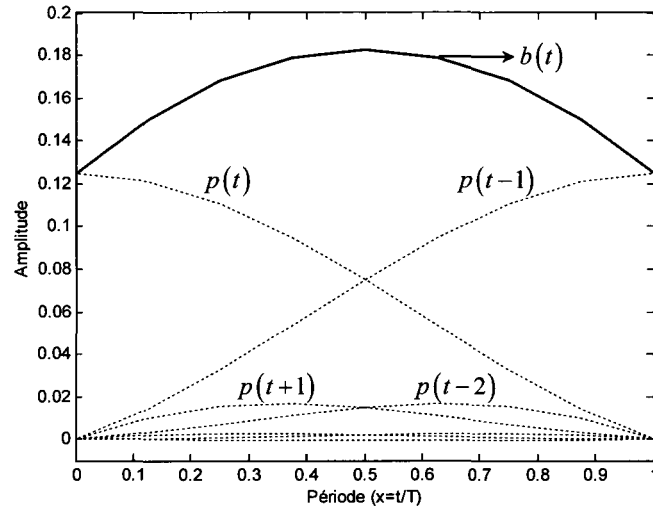


Figure 18 Séquence binaire filtrée produisant une amplitude crête maximale entre les périodes d'échantillonnage 0 et 1

La puissance crête et la puissance moyenne peuvent également être définies en considérant seulement la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme RIF. Le théorème de Parseval stipule que la puissance d'un signal déterministe périodique dans le domaine du temps ou de la fréquence équivaut à :

$$P_M = \frac{1}{T} \int_0^T |p(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df . \quad (1.33)$$

Pour la réponse impulsionnelle échantillonnée  $p(k)$ , la puissance moyenne est définie par :

$$P_M = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{M_F \cdot N_F} p(k)^2 . \quad (1.34)$$

La puissance crête calculée à partir de la réponse impulsionnelle échantillonnée  $p(k)$  est donnée par :



$$P_C = \max_{1 \leq j \leq N_F} \left\{ \sum_{i=1}^{M_F} |p_{ij}(k)| \right\}^2 . \quad (1.35)$$

La puissance crête correspond à la valeur maximale mise au carrée de la superposition de la valeur absolue des symboles couverts par le filtre. La figure 19 permet de visualiser la superposition de la valeur absolue des 8 symboles d'un filtre RC ( $M_F=8$ ,  $N_F=8$ ,  $\alpha=0.5$ ) et le résultat de leur addition. Cette figure est en tout point identique à la figure 18, démontrant la validité du calcul de la puissance crête à partir de la réponse impulsionnelle.

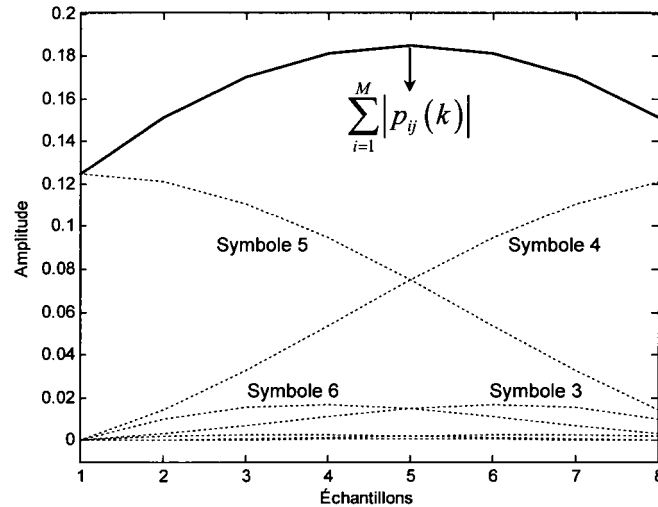


Figure 19 Amplitude crête maximale calculée à partir de la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme

Puisque la mesure du RPCPM est effectuée au niveau de l'émetteur, le filtre  $h_T(t)$  de type RRC est considéré. Le RPCPM est une autre mesure de la plage dynamique du signal filtré et est défini par :

$$RPCPM = \frac{P_C}{P_M} = \frac{\max_{1 \leq j \leq N_F} \left\{ \sum_{i=1}^{M_F} |p_{ij}(k)| \right\}^2}{\frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{M_F \cdot N_F} p(k)^2} . \quad (1.36)$$

La figure 20 affiche le RPCPM en fonction du facteur d'excès de bande passante pour une séquence filtrée par un filtre RRC de 8,16 et 32 symboles. Le RPCPM est calculé à partir de la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme RRC. Dans le but de vérifier la validité du calcul, la figure 20 montre également le RPCPM d'une séquence binaire calculée à partir de la définition de la puissance moyenne (équation 1.31) et de la puissance crête (équation 1.32) de la séquence filtrée  $b(t)$ . La figure 20 prouve que le RPCPM calculé à partir de l'équation 1.36 correspond exactement au RPCPM calculé à partir de la séquence filtrée  $b(t)$ . De plus, la diminution du facteur d'excès de bande passante et l'augmentation du nombre de symboles entraînent un RPCPM plus élevé.

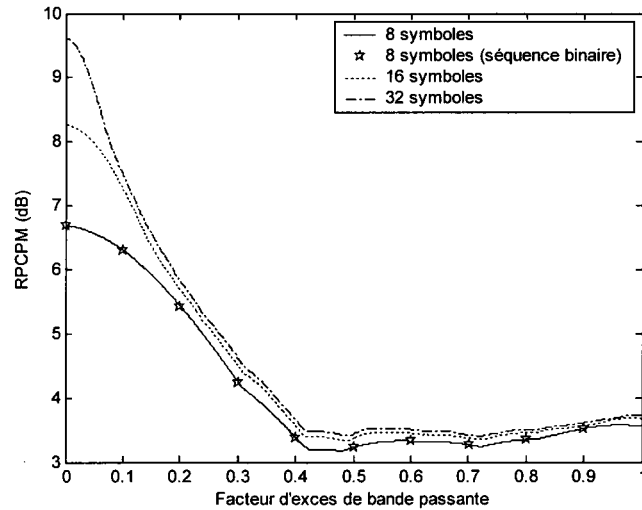


Figure 20 RPCPM d'une séquence binaire filtrée par le filtre RRC selon le facteur d'excès de bande passante

La figure 21 illustre le RPCPM lorsque qu'une fenêtre de Blackman est appliquée au filtre RRC. Pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 0.4, l'application de la fenêtre de Blackman se traduit par une diminution du RPCPM d'au moins 2 dB.

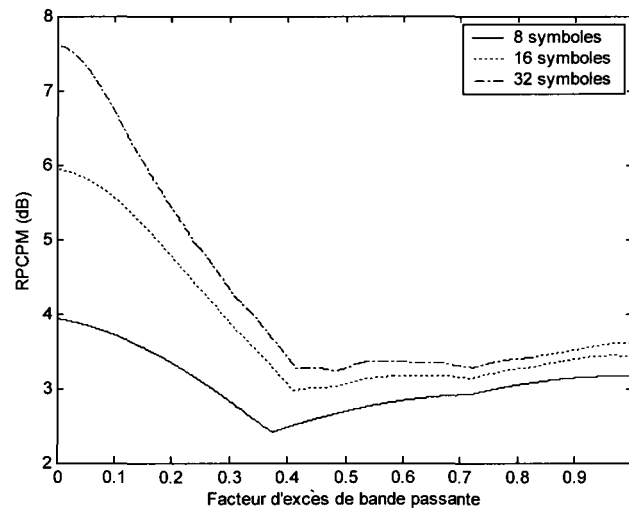


Figure 21 RPCPM d'une séquence binaire filtrée en par le filtre RRC Blackman selon le facteur d'excès de bande passante

## 1.6 Conclusion

La plupart des systèmes de communication modernes sont basés sur le premier critère de Nyquist et utilisent des filtres de type RRC à l'émetteur et au récepteur. Le filtre équivalent est obtenu par la convolution des filtres RRC et possède une interférence entre symboles nulle.

Le facteur d'excès de bande passante  $\alpha$  permet d'ajuster la bande passante du signal émis et influence la gigue crête à crête, l'amplitude crête et le RPCPM de la séquence filtrée. En plus d'influencer ces paramètres, le nombre de symboles couverts par le filtre numérique a un impact direct sur l'atténuation en bande coupée. L'application d'une

fenêtre de Blackman permet de réduire le RPCPM et d'augmenter l'atténuation en bande coupée. Par contre, la bande passante requise est également augmentée.

## **CHAPITRE 2**

### **REVUE DE LA LITTÉRATURE**

#### **2.1 Introduction**

Les premiers articles traitant de l'optimisation des filtres de mise en forme ont été publiés à la fin des années 60 [9-10-11]. Un regain d'intérêt s'est manifesté au courant des années 80 [12-13-19-25] et récemment, une nouvelle vague de publications [14-15-16-17-18-20-21-23-24] sur l'optimisation des filtres de mise en forme a permis d'identifier des filtres plus performants que les traditionnels filtres cosinus surélevé. Dans ce chapitre, les principaux travaux sur l'optimisation des filtres de mise en forme sont répertoriés. Une analyse de trois différents critères d'optimisation est effectuée et une étude comparative de la performance des filtres optimisés est fournie.

#### **2.2 Critères d'optimisation des filtres de mise en forme**

Le tableau I regroupe les recherches les plus significatives effectuées sur l'optimisation des filtres de mise en forme et mentionne les critères d'optimisation, les auteurs, l'année de publication et les références correspondantes.

Tableau I

Critères d'optimisation des filtres de mise en forme, auteurs et année de publication

<b>Critère d'optimisation</b>	<b>Auteur (s)</b>	<b>Année</b>	<b>Référence</b>
Minimisation de l'amplitude crête	Amoroso, Montagnana	1967	[9]
Minimisation de la sensibilité aux erreurs causées par la gigue de phase	Franks	1968	[10]
	Hill	1974	[11]
	Grami, Pasupathy	1987	[12]
	Scanlan	1992	[13]
	Farhang-Boroujeny, Mathew	1996	[14]
	Yeo, Farhang-Boroujeny	1997	[15]
	Beaulieu, Tan, Damen	2001	[16]
	Mneina, Martens	2002	[17]
	Assalini, Tonello	2004	[18]
Maximisation de l'énergie dans le lobe principal	Tugbay, Panayirci	1987	[19]
	Tugbay, Panayirci	1998	[20]
	Panayirci, Ozugur, Caglar	1999	[21]
Minimisation de la variation du délai de groupe	Hassan, Ragheb	1996	[22]
	Mneina, Martens	2002	[23]
	Mneina, Martens	2004	[24]
Critères multiples	Sousa, Pasupathy	1983	[25]

La minimisation de l'amplitude crête est le critère d'optimisation qui ressemble le plus à la réduction du RPCPM. La formulation du problème d'optimisation et les caractéristiques temporelles et fréquentielles du filtre proposé par Amoroso et Montagnana [9] sont étudiées à la section 2.2.1.

Le critère d'optimisation le plus recensé dans la littérature scientifique est la réduction de la sensibilité à la gigue de phase. L'intérêt pratique des filtres ainsi optimisés est grand puisque la gigue de phase affecte tous les systèmes de synchronisation. Combinées au bruit additif induit par le canal de transmission, ces variations de phases peuvent provoquer des erreurs de décodage. Les propriétés du filtre décrit par Beaulieu, Tan et Damen [16] sont analysées à la section 2.2.2.

L'analyse détaillée des réponses impulsionnelles obtenues à partir des critères d'optimisation répertoriés révèle que l'énergie contenue dans le lobe principal (de  $-T$  à  $T$ ) par rapport à l'énergie totale est plus grande que pour un filtre cosinus surélevé équivalent. La maximisation de l'énergie dans le lobe principal est le critère d'optimisation retenu par Tugbay et Panayirci [19]. Les résultats de leurs recherches sont présentés à la section 2.2.3.

Les travaux sur la diminution de la variation du délai de groupe ciblent à l'origine la réalisation de filtres de mise en forme analogique. Les fonctions de transfert suggérées par les auteurs peuvent toutefois être discrétisées et réalisées par des filtres de type RIF. Une étude effectuée par Mneina et Martens [24] montre qu'un filtre optimisé à partir de ce critère possède une très bonne immunité aux variations du temps d'échantillonnage.

Le critère d'optimisation multiple formulé par Sousa et Pasupathy est une combinaison des critères I et II de Nyquist et du critère de robustesse à l'imprécision du temps d'échantillonnage. Les performances obtenues sont un compromis entre une gigue crête à crête minimale et des ouvertures verticales et horizontales maximales du diagramme de l'oeil.

### **2.2.1 Réduction de l'amplitude crête**

Amoroso et Montagnana définissent l'amplitude crête du signal filtré comme :

$$V_0(t_0) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |p(kT) + t_0|, \quad (2.1)$$

où  $T$  est le taux de transfert,  $p(t)$  la réponse impulsionnelle du filtre,  $t_0$  correspond à la moitié du taux de symbole ( $t_0 = T/2$ ) et  $k$  est un nombre entier. Pour un filtre RIF, cette formulation est équivalente à celle donnée par l'équation 1.35, avec  $V_0(t_0) = \sqrt{P_C}$ .

La première contrainte d'optimisation est appliquée à la réponse impulsionnelle pour que l'amplitude à l'instant  $t = 0$  soit unitaire :

$$p(0) = 1. \quad (2.2)$$

Dans le domaine fréquentiel, cette contrainte peut s'exprimer selon :

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(f) df = 1. \quad (2.3)$$

La deuxième contrainte est que l'interférence entre symboles de la réponse impulsionnelle soit nulle :

$$p(kT) = 0, \quad k \neq 0, \quad (2.4)$$

où  $k$  est un nombre entier. La combinaison de la première et de la deuxième contrainte peut être exprimée par l'équation 1.2 et correspond au critère I de Nyquist.

La dernière contrainte est que la bande passante du filtre soit proportionnelle au facteur d'excès de bande passante  $\alpha$  :

$$P(f) = 0, \quad |f| > (1 + \alpha)/2T. \quad (2.5)$$

Par un procédé heuristique, les auteurs montrent que la réponse impulsionnelle qui minimise l'amplitude crête est :



$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{(\pi t/T)} \frac{\sin(\alpha \pi t/T)}{(\alpha \pi t/T)}. \quad (2.6)$$

La réponse en fréquence est donnée par :

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T \\ \frac{T}{2} + \frac{1/(2T) - |f|}{\alpha/T}, & (1-\alpha)/2T \leq |f| \leq (1+\alpha)/2T \\ 0, & |f| > (1+\alpha)/2T \end{cases} \quad (2.7)$$

Pour un facteur d'excès de bande passante de 1, le filtre développé par Amoroso et Montagnana est optimal puisque l'amplitude crête du signal filtré est alors unitaire. Par contre, pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 1, leur filtre est sous-optimal [25]. Les réponses temporelle et fréquentielle idéales du filtre optimisé avec un facteur d'excès de bande passante de 0.5 sont présentées à la figure 22.

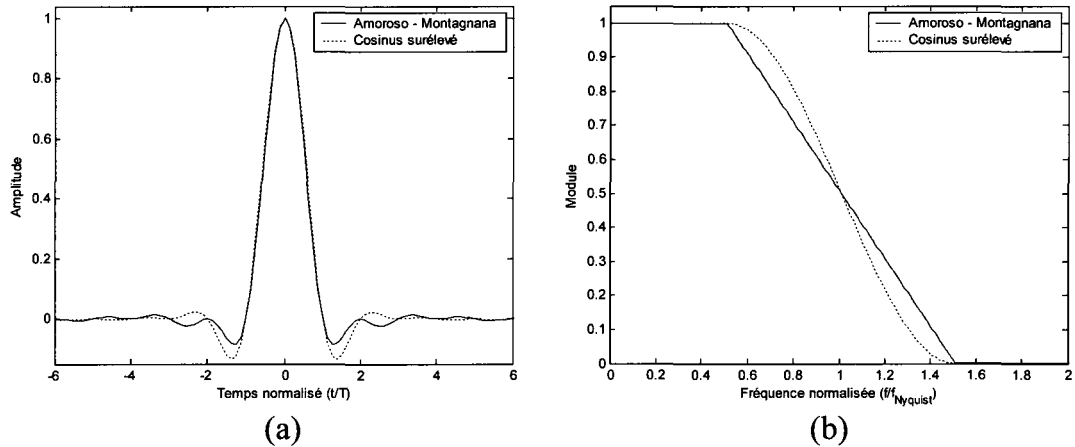


Figure 22 Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé d'Amoroso et Montagnana pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5

### 2.2.2 Minimisation de la probabilité d'erreur due à l'imprécision du temps d'échantillonnage

Beaulieu, Tan et Damen [16] proposent un filtre dont l'amplitude des lobes secondaires de la réponse impulsionnelle est plus faible que celle du filtre cosinus surélevé. Les auteurs ne mentionnent pas la fonction objectif ni les contraintes d'optimisation, mais fournissent les réponses temporelle et fréquentielle du filtre optimisé :

$$p(t) = 2B \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \frac{4\beta\pi t \sin(2\pi B\alpha t) + C^2 \cos(2\pi B\alpha t) - C^2}{4\pi^2 t^2 + C^2} \quad (2.8)$$

et

$$P(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)1/2T \\ \exp\{-C[f - B(1-\alpha)]\}, & (1-\alpha)1/2T \leq |f| \leq 1/2T, \\ 1 - \exp\{-C[B(1-\alpha) - f]\}, & 1/2T \leq |f| \leq 1/2T(1+\alpha) \\ 0, & 1/2T(1+\alpha) \leq |f| \end{cases} \quad (2.9)$$

où  $B = 1/2T$  et  $C = \ln(2)/(\alpha B)$ .

Les réponses impulsionnelle et fréquentielle idéales du filtre de Beaulieu, Tan et Damen sont affichées à la figure 23.

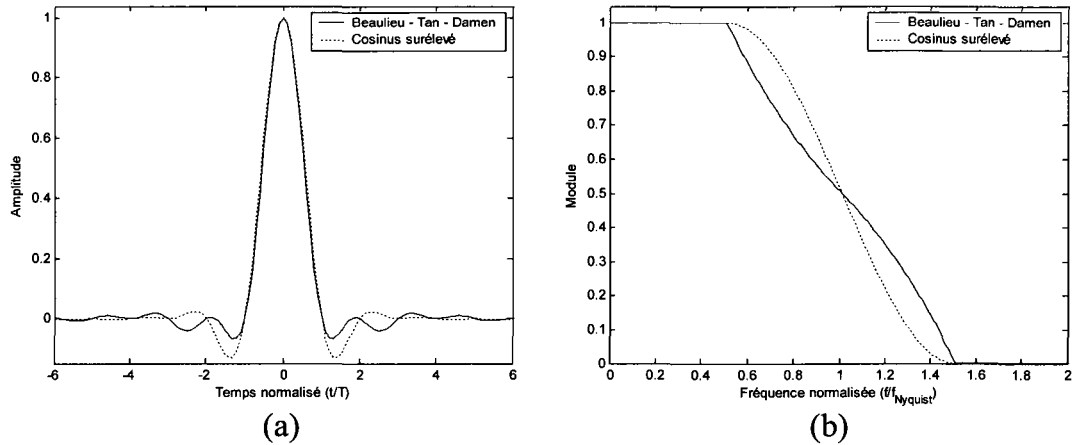


Figure 23 Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé de Beaulieu, Tan et Damen pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5

### 2.2.3 Maximisation de l'énergie du lobe principal

Panayirci et Tugbay [1987] ont optimisé le filtre cosinus surélevé en maximisant l'énergie dans le lobe principal par rapport à l'énergie totale contenue dans la réponse temporelle du filtre de mise en forme.

L'énergie de la réponse impulsionnelle dans le lobe principal est donnée par :

$$E_i = \int_{-\sigma T}^{\sigma T} p^2(t) dt, \quad (2.10)$$

où  $\sigma$  représente un nombre réel positif.

L'énergie de la réponse impulsionnelle correspond à :

$$E_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) dt. \quad (2.11)$$

La fonction objectif de l'optimisation se résume à :

$$\max \frac{E_i}{E_0}. \quad (2.12)$$

La contrainte principale est que l'interférence entre symboles soit nulle. Tel que démontré au chapitre 1, cette condition formulée dans le domaine fréquentiel équivaut à :

$$\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P\left(f - \frac{k}{T}\right) = 1. \quad (2.13)$$

Une contrainte permettant de spécifier la bande passante, la bande de transition et la bande coupée est également formulée comme suit :

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T \\ 0, & |f| > (1+\alpha)/2T \end{cases}. \quad (2.14)$$

L'optimisation est effectuée par la méthode des multiplicateurs de Lagrange [26] et les coefficients du filtre sont obtenus par un algorithme numérique [27]. Tugbay et Panayirci n'obtiennent pas de forme analytique pour représenter les réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre optimisé, mais fournissent un résultat d'optimisation pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5 avec  $\sigma = 1$ . La figure 24 montre les caractéristiques temporelles et fréquentielles de l'exemple donné par les auteurs. Les filtres optimisé et cosinus surélevé sont respectivement identifiés par « optimum pulse » et par « raised-cosine ». L'amplitude du filtre optimisé est normalisée pour que l'énergie de la réponse impulsionnelle soit la même que celle du filtre cosinus surélevé. Le dépassement entre 0 et  $(1-\alpha)/(2T)$  de la réponse en fréquence du filtre optimisé par rapport à la réponse en fréquence du filtre cosinus surélevé est causé par cette normalisation.

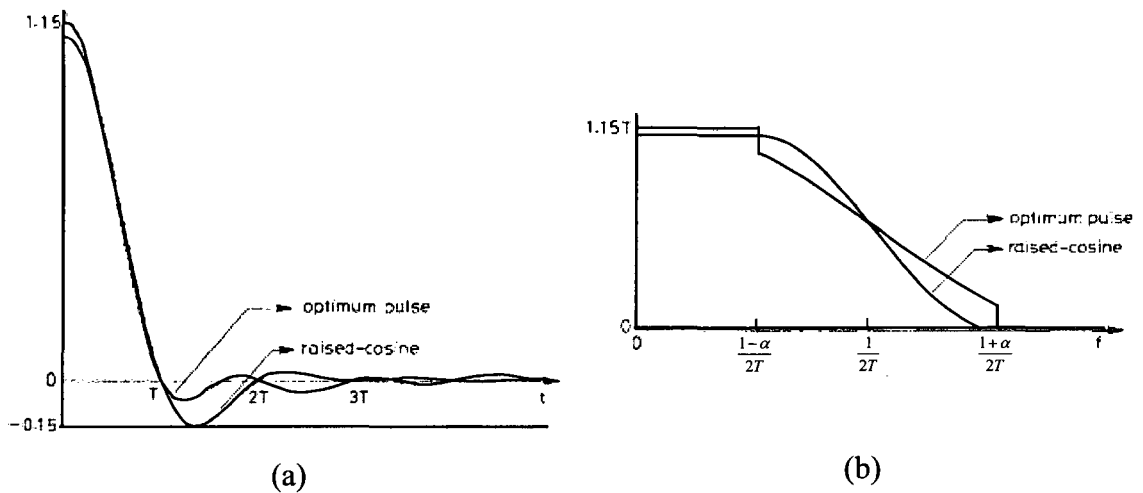


Figure 24 Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre optimisé de Tugbay et Panayirci pour un facteur d'excès de bande passante de 0.5

Dans leur article, Tugbay et Panayirci ne précisent pas les coefficients du filtre numérique optimisé. Pour les obtenir, le problème d'optimisation est formulé et résolu dans l'environnement Matlab par la méthode de programmation séquentielle quadratique (SQP) [28]. Cette méthode, décrite en détail au chapitre 4, est basée sur l'approximation du gradient et l'approximation quadratique de la fonction à optimiser. L'objectif d'effectuer l'optimisation dans le cadre du présent travail en utilisant le logiciel Matlab est double. Premièrement, l'obtention des coefficients permet la comparaison des performances du filtre de Tugbay et Panayirci aux autres filtres optimisés. Deuxièmement, il permet d'appivoiser et de valider l'algorithme SPQ qui sera utilisé pour l'optimisation des filtres RRC en fonction du RPCPM.

Le point de départ de l'optimisation est la réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé ( $M_F = 32$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.5$ ). La fonction objectif et les contraintes sont celles exprimées aux équations 2.3, 2.2 et 2.1. La figure 25 illustre les réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre obtenu par l'utilisation de l'algorithme d'optimisation SQP. Les propriétés de ce filtre sont les mêmes que celles du filtre de Tugbay et Panayirci représentées à la figure 24.

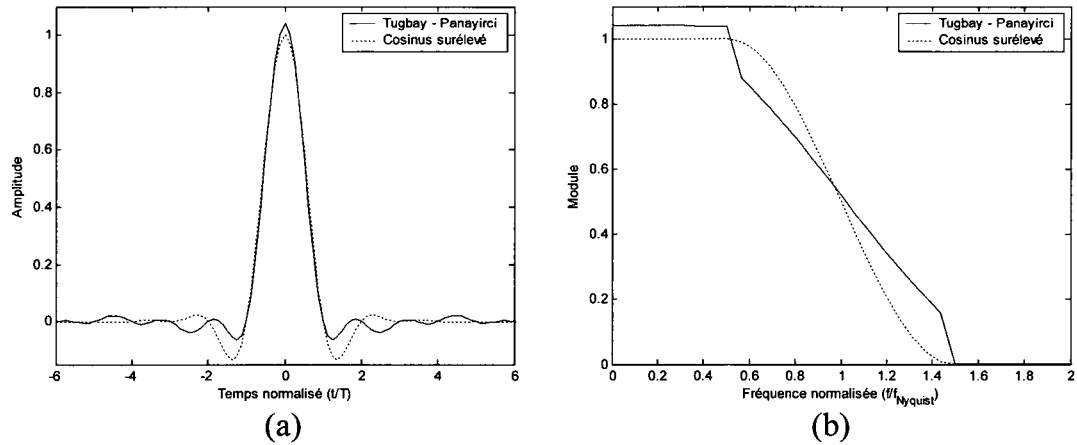


Figure 25 Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) du filtre de Tugbay et Panayirci obtenues par la méthode d'optimisation SQP avec  $\alpha = 0.5$

### 2.3 Comparaison des performances des filtres optimisés

L'application des trois critères d'optimisation choisis produit des filtres avec des caractéristiques fréquentielles facilement différenciables. Par contre, les réponses impulsionnelles des trois filtres considérés sont similaires. Les diagrammes de l'oeil tracés à la figure 26 ( $M_F = 32$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.5$ ) confirment cette observation puisque qu'ils sont presque identiques.

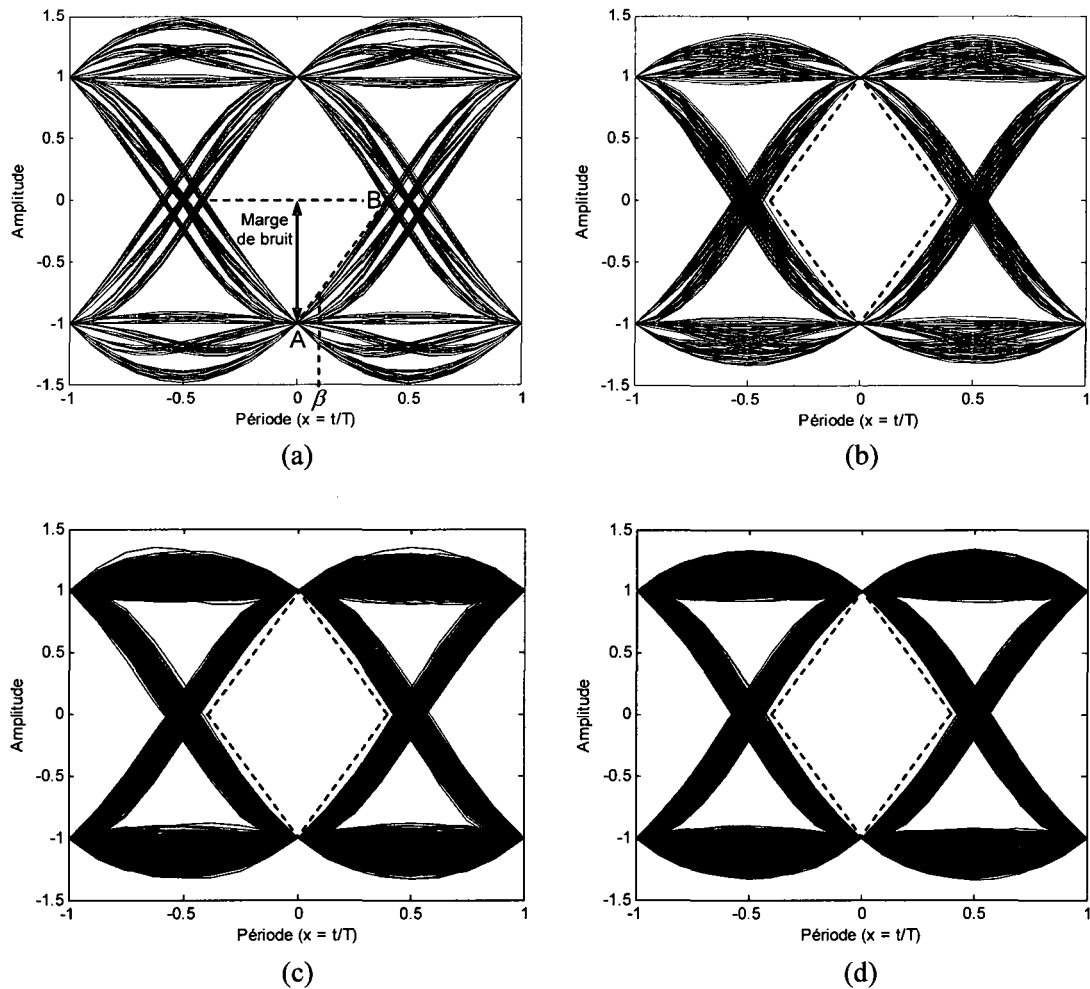


Figure 26 Diagrammes de l'oeil pour  $\alpha = 0.5$  des filtres cosinus surélevé (a), Amoroso et Montagnana (b), Tugbay et Panayirci (c) et Beaulieu, Tan et Damen (d)

La sensibilité du système de décodage des données à la gigue de phase est proportionnelle à la pente de la droite formée des points A et B représentée à la figure 26. La pente de cette droite est fonction de l'ouverture horizontale de l'oeil et en conséquence, de la gigue crête à crête du diagramme de l'oeil. Pour une même imprécision du temps d'échantillonnage  $\beta$  (figure 26-a), une pente forte entraîne une diminution plus importante de la marge de bruit et augmente la probabilité de prendre une décision erronée sur le symbole reçu.

Les losanges pointillés affichés à la figure 26 représentent l'ouverture de l'oeil du filtre cosinus surélevé. Pour les trois filtres optimisés considérés, l'ouverture de l'oeil est plus grande que celle du filtre RC et la pente de la droite A-B plus faible. La sensibilité d'un système utilisant ces filtres à l'imprécision du temps d'échantillonnage est donc moins grande.

Le tableau II affiche l'amplitude crête, la gigue crête à crête et le rapport  $E_i/E_0$  du filtre cosinus surélevé et des filtres optimisés.

L'amplitude crête est calculée à partir de la réponse impulsionnelle de chaque filtre selon la méthode exposée à la section 1.5.2 du chapitre 1. L'amplitude crête de tous les filtres optimisés est inférieure à celle du filtre cosinus surélevé. Le filtre d'Amoroso et de Montagnana n'est pas optimal en terme de réduction de l'amplitude crête puisque celui de Beaulieu, Tan et Damen produit une amplitude crête inférieure.

La mesure de gigue crête à crête est effectuée sur un diagramme de l'oeil généré à partir de  $2^{14}$  (16384) données binaires aléatoires. Le filtre d'Amoroso et de Montagnana produit la gigue crête à crête minimale.

Le rapport maximal entre l'énergie contenue dans le lobe principal ( $E_i$ ) et l'énergie totale ( $E_0$ ) de la réponse impulsionnelle est obtenu par le filtre de Tugbay et Panayirci. Tous les filtres optimisés ont un rapport  $E_i/E_0$  supérieur à celui du filtre RC.



Tableau II

Amplitude crête, gigue crête à crête et rapport  $E_i/E_o$  des filtres considérés  
 $(M_F = 32, N_F = 8, \alpha = 0.5)$

Type de filtre	Amplitude crête (V)	Gigue crête à crête (%)	$E_i/E_o$
Cosinus surélevé	1.4995	21.16	0.9806
Amoroso, Montagnana	1.3964	15.80	0.9921
Beaulieu, Tan, Damen	1.3895	15.93	0.9936
Tugbay, Panayirci	1.4726	16.48	0.9943

Il est difficile d'évaluer précisément les performances d'un filtre en terme de sensibilité à la gigue de phase uniquement à partir de l'évaluation de la gigue crête à crête et de la droite formée des points A-B. Pour une imprécision du temps d'échantillonnage  $\beta$ , la droite A-B donne seulement une approximation de la diminution de la marge de bruit. Hassan [22] propose une métrique permettant de mesurer l'erreur engendrée par une imprécision du temps d'échantillonnage. Reformulée en fonction de la séquence binaire filtrée  $b(t)$ , cette métrique peut s'écrire sous la forme :

$$E_s(\beta) = \max \left( \left[ \frac{b(kT + \beta) - b(kT)}{b(kT)} \right] \right)^2 \quad \text{avec } k = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.15)$$

où  $E_s$  est l'erreur d'échantillonnage,  $T$  le taux de symbole et  $\beta$  l'imprécision de l'instant d'échantillonnage. L'imprécision du temps d'échantillonnage est calculée en fonction de la durée  $T$  d'un symbole. Si par exemple, l'échantillonnage est effectué à  $0.05T$  et que  $T = 1$ , le paramètre  $\beta$  est égal à 0.05. La figure 27 résume les performances du filtre cosinus surélevé et des filtres optimisés par rapport à la variation du temps d'échantillonnage. L'analyse de cette figure montre que le filtre cosinus surélevé est le moins performant de tous. Le filtre suggéré par Amoroso et Montagnana est le plus

résistant à la variation du temps d'échantillonnage suivi de très près par le filtre de Beaulieu, Tan et Damen. Le filtre de Tugbay et Panayirci offre une performance similaire au filtre cosinus surélevé.

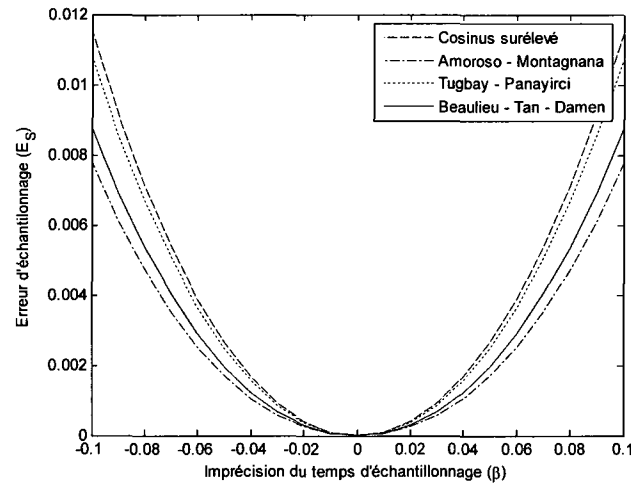


Figure 27 Erreur d'échantillonnage en fonction de l'imprécision du temps d'échantillonnage pour le filtre RC et les filtres de mise en forme optimisés ( $M_F = 32$ ,  $N_F = 100$ ,  $\alpha = 0.5$ )

Tel que démontré au chapitre 1, pour qu'un filtre RIF soit réalisable, la réponse impulsionnelle idéale doit être tronquée. L'opération de troncation affecte les propriétés de la réponse en fréquence du filtre. L'effet de la troncation est observé en multipliant la réponse impulsionnelle des filtres considérés par une fenêtre de pondération rectangulaire d'une durée de 8 symboles ( $8T$ ). Les réponses en fréquence obtenues sont illustrées à la figure 28. Le filtre cosinus surélevé est le moins affecté par la troncation puisque sa bande passante est inchangée et parce qu'il possède la plus grande atténuation en bande coupée. La troncation des filtres d'Amoroso-Montagnana et de Beaulieu-Tan-Damen entraîne une augmentation de l'excès de bande passante de 8.6%. En terme d'atténuation en bande coupée, le filtre de Tugbay et de Panayirci est le moins performant.

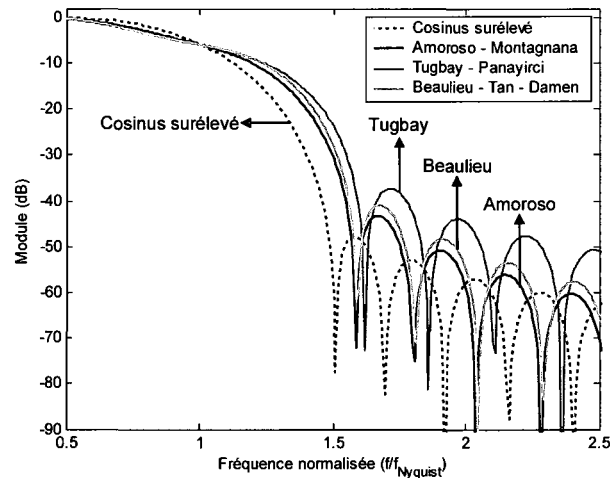


Figure 28 Effet de la troncation des filtres de mise en forme sur la réponse en fréquence ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.5$ )

## 2.4 Conclusion

Plusieurs travaux sur l'optimisation des filtres de mise en forme sont répertoriés dans la littérature scientifique. Un des critères d'optimisation le plus répandu est la diminution des erreurs causées par l'imprécision du temps d'échantillonnage.

L'étude des filtres d'Amoroso, de Tugbay et de Beaulieu montre que le filtre de mise en forme cosinus surélevé n'est pas optimal au niveau des erreurs engendrées par les variations du temps d'échantillonnage. Par contre, la bande passante du filtre cosinus surélevé n'est pratiquement pas affectée par la troncation de sa réponse impulsionnelle. Cette propriété peut expliquer en partie la présence presque exclusive de ce type de filtre dans les systèmes de communication numérique modernes.

La plupart des efforts dans la recherche d'un filtre de mise en forme optimal ont été investis dans la réduction des effets de la gigue de phase sur la probabilité d'erreur. Puisque cette mesure est effectuée au récepteur, les auteurs définissent des filtres de mise en forme respectant le critère I de Nyquist. Pour obtenir les fonctions de transfert des

filtres de l'émetteur et du récepteur, il suffit de prendre la racine carrée des réponses en fréquence proposées.

La réduction du RPCPM implique une minimisation de l'amplitude crête. Le filtre de mise en forme d'Amoroso et Montagnana permet de diminuer l'amplitude crête mais n'est pas optimal pour un facteur d'excès de bande passante inférieur à 1. De plus, l'optimisation est appliquée à une fonction de transfert  $P(f)$  alors qu'en pratique l'amplitude crête est mesurée à l'émetteur et dépend de la fonction de transfert  $\sqrt{P(f)}$ .

## CHAPITRE 3

### MODÉLISATION DU SYSTÈME DE COMMUNICATION

#### 3.1 Introduction

Ce chapitre présente les caractéristiques et les principaux composants d'un système de communication numérique à haut débit. La modélisation de l'émetteur, de l'amplificateur de puissance, du canal de transmission et du récepteur est également détaillée. À partir des critères présentés au chapitre 1 et des réglementations régissant l'émission d'un signal radio-fréquence (RF), le choix des paramètres des filtres de mise en forme est explicité.

#### 3.2 Présentation et modélisation du système de transmission

Le système de communication modélisé est présenté à la figure 29. Le codeur et le décodeur sont de type 32-QAM (modulation d'amplitude en quadrature à 32 niveaux) et opèrent à un taux de transfert  $R_s$  de 500 k symboles par seconde (kS/s). La fréquence de porteuse ( $\omega_c$ ) est de 325 MHz. À l'émetteur, les symboles sont suréchantillonnés de  $N_F$  fois par période  $T=1/R_s$  pour correspondre au taux de suréchantillonnage du filtre de mise en forme. La mise en forme des signaux en phase et en quadrature à la sortie du codeur est effectuée par des filtres racine de cosinus surélevé. La modulation en quadrature est réalisée à partir de deux signaux sinusoïdaux orthogonaux. La chaîne de traitement à l'émetteur se termine par un convertisseur numérique analogique (CNA) et un amplificateur de puissance (AP). Le canal de transmission modélisé est de type bruit blanc gaussien additif. Au récepteur, le signal subit une conversion analogique numérique (CAN) avant d'être démodulé, filtré puis décodé.

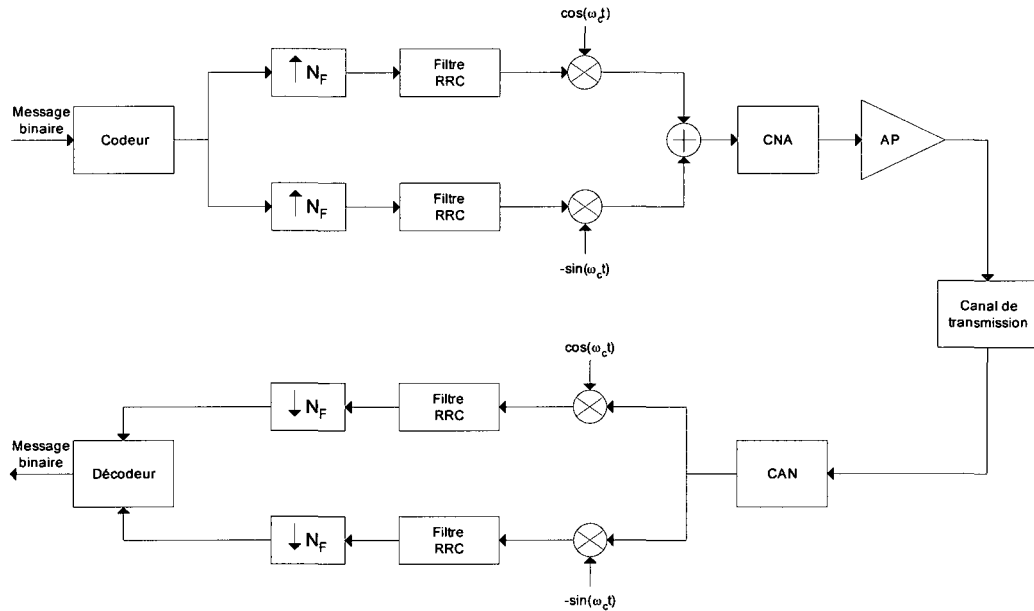


Figure 29 Représentation du système de communication numérique modélisé

### 3.2.1 Le codeur

La modulation M-QAM assure l'encodage de  $\log_2(M)$  données binaires par symbole. Pour une modulation 32-QAM, 5 données binaires sont encodées par symbole. En associant la partie réelle d'un nombre complexe au composant en phase et la partie imaginaire au composant en quadrature, le signal à la sortie du codeur peut être représenté par :

$$s_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - kT) + \sum_{k=0}^{\infty} j b_k \delta(t - kT) , \quad (3.1)$$

où  $a_k$  est le niveau d'amplitude du composant en phase et  $b_k$  est le niveau d'amplitude du composant en quadrature.

### 3.2.2 La mise en forme du signal

L'opération de mise en forme du signal se traduit par le filtrage de la séquence codée  $s_c(t)$ . Préalablement au filtrage, une interpolation de  $N_F$  échantillons par période  $T$  ajuste la fréquence d'échantillonnage du signal  $s_c(t)$  au taux de suréchantillonnage du filtre de mise en forme. À la sortie des filtres RRC, le signal est représenté par :

$$s_f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k p(t - kT) + \sum_{k=0}^{\infty} j b_k p(t - kT) = s_i(t) + j s_q(t) , \quad (3.2)$$

où  $p(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre racine de cosinus surélevé et  $T$ , la période d'échantillonnage.

### 3.2.3 Modulation en quadrature

Le signal modulé peut être exprimé par :

$$s_m(t) = s_i(t) \cos(\omega_c t) - s_q(t) \sin(\omega_c t) , \quad (3.3)$$

où  $\omega_c$  est la fréquence de la porteuse. Dans l'environnement de simulation, la modulation en quadrature est représentée par des nombres complexes.

### 3.2.4 Conversion numérique analogique

Les opérations de codage et de modulation sont effectuées dans le domaine numérique. Pour être amplifié et transmis, le signal numérique est transformé en un signal analogique par le CNA. La résolution du CNA détermine le rapport signal à bruit de quantification et l'atténuation en bande coupée des filtres d'émission. Dans le cadre de ce travail, un convertisseur idéal avec une résolution infinie est modélisé.

### 3.2.5 Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est modélisé d'après ses courbes de distorsion AM/AM et AM/PM. La courbe de linéarité est tracée à partir de la caractéristique AM/AM. En fonction du point de saturation et du niveau d'opération moyen, le recul et l'efficacité énergétique de l'amplificateur peuvent être évalués.

#### 3.2.5.1 Caractéristiques AM/AM et AM/PM

L'amplificateur de puissance pratique possède une fonction de transfert non linéaire affectant l'amplitude et la phase du signal de sortie. Le signal d'entrée est défini par :

$$s_a(t) = r(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) , \quad (3.4)$$

où  $r(t)$  est l'enveloppe du signal et  $\theta(t)$ , une phase initiale arbitraire. Le signal à la sortie de l'amplificateur peut être exprimé selon [29] :

$$y(t) = O\{s_a(t)\} = F[r(t)] \cdot \cos\{2\pi f_c t + \theta(t) + \Phi[r(t)]\} , \quad (3.5)$$

où  $O\{s_a(t)\}$  représente l'opération d'amplification,  $F[\cdot]$  correspond à la fonction de transfert reliant l'amplitude d'entrée à l'amplitude de sortie (caractéristique AM/AM) et  $\Phi[\cdot]$  à la fonction de transfert définissant la relation entre l'amplitude d'entrée et la phase de sortie (caractéristique AM/PM).

Les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur de puissance affichées à la figure 30 sont obtenues à partir de mesures effectuées sur la radio militaire GRC-245 de la compagnie Ultra-Electronics TCS. Le gain de l'amplificateur est normalisé à un gain unitaire (0 dB).



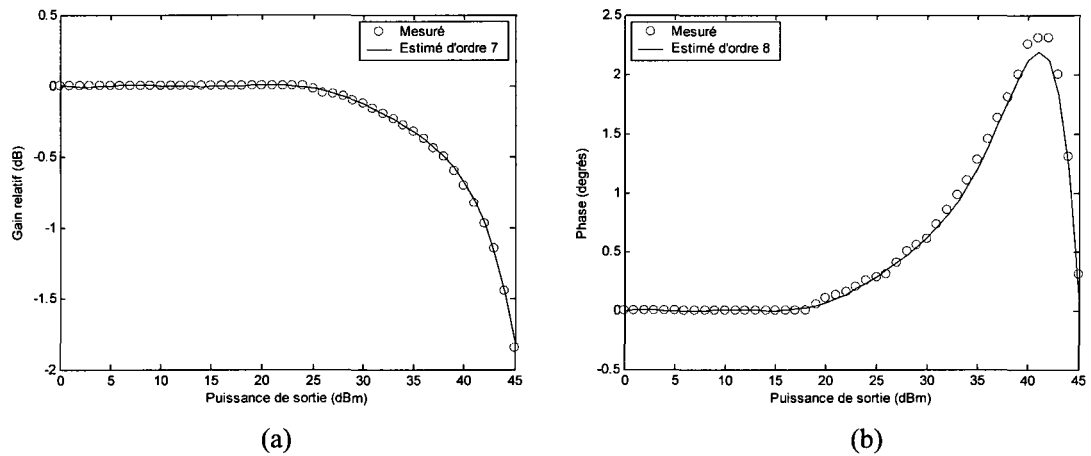


Figure 30 Courbes de distorsion d'amplitude AM/AM (a) et de phase AM/PM (b) mesurées et estimées

La fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur modélisé est illustrée à la figure 30 (a). La zone d'opération linéaire de l'amplificateur se situe entre 0 et 24 dBm. La caractéristique AM/PM de l'amplificateur est représentée à la figure 30 (b). La distorsion de phase débute environ à un niveau de puissance de sortie de 19 dBm.

Plusieurs modèles mathématiques ont été développés pour représenter les fonctions AM/AM et AM/PM d'un amplificateur de puissance. Les modèles de Saleh [30], Ghorbani [31] et Rapp [32] permettent d'approximer les distorsions en amplitude et en phase de l'amplificateur à partir d'une équation comportant de 2 à 4 paramètres. La simplicité de ces modèles rend possible l'évaluation en temps réel des caractéristiques de l'amplificateur et l'application de techniques de compensation telles que la pré-distorsion ou le « feedforward ».

Puisque le système de communication est uniquement simulé et que la puissance de calcul disponible est élevée, la modélisation est plutôt basée sur l'interpolation polynomiale des courbes mesurées. L'outil d'analyse et de lissage de courbe « Basic fitting » du logiciel Matlab est utilisé pour obtenir des polynômes de degré 7 et de degré

8 représentant le gain relatif  $G_R(x)$  et la distorsion de phase  $P_D(x)$  en fonction de la puissance d'entrée :

$$\begin{aligned} G_R(x) &= -4.442 \cdot 10^{-10} x^7 + 6.139 \cdot 10^{-8} x^6 - 3.317 \cdot 10^{-6} x^5 + 8.758 \cdot 10^{-5} x^4 \\ &\quad - 1.175 \cdot 10^{-3} x^3 + 7.519 \cdot 10^{-3} x^2 - 1.840 \cdot 10^{-2} x + 7.725 \cdot 10^{-3} , \\ P_D(x) &= -8.556 \cdot 10^{-11} x^8 + 1.289 \cdot 10^{-8} x^7 - 7.8164 \cdot 10^{-7} x^6 + 2.439 \cdot 10^{-5} x^5 \\ &\quad - 4.148 \cdot 10^{-4} x^4 + 3.799 \cdot 10^{-3} x^3 - 1.718 \cdot 10^{-2} x^2 + 3.015 \cdot 10^{-2} x - 8.141 \cdot 10^{-3} . \end{aligned} \quad (3.6)$$

Le résultat de l'approximation des courbes AM/AM et AM/PM par cette méthode est illustré à la figure 30.

L'effet des non-linéarités provoquées par l'amplificateur sur le signal de sortie est introduit en calculant l'atténuation et la distorsion de phase en fonction de la puissance instantanée du signal d'entrée. Si  $P_{in}$  représente la puissance instantanée à l'entrée de l'amplificateur, le signal de sortie s'exprime comme suit :

$$y(x) = (P_{in} - G_R(x)) \cdot e^{\frac{jP_D(x)\pi}{180}} . \quad (3.7)$$

Par exemple, pour un niveau d'entrée de 38 dBm, l'évaluation de la puissance et de la phase de sortie donne :

$$y(38) = (38 - 0.4975) \cdot e^{\frac{j1.78\pi}{180}} = 37.5e^{j0.03} (dB) . \quad (3.8)$$

### 3.2.5.2 Courbe de linéarité

La courbe de linéarité explicite la relation entre la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance d'entrée. Les courbes de linéarité de l'amplificateur modélisé et d'un amplificateur idéal sont présentées à la figure 31. Le recul d'un amplificateur est la différence entre le point de saturation et la puissance moyenne d'opération. Le point de saturation est le niveau de sortie pour lequel une augmentation de la puissance d'entrée

n'entraîne pas une augmentation de la puissance de sortie. La puissance moyenne est définie par :

$$P_M = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 dt , \quad (3.9)$$

où  $S(f)$  est la densité spectrale de puissance du signal émis. Le point de saturation de l'amplificateur modélisé est de 44.31 dBm. Pour un niveau d'opération moyen de 36.42 dBm, le recul est de 7.89 dB.

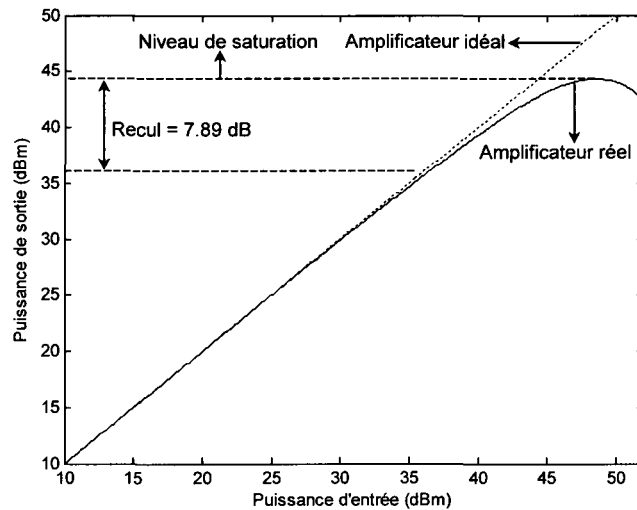


Figure 31 Courbes de linéarité de l'amplificateur de puissance modélisé et d'un amplificateur idéal

### 3.2.5.3 Efficacité énergétique

La grande plage dynamique des signaux M-aire modulés en quadrature impose l'utilisation d'amplificateurs de puissance linéaires. Bien qu'énergétiquement moins efficaces que les amplificateurs de classe AB et C, les amplificateurs de classe A possèdent une linéarité supérieure. L'efficacité d'un amplificateur de puissance de classe

A est fonction du niveau de saturation ( $V_{SAT}$ ), du recul et de la tension d'alimentation ( $V_{CC}$ ) [33] :

$$\eta = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{SAT} - \text{recul}}{V_{CC}} \right)^2 . \quad (3.10)$$

Le pourcentage d'efficacité en fonction du recul présenté à la figure 32 est obtenu en posant  $V_{SAT} = V_{CC}$ . Dans ces conditions, l'efficacité maximale d'un amplificateur de classe A est 50%. Pour un niveau de recul de 7.89 dB, l'efficacité énergétique est 8.13%.

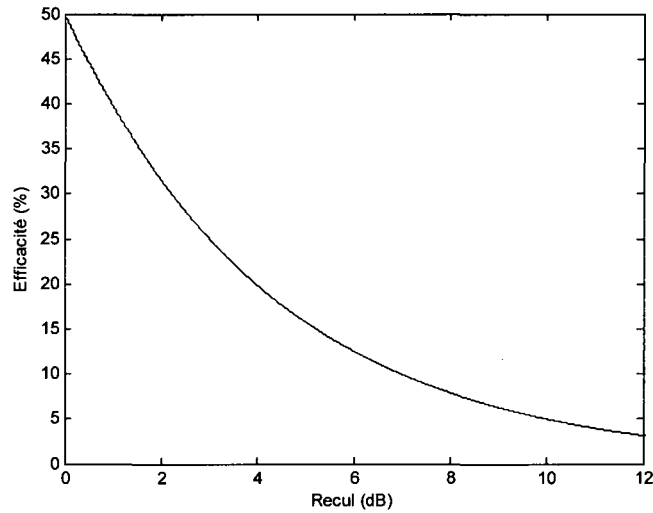


Figure 32 Efficacité énergétique en fonction du recul

### 3.2.6 Canal de transmission à bruit blanc gaussien additif (AWGN) sans mémoire

Le bruit thermique peut être représenté par une variable aléatoire de distribution gaussienne. Le signal aléatoire  $z$  à la sortie du canal de transmission est composé de la somme d'un niveau de tension continue  $a_i$  (l'amplitude instantanée du signal modulé) et de la variable aléatoire  $n$  de moyenne nulle [34] :

$$z = a_i + n \quad . \quad (3.11)$$

La fonction de densité de probabilité est alors :

$$p(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-a_i}{\sigma}\right)^2} , \quad (3.12)$$

où  $\sigma^2$  correspond à la variance de la variable aléatoire  $n$ .

Une particularité du bruit thermique est que sa densité spectrale est constante. Dans la bande de fréquence d'intérêt (100 MHz à 1 GHz), la densité spectrale du bruit est définie par :

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \text{Watt/Hz} \quad . \quad (3.13)$$

Le bruit thermique est composé à part égale de toutes les fréquences et est qualifié de « blanc » par analogie à la lumière blanche qui renferme l'ensemble des couleurs.

La fonction d'autocorrélation du bruit blanc est calculée à partir de sa transformée de Fourier inverse :

$$R_n(\tau) = F^{-1}\{G_n(f)\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad . \quad (3.14)$$

Puisque  $R_n(\tau)$  est égal à 0 pour  $\tau \neq 0$ , ceci implique que deux échantillons de bruit différents (décalés de  $\tau > 0$ ) sont non corrélés. Le bruit thermique affecte donc chaque symbole transmis de façon indépendante. Étant donné que la sortie du canal de transmission ne dépend que de la valeur présente du bruit et du signal d'entrée, celui-ci est « sans mémoire ».

Le canal est dit « additif » parce que le bruit est superposé au signal d'entrée. La figure 33 montre le schéma équivalent du canal de transmission.

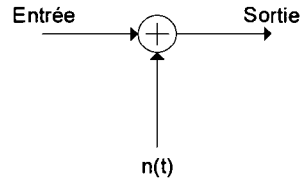


Figure 33 Représentation du canal de transmission

La puissance du bruit correspond à la variance de la variable aléatoire  $n(t)$  et est ajustée en fonction du rapport  $E_b/N_0$  spécifié.

### 3.2.7 Récepteur

Pour les simulations, le convertisseur analogique numérique du récepteur est considéré idéal. Puisque la modulation en quadrature est représentée par des nombres complexes, la démodulation consiste simplement à séparer la partie réelle et la partie imaginaire du signal reçu. La convolution des filtres de mise en forme RRC de l'émetteur et du récepteur résulte en un filtre RC global répondant au critère de Nyquist I. Le bloc de décimation par  $N_F$  assure l'échantillonnage du signal reçu à chaque  $T$  seconde. Les décisions sur les symboles émis prises par le décodeur M-QAM sont basées sur la corrélation entre le signal reçu et les valeurs en phase et en quadrature des  $M$  niveaux possibles.

### 3.3 Application d'un masque fréquentiel

La transmission d'ondes radio est régie par des organismes gouvernementaux tel que le CRTC pour le Canada et le FCC pour les États-Unis. Selon la fréquence d'émission choisie et le type de modulation, un masque fréquentiel impose les limites d'opération. Les spécifications du masque fréquentiel s'appliquant au système modélisé sont présentées à la figure 34.

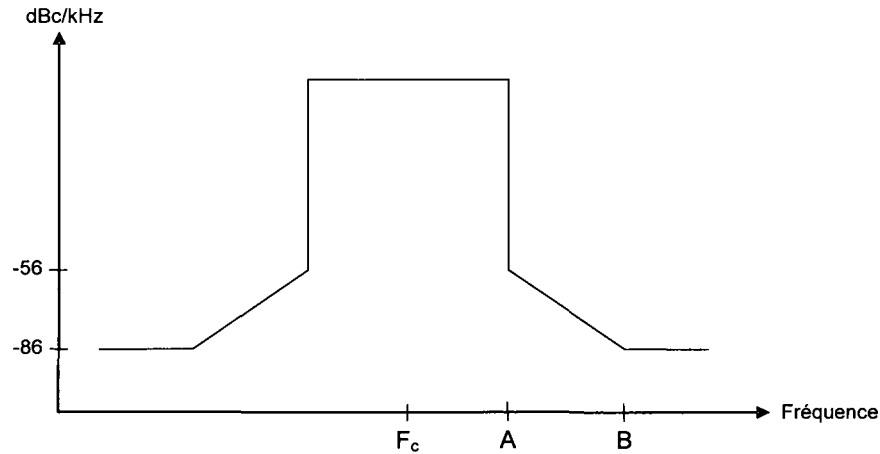


Figure 34 Masque fréquentiel s'appliquant au système modélisé

La fréquence  $F_c$  est la fréquence de porteuse du signal modulé. Généralement, la fréquence  $A$  correspond à  $F_c + R_s$  et la fréquence  $B$  à  $F_c + 2R_s$ . Pour un taux de symboles 500 kSps et une fréquence de porteuse de 325 MHz, la fréquence  $A$  est de 325.5 MHz et la fréquence  $B$  de 326 MHz.

L'atténuation aux points  $A$  et  $B$  est exprimée en dBc/kHz. Pour la convertir en dB, la puissance moyenne du signal et l'atténuation par largeur de bande de résolution doivent être déterminées. La puissance moyenne du signal est définie à l'équation 3.9. La largeur de bande de résolution ( $LBR$ ) est le rapport entre la largeur de bande ( $LB$ ) et la résolution ( $R$ ) de l'analyse fréquentielle :

$$LBR = \frac{LB}{R} . \quad (3.15)$$

En simulation, la largeur de bande bilatérale ( $LB$ ) est proportionnelle au taux de suréchantillonnage ( $N_F$ ) et au taux de symboles par secondes ( $R_s$ ) :

$$LB = R_s \cdot N_F \quad . \quad (3.16)$$

La résolution ( $R$ ) de l'analyse spectrale unilatérale correspond au nombre de points de la transformée de Fourier numérique. L'atténuation par largeur de bande de résolution est donnée par :

$$\text{Atténuation par } LBR = 10 \log \left( 10^{\frac{-Att(\text{dBc/kHz})}{10}} \cdot LBR(\text{kHz}) \right) , \quad (3.17)$$

où  $Att$  correspond au niveau spécifié en dBc/kHz et  $LBR$  est exprimé en kHz. Le calcul d'atténuation par largeur de bande de résolution peut être effectué directement en décibel :

$$\text{Atténuation par } LBR = -Att(\text{dBc/kHz}) + 10 \log(LBR) \quad . \quad (3.18)$$

Les limites du masque en puissance sont calculées à partir de :

$$Att.(\text{dB}) = P_M - \text{atténuation par } LBR = P_M - Att(\text{dBc/kHz}) + 10 \log(LBR) \quad . \quad (3.19)$$

La densité spectrale de puissance d'un signal 32-QAM est identique à la réponse en fréquence du filtre de mise en forme de l'émetteur. La figure 35 illustre les réponses impulsionnelle et fréquentielle d'un filtre de mise en forme RRC Blackman possédant un facteur d'excès de bande passante de 0.3, un suréchantillonnage de 8 et s'étalant sur 8 symboles.



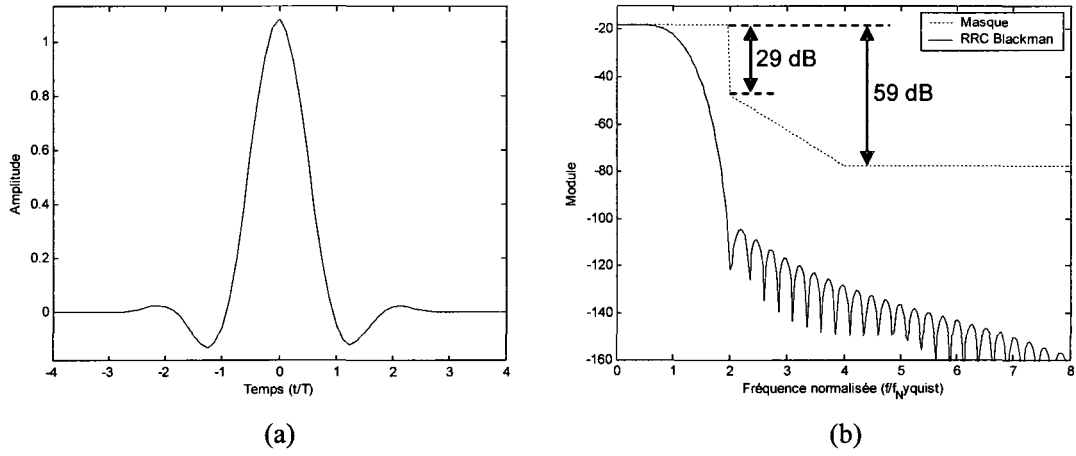


Figure 35 Réponse impulsionnelle (a) et fréquentielle (b) du filtre de mise en forme racine de cosinus surélevé ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.3$ )

La puissance moyenne du signal peut être calculée à partir de la réponse impulsionnelle  $p(t)$  et de la réponse impulsionnelle échantillonnée  $p(k)$  :

$$P_M = \frac{1}{T} \int_0^T |p(t)|^2 dt = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F \cdot M_F} p(k)^2 = 0.9284 = -0.32 \text{ dB} . \quad (3.20)$$

La puissance moyenne peut également être déterminée dans le domaine de la fréquence :

$$P_M = \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df = \frac{M_F}{q} \sum_{n=1}^{N_p} P(n)^2 = 0.9284 = -0.32 \text{ dB} , \quad (3.21)$$

où  $N_p$  est le nombre de points de la FFT. Pour  $M_F = N_F = 8$ , le nombre de coefficients du filtre est de 64. La FFT est définie sur 512 points. Le rapport  $q$  entre le nombre de points de la FFT et le nombre de coefficients du filtre équivaut à  $512/64 = 8$ .

En simulation, la largeur de bande de résolution d'un système fonctionnant à un taux de symboles de 500 kSps avec un facteur de suréchantillonnage de 8 est donnée par :

$$LBR = \frac{LB}{R} = \frac{8 \cdot 500 \cdot 10^3}{512} = 7.8125 \text{ kHz} , \quad (3.22)$$

pour une FFT effectuée sur 512 points. La limite en puissance du masque à la fréquence  $A$  est :

$$\begin{aligned} Att. (\text{dB}) &= P_M - Att(\text{dBc/kHz}) + 10 \log(LBR) \\ &= -0.32 - 56 + 10 \log(7.8125) = -47.39 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.23)$$

La limite du masque à la fréquence  $B$  est :

$$\begin{aligned} Att. (\text{dB}) &= P_M - Att(\text{dBc/kHz}) + 10 \log(LBR) \\ &= -0.32 - 86 + 10 \log(7.8125) = -77.39 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Le masque résultant est affiché à la figure 35 (b). La différence entre le niveau de puissance maximal et le niveau d'atténuation à la fréquence  $A$  est de 29 dB tandis que pour la fréquence  $B$ , la différence est de 59 dB.

### 3.4 Choix des caractéristiques des filtres de mise en forme

Le choix des caractéristiques des filtres de mise en forme à l'émetteur et au récepteur dépend de plusieurs facteurs, dont l'atténuation en bande coupée, le respect du masque fréquentiel et le niveau d'interférence entre symboles.

#### 3.4.1 Émetteur

Les principaux critères de sélection du filtre de mise en forme de l'émetteur sont la complexité de réalisation et le respect des limites du masque fréquentiel. La radio modélisée possède les ressources matérielles pour la réalisation d'un filtre de mise en forme RIF de 64 coefficients. Le facteur de suréchantillonnage étant fixé à 8, le nombre maximal de symboles du filtre est donc de  $64/8 = 8$ .

La fonction de transfert non linéaire de l'amplificateur de puissance provoque une distorsion d'intermodulation qui engendre des déformations spectrales [6] appelées épaules spectrales. Le recul de l'amplificateur est ajusté jusqu'à ce que le niveau maximal des épaules du spectre coïncide avec les limites du masque fréquentiel. Plus le RPCPM du filtre de mise en forme est élevé, plus le niveau de distorsion d'intermodulation et des épaules spectrales est grand. Tel que démontré au chapitre 1, le RPCPM peut être diminué par l'application d'une fenêtre de pondération.

La figure 36 montre la densité spectrale d'un signal 32-QAM filtré par un filtre RRC Blackman en considérant un amplificateur idéal. La figure 36 illustre également les densités spectrales du même signal filtré par des filtres RRC et RRC Blackman et amplifié par l'amplificateur modélisé. Un facteur d'excès de bande passante de 0.3 est choisi parce qu'il offre un compromis acceptable entre la bande passante et le niveau de RPCPM. Le recul de l'amplificateur est ajusté à 7.89 dB pour que le niveau des 1<sup>ères</sup> et 2<sup>e</sup> épaules soit à la limite du masque fréquentiel. La figure 36 démontre que l'utilisation du filtre RRC entraîne le dépassement des limites du masque. L'application de la fenêtre de pondération Blackman au filtre RRC a pour effet de réduire le RPCPM et par conséquent, le niveau des 2<sup>e</sup>, 3<sup>e</sup> et 4<sup>e</sup> épaules.

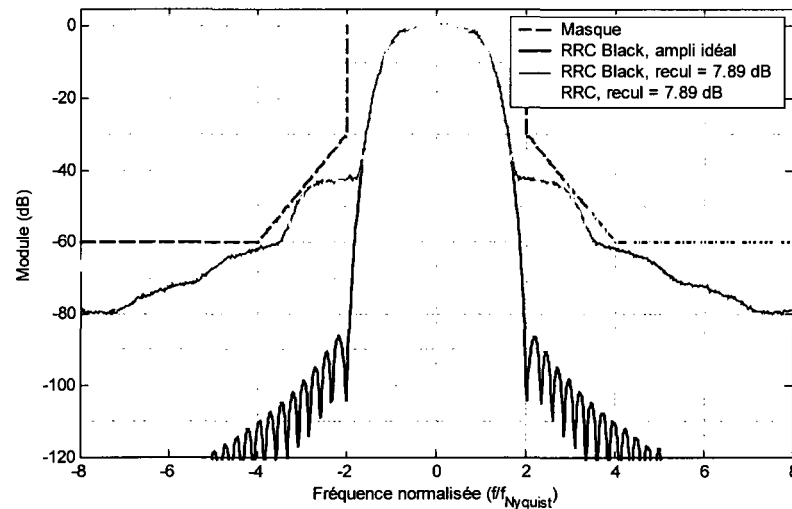


Figure 36 Densités spectrales de puissance d'un signal 32-QAM avant et après amplification pour les filtres RRC et RRC Blackman

### 3.4.2 Récepteur

Les principaux critères de sélection du filtre de mise en forme du récepteur sont la complexité de réalisation et la réduction de la probabilité d'erreur. Les ressources matérielles à l'émetteur sont les mêmes que celles du récepteur et le filtre RIF est limité à 64 coefficients ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.3$ ). La probabilité d'erreur minimale atteignable par le système est dictée par le niveau d'interférence entre symboles du filtre équivalent.

À l'émetteur, le choix optimal est le filtre RRC Blackman. La figure 37 compare les diagrammes de l'oeil du filtre équivalent formé des combinaisons RRC Blackman – RRC Blackman et RRC Blackman – RRC. L'utilisation d'un filtre RRC au récepteur réduit l'interférence entre symboles et par conséquent, la probabilité d'erreur. Par contre, la gigue crête à crête est légèrement augmentée.

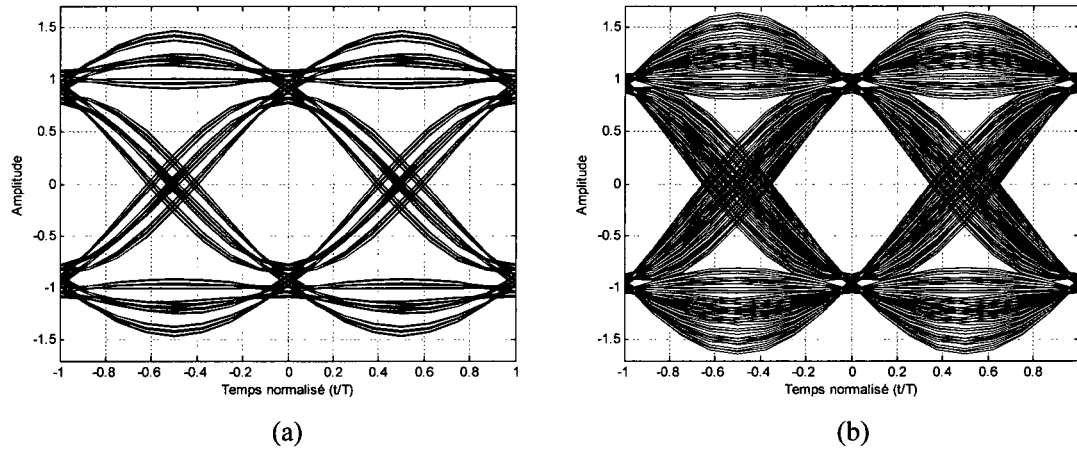


Figure 37 Interférence entre symboles du filtre équivalent formé des filtres RRC Blackman – RRC Blackman (a) et RRC Blackman – RRC (b)

Le système de communication réel bénéficie d'un codeur convolutionnel à l'émetteur et d'un décodeur de Viterbi au récepteur. La modélisation proposée ne tient pas compte du codage de canal utilisé. Pour refléter les conditions d'opération réelles, le rapport de l'énergie par bit en fonction de la puissance du bruit ( $E_b/N_0$ ) est évalué à une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$ .

Le taux d'erreur par symboles (SER) des deux combinaisons de filtres étudiées à l'émetteur et au récepteur en fonction du rapport  $E_b/N_0$  est affiché à la figure 38. Pour le couple de filtres RRC Blackman – RRC Blackman et un amplificateur idéal, la figure 38 (a) indique que le rapport  $E_b/N_0$  permettant d'obtenir une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$  est de 18.72 dB. Le rapport signal à bruit nécessaire est augmenté de 6.95 dB par rapport à un système idéal. Lorsque le recul de l'amplificateur est ajusté à 7.89 dB, la probabilité d'erreur minimale atteignable par le système est de  $10^{-1.24}$ .

La figure 38 (b) montre que l'utilisation d'un filtre RRC sans fenêtre de Blackman au récepteur diminue considérablement le taux d'erreur. Pour un amplificateur parfaitement linéaire, le rapport  $E_b/N_0$  correspondant à une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$  est de 13.14 dB, soit seulement 1.37 dB de plus que pour un système idéal. En considérant

l'amplificateur de puissance modélisé à un recul de 7.89 dB, le rapport  $E_b/N_0$  nécessaire pour obtenir une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$  est de 16.63 dB. L'adoption du filtre RRC au récepteur minimise la probabilité d'erreur.

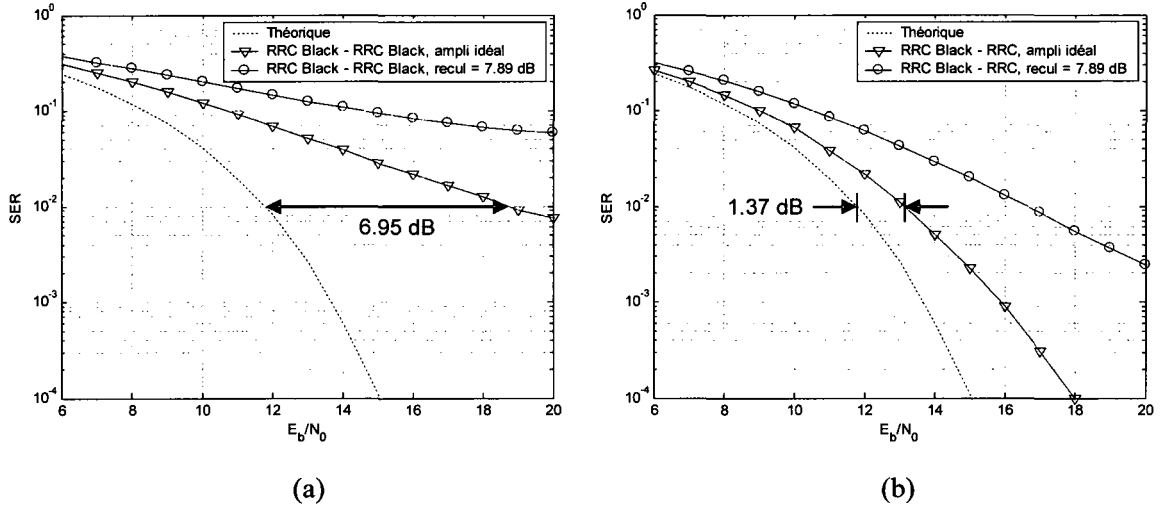


Figure 38 Taux d'erreur par symbole pour les combinaisons de filtres RRC Blackman – RRC Blackman (a) et RRC Blackman – RRC (b)

### 3.5 Conclusion

Le système de communication modélisé comprend un codeur 32-QAM, des filtres de mise en forme RRC Blackman à l'émetteur, un amplificateur de puissance et des filtres RRC au récepteur. Les filtres de mise en forme sont de type FIR avec  $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$  et  $\alpha = 0.3$ . Le canal de transmission AWGN représente le bruit thermique présent dans le milieu de propagation du signal par une variable aléatoire gaussienne. L'amplificateur est modélisé d'après les courbes expérimentales AM/AM et AM/PM.

Le niveau de recul de l'amplificateur est ajusté pour que le spectre du signal émis respecte le masque fréquentiel imposé par les organismes gouvernementaux. La distorsion d'intermodulation produite par l'amplificateur de puissance augmente la probabilité d'erreur du système et dégrade les performances spectrales.

Le filtre RRC Blackman est choisi à l'émetteur parce qu'il diminue le RPCPM et le niveau des épaules spectrales. Le filtre RRC du récepteur contribue à réduire les interférences entre symboles et la probabilité d'erreur. Les contraintes matérielles appliquées aux filtres de mise en forme sont représentatives des ressources disponibles (multiplicateurs et additionneurs) dans les unités de traitement de signal d'une radio numérique moderne. Compte tenu des contraintes matérielles et du masque fréquentiel considéré, le filtre RRC Blackman de l'émetteur et le filtre RRC du récepteur offrent le meilleur compromis entre le respect du masque fréquentiel et la diminution du taux d'erreur.

## CHAPITRE 4

### OPTIMISATION DES FILTRES DE MISE EN FORME

#### 4.1 Introduction

Ce chapitre présente trois différents résultats d'optimisation des filtres de mise en forme selon le critère de minimisation du RPCPM. L'algorithme, la formulation du problème et les contraintes d'optimisation sont développés. Les réponses temporelles et fréquentielles, les densités de probabilité (PDF), ainsi que les fonctions cumulatives complémentaires (CCDF) du RPCPM de chaque filtre optimisé sont également fournies.

#### 4.2 L'algorithme d'optimisation SQP

L'algorithme SQP [28] est une méthode d'optimisation séquentielle. L'optimisation au point  $x_k$  est effectuée à partir d'une modélisation quadratique de la fonction objectif  $f(x)$ . La solution du sous-problème quadratique est utilisée pour déterminer le nouveau point  $x_{k+1}$ . L'approximation quadratique de la fonction objectif est effectuée par le développement de  $f(x)$  en série de Taylor. Pour une fonction  $f(x,y)$  à deux variables, cette série s'exprime aux points  $f(x_p + \Delta x, y_p + \Delta y)$  selon :

$$\begin{aligned} f(x_p + \Delta x, y_p + \Delta y) = f(x_p, y_p) + & \left[ \frac{df}{dx} \Big|_{x_p, y_p} \Delta x + \frac{df}{dy} \Big|_{x_p, y_p} \Delta y \right] + \\ & \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \Big|_{x_p, y_p} (\Delta x)^2 + 2 \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} \Big|_{x_p, y_p} \Delta x \Delta y + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \Big|_{x_p, y_p} (\Delta y)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.1)$$

La notation matricielle permet de simplifier la notation de la série de Taylor pour une fonction à  $n$  variables :



$$f(\mathbf{X}_p + \Delta\mathbf{X}) = f(\mathbf{X}_p) + \nabla f(\mathbf{X}_p)^T \Delta\mathbf{X} + \frac{1}{2} \Delta\mathbf{X}^T \mathbf{H}(\mathbf{X}_p) \Delta\mathbf{X} , \quad (4.2)$$

où  $\mathbf{X}_p$  représente les coordonnées du point courant et  $\Delta\mathbf{X}$ , le vecteur de déplacement. Le gradient est défini par :

$$\nabla f = \left[ \frac{\partial f}{\partial x_1} \quad \frac{\partial f}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial f}{\partial x_n} \right]^T \quad (4.3)$$

et le Hessien correspond à :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1} & & & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n^2} \end{bmatrix} . \quad (4.4)$$

Le problème d'optimisation résolu par l'algorithme SQP peut être résumé par :

$$\begin{aligned} &\text{Minimiser } \tilde{f}(\Delta\mathbf{X}) = f(\mathbf{X}_i) + \nabla f(\mathbf{X}_i)^T \Delta\mathbf{X} + \frac{1}{2} \Delta\mathbf{X}^T \mathbf{H}(\mathbf{X}_i) \Delta\mathbf{X} \\ &\text{Soumis aux contraintes :} \\ &\quad \tilde{h}(\Delta\mathbf{X}) : h_k(\mathbf{X}_i) + \nabla h_k^T(\mathbf{X}_i) \Delta\mathbf{X} = 0 ; \quad k = 1, 2, \dots, l \quad . \\ &\quad \tilde{g}(\Delta\mathbf{X}) : g_j(\mathbf{X}_i) + \nabla g_j^T(\mathbf{X}_i) \Delta\mathbf{X} \leq 0 ; \quad j = 1, 2, \dots, m \\ &\quad \Delta x_i^{\min} \leq \Delta x_i \leq \Delta x_i^{\max} ; \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (4.5)$$

La fonction  $\tilde{f}(\Delta\mathbf{X})$  est une évaluation quadratique de la fonction objectif  $f(x)$  d'origine.

Les contraintes d'égalité  $\tilde{h}(\Delta\mathbf{X})$  et d'inégalité  $\tilde{g}(\Delta\mathbf{X})$  sont approximées de façon linéaire. Une troisième contrainte régit les valeurs minimales  $\Delta x_i^{\min}$  et maximales  $\Delta x_i^{\max}$  admissibles de la variable  $x$ . Le Hessien  $\mathbf{H}(\mathbf{X}_i)$  et la solution du sous-problème sont

obtenus selon la méthode du « Variable Metric » [35]. Le calcul du pas et de l'orientation du vecteur de recherche  $\Delta \mathbf{X}$  est effectué pour simultanément minimiser la fonction objectif et respecter les contraintes. Le vecteur de recherche est déterminé par la vérification des conditions de Kuhn-Tucker [36] qui permettent de vérifier le degré de convergence de l'optimisation. La figure 39 résume les étapes principales de l'algorithme d'optimisation SQP.

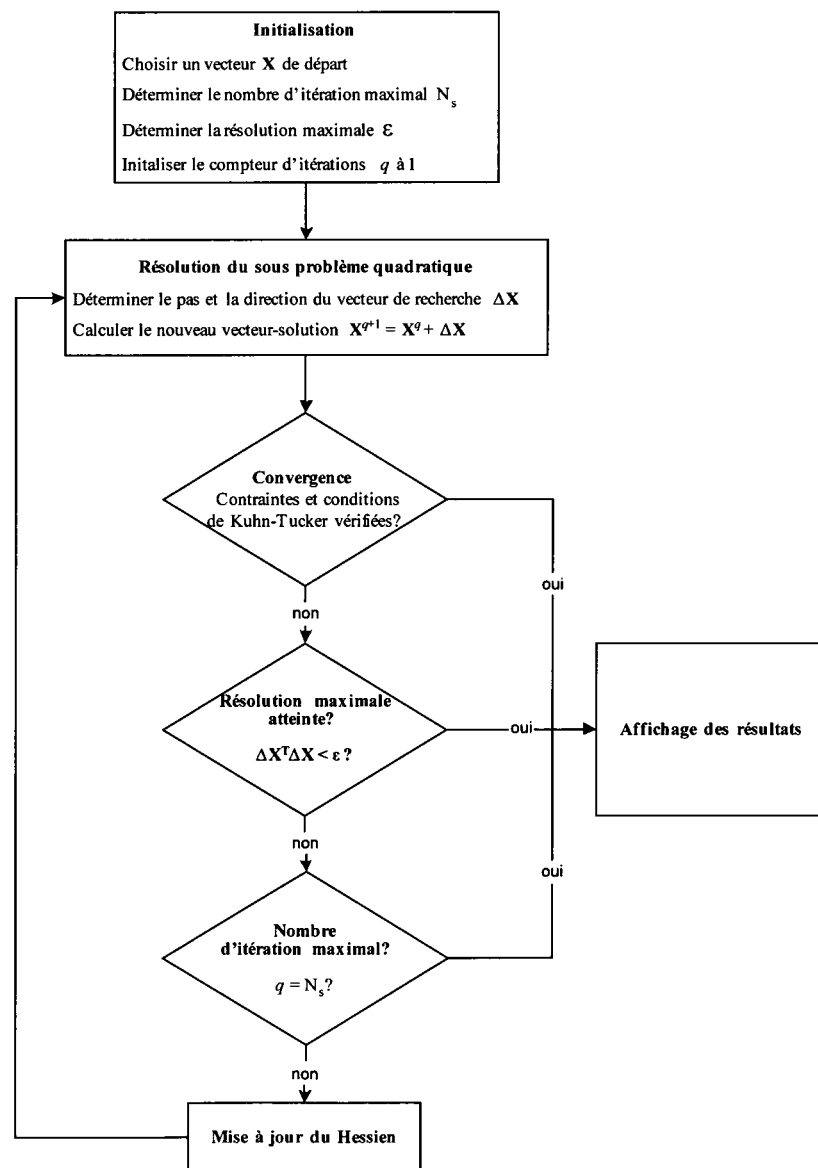


Figure 39 Fonctionnement de l'algorithme d'optimisation SQP

### 4.3 Formulation du problème d'optimisation

L'objectif de l'optimisation est de déterminer les coefficients du filtre de mise en forme de l'émetteur qui minimisent le RPCPM. Les coefficients du filtre du récepteur sont optimisés simultanément pour que l'interférence entre symboles du filtre équivalent soit minimale. De plus, les filtres doivent respecter des gabarits fréquentiels qui limitent leur bande passante et forcent un niveau minimal d'atténuation en bande coupée.

### 4.4 Fonction objectif

La fonction objectif consiste en la réduction du rapport RPCPM. Le RPCPM est calculé à partir de la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme de l'émetteur selon la méthode expliquée au chapitre 1. Si  $s(k)$  est la réponse impulsionnelle échantillonnée du filtre de l'émetteur, la fonction objectif est :

$$\min \frac{P_C}{P_M} = \min \frac{\max_{1 \leq j \leq N_F} \left\{ \sum_{i=1}^{M_F} |s_{ij}(k)| \right\}^2}{\frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F \cdot M_F} s(k)^2}, \quad (4.6)$$

où  $P_C$  est la puissance crête de la séquence filtrée,  $P_M$  la puissance moyenne,  $M_F$  le nombre de symboles couverts par le filtre et  $N_F$ , le facteur de suréchantillonnage.

### 4.5 Contraintes de base

Les principales contraintes appliquées sont le respect de gabarits fréquentiels et l'interférence entre symbole nulle du filtre équivalent. Si  $S(f)$  est la transformée de Fourier de  $s(k)$  et  $A(f)$  correspond au gabarit fréquentiel défini à l'émetteur, la première contrainte est :

$$S(f) \leq A(f), \quad -N_p/2 \leq f \leq N_p/2, \quad (4.7)$$

où  $N_p$  est le nombre de points de la FFT. Si  $T(f)$  est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre au récepteur et  $B(f)$  le gabarit fréquentiel défini au récepteur, la deuxième contrainte se résume par :

$$T(f) \leq B(f), \quad -N_p/2 \leq f \leq N_p/2. \quad (4.8)$$

L'interférence entre symboles est calculée à partir de la réponse impulsionnelle du filtre équivalent  $p(k)$ . Celui-ci est obtenu par la convolution des filtres de l'émetteur et du récepteur :

$$p(k) = \sum_n s(n) t(k-n). \quad (4.9)$$

Le nombre de coefficients du filtre  $p(k)$  résultant de l'opération de convolution est de :

$$N_c = 2 \cdot M_F \cdot N_F - 1. \quad (4.10)$$

L'ordre du filtre équivalent  $p'(k)$  est réduit de façon à obtenir un filtre de  $M_F \cdot N_F$  coefficients :

$$p'(k) = p(k), \quad M_F N_F / 2 + 1 \leq k \leq M_F N_F 3/2, \quad (4.11)$$

où  $M_F$  et  $N_F$  sont des puissances de 2. Pour l'évaluation de l'interférence entre symboles, le vecteur  $p'(k)$  est redimensionné en une matrice de  $M_F$  par  $N_F$  éléments. L'interférence entre symboles est alors donnée par la première colonne de cette matrice en excluant la  $M_F/2+1$  rangée. La troisième contrainte représentant la condition d'interférence entre symboles nulle est donc :

$$p'_{i,l}(k) = 0, \quad \begin{cases} 1 \leq i \leq M_F \\ i \neq M_F/2 + 1 \end{cases} . \quad (4.12)$$

L'interférence entre symboles aurait pu également être calculée dans le domaine des fréquences tel que démontré au chapitre 1. Par contre, pour un nombre limité de symboles cette technique est plus difficile à mettre en oeuvre. En effet, l'application de la condition de symétrie fréquentielle requiert une FFT d'une plus grande précision, ce qui alourdit le traitement et ralentit le procédé d'optimisation.

L'optimisation simultanée de deux filtres FIR de 64 coefficients dont une contrainte dépend de leur convolution est très exigeante pour l'algorithme d'optimisation. Afin de faciliter la convergence, une condition de symétrie temporelle des filtres de l'émetteur et du récepteur est ajoutée :

$$\begin{aligned} s(2 : M_F N_F / 2 + 1) &= s(M_F N_F : M_F N_F / 2 + 1) , \\ t(2 : M_F N_F / 2 + 1) &= t(M_F N_F : M_F N_F / 2 + 1) . \end{aligned} \quad (4.13)$$

De plus, l'énergie totale des filtres optimisés de l'émetteur ( $E_{opt}$ ) doit être la même que celle du filtre RRC Blackman ( $E_{Black}$ ) :

$$E_{opt} = E_{Black} = \sum_{k=1}^{M_F N_F} s(k)^2 . \quad (4.14)$$

En résumé, le problème d'optimisation peut être représenté par :

$$\begin{aligned}
& \text{Minimiser} \quad \frac{\max_{1 \leq j \leq N_F} \left\{ \sum_{i=1}^{M_F} |s_{ij}(k)| \right\}^2}{\frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F M_F} s(k)^2} \\
& \text{s.a.c.} \quad \begin{aligned} & h(k) = 0 \\ & g(k) \leq 0 \\ & -\infty \leq k \leq +\infty \end{aligned}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Les contraintes d'égalités et d'inégalité sont formulées de façon matricielle :

$$\begin{aligned}
\mathbf{h} &= \begin{bmatrix} p'_{i,1}(k) \\ s(2:M_F N_F/2+1) - s(M_F N_F:M_F N_F/2+1) \\ t(2:M_F N_F/2+1) - t(M_F N_F:M_F N_F/2+1) \\ E_{opt} - E_{Black} \end{bmatrix} \\
\mathbf{g} &= \begin{bmatrix} S(f) - A(f) \\ T(f) - B(f) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Le point de départ de l'optimisation est la réponse impulsionnelle du filtre RRC Blackman ( $M_F = 8$ ,  $N_F = 8$ ,  $\alpha = 0.3$ ). La fonction `fmincon()` de la librairie « Optimization Toolbox » du logiciel Matlab est basée sur l'algorithme SQP et est adoptée pour la résolution du problème d'optimisation.

#### 4.6 Résultats d'optimisation

En ajustant les contraintes mentionnées, plusieurs couples de filtres ont été obtenus. Les résultats les plus intéressants en terme de réduction du RPCPM, de réduction de l'interférence entre symboles et de réduction du niveau des épaules spectrales sont présentés.

### 4.6.1 Filtres Ultra I

Les contraintes appliquées à l'optimisation des filtres Ultra I sont exprimées à la section 4.2. Les limites des masques fréquentiels de l'émetteur et du récepteur sont définies pour que l'atténuation en bande coupée et la bande passante des filtres soient comparables à celle du filtre RRC Blackman.

#### 4.6.1.1 Réponses temporelle et fréquentielle

La figure 40 illustre les réponses impulsionnelles des filtres de l'émetteur et du récepteur. Les lobes secondaires de la réponse impulsionnelle du filtre  $s(k)$  Ultra I sont supérieurs à zéro, ce qui réduit l'amplitude crête de la séquence filtrée [9].

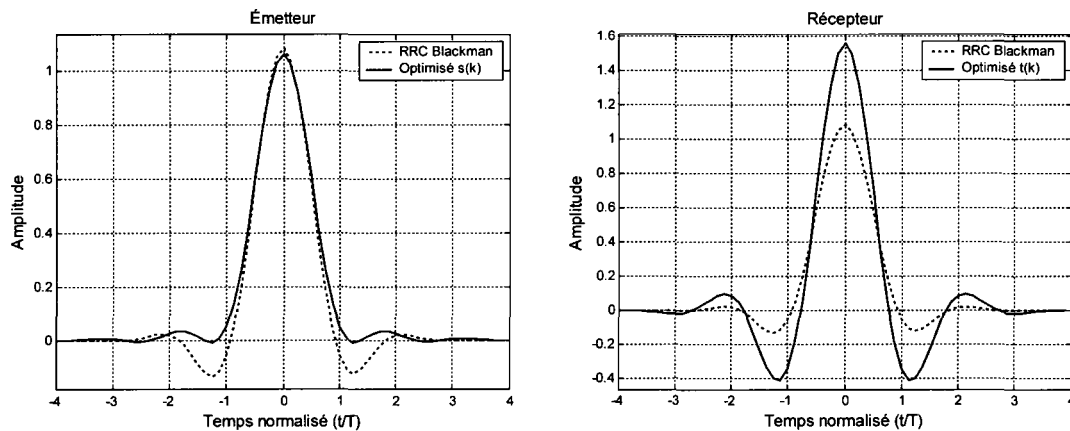


Figure 40 Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra I à l'émetteur et au récepteur

Les diagrammes de l'oeil du système de référence présenté au chapitre 3 sont tracés à la figure 41. Ces diagrammes montrent l'effet de l'application de la fenêtre de Blackman sur l'amplitude crête du filtre RRC. L'amplitude crête du filtre de l'émetteur est en effet moins élevée que celle du récepteur. Le diagramme de l'oeil du filtre équivalent met en évidence l'interférence entre symboles non-nulle de ce système.

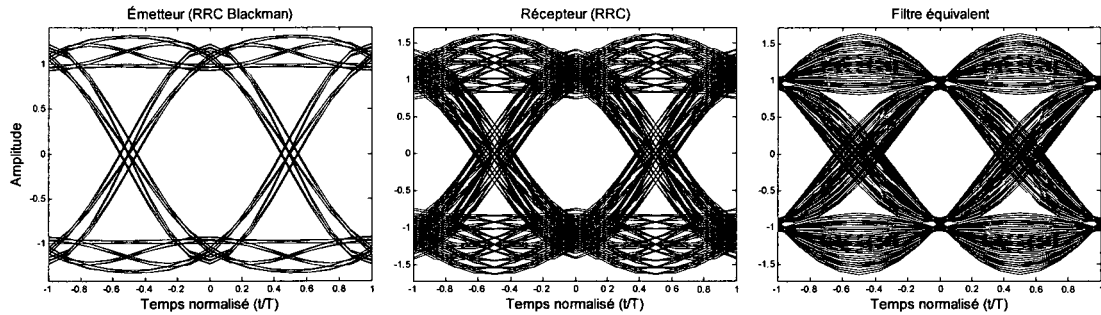


Figure 41 Diagrammes de l'oeil des filtres de l'émetteur, du récepteur et du filtre équivalent du système de référence

L'observation de la figure 42 confirme que l'amplitude crête provoquée par le filtre optimisé Ultra I de l'émetteur est plus faible que celle induite par le filtre RRC Blackman. De plus, la figure 42 permet de constater que le filtre équivalent possède une interférence entre symboles nulle et une gigue crête à crête plus faible que celle du filtre équivalent de référence. Bien que la réponse impulsionnelle du filtre équivalent optimisé soit différente de celle d'un filtre cosinus surélevé, le diagramme de l'oeil du filtre équivalent optimisé est identique à celui d'un filtre RC avec un facteur d'excès de bande passante de 0.45.

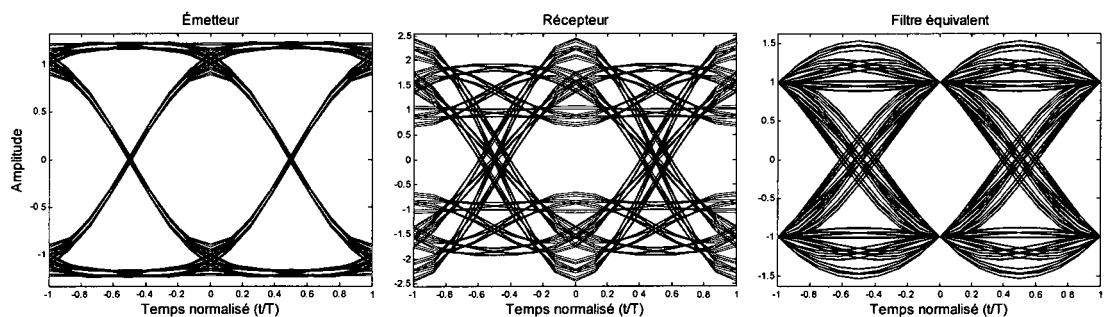


Figure 42 Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra I et du filtre équivalent

La figure 43 prouve que les gabarits fréquentiels imposés lors de l'optimisation ont été respectés. L'atténuation en bande coupée est de 75 dB à une fréquence normalisée de 2 et de 115 dB à une fréquence normalisée de 8. Le dépassement de la réponse en



fréquence du récepteur pour une fréquence normalisée entre 0.2 et 1.2 compense l'atténuation prononcée de la réponse en fréquence de l'émetteur. Lorsque les réponses en fréquence de l'émetteur et du récepteur sont multipliées, la réponse en fréquence équivalente du système satisfait la condition d'interférence entre symboles nulle exprimée par l'équation 1.8.

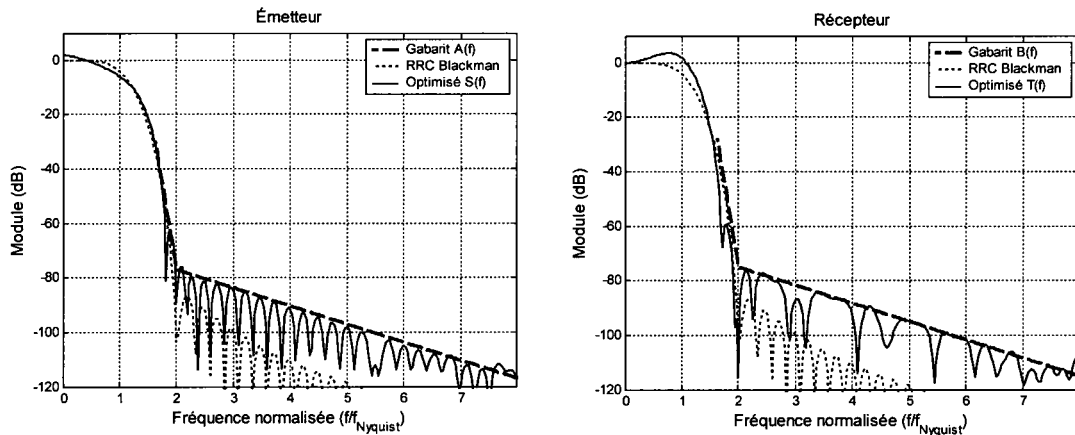


Figure 43 Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra I à l'émetteur et au récepteur

#### 4.6.1.2 Distribution statistique de la puissance normalisée

La densité de probabilité (PDF) empirique de la puissance instantanée  $P_x$  par rapport à la puissance moyenne du signal filtré est illustrée à la figure 44. Le lissage des distributions est obtenu en appliquant l'estimateur de la densité par la méthode du noyau (Kernel) [37]. Les distributions sont générées à partir d'une séquence binaire de  $2^{16}$  (65536) symboles.

Les courbes de densité de probabilité donnent une indication statistique de la répartition de la puissance instantanée par rapport à la puissance moyenne. La figure 44 indique que la puissance instantanée d'une séquence binaire filtrée par le filtre optimisé Ultra I de l'émetteur est moins élevée dans l'intervalle  $[0.91, 1.32]$ . Par contre, dans l'intervalle

[1.32, 1.67], la puissance de la séquence binaire filtrée par le filtre Ultra I est plus élevée. Afin d'alléger le texte, l'expression « séquence binaire aléatoire filtrée par le le filtre x » est remplacée par « séquence filtre x ». La probabilité que le RPCPM d'une séquence RRC Blackman soit supérieur à 1 est de 59.66 %. Pour une séquence Ultra I, la probabilité que le RPCPM soit supérieur à 1 est de 55.56 %.

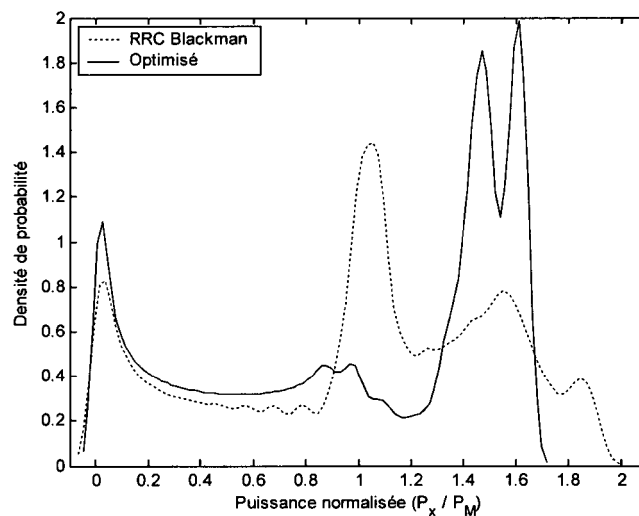


Figure 44 PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé  $s(k)$  Ultra I

La fonction complémentaire cumulative (CCDF) de la séquence binaire filtrée est couramment employée pour mesurer l'efficacité des techniques de réduction du RPCPM. La figure 45 montre la CCDF empirique des séquences RRC Blackman et filtre optimisé  $s(k)$  Ultra I. Le graphique indique la probabilité que la puissance normalisée soit supérieure à un niveau donné. Par exemple, pour le filtre optimisé Ultra I, il y a 1 chance sur 1000 (0.1 %) que la puissance normalisée soit supérieur à 2.2 dB. Pour un filtre RRC Blackman, il y a 0.1 % de probabilité que la puissance normalisée soit supérieur à 2.8 dB. Sur ce type de graphique, le RPCPM correspond à la probabilité minimale d'obtenir un niveau de puissance normalisée. Dans le cas de cette analyse, le

RPCPM peut être évalué à une probabilité de 0.1 %. Le filtre optimisé de l'émetteur réduit de 0.6 dB le RPCPM de la séquence binaire filtrée.

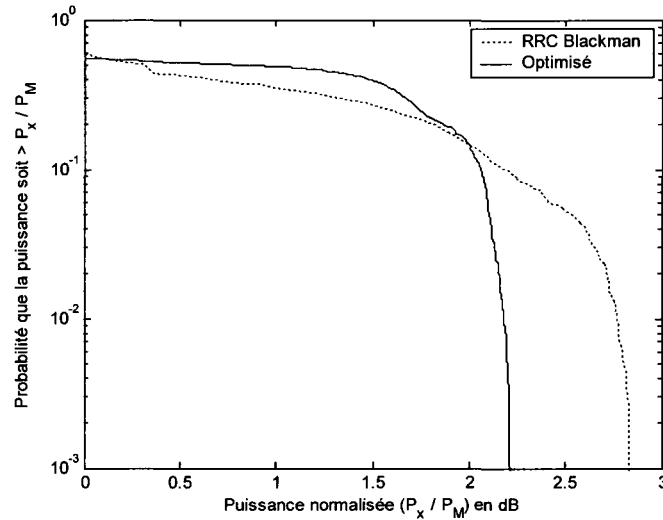


Figure 45 CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé  $s(k)$  Ultra I

#### 4.6.2 Filtres Ultra V

Les filtres Ultra V sont dérivés de l'application de la fonction objectif et des contraintes exprimées à la section 4.2. Les limites des masques fréquentiels de l'émetteur et du récepteur sont définies pour que l'atténuation en bande coupée soit d'au moins 62 dB. Ce niveau d'atténuation correspond à l'atténuation maximale obtenue par le filtre réel. En effet, puisque la quantification des coefficients du filtre est effectuée sur 10 bits, l'atténuation maximale en bande coupée est [38]:

$$\text{atténuation maximale} = 1.76 + 6.02n_b = 1.76 + 6.02 \cdot 10 = 61.96 \text{ dB} , \quad (4.17)$$

où  $n_b$  représente le nombre de bits de quantification.

#### 4.6.2.1 Contrainte supplémentaire

Dans le but d'obtenir une réduction maximale des épaules spectrales, une contrainte supplémentaire est formulée. Cette contrainte permet d'inclure l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur le spectre du signal émis dans la formulation du problème d'optimisation. Pour un gain normalisé de 1, la caractéristique AM/AM est une fonction de compression. Si  $G_R(k)$  représente l'atténuation provoquée par l'amplificateur en fonction de la puissance du signal d'entrée, la réponse impulsionnelle compressée correspond à :

$$s'(k) = s(k) \cdot G_R(k) . \quad (4.18)$$

Si  $S'(f)$  représente la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle compressée du filtre de l'émetteur et  $C(f)$  un gabarit fréquentiel défini à l'émetteur, la contrainte supplémentaire peut être exprimée selon :

$$S'(f) \leq C(f), \quad -N_p/2 \leq f \leq N_p/2 . \quad (4.19)$$

Le spectre  $S'(f)$  ne correspond pas exactement à la densité spectrale d'un signal binaire filtré et amplifié. Cependant, une amélioration du spectre  $S'(f)$  devrait se traduire par la diminution des épaules spectrales du signal émis.

#### 4.6.2.2 Réponses temporelle et fréquentielle

La figure 46 présente les réponses impulsionnelles des filtres de l'émetteur et du récepteur. Comme pour le filtre Ultra I, les lobes secondaires de la réponse impulsionnelles sont moins élevés et supérieurs à zéro. L'amplitude crête de la séquence binaire filtrée est réduite et par conséquent, le RPCPM est diminué. Le lobe principal du filtre optimisé de l'émetteur est plus large que celui du filtre RRC Blackman. Ceci implique la réduction de la bande passante du filtre de l'émetteur optimisé et l'augmentation de l'efficacité spectrale. Pour compenser l'agrandissement du lobe

principal de l'émetteur, la largeur du lobe principal du filtre optimisé au récepteur est réduite.

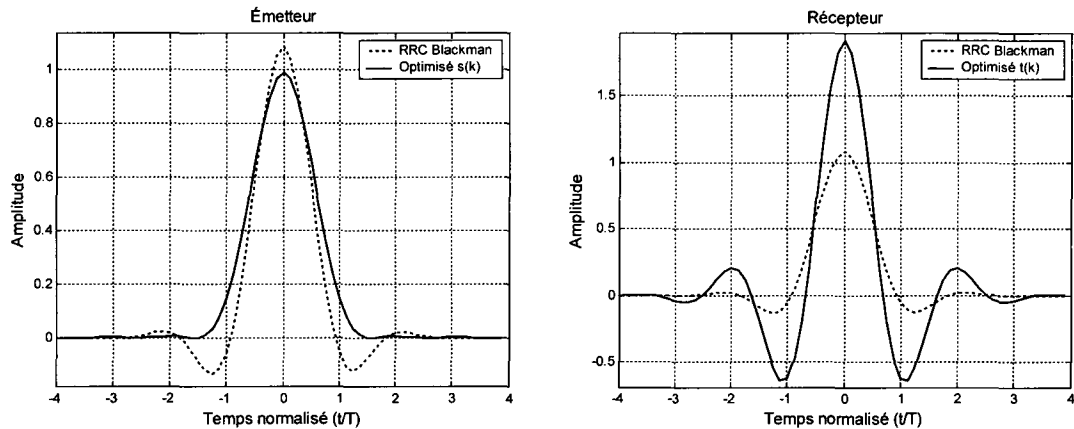


Figure 46 Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra V à l'émetteur et au récepteur

La figure 47 affiche les diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra V à l'émetteur, au récepteur ainsi que le diagramme de l'oeil du filtre équivalent. Puisque la gigue crête à crête du diagramme de l'oeil du filtre optimisé de l'émetteur est nulle, celui-ci répond au critère de Nyquist II. Le filtre équivalent satisfait le critère de Nyquist I puisqu'il possède une interférence entre symboles nulle. Le diagramme de l'oeil du filtre équivalent est identique à celui d'un filtre RC avec un facteur d'excès de bande passante de 0.42.

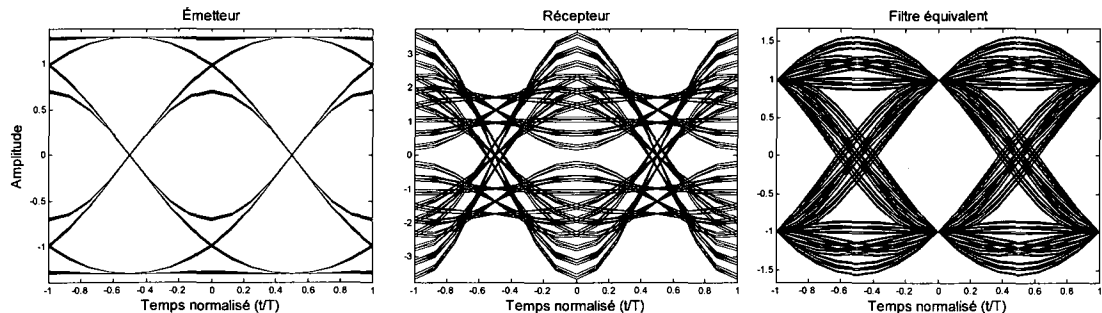


Figure 47 Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra V et du filtre équivalent

La figure 48 illustre les réponses en fréquence des filtres optimisés Ultra V. Les réponses en fréquence respectent les limites du gabarit imposé. Tel que prévu par l'analyse des réponses impulsionnelles, la bande passante du filtre optimisé de l'émetteur est plus restreinte que celle du filtre RRC Blackman. Le dépassement à une fréquence normalisée de zéro de la réponse en fréquence de l'émetteur est provoqué par la normalisation de l'énergie de la réponse impulsionnelle. Cette normalisation est nécessaire pour que la puissance moyenne du signal de sortie filtré par le filtre Ultra V soit la même que lorsque le filtre RRC Blackman est employé.

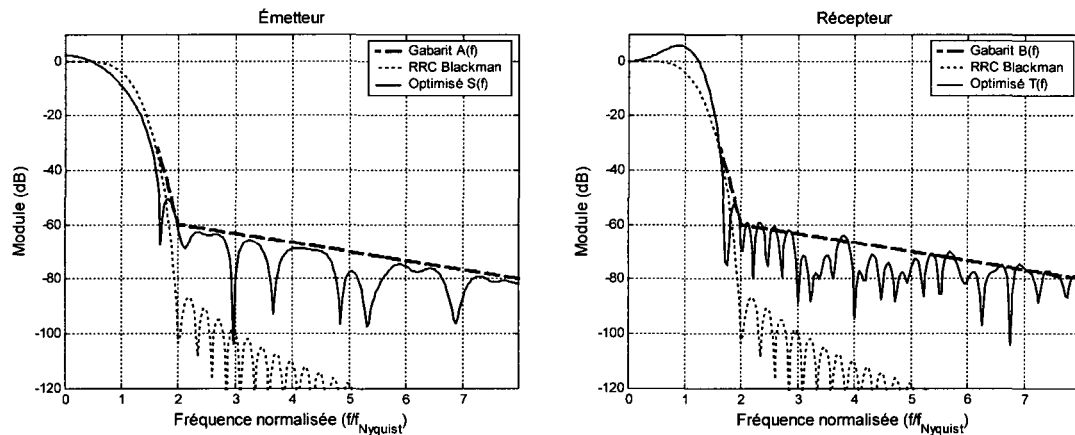


Figure 48 Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra V à l'émetteur et au récepteur

L'effet de la contrainte supplémentaire sur la réponse en fréquence du filtre optimisé soumis à la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur modélisé est illustré à la figure 49. La fonction de compression de l'amplificateur de puissance a pour effet de déformer la réponse en fréquence des filtres. Pour un même niveau de recul, la figure 49 montre que le filtre optimisé est moins affecté que le filtre RRC Blackman par la non-linéarité de l'amplificateur.

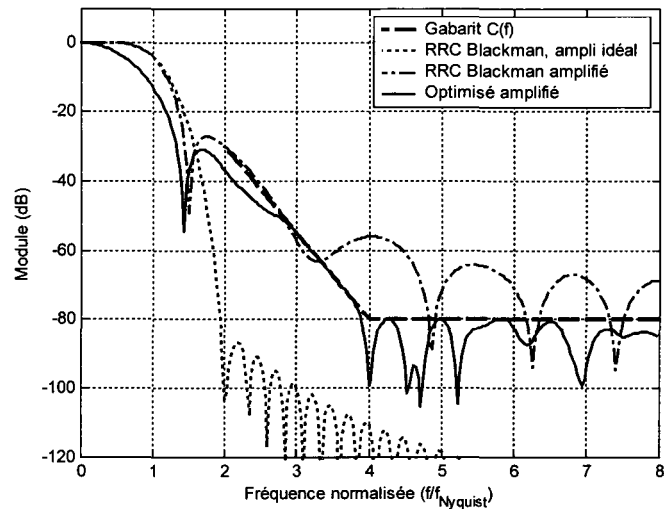


Figure 49 Réponses fréquentielles du filtre optimisé Ultra V de l'émetteur et du filtre RRC Blackman soumis à la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance

#### 4.6.2.3 Distribution statistique de la puissance normalisée

Les distributions statistiques de la puissance normalisée de la séquence filtrée par le filtre optimisé Ultra V et par le filtre RRC Blackman sont présentées à la figure 50. La probabilité que la puissance normalisée d'une séquence RRC Blackman soit supérieure à 1 est de 59.66 %. Pour une séquence Ultra V, elle est de 51.02 %. Le filtre optimisé réduit la probabilité que la puissance normalisée soit supérieure à 1.

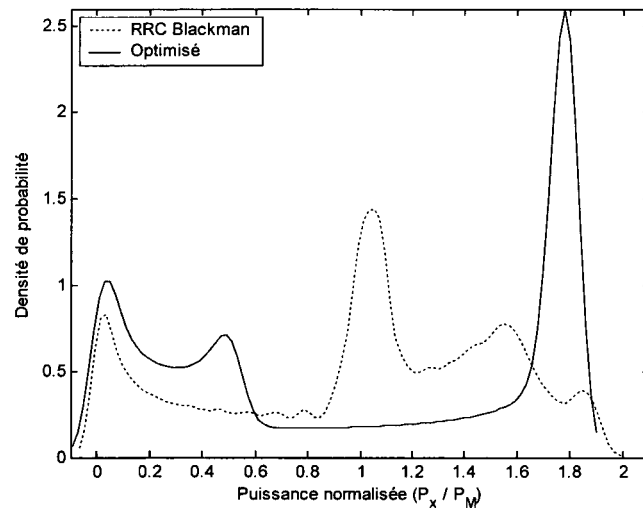


Figure 50 PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé Ultra V de l'émetteur

La figure 51 révèle que pour une probabilité de  $10^{-3}$ , le RPCPM du filtre Ultra V est diminué de 0.26 dB par rapport à celui du filtre RRC Blackman.

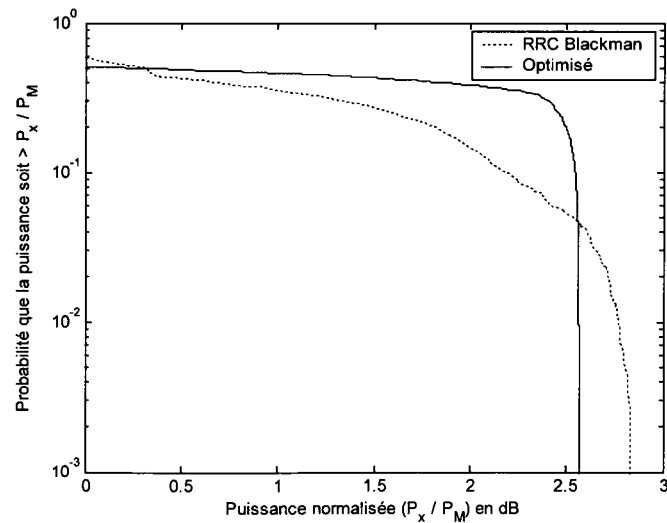


Figure 51 CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé  $s(k)$  Ultra V



### 4.6.3 Filtres Ultra Spécial

Les filtres Ultra Spécial sont obtenus en appliquant la fonction objectif et les contraintes exprimées à la section 4.2. La contrainte permettant de considérer la fonction de transfert de l'amplificateur est également ajoutée. La nouveauté par rapport au filtre Ultra V est que les gabarits fréquentiels  $A(f)$  et  $C(f)$  sont plus sévères, l'atténuation prescrite en bande coupée étant plus élevée.

#### 4.6.3.1 Réponses temporelle et fréquentielle

Les réponses impulsionnelles des filtres Ultra Spécial de l'émetteur et du récepteur sont illustrées à la figure 52.

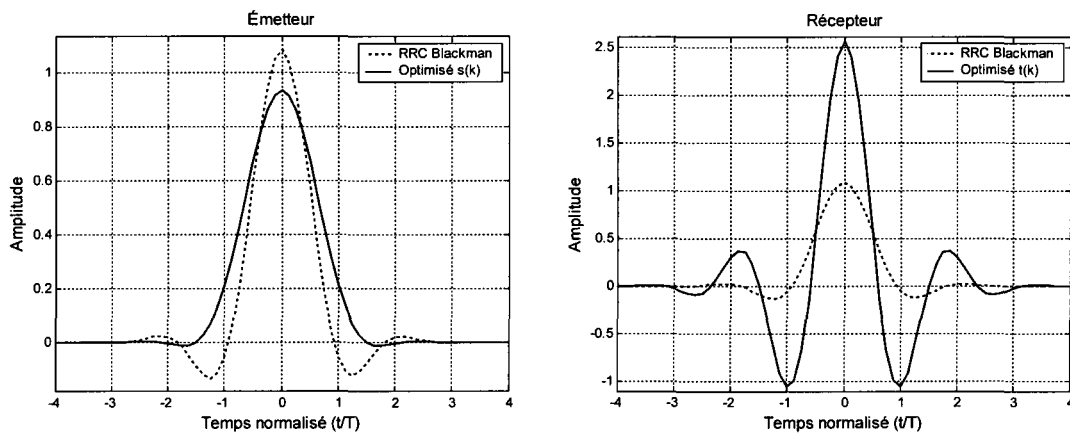


Figure 52 Réponses impulsionnelles des filtres optimisés Ultra Spécial à l'émetteur et au récepteur

Les diagrammes de l'oeil des filtres de l'émetteur, du récepteur et du filtre équivalent Ultra Spécial sont tracés à la figure 53.

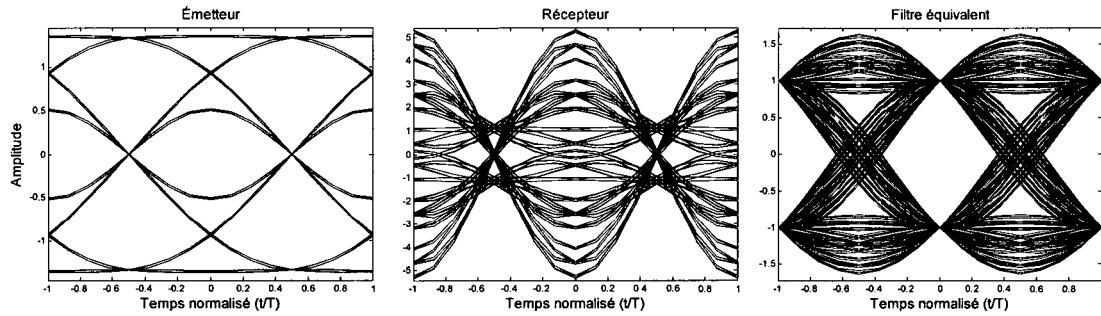


Figure 53 Diagrammes de l'oeil des filtres optimisés Ultra Spécial et du filtre équivalent

La figure 54 présente les réponses en fréquences des filtres optimisés Ultra Spécial. Par rapport au filtre RRC Blackman et pour une atténuation de 60 dB, l'excès de bande passante est réduit de 32%.

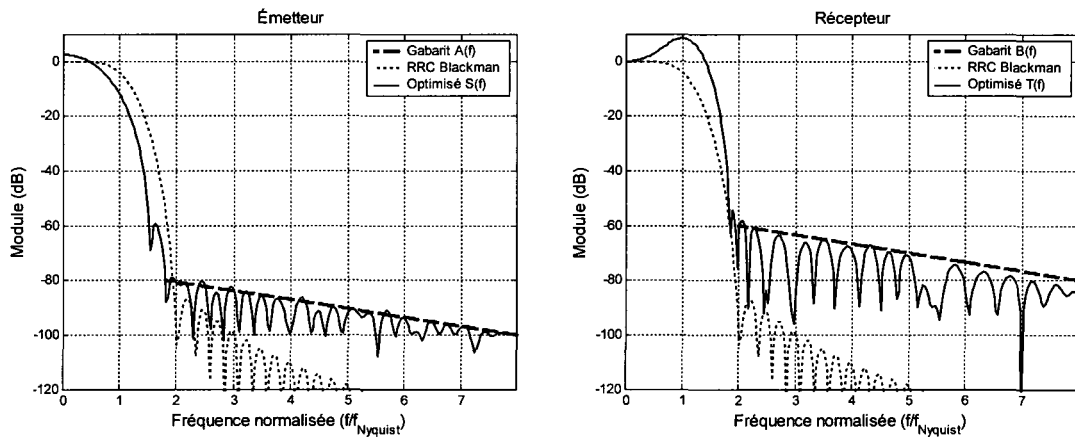


Figure 54 Réponses fréquentielles des filtres optimisés Ultra Spécial à l'émetteur et au récepteur

La figure 55 illustre les réponses en fréquence des filtres RRC Blackman et Ultra Spécial soumis à la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur.

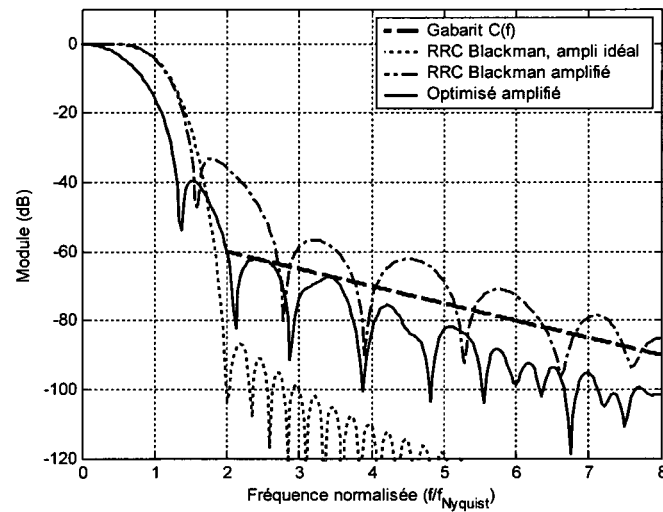


Figure 55 Réponses fréquentielles du filtre optimisé Ultra Spécial de l'émetteur et du filtre RRC Blackman soumis à la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance

#### 4.6.3.2 Distribution statistique de la puissance normalisée

Les distributions statistiques de la puissance normalisée de la séquence filtrée par le filtre optimisé Ultra Spécial et par le filtre RRC Blackman sont présentées à la figure 56. La probabilité que la puissance normalisée d'une séquence RRC Blackman soit supérieure à 1 est de 59.66 %. Pour une séquence Ultra Spécial, elle est de 50.87 %. Le filtre optimisé réduit considérablement la probabilité que la puissance normalisée du signal filtré soit supérieure à 1.

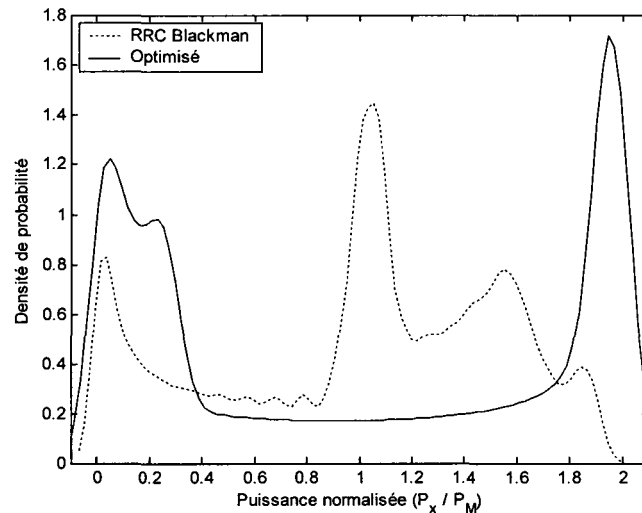


Figure 56 PDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé Ultra Spécial de l'émetteur

La figure 57 montre la CCDF empirique d'une séquence RRC Blackman et d'une séquence Ultra Spécial. Pour une probabilité de  $10^{-3}$ , le RPCPM est augmenté de 0.22 dB.

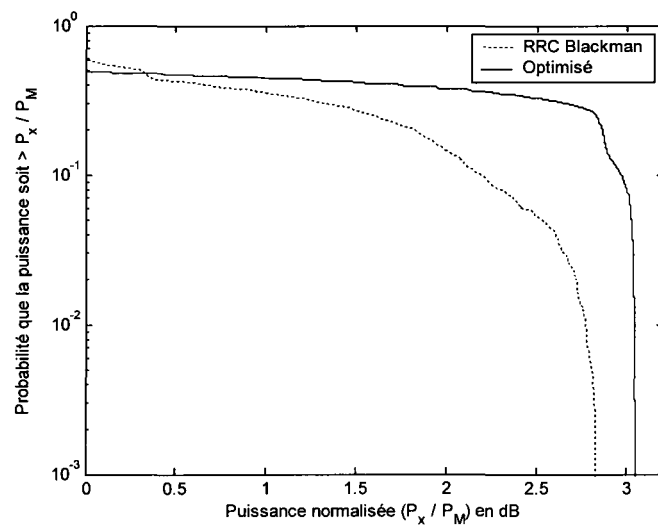


Figure 57 CCDF de la puissance normalisée d'une séquence binaire aléatoire filtrée par les filtres RRC Blackman et optimisé  $s(k)$  Ultra Spécial

## 4.7 Conclusion

L'algorithme d'optimisation SQP supporte la formulation de contraintes non-linéaires et résout des problèmes d'optimisation à plusieurs variables. L'objectif de l'optimisation proposée est la réduction du RPCPM du filtre de l'émetteur. Les principales contraintes appliquées sont le respect de gabarits fréquentiels et l'interférence entre symboles nulle du filtre équivalent. Pour les filtres Ultra V et Ultra Spécial, une contrainte permettant d'intégrer la caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance est ajoutée. Les filtres de l'émetteur et du récepteur sont optimisés simultanément pour maximiser la convergence de l'optimisation et le respect des contraintes.

Les filtres équivalents optimisés possèdent tous une interférence entre symboles nulle. De plus, l'excès de bande passante des filtres de l'émetteur Ultra V et Ultra spécial est réduit respectivement de 11 % et 32 %.

Comparé au filtre RRC Blackman, le RPCPM du filtre Ultra I est diminué de 0.6 dB et celui du filtre Ultra V, de 0.26 dB. Bien que le RPCPM du filtre Ultra Spécial soit augmenté de 0.22 dB, sa réponse en fréquence est la moins affectée par la fonction de compression de l'amplificateur de puissance. La probabilité que le RPCPM d'une séquence binaire filtrée par les filtres optimisés soit supérieur à 1 est inférieure à celle d'une séquence RRC Blackman.

## CHAPITRE 5

### ANALYSE DES RÉSULTATS DE SIMULATION

#### 5.1 Introduction

Les simulations présentées dans ce chapitre tiennent compte du système de communication numérique modélisé au chapitre 3. L'influence des filtres de mise en forme optimisés, décrits au chapitre 4, sur la densité spectrale de puissance, sur l'efficacité énergétique et sur la probabilité d'erreur est étudiée. Les propriétés statistiques des filtres optimisés et l'erreur introduite par l'imprécision du temps d'échantillonnage sont également analysées.

#### 5.2 Densités spectrales de puissance

La densité spectrale du signal 32-QAM à la sortie de l'émetteur modélisé est estimée par la méthode du périodogramme de Welch [39]. Cette section est consacrée à l'incidence des filtres optimisés sur les caractéristiques spectrales du signal filtré et amplifié.

##### 5.2.1 Filtre Ultra I

La relation entre le recul de l'amplificateur et le niveau des épaules spectrales a été établie au chapitre 3 : lorsque le recul est diminué, le niveau des épaules augmente. Le recul de l'amplificateur modélisé est estimé à partir de mesures pratiques effectuées le 25 juin 2003 sur la radio GRC-245 de la compagnie Ultra Electronics TCS. La figure 58 montre la densité spectrale mesurée pour un filtre de mise en forme RRC Blackman ( $M_F=7$ ,  $N_F=8$ ,  $\alpha=0.3$ ), à un taux de symbole de 2.064 MS/s et une fréquence de porteuse de 1.45 GHz. Par rapport au niveau de puissance maximal, le niveau des premières épaules du spectre mesuré est de -42 dB.

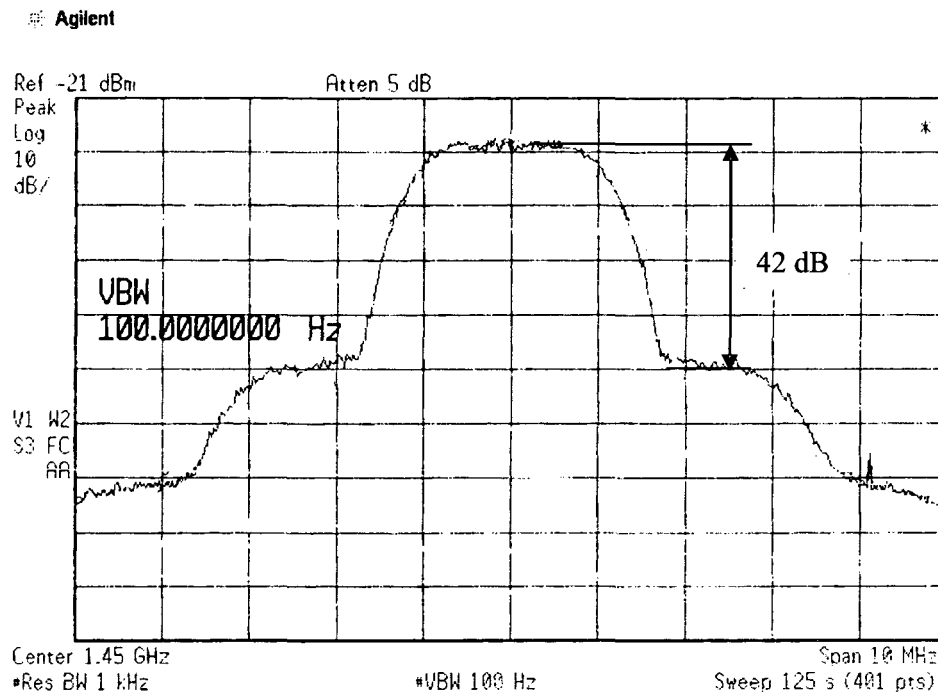


Figure 58 Densité spectrale mesurée (25 juin 2003) du radio GRC-245

Pour alléger la notation, l'expression « un signal 32-QAM filtré par un filtre X » est simplifiée par « un signal 32-QAM X ». La figure 59 illustre les densités spectrales de puissance simulée des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I. Les paramètres des filtres sont les suivants :

- Facteur d'excès de bande passante ( $\alpha$ ) = 0.3 (pour le filtre RRC Blackman)
- Nombre de symboles couverts par le filtre ( $M_F$ ) = 8
- Facteur de suréchantillonnage ( $N_F$ ) = 8.

Les épaules spectrales sont le produit de distorsions d'intermodulation d'ordre 3, 5 et 7. En choisissant le point de comparaison à une fréquence normalisée de  $\pm 0.9$ , les fréquences normalisées  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  correspondantes aux 1<sup>ères</sup>, 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> épaules sont :

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 0.9 \cdot 3 = \pm 2.7 \\
 f_2 &= 0.9 \cdot 5 = \pm 4.5 \\
 f_3 &= 0.9 \cdot 7 = \pm 6.3
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

En ajustant le recul de l'amplificateur modélisé à 7.89 dB, la figure 59 permet de constater la correspondance entre le niveau des premières épaules du spectre simulé et celui du spectre mesuré présenté à la figure 58. Dans les deux cas, le niveau des premières épaules du spectre mesuré est de -42 dB par rapport au niveau de puissance maximal. Le dépassement de la densité spectrale entre les fréquences normalisées -0.4 et 0.4 du signal 32-QAM Ultra I assure une puissance moyenne équivalente à la puissance moyenne du signal 32-QAM RRC Blackman. À un niveau de recul de 7.89 dB, l'utilisation du filtre optimisé Ultra I engendre une réduction des 1<sup>ères</sup> épaules de 2 dB. Le niveau des 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> épaules est réduit de 3 dB.

Tel que démontré au chapitre 3, l'efficacité énergétique du système de communication dépend principalement du niveau de recul de l'amplificateur de puissance. Une diminution du recul entraîne une augmentation du rendement énergétique. La figure 59 montre que l'adoption du filtre Ultra I permet de diminuer le recul de 1.85 dB sans dépassement par rapport au spectre obtenu avec le filtre RRC Blackman.



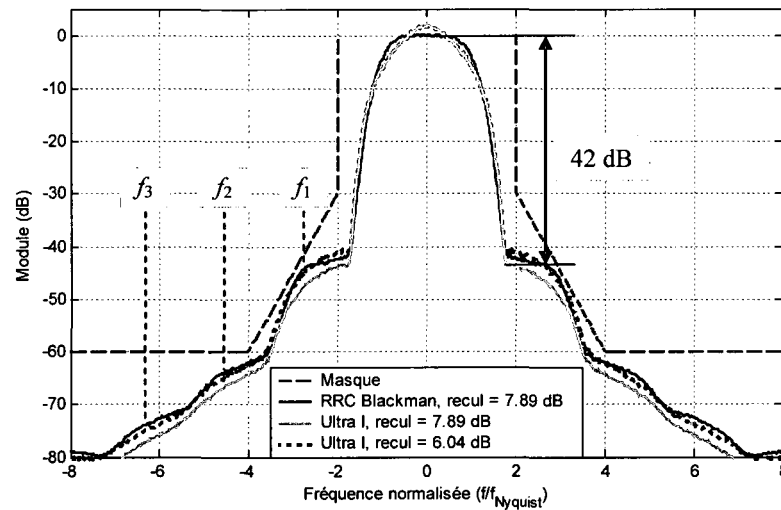


Figure 59 Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB

### 5.2.2 Filtre Ultra V

Les densités spectrales de puissance simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V sont affichées à la figure 60. La dégradation du spectre à partir d'une fréquence normalisée de  $\pm 5$  est provoquée par l'atténuation limitée du filtre Ultra V en bande coupée. Pour le système réel, cette limitation n'est pas problématique puisque les filtres numériques sont quantifiés sur 10 bits et possèdent une atténuation maximale de 60 dB. De plus, la radio GRC-245 inclut un filtre analogique passe-bande à onde de surface (SAW) qui contribue à réduire la puissance du signal pour une fréquence normalisée supérieure à 4. Le filtre Ultra V provoque une réduction des 1<sup>ères</sup> épaules de 7.2 dB, des 2<sup>es</sup> épaules de 6.3 dB et des 3<sup>es</sup> épaules de 2.7 dB. Malgré une réduction du recul de 1.85 dB, les épaules du spectre 32-QAM Ultra V restent inférieures aux épaules du spectre 32-QAM RRC Blackman.

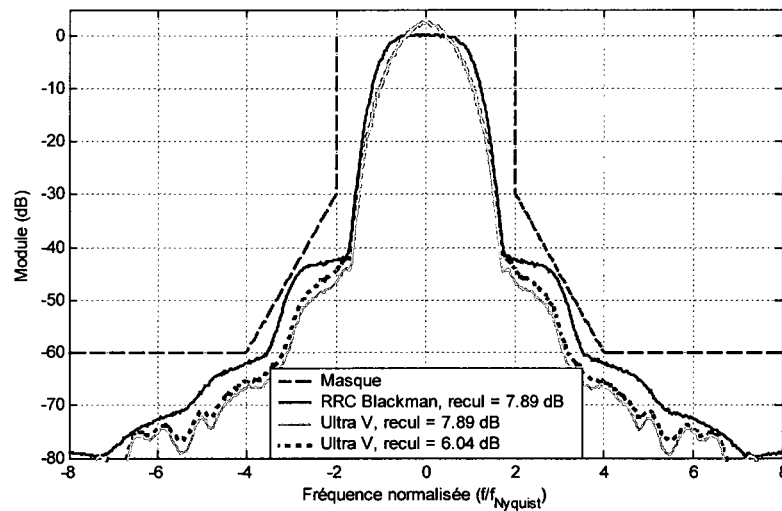


Figure 60 Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB

### 5.2.3 Filtre Ultra Spécial

La figure 61 présente les densités spectrales de puissance simulées d'un signal 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial. À un niveau de recul de 7.89 dB, le filtre Ultra Spécial procure une réduction des 1<sup>ères</sup> épaules de 14.3 dB, des 2<sup>e</sup> épaules de 13.1 dB et des 3<sup>e</sup> épaules de 15.4 dB. La diminution du recul à 6.04 dB augmente le niveau des épaules d'en moyenne 2 dB. Comparée au spectre d'origine, la diminution du recul ne compromet pas la réduction du niveau des épaules. Pour un niveau d'atténuation de 40 dB et un recul de 7.89 dB, l'excès de bande passante requis est diminué de 24.2 %.

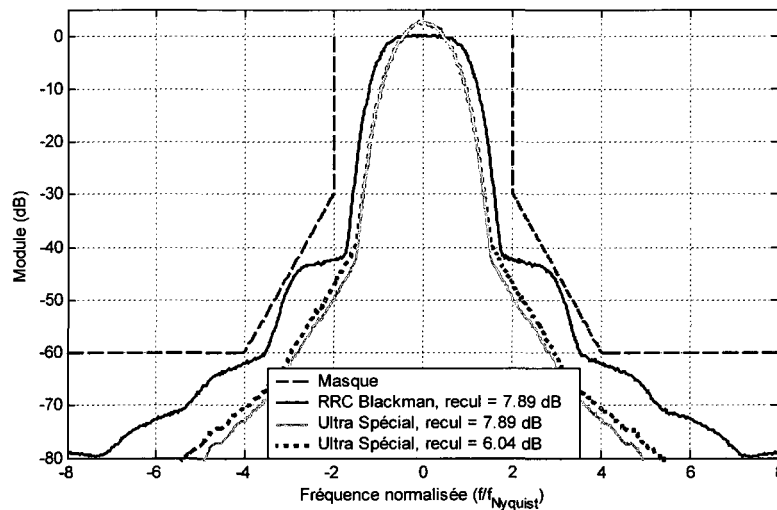


Figure 61 Densités spectrales simulées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial à des niveaux de recul de 7.89 dB et 6.04 dB

### 5.3 Diminution du niveau des épaules en fonction du recul estimé

Dans la section précédente, les densités spectrales et le niveau de réduction des épaules ont été évaluées à un niveau de recul de 7.89 dB. En réalité, le niveau de recul varie en fonction de l'ajustement de la puissance de sortie de l'amplificateur.

La figure 62 permet d'évaluer la réduction des épaules spectrales d'un signal 32-QAM Ultra I par rapport à un signal 32-QAM RRC Blackman, pour des valeurs de recul comprises entre 2 dB et 14 dB. La réduction du niveau des premières épaules est au minimum de 2.85 dB et au maximum de 3.8 dB. Les variations minimale et maximale de la réduction du niveau des deuxièmes épaules sont plus importantes : 2.7 dB pour un recul de 8.92 dB et 4.0 dB pour un recul de 4.46 dB. Entre 4 dB et 10 dB de recul, la réduction moyenne des troisièmes épaules est de 3.62 dB.

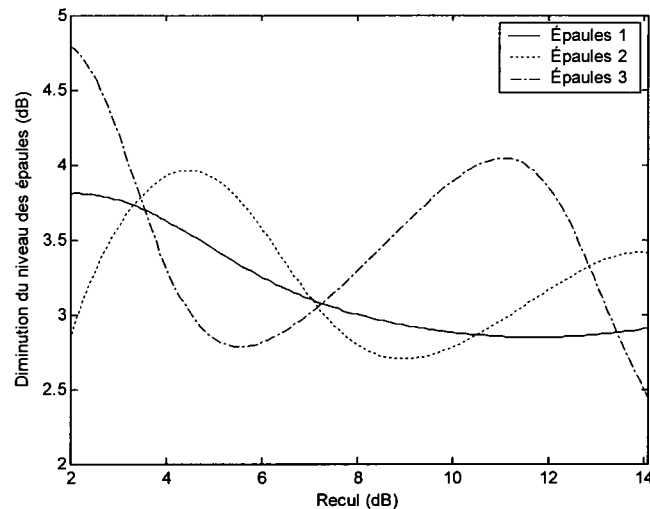


Figure 62 Niveau de réduction des épaules spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra I

La figure 63 révèle que plus le niveau de recul est faible, plus la diminution des épaules spectrales engendrée par le filtre Ultra V est élevée. Le niveau de diminution des premières épaules oscille entre 9.43 dB pour un recul de 4 dB et 6.44 dB pour un recul de 10 dB. Le niveau de réduction maximal des deuxièmes épaules est de 10.14 dB pour un recul de 3.22 dB. Le niveau de réduction des troisièmes épaules est limité par l'atténuation en bande coupée du filtre Ultra V. C'est ce qui provoque l'augmentation de leur niveau pour un recul supérieur à 10.17 dB.

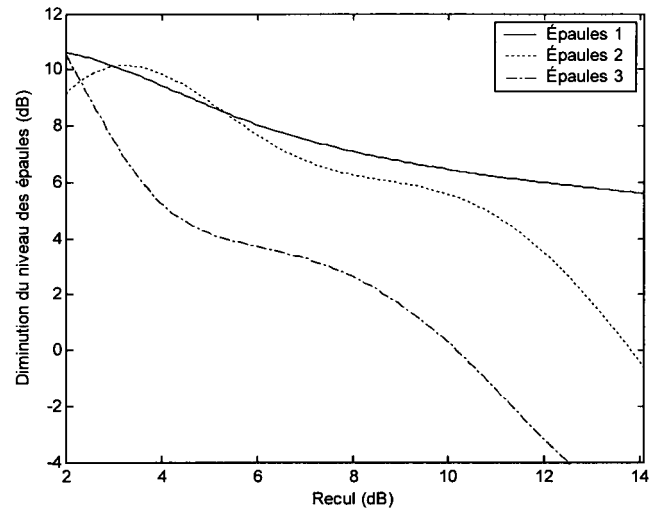


Figure 63 Niveau de réduction des épaules spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra V

Indépendamment de l'ajustement du recul, l'utilisation du filtre Ultra Spécial réduit le niveau des premières épaules spectrales d'au moins 14.1 dB. La réduction du niveau des deuxièmes épaules varie entre 11.74 dB et 16.15 dB. Pour des reculs de 2 dB et 8.35 dB, la réduction du niveau des troisièmes épaules est supérieure à 15 dB.

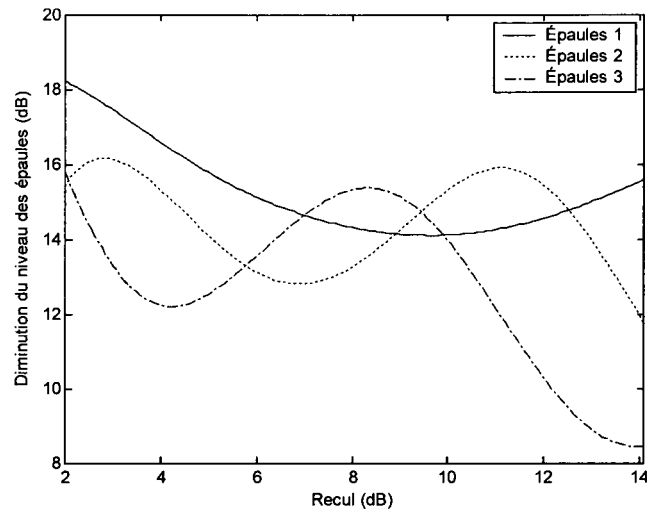


Figure 64 Niveau de réduction des épaulures spectrales en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour un signal 32-QAM Ultra Spécial

#### 5.4 Analyse statistique

L'efficacité des techniques de réduction du RPCPM est souvent mesurée par l'analyse de la fonction cumulative complémentaire (CCDF) de la puissance instantanée ( $P_x$ ) par rapport à la puissance moyenne ( $P_M$ ) du signal filtré, avant amplification. La figure 65 indique qu'il y a une chance sur 1 million ( $10^{-6}$ ) que le RPCPM du signal 32-QAM RRC Blackman soit supérieur à 5.02 dB. Le filtre Ultra I de l'émetteur réduit le niveau de cette probabilité à 4.45 dB. Le filtre Ultra V diminue ce niveau à 4.86 dB tandis que le filtre Ultra Spécial l'augmente à 5.32 dB.

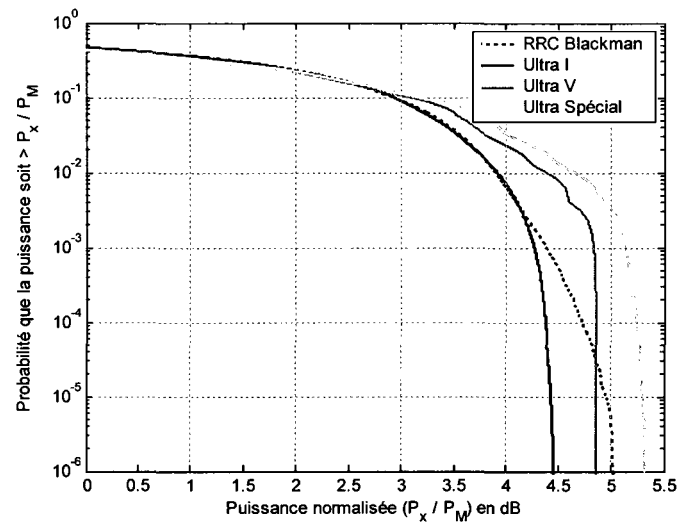


Figure 65 CCDF de la puissance instantanée normalisée d'un signal 32-QAM filtré par les filtres RRC Blackman et optimisés

L'analyse des figures 62 à 65 révèle que le niveau de réduction des épaules spectrales ne dépend pas uniquement du RPCPM du signal filtré. Au contraire, le filtre qui provoque la plus grande diminution des épaules spectrales est celui qui entraîne le RPCPM le plus élevé.

Plusieurs travaux de recherche sont consacrés à la prédiction du niveau des épaules spectrales à partir de l'évaluation statistique du signal présent à l'entrée de l'amplificateur de puissance [40-42]. Un estimé du niveau des épaules spectrales est obtenu par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du signal modulé et amplifié. Ces études démontrent que des variations prononcées de l'enveloppe du signal provoquent un niveau de distorsion d'intermodulation élevé.

Un moyen efficace de visualiser les variations de l'enveloppe d'un signal modulé est d'observer la trajectoire du signal émis dans le plan complexe, avant amplification. Pour faciliter l'interprétation et la visualisation de l'enveloppe du signal, l'analyse est effectuée

pour une modulation 4-QAM ou QPSK. Les observations concernant les constellations QPSK s'appliquent à tous les types de constellations M-QAM.

Les trajectoires obtenues avec les filtres RRC Blackman, Ultra I, Ultra V et Ultra Spécial sont tracées en gris pâle à la figure 66. Dans cette même figure, les constellations représentant le niveau du signal à l'émetteur aux instants de décisions ( $T, 2T, 3T, \dots$ ) sont superposées aux trajectoires. Les constellations et les trajectoires représentent le signal modulé et filtré au niveau de l'émetteur, avant amplification. L'interférence entre symboles non-nulle des filtres de l'émetteur expliquent la dispersion des points formant la constellation.

La figure 66 met en évidence l'importance des variations de l'enveloppe du signal QPSK RRC Blackman. Les transitions de symboles extérieures au rectangle formé des coordonnées (1,1), (-1,1), (-1,-1) et (1,-1) sont les plus susceptibles de produire de la distorsion d'intermodulation. Par exemple, la transition du symbole entre le 1<sup>er</sup> et le 2<sup>e</sup> quadrant produit plus de distorsion qu'une transition entre les symboles des 1<sup>er</sup> et 3<sup>e</sup> quadrants. Dans ce dernier cas, la puissance instantanée lors de la transition est plus faible et l'amplificateur est davantage sollicité dans sa zone d'opération linéaire.

La distance « a » représente les variations de l'enveloppe du signal QPSK RRC Blackman lors de transitions des quadrants 1 à 2, 2 à 3, 3 à 4, 4 à 1 ou 2-1, 3-2, 4-3 et 1-4. La distance « b » correspondante aux fluctuations de l'enveloppe du signal QPSK Ultra I est diminuée de 77 %. Pour le filtre Ultra V, la diminution est de 92 %.

En plus d'éliminer presque complètement les fluctuations de l'enveloppe du signal, les filtres Ultra V et Ultra Spécial diminuent la distance moyenne entre les symboles. La comparaison des distances moyennes « c » entre les symboles des quadrants 1 et 3 de la constellation QPSK RRC Blackman et « d » séparant les symboles des quadrants 1 et 3 de la constellation QPSK Ultra Spécial, montre que l'utilisation du filtre optimisé Ultra Spécial réduit la distance moyenne de 13.5 %. La diminution de la distance moyenne du



signal a pour effet de déplacer le point d'opération vers la zone linéaire de l'amplificateur de puissance et contribue à réduire la distorsion d'intermodulation. Par contre, la diminution de la distance moyenne rend les filtres Ultra V et Ultra Spécial moins robustes au bruit ajouté par le canal de transmission.

Les filtres Ultra V et Ultra Spécial permettent également d'augmenter les chemins possibles de faibles amplitudes entre les différents quadrants. Cette multiplicité de chemins favorise le maintien d'une puissance instantanée faible et explique en partie la diminution des épaules spectrales. Par exemple, pour le filtre Ultra V, la figure 66 montre 3 chemins possibles à partir de la coordonnée  $(-1,1)$ . Le long de ces chemins, l'amplitude moyenne du signal est plus faible que pour les chemins équivalents de la constellation QPSK RRC Blackman. Par conséquent, la probabilité d'obtenir une puissance instantanée élevée est diminuée.

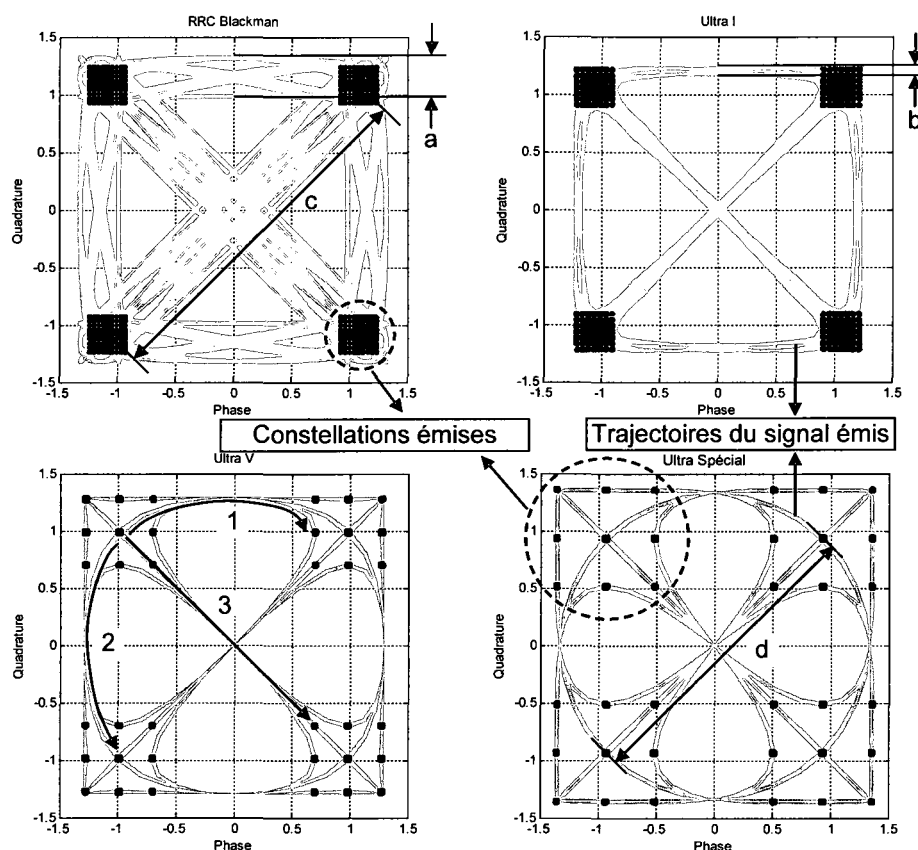


Figure 66 Trajectoires et constellations QPSK obtenues avec les filtres RRC Blackman, Ultra I, Ultra V et Ultra Spécial

Avant filtrage, le RPCPM du signal QPSK est unitaire. L'opération de filtrage augmente les fluctuations de l'enveloppe et le RPCPM. La probabilité que la puissance normalisée soit supérieure à 1 indique l'augmentation de la puissance instantanée causée par les variations de l'enveloppe du signal filtré. Le calcul de probabilité offre une métrique simple à calculer permettant d'évaluer l'effet d'un filtre de mise en forme sur le niveau des épaules spectrales.

La probabilité d'obtenir une puissance instantanée supérieure à 1 correspond à l'aire sous la courbe de la densité de probabilité entre 1 et l'infini. La figure 67 présente les densités de probabilité de la puissance instantanée normalisée des signaux QPSK RRC Blackman et QPSK Ultra V. La probabilité que la puissance instantanée normalisée du signal

QPSK RRC Blackman soit supérieure à 1 est de 56.45 % tandis que la probabilité pour un signal QPSK Ultra Spécial est de 44.34 %. Pour un signal QPSK Ultra I, la probabilité est de 52.62 % et pour un signal QPSK Ultra V, la probabilité est de 44.71 %. Par rapport au signal RRC Blackman, la diminution de la probabilité que la puissance normalisée instantanée soit supérieure à 1 est proportionnelle à la réduction du niveau des épaules spectrales générée par les filtres optimisés.

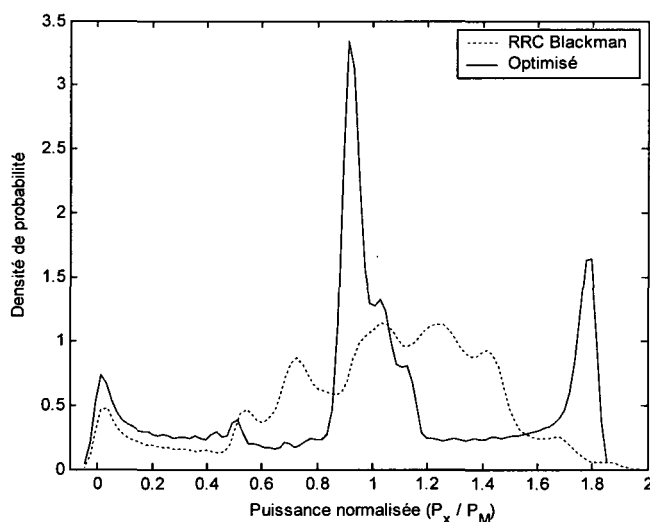


Figure 67 PDF de la puissance instantanée normalisée des signaux QPSK RRC Blackman et QPSK Ultra V

### 5.5 Probabilité d'erreur en fonction du rapport $E_b/N_0$

Afin d'obtenir une probabilité d'erreur minimale, les filtres de mise en forme de l'émetteur et du récepteur sont normalement adaptés [7]. En considérant un amplificateur idéal (parfaitement linéaire), la figure 68 expose la dégradation de performance des combinaisons de filtres étudiées par rapport au taux d'erreur théorique. Puisque l'interférence entre symboles des filtres optimisés équivalents est nulle, la dégradation de performance est uniquement provoquée par le fait que les filtres optimisés ne sont pas adaptés. L'augmentation de la probabilité d'erreur du système de

référence provient principalement de l'interférence entre symboles non-nulle du filtre équivalent formé des filtres RRC Blackman et RRC. Pour une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$ , seuls les filtres Ultra I sont plus performants que la combinaison RRC Blackman – RRC.

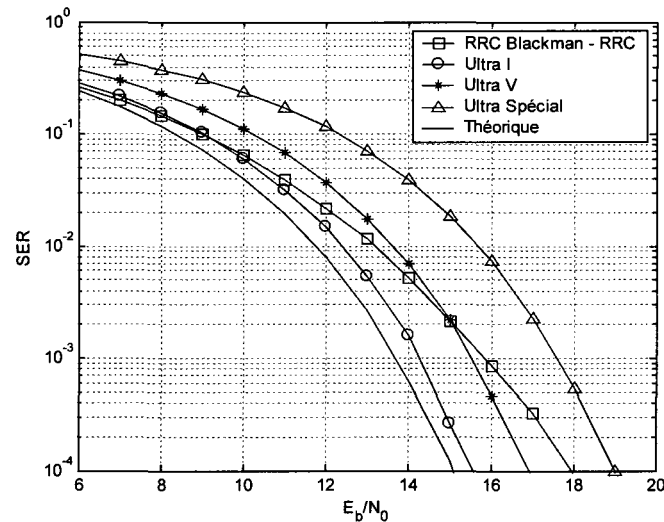


Figure 68 Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur parfaitement linéaire et une modulation 32-QAM (simulation de  $2^{18}$  symboles)

La fonction de transfert non linéaire de l'amplificateur modifie les propriétés temporelles de la séquence filtrée et ajoute de l'interférence entre symboles. La dégradation de performance engendrée par les fonctions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur modélisé pour un recul de 7.89 dB est évaluée à la figure 69. Pour un taux d'erreur par symbole (SER) de  $10^{-2}$ , le rapport signal à bruit théorique requis d'un système de communication utilisant une modulation 32-QAM est de 11.75 dB. Dans le cas du système de référence, le rapport  $E_b/N_0$  requis pour obtenir un SER de  $10^{-2}$  est de 16.61 dB. La comparaison de ce résultat à celui de la figure 68 montre que la non-linéarité de l'amplificateur augmente de 3.43 dB le rapport  $E_b/N_0$  requis. Dans le cas des filtres optimisés, l'augmentation du rapport  $E_b/N_0$  requis est seulement de 1 dB. Pour un SER de  $10^{-2}$ , l'utilisation des filtres Ultra I réduit la puissance du signal requis par rapport au système de référence de

3.23 dB. Les filtres Ultra V réduisent la puissance du signal requis par rapport au système de référence de 2.00 dB. L'adoption des filtres Ultra Spécial se traduit par une augmentation de la puissance du signal requis par rapport au système de référence de 0.09 dB.

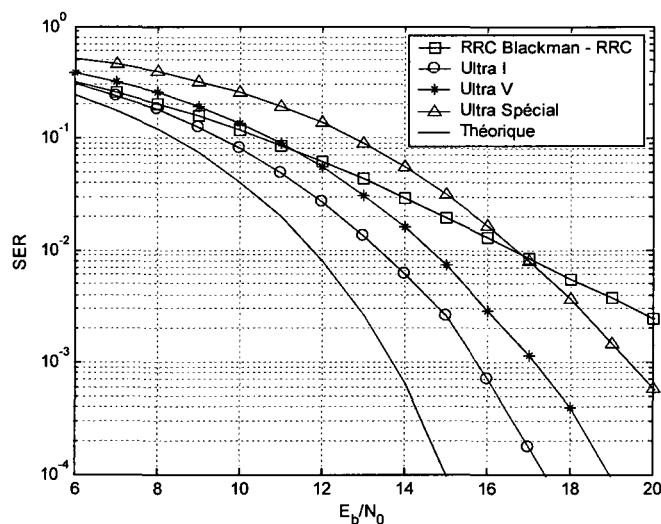


Figure 69 Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur non-linéaire à un recul de 7.89 dB et une modulation 32-QAM (simulation de  $2^{18}$  symboles)

En diminuant le recul de l'amplificateur de puissance, il est possible d'augmenter son efficacité énergétique. Les simulations de densités spectrales de puissance présentées aux figures 59 à 61 ont montré que le recul peut être diminué de 1.85 dB sans dégradation spectrale comparativement au spectre du signal 32-QAM RRC Blackman. La figure 67 illustre la probabilité d'erreur d'un système utilisant les filtres optimisés à un recul de 6.04 dB, comparée à la probabilité d'erreur du système de référence dont le recul de l'amplificateur est ajusté à 7.89 dB. Le taux d'erreur par symbole d'un système utilisant des filtres Ultra I et Ultra V opéré à un recul de 6.04 dB demeure inférieur au taux d'erreur du système de référence à un recul de 7.89 dB. Le recul de l'amplificateur d'un système comportant des filtres Ultra V peut être diminué jusqu'à 5.05 dB sans que

la probabilité d'erreur dépasse celle du système de référence opérant à un recul de 7.89 dB.

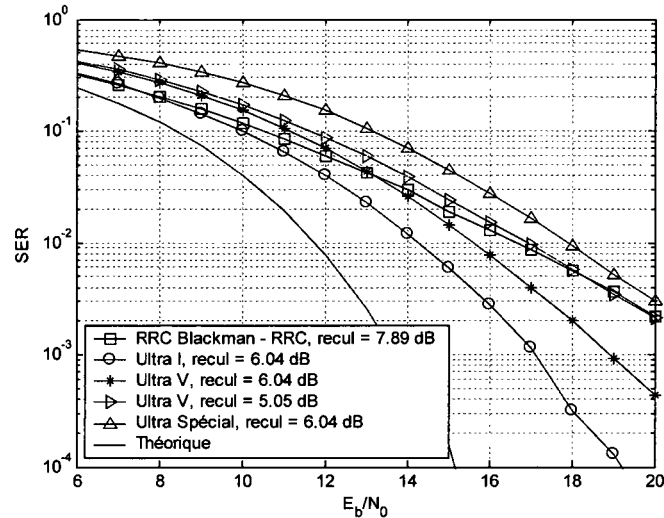


Figure 70 Taux d'erreur par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour un amplificateur non-linéaire à des reculs de 7.89 dB, 6.04 dB et 5.05 dB et une modulation 32-QAM (simulation de  $2^{18}$  symboles)

Les filtres optimisés ne sont pas adaptés et sont par conséquent, moins performant lorsqu'un canal AWGN parfaitement linéaire est considéré. Par contre, leurs propriétés temporelles et fréquentielles sont beaucoup moins affectées par les non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Le taux d'erreur pour des reculs de 7.89 dB ou 6.04 dB d'un système avec filtres optimisés Ultra I et Ultra V est donc plus faible que pour le système de référence.

## 5.6 Probabilité d'erreur en fonction du recul

En plus d'affecter l'intégralité du spectre, l'ajustement du recul de l'amplificateur influence la performance d'erreur du système de communication. La figure 69 montre

que pour le système de référence avec amplificateur et un SER de  $10^{-2}$ , le rapport  $E_b/N_0$  requis est de 16.61 dB.

Le taux d'erreur par symbole en fonction du recul est évalué à la figure 71 pour le système de référence et un système avec filtres optimisés. Le rapport  $E_b/N_0$  prescrit est de 16.61 dB. Pour un recul supérieur à 2.12 dB, le filtre Ultra I est le plus performant tandis que le filtre Ultra Spécial est le moins efficace. Lorsque le recul est inférieur à 2.12 dB, la tendance s'inverse. Pour des niveaux de recul compris entre 0 et 7.75 dB, la combinaison de filtres RRC Blackman – RRC est la moins performante parce que premièrement, la probabilité que la puissance instantanée soit supérieure à 1 est élevée et que deuxièmement, l'interférence entre symboles de ce système est non nulle. À des niveaux de recul compris entre 4.82 dB et 10 dB, les filtres Ultra I réduisent d'au minimum 10 fois le taux d'erreur. Dans le même intervalle, les filtres Ultra V diminuent d'au moins 3.76 fois le taux d'erreur.

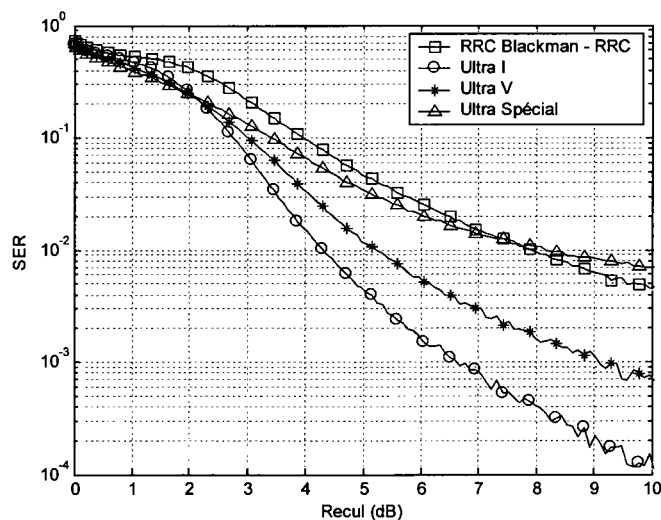


Figure 71 Taux d'erreur par symbole en fonction du recul de l'amplificateur de puissance pour une modulation 32-QAM et un rapport  $E_b/N_0$  de 16.61 dB (simulation de  $2^{18}$  symboles)

### 5.7 Efficacité énergétique

Le calcul de l'efficacité d'un amplificateur de puissance de classe A en fonction du recul est présenté au chapitre 3. Pour un recul de 7.89 dB, l'efficacité énergétique est de 8.13 %. Un système intégrant les filtres optimisés Ultra I et Ultra V peut supporter un recul de 6.04 dB sans compromettre le taux d'erreur et l'efficacité spectrale. L'efficacité résultante est alors de 12.44 %.

La figure 67 montre que pour une probabilité d'erreur de  $10^{-2}$ , un système utilisant les filtres optimisés Ultra V à un niveau de recul de 5.05 dB nécessite un rapport signal à bruit équivalent au système de référence à un niveau de recul de 7.89 dB. Un recul de 5.05 dB implique une efficacité énergétique de 15.63 %, ce qui constitue une amélioration de 2.84 dB par rapport au système de référence. L'augmentation du rendement énergétique procuré par les filtres optimisés Ultra V n'est pas faite au dépend de l'efficacité spectrale puisque pour un recul de 5.05 dB, le niveau des premières épaules spectrales est de 4 dB inférieur aux épaules du système de référence opéré à un recul de 7.89 dB. Les filtres Ultra V permettent de doubler la puissance de sortie sans compromettre la probabilité d'erreur et sans dépasser les limites du masque fréquentiel imposé.

### 5.8 Erreur d'échantillonnage

L'erreur d'échantillonnage, définie au chapitre 2 (équation 2.15), est une mesure de la robustesse du système aux variations du temps d'échantillonnage. L'interférence non nulle du filtre équivalent du système de référence est apparente à la figure 72 puisque pour  $\beta = 0$ , l'erreur d'échantillonnage est supérieure à zéro. La figure 72 montre également la robustesse des filtres équivalents optimisés à l'imprécision du temps d'échantillonnage. Peu importe le pourcentage d'imprécision  $\beta$ , l'erreur d'échantillonnage des filtres optimisés est plus faible que l'erreur du filtre équivalent formé des filtres RRC Blackman et RRC. Les filtres équivalents optimisés les plus résistants à une



inexactitude du temps d'échantillonnage sont en ordre, les filtres Ultra I, Ultra V et Ultra Spécial.

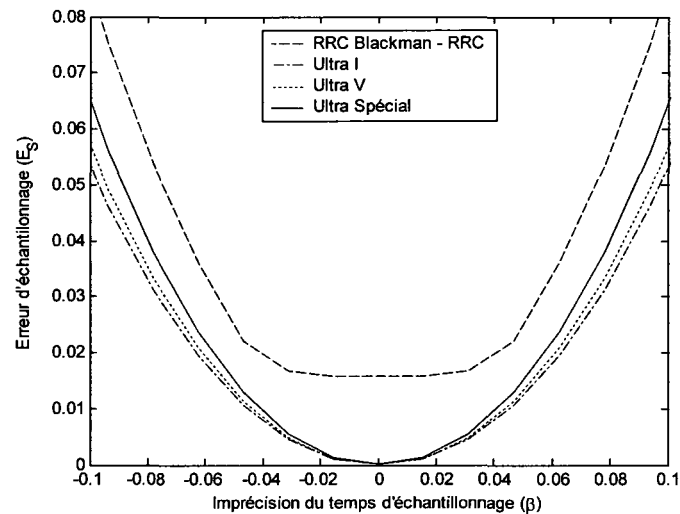


Figure 72 Erreur d'échantillonnage en fonction de l'imprécision du temps d'échantillonnage pour le filtre équivalent du système de référence et pour les filtres équivalents optimisés

## 5.9 Résumé des résultats

Le tableau III résume les performances des filtres optimisés par rapport au système de référence utilisant les filtres RRC Blackman à l'émetteur et RRC au récepteur.

Au niveau de recul nominal (7.89 dB), les filtres optimisés engendrent une réduction des premières épaules spectrales d'au minimum 2.0 dB et d'au maximum 14.3 dB. La diminution du niveau des 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> épaules varie entre 2.7 dB et 15.4 dB.

Comparé au système de référence, le RPCPM des signaux 32-QAM Ultra I et 32-QAM Ultra V est réduit respectivement de 0.57 dB et 0.16 dB. Le filtre Ultra Spécial de l'émetteur augmente le RPCPM de 0.30 dB. Les filtres optimisés Ultra I, V et Spécial

réduisent la probabilité que la puissance normalisée ( $P_x/P_M$ ) soit supérieure à 1 de 3.83 %, 11.74 % et 12.11 %.

Les filtres optimisés ne procurent pas d'avantages significatifs lorsqu'un amplificateur idéal est considéré. Par contre, en incluant l'amplificateur modélisé opérant à un recul de 7.89 dB, le rapport signal à bruit requis pour un taux d'erreur de  $10^{-2}$  est réduit de moitié par les filtres Ultra I. Les filtres Ultra V réduisent le rapport  $E_b/N_0$  requis de 2 dB tandis que les filtres Ultra Spécial l'augmentent de 0.09 dB.

L'efficacité énergétique d'un système utilisant les filtres Ultra I peut être augmentée de 4.31 % sans affecter la probabilité d'erreur. En ajustant le recul de l'amplificateur à 5.05 dB, les filtres Ultra V augmentent l'efficacité de l'amplificateur de puissance de 7.50 %.

Tableau III

Performances des filtres optimisés comparativement au système de référence  
présenté au chapitre 3

<b>Paramètres (Modulation 32-QAM)</b>	<b>Ultra I</b>	<b>Ultra V</b>	<b>Ultra Spécial</b>
Niveau relatif des 1 <sup>ères</sup> épaules (dB) (recul = 7.89 dB)	-2.0	-7.2	-14.3
Niveau relatif des 2 <sup>e</sup> épaules (dB) (recul = 7.89 dB)	-3.0	-6.3	-13.1
Niveau relatif des 3 <sup>e</sup> épaules (dB) (recul = 7.89 dB)	-3.0	-2.7	-15.4
RPCPM du signal 32-QAM filtré (dB)	-0.57	-0.16	+0.30
Probabilité que la puissance normalisée soit supérieure à 1 (QPSK)	-3.83	-11.74	-12.11
$E_b/N_0$ (dB) requis pour un SER de $10^{-2}$ (amplificateur linéaire)	-0.80	+0.43	+2.50
$E_b/N_0$ (dB) requis pour un SER de $10^{-2}$ (recul = 7.89 dB)	-3.23	-2.00	+0.09
Recul (dB) requis pour un SER de $10^{-2}$ ( $E_b/N_0 = 16.61$ dB)	-3.59	-2.67	+0.27
Efficacité énergétique maximale (%)	+4.31	+7.50	0.00

### 5.10 Conclusion

La minimisation des produits d'intermodulation et du niveau des épaules spectrales par l'utilisation des filtres optimisés offre plusieurs avantages. Premièrement, l'interférence provoquée par les canaux adjacents est diminuée et la robustesse du système améliorée. Deuxièmement, si le niveau de recul original est conservé, la distorsion provoquée par la non-linéarité de l'amplificateur est réduite et la probabilité d'erreur, diminuée. Troisièmement, la réduction du niveau des épaules spectrales facilite le respect du

masque fréquentiel. Cette relaxation de contrainte implique une diminution de la tolérance sur les composants utilisés et sur la calibration de l'appareil. Aussi, le respect du masque fréquentiel est moins menacé par les variations environnementales affectant l'amplificateur et les composants électroniques s'y rattachant.

L'analyse des résultats de simulation montre que l'évaluation du RPCPM n'est pas suffisante pour évaluer l'impact d'un filtre de mise en forme sur le niveau des épaules spectrales. En effet, le filtre Ultra Spécial possède le RPCPM le plus élevé et pourtant, c'est celui qui provoque la plus grande réduction du niveau des épaules spectrales. La métrique proposée pour déterminer l'influence d'un filtre sur la distorsion spectrale est le calcul de la probabilité que la puissance normalisée soit supérieur à 1 appliqué à une modulation QPSK. Cette métrique donne une indication plus représentative de l'influence d'un filtre sur les épaules spectrales.

Les filtres optimisés peuvent être utilisés pour diminuer le niveau des épaules spectrales, réduire la probabilité d'erreur ou augmenter l'efficacité énergétique.

Pour un SER de  $10^{-2}$ , les filtres Ultra I permettent de réduire la puissance du signal de moitié par rapport au système de référence. Pour un rapport  $E_b/N_0$  de 16.6 dB, la probabilité d'erreur d'un système utilisant les filtres Ultra I est de  $10^{-3.5}$  tandis que pour le système de référence, le SER est de  $10^{-2}$ . Dans ces conditions, le filtre Ultra I réduit la probabilité d'erreur de 32 fois. Le filtres Ultra I de l'émetteur offre une réduction du niveau des épaules spectrales variant entre 2 dB et 3 dB.

À un niveau de recul de 6.04 dB, les filtres Ultra V offrent un compromis entre la réduction des épaules, la diminution du taux d'erreur et l'augmentation de l'efficacité énergétique. En diminuant le recul à 5.05 dB, les filtres Ultra V procurent le double de l'efficacité énergétique du système de référence sans compromettre le taux d'erreur.

Bien que tous les filtres optimisés permettent une réduction du niveau des épaules spectrales, le filtre Ultra Spécial de l'émetteur est, à ce niveau, le plus performant. Par contre, les filtres Ultra Spécial sont les moins résistants au bruit blanc ajouté par le canal de transmission. Pour obtenir le même taux d'erreur que le système de référence, un système utilisant les filtres Ultra Spécial doit fournir un supplément de puissance de 0.09 dB.

L'utilisation des filtres Ultra I et Ultra V augmente l'efficacité énergétique de 1.85 dB en maintenant la probabilité d'erreur plus faible que le système de référence. Pour un taux d'erreur égal à celui du système de référence, le filtre Ultra V génère une augmentation du rendement énergétique de 2.84 dB. La diminution du niveau de recul a deux applications : transmettre 2 fois plus de puissance en respectant le masque fréquentiel ou augmenter l'efficacité énergétique. Dans le cas d'applications mobiles, l'augmentation du rendement énergétique accroît la durée de vie des batteries et l'autonomie du système.

Les applications nécessitant une grande efficacité spectrale peuvent également profiter des filtres optimisés. À une puissance normalisée de -40 dB, les figures 60 et 61 montrent que pour les filtres Ultra V et Ultra Spécial, l'excès de bande passante est réduit de 9 % et de 24 %.

En résumé, les filtres optimisés offrent une solution efficace et peu coûteuse en terme de ressources matérielles. Les applications demandant un taux d'erreur minimal peuvent profiter de la robustesse des filtres Ultra I. Lorsque l'efficacité énergétique est le critère déterminant, les filtres Ultra V sont à considérer. Une réduction maximale des épaules spectrales et de la puissance des canaux adjacents est offerte par les filtres Ultra Spécial. Le meilleur compromis entre ces différents critères de performance est obtenu par l'adoption des filtres Ultra V.

## **CHAPITRE 6**

### **MESURE DES PERFORMANCES RÉELLES**

#### **6.1 Introduction**

Les mesures pratiques valident la précision de la modélisation et l'exactitude des simulations. Ce chapitre présente les densités spectrales de puissance et les constellations mesurées du système de communication numérique modélisé au chapitre 3. Une comparaison des résultats de simulation présentés au chapitre 5 et des observations pratiques est également fournie.

#### **6.2 Environnement de test**

Les tests pratiques ont été effectués au laboratoire de la compagnie Ultra Electronics TCS sur une radio militaire GRC-245. La figure 73 illustre l'environnement de test lors de la mesure des densités spectrales de puissance. Les filtres RRC Blackman et les filtres optimisés de l'émetteur présentés au chapitre 4 sont programmés dans le générateur de forme d'onde arbitraire HP 4433B. La résolution des convertisseurs numérique à analogique de cet appareil est de 14 bits. Le taux de symbole du générateur est ajusté à 500 kS/s. Le filtre passe-bande du radio GRC-245 est de type SAW et possède une bande passante de 2 MHz. Il contribue à la réduction des émissions spectrales hors bande. Un mélangeur assure la translation du spectre à une fréquence de 325 MHz. L'atténuateur passif réduit le niveau de puissance et permet l'analyse spectrale à l'aide des analyseurs de spectre HP8566B et HPE4401B.

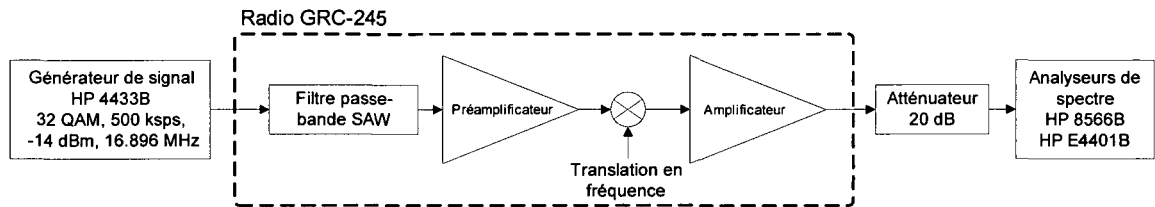


Figure 73 Environnement de test pour l'analyse spectrale

Le filtre SAW et les fonctions AM/AM et AM/PM du préamplificateur n'ont pas été modélisés et n'ont pas été considérés pour les simulations présentées au chapitre 5. L'effet des non-linéarités du préamplificateur et du filtre SAW sur le signal est observable à la figure 74. Cette figure montre les constellations mesurées d'un signal 32-QAM Ultra I injecté à l'entrée du filtre SAW (figure 74-a) et à l'entrée de l'amplificateur (figure 74-b). Le préamplificateur et le filtre SAW ajoutent de l'interférence entre symboles et augmentent la dispersion des symboles démodulés.

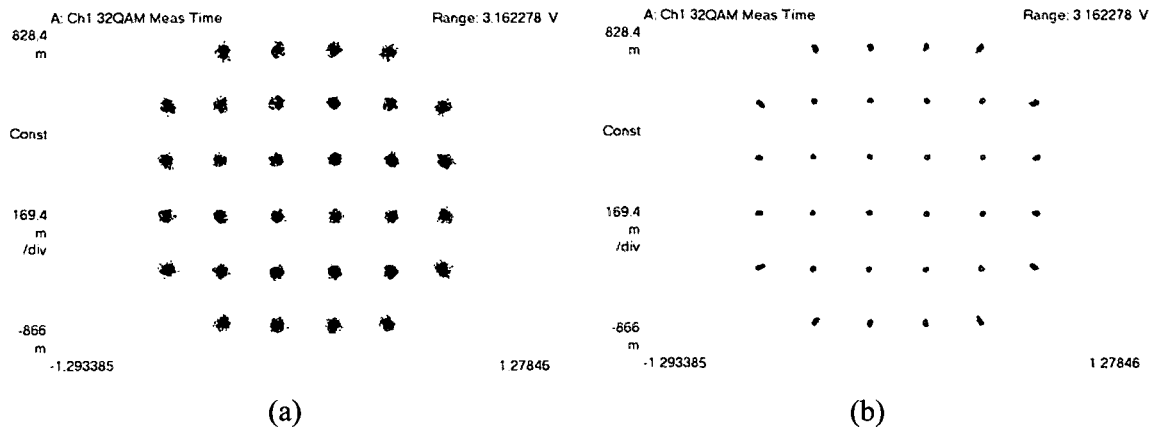


Figure 74 Constellations du signal 32-QAM Ultra I mesurées avec (a) et sans (b) filtre SAW et préamplificateur

Afin d'effectuer une comparaison valide entre les constellations mesurées et simulées, le signal provenant du générateur de forme d'ondes arbitraires est injecté directement à l'entrée de l'amplificateur de puissance, tel qu'illustré à la figure 75. Les filtres RRC et

les filtres optimisés du récepteur décrit au chapitre 4 sont programmés à l'intérieur de l'analyseur vectoriel.

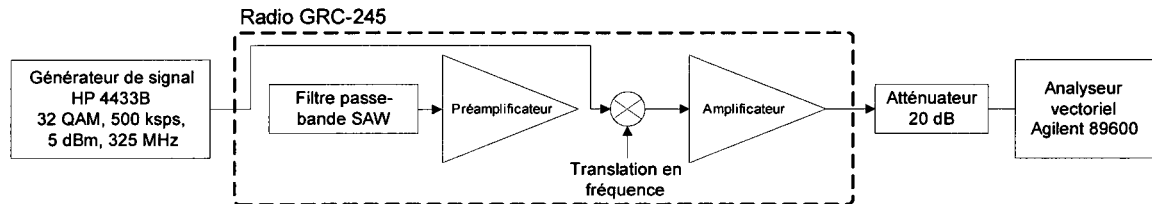


Figure 75 Environnement de test pour la mesure des constellations

### 6.3 Filtres Ultra I

La figure 76 illustre les densités spectrales de puissance mesurées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I lors d'une série de tests effectuée le 26 mai 2004. Pour un niveau d'entrée de -14 dBm, la puissance de sortie est de 27.65 dBm. En augmentant le niveau d'entrée de 2 dB à -12 dBm, la puissance de sortie mesurée est de 29.5 dBm. La diminution du niveau de recul provoqué par l'augmentation de la puissance du signal d'entrée est donnée par :

$$\text{Diminution du Recul} = P_{out} \big|_{P_{in} = -12 \text{ dBm}} - P_{out} \big|_{P_{in} = -14 \text{ dBm}} = 29.5 - 27.65 = 1.85 \text{ dB} \quad (6.1)$$

Cette diminution de recul correspond à la diminution de recul simulée au chapitre 5.



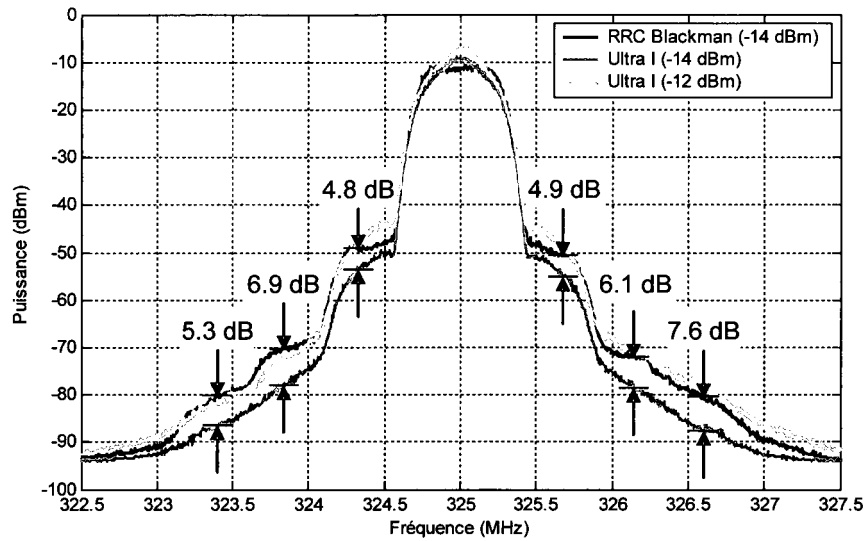


Figure 76 Densités spectrales de puissance mesurées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra I-A

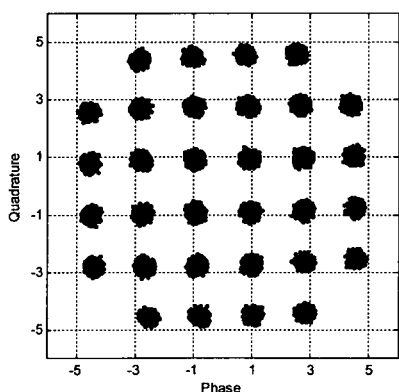
Le calcul de réduction des épaules est effectué de la même façon qu'au chapitre 5. À un taux de symbole de 500 kS/s, une fréquence normalisée de 1 correspond à  $R_s/2 = 250$  kHz et une fréquence normalisée de 0.9 équivaut à  $0.9 \cdot 250 \cdot 10^3 = 225$  kHz. La réduction du niveau des épaules est calculée selon les fréquences suivantes :

$$\begin{aligned}
 f_1 \text{ (MHz)} &= \pm 0.225 \cdot 3 + 325 = 325.675 \text{ et } 324.325 \\
 f_2 \text{ (MHz)} &= \pm 0.225 \cdot 5 + 325 = 326.125 \text{ et } 323.875 \\
 f_3 \text{ (MHz)} &= \pm 0.225 \cdot 7 + 325 = 326.575 \text{ et } 323.475
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

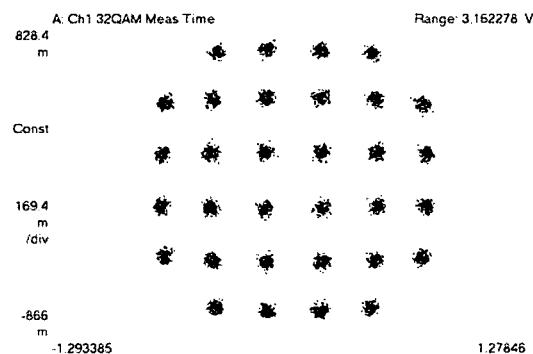
L'utilisation du filtre Ultra I de l'émetteur entraîne une diminution moyenne des premières épaules de 4.85 dB et des deuxième épaules, de 6.50 dB. Les troisième épaules sont réduites en moyenne de 6.45 dB. La diminution mesurée du niveau des épaules spectrales est de 3 dB supérieure à celle prévue par la simulation. Ce résultat peut s'expliquer par les différences entre la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur utilisé et la fonction de transfert modélisée. En effet, par rapport au niveau de puissance maximal, l'apparition des premières épaules se fait à -38 dB alors

qu'en simulation, elles apparaissent à -42 dB. La diminution du recul de 1.85 dB amène le spectre du signal 32-QAM Ultra I au même niveau que celui du signal 32-QAM RRC Blackman.

Les constellations simulées et mesurées du système de référence (filtres RRC Blackman à l'émetteur et RRC au récepteur) sont présentées à la figure 77. La constellation simulée du système de référence (figure 77-a) est obtenue en ajustant le recul à 7.89 dB. La mesure de la constellation (figure 77-b) est effectuée en spécifiant une puissance d'entrée de 5 dBm. La dispersion des points représentant les symboles décodés des constellations simulée et mesurée est provoquée par l'interférence entre symboles non nulle du filtre équivalent du système de référence. La rotation d'environ 3 degrés de la constellation simulée est causée par la fonction de transfert AM/PM de l'amplificateur modélisé. Cette rotation n'est pas apparente sur les constellations mesurées, car le mécanisme de synchronisation de l'analyseur vectoriel compense pour les erreurs de phase.



(a)



(b)

Figure 77 Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres RRC Blackman – RRC simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b)

Les constellations du signal 32-QAM Ultra I obtenues en simulation et par l'analyseur vectoriel sont présentées à la figure 78. Puisque le filtre équivalent Ultra I possède une interférence entre symboles nulle, les points représentant chaque symbole décodé affichés à la la figure 78 (a) et (b) sont très regroupés. Lorsque le recul est diminué de 1.85 dB, la figure 78 (c) et (d) montre que la fonction de transfert AM/AM non linéaire augmente légèrement l'interférence entre symboles et de fait, la superficie des nuages de points. La correspondance entre la simulation et la mesure pratique est presque parfaite.

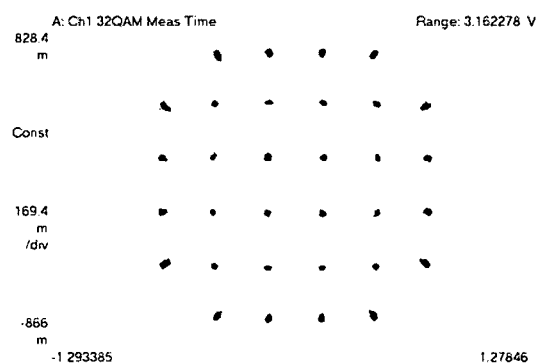
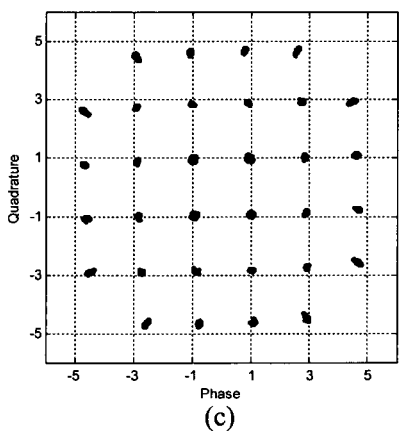
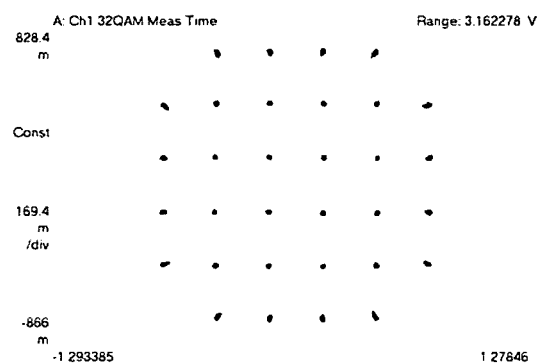
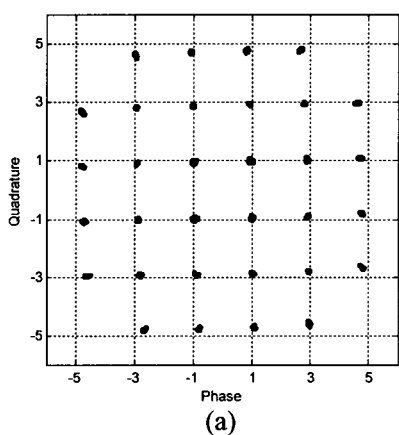


Figure 78 Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra I simulé à un recul de 7.89 dB (a), mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b), simulé à un recul de 6.05 dB (c) et mesuré à un niveau d'entrée de 7 dBm (d)

## 6.4 Filtres Ultra V

Les densités spectrales de puissance et les constellations des filtres Ultra V et Ultra Spécial ont été mesurées le 4 juin 2004 au laboratoire d'Ultra Electronics TCS. Dû à la disponibilité des équipements, la radio GRC-245 utilisée n'était pas la même que lors des tests du 26 mai 2004. Aussi, la puissance de sortie était ajustée à 33 dBm.

Les spectres mesurés des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V sont présentés à la figure 79. Contrairement aux mesures précédentes, les niveaux des 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> épaules des spectres obtenus ne sont pas symétriques. Cette asymétrie peut provenir de l'imperfection de la réponse en fréquence du filtre SAW. Des études récentes [43-45] identifient d'autres sources possibles d'asymétrie :

- 1) Les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur changent en fonction de la fréquence ;
- 2) Si le découplage est déficient, le circuit d'alimentation de l'amplificateur peut être modulé par l'enveloppe du signal amplifié. Les variations de l'alimentation provoquent de la distorsion d'intermodulation ;
- 3) Le point de polarisation de l'amplificateur et le degré de réactance de l'impédance vue par l'amplificateur peut influencer le niveau d'asymétrie. Puisque l'impédance change en fonction de la fréquence, l'ajustement du circuit d'adaptation d'impédance entre l'amplificateur et l'antenne peut affecter la symétrie du spectre.

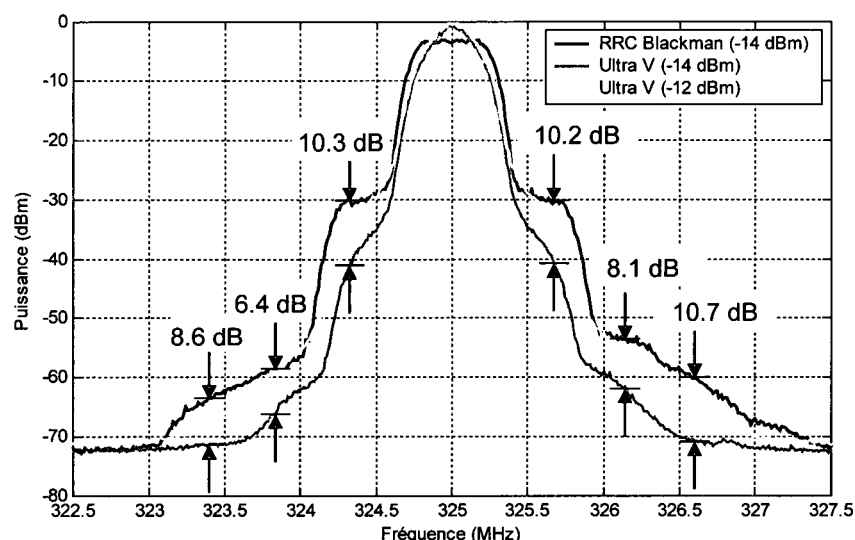


Figure 79 Densités spectrales de puissance mesurées des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra V

La diminution moyenne des premières, deuxième et troisième épaules est de 10.25 dB, 7.25 dB et 9.65 dB. La simulation (figure 60) prévoyait que la diminution du recul de 1.85 dB entraînerait une augmentation du niveau des épaules d'environ 2 dB. En pratique, le spectre obtenu à un recul de -1.85 dB (puissance d'entrée de -12 dBm) est augmenté de 6 dB. Cette différence entre la simulation et la mesure pratique peut s'expliquer par le fait que le niveau d'opération (l'ajustement du recul) n'est pas le même. En simulation, le recul est ajusté pour que la différence entre le niveau de puissance maximal et la première épaule du spectre soit de 42 dB. Lors des mesures pratiques effectuées, la différence était plutôt de 27 dB. Puisqu'en pratique l'amplificateur est davantage sollicité dans sa zone d'opération non linéaire, il est normal qu'une diminution du recul ait un impact plus important sur le niveau des épaules spectrales.

Les constellations simulée et mesurée du signal 32-QAM Ultra V au niveau nominal d'opération (puissance d'entrée de 5 dBm) sont illustrées à la figure 80. Les points situés aux extrémités de la constellation possèdent une puissance plus élevée et sont par conséquent plus affectés par la non-linéarité de l'amplificateur. Malgré la différence

entre les niveaux d'opérations simulés et pratiques, les constellations simulée et mesurée sont identiques.

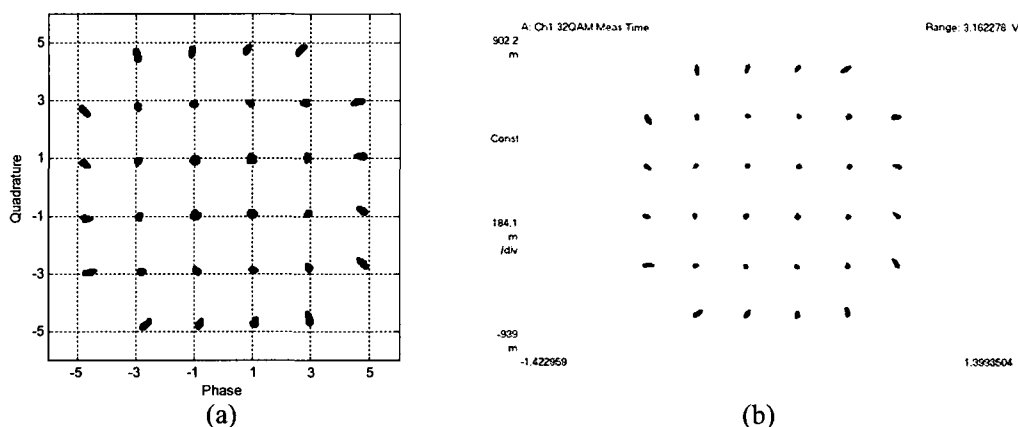


Figure 80 Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra V simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b)

## 6.5 Filtres Ultra Spécial

L'évaluation des caractéristiques des filtres Ultra Spécial a été effectuée en même temps que les mesures sur les filtres Ultra V. Le niveau des premières, deuxième et troisième épaules est réduit en moyenne de 17.25 dB, 10.40 dB et 10.05 dB.

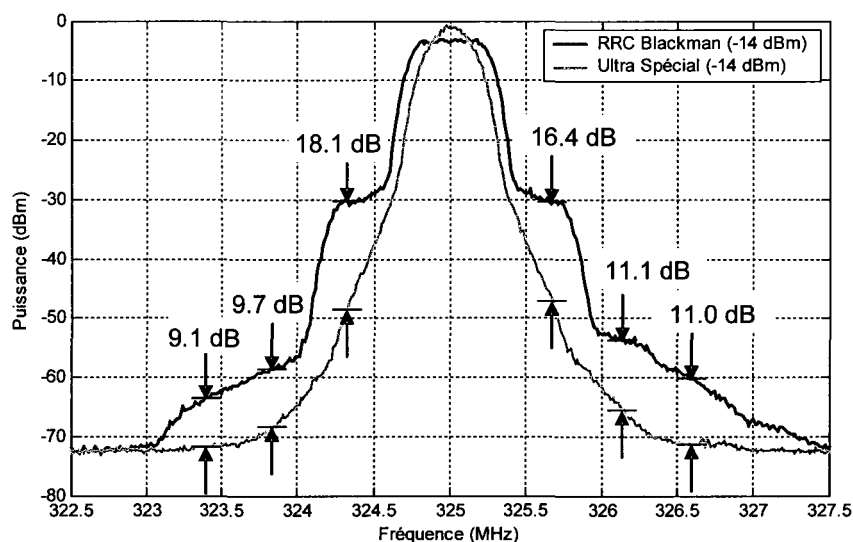
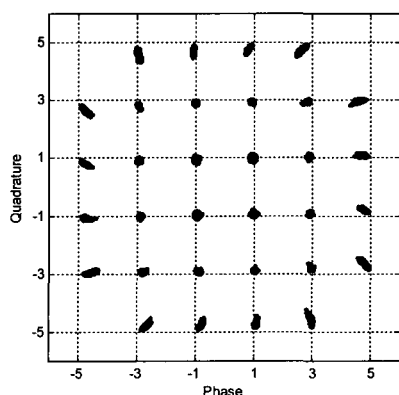
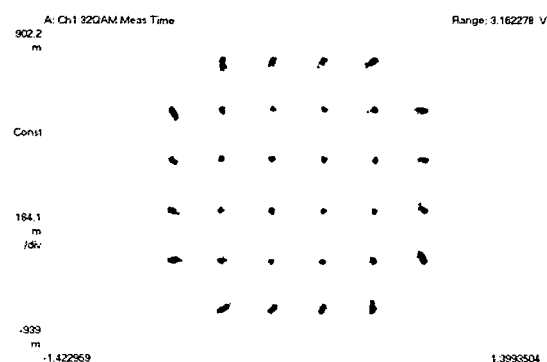


Figure 81 Densités spectrales de puissance mesurés des signaux 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial

Les constellations 32-QAM simulée et mesurée obtenues par l'utilisation des filtres optimisés Ultra Spécial sont illustrées à la figure 82. Le RPCPM élevé du signal 32-QAM Ultra Spécial se traduit par une déformation plus prononcée des nuages de points formés par les symboles aux amplitudes plus élevées.



(a)



(b)

Figure 82 Constellations 32-QAM des combinaisons de filtres Ultra Spécial simulé à un recul de 7.89 dB (a) et mesuré à un niveau d'entrée de 5 dBm (b)

## 6.6 Effet de la quantification sur la densité spectrale de puissance

Pour vérifier l'effet de la quantification des coefficients des filtres, la radio GRC-245 est directement employée pour générer le signal 32-QAM. Les filtres de mise en forme intégrés dans la version de la radio GRC-245 utilisée couvrent 7 symboles et les coefficients sont quantifiés sur 10 bits. Puisque les filtres optimisés sont définis sur 8 symboles, ils doivent être tronqués. L'impact de la troncation d'un symbole sur la réponse en fréquence du filtre Ultra Spécial est minime. La figure 83 montre que la troncation entraîne une diminution de seulement 6 dB de l'atténuation du filtre en bande coupée.

La quantification sur 10 bits des coefficients du filtre de mise en forme a un effet beaucoup plus marqué sur la réponse en fréquence du filtre Ultra Spécial. La figure 83 montre que, l'atténuation en bande coupée du filtre quantifié est de 18 dB à 35 dB inférieure à l'atténuation du filtre original. D'après la formule 4.17, l'atténuation maximale d'un filtre quantifié sur 10 bits est de 62 dB. En simulation, la figure 83 indique que le niveau d'atténuation maximal est de 58.5 dB. La différence de 3.5 dB entre la simulation effectuée et la prédiction de la formule théorique s'explique par le fait que les coefficients du filtre ne sont pas quantifiés sur la plage complète du convertisseur. En effet, le niveau de quantification maximal représente l'amplitude crête de la séquence binaire filtrée et non la valeur maximale des coefficients. Cette technique de quantification permet d'éviter les débordements lors des opérations de multiplication et d'addition nécessaires à la génération du signal filtré.



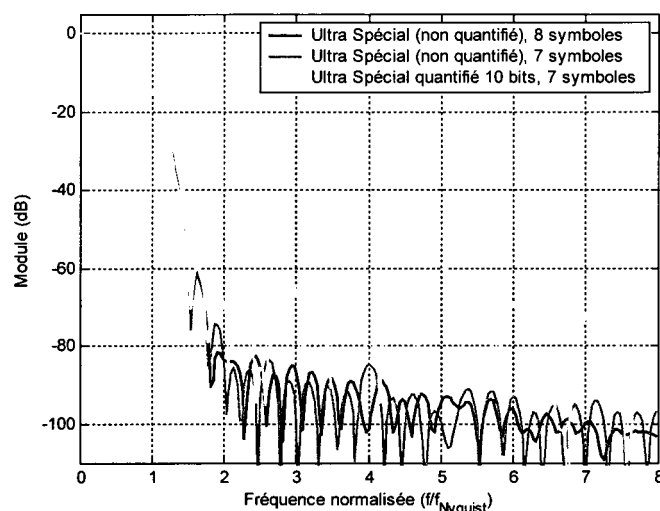


Figure 83 Effet de la troncation et de la quantification sur la réponse en fréquence du filtre Ultra Spécial

Le spectre mesuré du signal émis par la radio GRC-245 à une puissance de sortie de 30 dBm est affiché à la figure 84. Ce test a été effectué au laboratoire LACIME de l'École de technologie supérieure le 26 novembre 2004 en connectant directement la sortie du radio GRC-245 à un atténuateur de 20 dB et à l'analyseur de spectre FSEK de la compagnie Rohde & Schwarz. La comparaison du spectre du signal 32-QAM RRC Blackman de la figure 84 avec celui des figures 76, 79 et 81 indique des différences au niveau de la hauteur et de l'aspect des épaules spectrales. Cette dissemblance provient du fait que la fonction de transfert de l'amplificateur utilisé lors de ce test est différente de celle des amplificateurs utilisés lors des tests précédents. Le taux de transfert binaire est ajusté à 2048 bits par seconde. Puisqu'un en-tête de 64 bits par seconde est ajouté à la trame de données et que 1 bit par symbole est réservé au codage, le taux de transfert en 32-QAM est de  $(2048+64)/4 = 528$  kS/s. Par rapport à la porteuse de 350 MHz, les premières, deuxièmes et troisièmes épaules sont positionnées à  $\pm 712.8$  kHz,  $\pm 1188.0$  kHz et  $\pm 1663.2$  kHz. Pour une puissance de sortie de 30 dBm, le filtre Ultra Spécial tronqué et quantifié provoque une réduction des premières épaules de 14.1 dB et des deuxièmes et troisièmes épaules de 9.4 dB. L'influence de la quantification sur le

spectre du signal 32-QAM Ultra Spécial est apparente pour des fréquences inférieures à 359.2 MHz et supérieures à 350.8 MHz. L'atténuation en bande coupée limitée du filtre Ultra Spécial quantifié provoque l'apparition d'épaules spectrales. Par rapport au niveau maximal de puissance, l'atténuation en bande coupée mesurée du filtre Ultra Spécial est d'environ 65 dB et correspond à l'atténuation prévue par la figure 83.

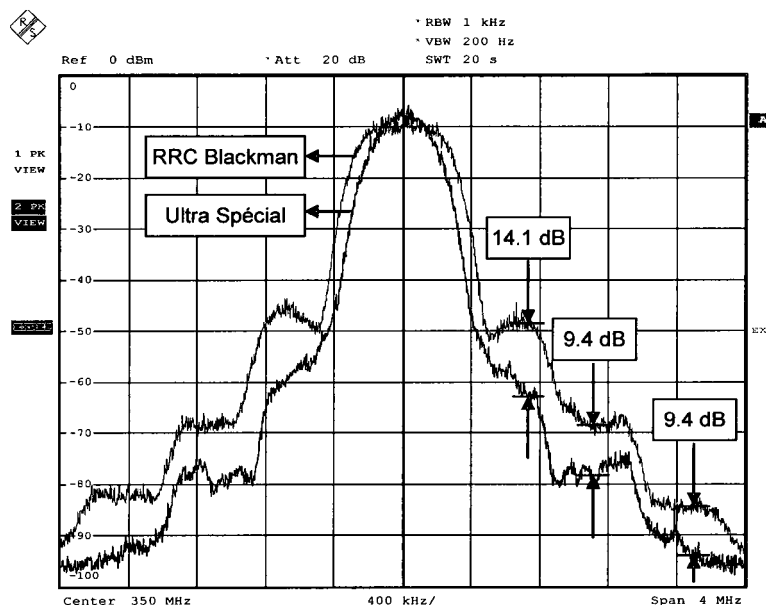


Figure 84 Effet de la troncation et de la quantification sur les spectres 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial mesurés pour une puissance de sortie de 30 dBm

Le spectre mesuré à une puissance de sortie de 33 dBm est présenté à la figure 85. Contrairement au spectre de la figure 84, à des fréquences inférieures à 359.2 MHz et supérieures à 350.8 MHz, le niveau des épaules spectrales n'est pas limité par l'atténuation en bande coupée du filtre Ultra Spécial quantifié. Par rapport à la puissance maximale, la puissance du signal à ces fréquences est environ 10 dB supérieure que celle mesurée à la figure 84. Puisque le filtre n'atteint pas sa limite d'atténuation en bande coupée, les épaules spectrales apparaissent à un niveau beaucoup plus faible. Pour ce test, le filtre Ultra Spécial tronqué et quantifié engendre une

diminution du niveau des premières, deuxième et troisième épaules de 15.9, 16.5 et 22.5 dB.

Tel que prévu par l'analyse du niveau des épaules en fonction du recul effectuée au chapitre 5, l'efficacité du filtre Ultra Spécial et des autres filtres optimisés dépend du niveau de puissance de sortie et augmente lorsque le recul est diminué.

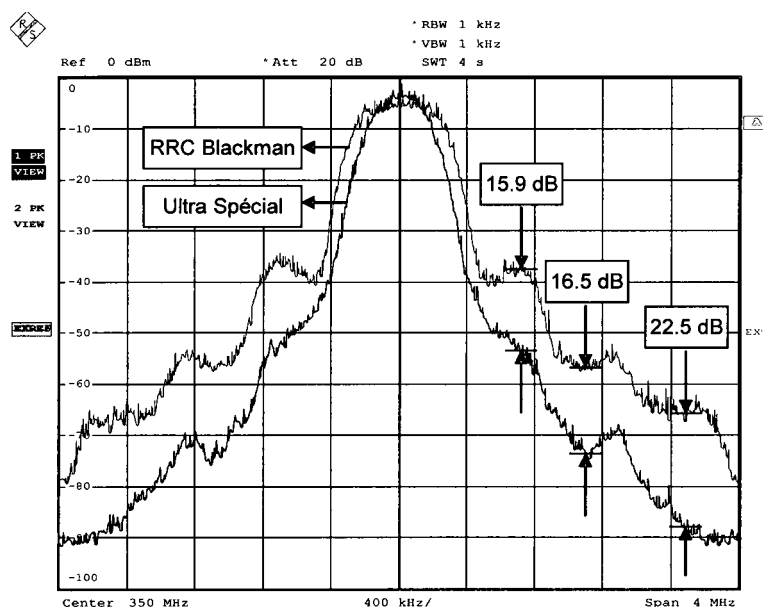


Figure 85 Effet de la troncature et de la quantification sur les spectres 32-QAM RRC Blackman et 32-QAM Ultra Spécial mesurés pour une puissance de sortie de 33 dBm

## 6.7 Conclusion

Les densités spectrales mesurées possèdent des caractéristiques similaires aux spectres simulés. Par contre, le niveau des épaules spectrales mesurées est différent de celui prédit par les simulations. Deux facteurs expliquent cette dissimilitude. Le premier est que les fonctions de transfert des différents amplificateurs utilisés ne correspondent pas exactement à la fonction de transfert modélisée. Le deuxième est que les tests ont été

effectués à un niveau de puissance de sortie plus élevée que la mesure du 25 juin 2003 ayant servi de référence à toutes les simulations.

En pratique, la réduction du niveau des épaules procurée par les filtres optimisés est proportionnelle à la diminution simulée. Dans l'ordre, les filtres qui produisent la plus grande réduction du niveau des épaules sont les filtres Ultra I, Ultra V et Ultra Spécial.

Le spectre obtenu avec les filtres optimisés Ultra I et Ultra V à un recul de -1.85 dB ne dépasse pas le spectre d'origine du système de référence. Cette mesure confirme la capacité des filtres optimisés à augmenter l'efficacité énergétique sans compromettre l'efficacité spectrale.

Les constellations simulées à un recul de 7.89 dB et mesurées sont identiques. Lorsque le recul est diminué de 1.85 dB, la correspondance est maintenue. Les simulations de probabilité d'erreur présentées au chapitre 5 sont donc valides et représentent fidèlement le taux d'erreur réel du système de communication modélisé.

La troncation d'un symbole a peu d'incidence sur la réponse en fréquence du filtre Ultra Spécial. La quantification sur 10 bits a un effet beaucoup plus dévastateur sur l'atténuation en bande coupée. Malgré cela, les mesures ont montré que l'efficacité du filtre Ultra Spécial en terme de réduction du niveau des épaules spectrales n'est pas compromise. Il est important de souligner que l'efficacité des filtres optimisés dépend de la puissance de sortie et en conséquence, de l'ajustement du recul.

L'avantage principal des filtres optimisés est leur simplicité d'utilisation et d'implémentation. Pour bénéficier des avantages qu'ils procurent, il suffit de changer les coefficients des filtres de mise en forme présents à l'émetteur et au récepteur. Des techniques de linéarisation beaucoup plus complexes et coûteuses tel que la pré-distorsion permettent une réduction des épaules spectrales variant entre 10 dB et 30 dB.

D'après les mesures effectuées et présentées, les filtres optimisés offrent une réduction des épaules variant entre 4.8 dB et 22.5 dB.

## CONCLUSION

Les filtres de mise en forme font partie intégrante de tout système de communication numérique sans fil et influencent grandement leurs performances. Ils déterminent, entre autres, l'efficacité spectrale, le niveau de distorsion spectrale, l'efficacité énergétique et le taux d'erreur. Étonnamment, peu de travaux de recherche traitant de l'optimisation des filtres de mise en forme sont répertoriés dans la littérature scientifique. En minimisant le RPCPM des filtres de mise en forme de l'émetteur, ce mémoire a prouvé qu'il est possible de réduire de façon considérable le niveau des épaules spectrales et d'augmenter le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance. De plus, en intégrant la minimisation de l'interférence entre symboles dans les contraintes d'optimisation, le taux d'erreur du système est réduit.

Le premier chapitre a introduit les critères de Nyquist et l'analyse des conditions permettant une interférence entre symboles nulle. Une étude détaillée des filtres de mise en forme cosinus surélevé et racine de cosinus surélevé a également été effectuée.

Les recherches les plus significatives sur l'optimisation des filtres de mise en forme ont été recensées au chapitre 2. Une étude comparative entre le filtre cosinus surélevé et les filtres d'Amaroso, de Tugbay et de Beaulieu a indiqué la sous-optimalité du filtre cosinus surélevé en terme de résistance à la gigue de phase et d'incidence sur l'amplitude crête de la séquence filtrée. Par contre, ses performances spectrales sont les moins affectées par la troncature de la réponse impulsionnelle.

Le chapitre 3 a été consacré à la modélisation des principaux éléments constituant un système de communication M-QAM. La modélisation de l'amplificateur d'après ses caractéristiques AM/AM et AM/PM et l'effet du niveau de recul sur l'efficacité énergétique ont été expliqués. Les critères de sélection des filtres de mise en forme de l'émetteur et du récepteur ont également été précisés. Le système décrit dans ce chapitre constitue le système de référence auquel les performances des filtres optimisés dans le

cadre de ce mémoire ont été comparées.

L'algorithme d'optimisation numérique utilisé dans le cadre de ce travail a été présenté au chapitre 4. Ce chapitre résume la formulation du problème d'optimisation et les contraintes appliquées. Les résultats de trois différentes optimisations sont exposés en terme de propriétés temporelles, fréquentielles et statistiques.

Une analyse complète des résultats de simulation est fournie au chapitre 5. Les performances des filtres optimisés sont évaluées en fonction de la densité spectrale de puissance, du taux d'erreur et de l'efficacité énergétique résultante. Les trois couples de filtres proposés répondent à des besoins particuliers :

- Filtres Ultra I : réduction du taux d'erreur ;
- Filtres Ultra V : maximisation de l'efficacité énergétique ;
- Filtres Ultra Spéciaux : réduction du niveau des épaules spectrales.

Par rapport au système de référence décrit au chapitre 3, les filtres Ultra I engendrent une réduction du rapport  $E_b/N_0$  requis de 3.2 dB pour un taux d'erreur par symbole de  $10^{-2}$ . En réduisant le niveau de recul, les filtres Ultra V doublent l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance. Les filtres Ultra Spécial offrent une réduction du niveau des épaules spectrales allant jusqu'à 16.4 dB.

Les résultats pratiques exposés au chapitre 6 confirment l'exactitude du modèle de simulation. Les mesures de densités spectrales et de constellations prouvent l'efficacité des filtres optimisés, et ce, pour des amplificateurs opérés à différents niveaux de recul.

La technique d'optimisation développée dans ce mémoire s'applique à tous les types de filtres numériques. Pour adapter le problème d'optimisation, il suffit de modifier les contraintes temporelles et fréquentielles.

## **Publications**

Deux articles ont été issus des travaux présentés dans le cadre de cette recherche. Le premier [46] résume le contenu de ce mémoire et a été présenté à la conférence « IEEE Vehicular Technology Conference ». Le second [47] a été publié dans le cadre de la conférence « IEEE International Conference on Industrial Technology ». Cet article est un dérivé des travaux présentés dans ce mémoire et montre qu'un filtrage de mise en forme analogique, après amplification, peut augmenter l'efficacité énergétique de l'amplificateur. La technique d'optimisation décrite au chapitre 4 a été appliquée à la conception d'un filtre de mise en forme analogique à l'émetteur et d'un filtre de mise en forme numérique au récepteur produisant un filtre équivalent sans interférence entre symboles.

## **Travaux futurs**

La combinaison des techniques existantes d'amélioration du rendement énergétique aux filtres optimisés ouvre plusieurs avenues de recherche, parmi lesquelles :

- L'étude des filtres optimisés appliqués à la technique LINC (« linear amplification with non-linear component ») ;
- La combinaison de la prédistorsion numérique et des filtres optimisés ;
- L'optimisation de filtres de mise en forme adaptés avec comme fonction objectif la réduction de la probabilité que la puissance instantanée normalisée soit supérieure à 1 ;
- Les filtres optimisés et la technique EER (« envelope elimination and restoration »).

Les résultats obtenus dans le cadre de ce travail sont directement applicables à tous les types de communication numérique : téléphonie cellulaire, réseaux informatiques sans fil, communication satellite et réseaux privés de communication. En améliorant l'efficacité énergétique de ces systèmes, les filtres optimisés contribueront à augmenter



leur autonomie et dans le cas des bases terrestres, à maximiser la puissance du signal émis. De plus, en réduisant le RPCPM, les filtres optimisés faciliteront la migration des systèmes existants vers des modulations à haute efficacité spectrale.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Nyquist, H. (1928). Certain topics in telegraph transmission theory. *Proceedings of the IEEE*, 90(2), 280-305.
- [2] Van Der Wurf, P., & Rikkert De Koe, O. B. P. (1969). On some extensions of Nyquist's telegraph transmission theory. *Proceedings of the IEEE*, 701-702.
- [3] Bennett, W. R. (1970). *Introduction to signal transmission*. New York,: McGraw-Hill.
- [4] Sunde, E. D. (1969). *Communication systems engineering theory*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- [5] Sayar, B., & Pasupathy, S. (1987). Nyquist 3 Pulse Shaping in Continuous Phase Modulation. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 35(1), 57-67.
- [6] Couch, L. W. (2001). *Digital and analog communication systems* (6th ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
- [7] Proakis, J. G. (2001). *Digital communications* (4th ed.). Boston: McGraw-Hill.
- [8] Huang, J., Feher, K., & Gendron, M. (1979). Techniques to Generate ISI and Jitter-Free Bandlimited Nyquist Signals and a Method to Analyze Jitter Effects. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 27(11), 1700-1711.
- [9] Amoroso, F., & Montagnana, M. (1967). Distortionless data transmission with minimum peak voltage. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 13(3), 470-477.
- [10] Franks, L. (1968). Further Results on Nyquist's Problem in Pulse Transmission. *Communications, IEEE Transactions on* [legacy, pre - 1988], 16(2), 337-340.
- [11] Hill, F., Jr. (1975). Optimum Pulse Shapes for Pulse-Amplitude Modulation Data Transmission Using Vestigial Sideband Modulation. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 23(3), 352-361.
- [12] Grami, A., & Pasupathy, S. (1987). Pulse Shape, Excess Bandwidth, and Timing Error Sensitivity in PRS Systems. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 35(4), 475-480.

- [13] Scanlan, J. O. (1992). Pulses satisfying the Nyquist criterion. *Electronics Letters*, 28(1), 50-52.
- [14] Farhang-Boroujeny, B., & Mathew, G. (1996). Nyquist filters with robust performance against timing jitter. Paper presented at the Global Telecommunications Conference, 1996. *GLOBECOM 1996*. 'Communications: The Key to Global Prosperity.
- [15] Yeo, S. H., & Farhang-Boroujeny, B. (1997). An improved design of transmit digital and receive analog filters to combat timing jitter. Paper presented at the IEEE Global Telecommunications Conference, 1997. *GLOBECOM 1997*.
- [16] Beaulieu, N. C., Tan, C. C., & Damen, M. O. (2001). A "better than" Nyquist pulse. *IEEE Communications Letters*, 5(9), 367-368.
- [17] Mneina, S., & Martens, G. O. (2002). Analysis of timing sensitivity and Nyquist pulse design. Paper presented at the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2002. *IEEE CCECE 2002*.
- [18] Assalini, A., & Tonello, A. M. (2004). Improved Nyquist pulses. *IEEE Communications Letters*, 8(2), 87-89.
- [19] Tugbay, N., & Panayirci, E. (1987). Energy Optimization of Band-Limited Nyquist Signals in the Time Domain. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 35(4), 427-434.
- [20] Panayirci, E., & Tugbay, N. (1988). Class of optimum signal shapes in data transmission. *Radar and Signal Processing* [see also IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation], IEE Proceedings F, 135(3), 272-276.
- [21] Panayirci, E., Ozugur, T., & Caglar, H. (1999). Design of optimum Nyquist signals based on generalized sampling theory for data communications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], 47(6), 1753-1759.
- [22] Hassan, E. E., & Ragheb, H. (1996). Design of linear phase Nyquist filters. *Circuits, Devices and Systems*, IEE Proceedings [see also IEE Proceedings G-Circuits, Devices and Systems], 143(3), 139-142.
- [23] Mneina, S., & Martens, G. O. (2002). Maximally flat delay pulse shaping network. Paper presented at Canadian Conference on the Electrical and Computer Engineering, 2002. *IEEE CCECE 2002*.

- [24] Mneina, S. S., & Martens, G. O. (2004). Maximally flat delay Nyquist pulse design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, [see also *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, IEEE Transactions on], 51(6), 294-298.
- [25] Sousa, E., & Pasupathy, S. (1983). Pulse Shape Design for Teletext Data Transmission. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 31(7), 871-878.
- [26] Arfken, G. B., & Weber, H.-J. (1995). *Mathematical methods for physicists* (4th ed.). San Diego: Academic Press.
- [27] Tugbay, N., & Panayirci, E. (1983). An efficient algorithm for generation of prolate spheroidal wave functions. *Bull. Tech. Univ. Istanbul*, 36(4), 563-578.
- [28] Powell, M. J. D. (1978). A fast algorithm for nonlinearly constrained optimization calculations. *Numerical Analysis*, G.A.Watson ed. *Lecture Notes in Mathematics*, Springer Verlag, Vol. 630, 1978.
- [29] Liu, C., Xiao, H., Wu, Q., & Li, F. (2002). Spectrum design of RF power amplifier for wireless communication systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(1), 72-80.
- [30] Saleh, A. (1981). Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, [legacy, pre - 1988], 29(11), 1715-1720.
- [31] Ghorbani, A., & Sheikhan, M. (1991). The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission. Paper presented at the *Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications*, 1991.
- [32] Rapp, C. (1991). Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System. *Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications*, 179-184.
- [33] Antognetti, P. (1986). *Power-integrated circuits physics, design, and applications*. New York, N.Y.: McGraw-Hill.
- [34] Sklar, B. (2001). *Digital communications : fundamentals and applications* (2nd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall PTR.

- [35] Davidon, W. C. (1959). Variable Metric Methods for Minimization, *U.S. Atomic Energy Commission Research and Development Report* No. ANL – 5990. Argonne National Laboratory.
- [36] Venkataraman, P. (2002). *Applied optimization with MATLAB programming*. New York: Wiley.
- [37] Bowman, A.W. and A. Azzalini, *Applied Smoothing Techniques for Data Analysis*, Oxford University Press, 1997.
- [38] Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (1996). *Digital signal processing principles, algorithms, and applications* (3rd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.
- [39] Welch, P. (1967). The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 15(2), 70-73.
- [40] Gard, K. G., Gutierrez, H., & Steer, M. B. (1998). A statistical relationship for power spectral regrowth in digital cellular radio. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 1998 *IEEE MTT-S International*.
- [41] Gutierrez, H., Gard, K., & Steer, M. B. (1999). Spectral regrowth in microwave amplifiers using transformation of signal statistics. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 1999 *IEEE MTT-S International*.
- [42] Liu, C., Xiao, H., Wu, Q., & Li, F. (2003). Linear RF power amplifier design for wireless signals: a spectrum analysis approach. Paper presented at the 2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. *IEEE ICASSP 2003*.
- [43] Cho, K.-J., Jang, D.-H., Kim, S.-H., Kim, J.-Y., Kim, J.-H., & Stapleton, S. P. (2004). An analog compensation method for asymmetric IMD characteristics of power amplifier. *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], 14(4), 153-155.
- [44] Zhu, A., & Brazil, T. J. (2004). Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers Based on Pruned Volterra Series. *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], 14(12), 563-565.
- [45] Borges de Carvalho, N., & Pedro, J. C. (2002). A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(9), 2090-2101.

- [46] Châtelain, B., & Gagnon, F. (2004). Peak-to-average power ratio and intersymbol interference reduction by nyquist pulse optimization. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2004. *IEEE 60th VTC2004-Fall*.
- [47] Poitau G., Châtelain B., Hamdane W., Kouki A., & Gagnon F. (2004). Impact of Spectral Shaping Location on Performances of Communications Transceivers. Paper presented at the *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2004.