



**HAL**  
open science

# Adaptive Waveforms for Multimedia Satellite Applications in Ka Band Based on Continuous Phase Modulation

Ridha Chaggara

► **To cite this version:**

Ridha Chaggara. Adaptive Waveforms for Multimedia Satellite Applications in Ka Band Based on Continuous Phase Modulation. domain\_other. Télécom ParisTech, 2004. English. NNT: . pastel-00000988

**HAL Id: pastel-00000988**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00000988>**

Submitted on 3 Feb 2005

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

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

**Les Modulations à Phase Continue pour la Conception  
d'une Forme d'Onde Adaptative  
Application aux Futurs Systèmes Multimédia par  
Satellite en Bande Ka**

---

**THÈSE**

Présentée pour Obtenir le Titre de  
Docteur en Télécommunications et Traitement du Signal  
de L'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Par:

Ridha Chaggara

---

Membres de Jury:

Gerard Maral

Francis Castanié

Jean-François Helard

Daniel Roviras

Marie-Laure Boucheret

Caroline Bazile

Jean-Didier Gayrard

Emmanuel Bouisson



## Remerciements

Je tiens à remercier chaleureusement Marie-Laure Boucheret, ma directrice de thèse, de m'avoir encadrer mais aussi pour son appui et son soutien durant ces trois années de thèse.

Mes remerciements les plus vifs aux deux rapporteurs Jean-François Helard et Daniel Roviras pour avoir accepté de juger mon travail et pour leurs commentaires très pertinents.

Un grand merci aux professeurs Francis Castanié et Gerard Maral pour avoir accepté de faire partie de jury, c'était un grand honneur pour moi.

Je remercie également tous mes autres encadrants qui m'ont toujours aider à bien fixer les objectifs et le contexte de la thèse : d'Alcatel Espace je tiens à remercier Jean-Didier Gayrard, Alain Ducasse et Catherine Morlet qui n'a pas pu finir le travail avec nous. Du Centre National des Etudes Spatiales je remercie Emmanuel Bouisson et surtout Caroline Bazile qui a montré un grand intérêt à notre travail mais aussi pour sa disponibilité.

Mes remerciements aussi pour l'ensemble du personnel du TESA et plus particulièrement ceux des bureaux 14 et 15 avec qui j'ai passé des bon moments qui vont sûrement me manquer.



A ma mère, à toute ma famille.



## Abstract

The Present thesis deals with the uplink in future satellite communication systems for multimedia applications in Ka band. More precisely we are concerned by the design of an adaptive waveform to cope with the stringent propagation conditions in Ka band. Such waveform will provide higher system capacity by adopting spectral efficient waveform at clear sky propagation. It will also improve system availability by selecting power efficient waveform during fading events. CPM based waveform is adopted as a solution for the waveform design. Motivations are the followings : First, constant envelope signals allow us to operate user terminal amplifier near saturation which provide higher power efficiency. Secondly, high power performances are obtained when CPM is serially coded with convolutional code with iterative decoding. Finally, waveform parameters diversity (modulation order, modulation index, pulse shape...) is very helpful to design an adaptive waveform.

To start, the usefulness of Fade Mitigation Techniques for satellite communications systems operating in Ka band is emphasized and the state of the art of different FMT is given. Then, we show that, in our context, adaptive waveform is the most attractive solution to cope efficiently with propagation conditions.

Simulations results of several CPM schemes over AWGN (Additive White Gaussian Noise) channel show that iterative decoding provide high power performance when performed with serially coded CPM. The EXIT chart is a very practical way to analyse waveform performance and BER behaviour. The selection of the adopted waveform parameters is a very crucial task and many considerations have to be taken into account, among them :

- Power and spectral performance
- Transmitter and receiver complexity
- Decoding delay
- Out-of-band transmitted power

The proposed adaptive waveform is mainly based on the modulation index variation while keeping the same denominator. This solution leads to the same receiver structure and complexity, it requires, however, a specific filter banc associated to each modulation index. Three CPM schemes with different modulation indexes are considered : the binary 3RC, the quaternary 2RC and the octal 2RC. Simulation results show that binary scheme is more efficient at low  $E_b/N_0$ . However quaternary and octal CPM offer higher spectral efficiency during favorable propagation conditions. Therefore, those schemes seem to be more suitable for adaptive waveform. The octal 2RC is particularly an attractive scheme, it requires, however, higher receiver complexity.

**Keywords**

Ka band, adaptive waveform, continuous phase modulation, modulation index, iterative decoding, fade mitigation technique

## Résumé

Dans le cadre de cette thèse nous nous intéressons à la liaison d'un terminal utilisateur vers un satellite géostationnaire pour les futurs systèmes d'applications multimédia en bande Ka. Le but est de concevoir une forme d'onde qui permet de s'adapter aux conditions de propagation. L'adaptation des performances en spectre et en puissance de la forme d'onde, notamment dans un contexte avec une forte fluctuation du niveau du signal, comme celui du canal satellite en bande Ka, permet à la fois d'augmenter la capacité et d'améliorer la disponibilité du système.

Dans ces travaux, les formes d'onde basées sur les modulations CPM (Continuous Phase Modulation) ont été adoptées. L'enveloppe constante, les différents paramètres ayant un impact sur les performances de la forme d'onde, ainsi que les bonnes performances en puissance lors d'un processus de décodage itératif sont les principales motivations de notre choix.

Ce manuscrit commence par un rappel des propriétés du canal de propagation satellite en bande Ka et plus particulièrement le phénomène d'atténuation dû essentiellement aux précipitations. Le but étant de souligner l'intérêt d'adopter une FMT (Fade Mitigation Technique) pour les systèmes satellitaires opérant à cette bande de fréquence. Ensuite un panorama des différentes techniques de lutte contre les affaiblissements est donné. Nous nous intéressons plus particulièrement à la technique de la forme d'onde adaptative.

Un processus de décodage itératif appliqué à une CPM concaténée en série avec un code convolutif offre un gain en puissance assez considérable comparé à un processus de décodage classique. La sélection du schéma CPM à adopter est un point très critique qui affecte les différents aspects du système. Ce choix doit s'effectuer minutieusement tout en tenant compte de plusieurs aspects tels que les performances en puissance et en spectre, la complexité ainsi que la résistance aux interférences. Concernant les performances nous montrons que les CPM d'ordre supérieur sont plus attractives notamment pour obtenir une forme d'onde à haute efficacité spectrale lors de bonnes conditions de propagation. Ce résultat ne s'explique pas par l'ordre de la modulation, comme le cas des modulations linéaires, mais par le bon comportement de ces CPM à faible indice de modulation. Une réponse en fréquence en cosinus surélevé a l'avantage de réduire le niveau du signal transmis en dehors de la bande allouée offrant ainsi de meilleures performances lors d'une communication multi-utilisateurs en mode MF-TDMA.

Concernant l'adaptativité nous montrons qu'une forme d'onde CPM basée sur la variation de l'indice de modulation (et éventuellement la réponse en fréquence) au sein d'une famille d'indices ayant un même dénominateur est une solution particulièrement attractive. Une telle solution ne nécessite pas une très grande complexité lors d'un pas-

sage d'un mode de transmission à un autre. Elle nécessite essentiellement le changement des coefficients des filtres adaptés. Cette technique permet aussi d'obtenir une marge de performance assez importante vu que l'indice de modulation est le paramètre qui affecte le plus les performances de la CPM. La CPM octale 2RC est un schéma particulièrement attractif d'un point de vue performance. Ce schéma souffre par contre d'une complexité relativement élevée notamment dans le cadre d'un traitement bord. La 2RC quaternaire constitue une alternative intermédiaire entre les CPM binaires et octales. Ce schéma nécessite une plus faible complexité que le schéma octal tout en offrant des bonnes performances.

**Mots Clés :**

bande Ka, modulation à phase continue, indice de modulation, décodage itératif, forme d'onde adaptative, non linéarités

## **Glossaire**

**APP** : A Posteriori Probability

**APSK** : Amplitude Phase Shift Keying

**AWGN** : Additive White Gaussian Noise

**CCSDS** : Consultative Committee for Space Data Systems

**CDMA** : Code Division Multiple Access

**CPM** : Continuous Phase Modulation

**DVB-RCS** : DVB Return Channel via Satellite

**DVB-S** : Digital Video Broadcasting by Satellite

**FMT** : Fade Mitigation Technique

**GSM** : Global System for Mobile

**IBO** : Input Back-Off

**LDPC** : Low Density Parity Check Codes

**MAP** : Maximum A Posteriori

**MF-TDMA** : Multiple Frequency Time Division Multiple Access

**MSK** : Minimum Shift Keying

**OBO** : Output Back-Off

**OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplex

**PSK** : Phase Shift Keying

**PR** : Pseudo Random

**QAM** : Quadrature Amplitude Modulation

**QoS** : Quality of Service

**QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying

**RC** : Raised Cosine

**REC** : Rectangle

**SISO** : Soft-In Soft-Out

**SNR** : Signal to Noise Ratio

**SSPA** : Solid State Power Amplifier

**TEB** : Taux d'Erreur Binaire

**VoIP** : Voice over IP



## Liste des tableaux

2.1	Durée d'une atténuation dépassant 10 dB à trois fréquences différentes . . .	14
2.2	$E_b/N_0$ requis pour un TEB de $2 \cdot 10^{-4}$ pour différents taux de codage de la norme DVB-S . . . . .	20
2.3	$E_b/N_0$ requis pour un TEB de $10^{-5}$ pour différents taux de codage de la norme DVB-RCS . . . . .	21
2.4	Différentes configurations du standard DVB-S2, $E_s/N_0$ requis pour une transmission sans erreurs, roll-off=0.35 . . . . .	25
3.1	Efficacité spectrale en fonction de l'indice de modulation dans les cas d'une 2RC quaternaire et d'une 3RC binaire . . . . .	41
4.1	Propriétés de quelques codes convolutifs non récursifs non systématiques de rendement 1/2 . . . . .	63
4.2	Différentes caractéristiques des CPM considérées lors des simulations . . .	66
4.3	Différents schémas CPM considérés pour la conception d'une forme d'onde adaptative . . . . .	74
5.1	Réduction du nombre des filtres adaptés pour quelques schémas CPM . . .	93
5.2	Mémoire requise (en bits) pour le stockage de la matrice d'intercorrélation des filtres adaptés . . . . .	95
5.3	Mémoire requise (en bits) pour le stockage des différents vecteurs $m$ , quantification sur quatre bits . . . . .	96
5.4	Complexité de quelques schémas de modulations CPM . . . . .	97
6.1	Ecart entre l'OBO théorique et l'OBO mesuré . . . . .	103
A.1	Evolution des métriques dans le treillis de la CPM 2REC binaire, $h=1/2$ . .	114



## Table des figures

2.1	Architecture générale d'un système de transmission par satellite avec une liaison bidirectionnelle . . . . .	6
2.2	Efficacité spectrale de quelques modulations M-aires linéaires en fonction du $E_b/N_0$ . . . . .	8
2.3	Taux de codage optimal en fonction du $E_b/N_0$ pour quelques modulations M-aires . . . . .	9
2.4	Allure typique d'une atténuation en bande Ka due aux précipitations à la fréquence de 29.75 GHz . . . . .	12
2.5	Atténuation due aux précipitations en bandes Ku et Ka d'après ITU-R Rec.618-7 . . . . .	13
2.6	Transmission avec un débit variable et à bande passante constante . . . . .	18
2.7	Différentes constellations dans le standard DVB-S2 . . . . .	23
3.1	Forme de la réponse en fréquence $g(t)$ dans le cas de la 2REC, de la 2RC et d'une GMSK avec $BT = 0.3$ . . . . .	29
3.2	Forme de la réponse de phase $q(t)$ dans le cas de la 2REC, de la 2RC et d'une GMSK avec $BT = 0.3$ . . . . .	29
3.3	Différentes trajectoires de phase dans le cas de la CPM 1REC binaire avec un indice $h = 1/2$ . . . . .	31
3.4	Différentes trajectoires de phase (Modulo $2\pi$ ) dans le cas d'une 1REC binaire avec un indice $h = 1/2$ . . . . .	31
3.5	Spectre d'une CPM binaire avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé et pour différentes longueurs de réponse en fréquence, $h=1/2$ . . . . .	33
3.6	Spectre d'une 3RC binaire avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé et pour différents indices de modulation . . . . .	34
3.7	Spectre de quelques CPM binaires (à gauche) et quaternaires (à droite) pour différentes réponses en fréquence $L=3, h=1/2$ . . . . .	35
3.8	Puissance hors bande de quelques CPM . . . . .	36
3.9	Efficacité spectrale en fonction de $h$ dans le cas des CPM avec une réponse en fréquence rectangulaire . . . . .	37
3.10	Trajectoires de phase dans le cas d'une 3RC binaire, $h=1/2$ . . . . .	38
3.11	Borne Supérieure en fonction de l'indice de modulation pour une 1REC . . . . .	39
3.12	Borne Supérieure en fonction de l'indice de modulation pour différentes réponses en fréquence . . . . .	40

3.13	Borne supérieure en fonction de l'indice de modulation pour quelques CPM binaires à réponse partielle, réponse en fréquence en cosinus surélevé	41
3.14	Borne supérieure en fonction de l'indice de modulation pour quelques CPM quaternaires à réponse partielle, réponse en fréquence en cosinus surélevé . . . . .	42
3.15	Performances théoriques de quelques CPM avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé . . . . .	43
3.16	Taux d'erreur binaire pour une 3RC et une 1REC binaires avec $h=1/2$ . . .	44
3.17	Evolution du taux d'erreur binaire pour une 3RC binaire en fonction de l'indice de modulation . . . . .	44
3.18	Evolution du taux d'erreur binaire pour une 2RC quaternaire en fonction de l'indice de modulation . . . . .	45
4.1	Diagramme général d'un codeur convolutif . . . . .	48
4.2	Structure d'un codeur convolutif de rendement $1/2$ et de longueur de contrainte 3 . . . . .	49
4.3	Diagramme en treillis du code convolutif (7,5) . . . . .	50
4.4	Chaîne de Markov du code convolutif de rendement $1/2$ et de longueur de contrainte 3, $G = (7, 5)$ . . . . .	50
4.5	Concaténation parallèle de deux codes convolutifs . . . . .	52
4.6	Décodage itératif d'un turbo code parallèle . . . . .	53
4.7	Concaténation série d'une CPM avec un code convolutif . . . . .	55
4.8	SISO CPM . . . . .	56
4.9	Calcul des probabilités des états et des transitions dans le treillis de la CPM . . . . .	58
4.10	Diagramme d'un module SISO du code convolutif . . . . .	59
4.11	Décodage itératif d'une CPM codée . . . . .	60
4.12	Taux d'erreur binaire de 3RC binaire $h = 1/2$ concaténée avec le code (7,5), taille entrelaceur :1024 . . . . .	62
4.13	Taux d'erreur binaire d'une MSK codée, décodage itératif,12 itérations, taille entrelaceur=1024 . . . . .	64
4.14	Taux d'erreur binaire d'une MSK concaténée avec le code (7,5) en fonction de la taille de l'entrelaceur, 8 Itérations . . . . .	65
4.15	Taux d'erreur binaire des différents schémas CPM (Tableau 4.2), Code (7.5), Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations . . . . .	67
4.16	Efficacité en spectre et en puissance de quelques schémas CPM (Tableau 4.2), Code (7.5),Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations . . . . .	68
4.17	Evolution de la distribution de l'information extrinsèque à l'entrée du SISO de code convolutif et du SISO de la CPM, cas d'une 3RC binaire $h=1/2$ , code(7.5), $E_b/N_0 = 0.75dB$ . . . . .	69
4.18	Evolution de la distribution de l'information extrinsèque à l'entrée du SISO de code convolutif et du SISO de la CPM, cas d'une 3RC binaire $h=1/2$ , code(7.5), $E_b/N_0 = 0.4dB$ . . . . .	69
4.19	Définition de la fonction de transfert d'un module SISO . . . . .	70

4.20	Diagramme de convergence d'une 3RC binaire, $h=1/2$ , concaténée avec le code (7,5) . . . . .	70
4.21	Diagramme de convergence d'une 3RC binaire, $h=1/2$ , concaténée avec le code (7,5), $E_b/N_0 = 0.4dB$ . . . . .	71
4.22	Evolution du facteur de bruit en fonction des itérations dans le cas d'une 3RC binaire avec $h = 1/2$ . . . . .	72
4.23	Diagramme de convergence pour différents codes de rendement 1/2 . . . . .	73
4.24	Diagramme de convergence de la 2RC octale pour différents indices de modulation avec un codage de Gray . . . . .	75
4.25	Performances en spectre et en puissance de quelques schémas CPM et pour différents indices de modulation. Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations, Code (7,5) . . . . .	76
4.26	Performances en spectre et en puissance de quelques schémas CPM et pour différents indices de modulation. Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations, Code de rendement 2/3, 16 états . . . . .	78
4.27	Allure du spectre d'un signal CPM en mode multi-porteuse, cas d'une 2RC quaternaire et une 2RC octale . . . . .	81
4.28	Taux d'erreur binaire d'une 2RC quaternaire en présence de porteuses adjacentes . . . . .	81
4.29	Taux d'erreur binaire d'une 2RC octale en présence de porteuses adjacentes . . . . .	82
4.30	Pertes en puissance en fonction de l'espacement entre porteuses adjacentes. Cas d'une 2RC quaternaire, $h=1/5$ et d'une 2RC octale $h=1/8$ . . . . .	83
5.1	Structure générale d'un émetteur CPM . . . . .	87
5.2	Structure globale d'un récepteur CPM avec filtres adaptés . . . . .	88
5.3	Réduction du banc de filtres pour la 3RC binaire $h=1/2, \varepsilon = 10^{-3}$ . . . . .	92
5.4	Allure de la sortie du banc de filtres adaptés dans le cas d'une 2 RC binaire $h=1/2$ , module (droite), phase (gauche) . . . . .	94
5.5	Calcul des métriques des transitions . . . . .	94
5.6	Diagramme d'une chaîne de transmission avec une forme d'onde adaptative . . . . .	98
6.1	Caractéristiques AM/AM de l'amplificateur utilisé lors des simulations . . . . .	101
6.2	Effet de l'amplificateur sur le spectre d'un signal QPSK en Cosinus surélevé, roll-off=0.35 . . . . .	102
6.3	Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 53 octets, Taux de codage : 1/2 . . . . .	106
6.4	Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 53 octets, Taux de codage : 3/4 . . . . .	106
6.5	Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 188 octets, Taux de codage : 1/2 . . . . .	107
6.6	Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 188 octets, Taux de codage : 3/4 . . . . .	107
6.7	Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS en mode multi porteuses, Taille du paquet : 53 octets . . . . .	108

---

6.8	Comparaison des performances de la forme d'onde du standard DVB-RCS avec quelques CPM . . . . .	108
A.1	Signal temporel en bande de base de la 2REC binaire, $h=1/2$ $E_b/N_0 = 5dB$	114
A.2	Convergence du treillis de la 2REC binaire . . . . .	115
B.1	Trajectoires de phase d'une 1 REC binaire avec $h=1/2$ , avec la décomposition de Rimoldi . . . . .	119
B.2	Trajectoire de phase (mod $2\pi$ ) d'une 1 REC binaire $h=1/2$ , avec la décomposition de Rimoldi . . . . .	119

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>1</b>
1.1	Motivations de la Thèse	1
1.2	Principales Contributions	2
1.3	Organisation du Manuscrit	2
<b>2</b>	<b>Canal Satellite en Bande Ka</b>	<b>5</b>
2.1	Introduction	5
2.2	Etude de la Capacité du Canal	6
2.3	Canal Satellite en Bande Ka	10
2.3.1	Classification des atténuations en bande Ka	10
2.3.2	Statistiques relatives aux atténuations	12
2.4	Différentes Méthodes de Compensations	14
2.4.1	Contrôle de puissance	15
2.4.2	Techniques de diversité	15
2.5	Forme d'Onde Adaptative	17
2.5.1	Variation du débit utile	17
2.5.2	Modification du taux de codage	19
2.5.3	Modulation adaptative	21
2.6	Conclusion	23
<b>3</b>	<b>Les Modulations à Phase Continue</b>	<b>27</b>
3.1	Introduction	27
3.2	Représentation et Etude des Signaux CPM	27
3.2.1	Les Signaux CPM	27
3.2.2	Représentation Treillis des CPM	29
3.2.3	Décodage des signaux CPM	31
3.3	Performances des Modulations CPM	32
3.3.1	Occupation spectrale	32
3.3.2	Performances en puissance	35
3.3.3	Performances spectre-puissance	39
3.3.4	Simulation du taux d'erreur binaire	40
3.4	Conclusion	42

<b>4</b>	<b>Décodage Itératif et Application aux CPM</b>	<b>47</b>
4.1	Introduction au Codage Canal	47
4.1.1	Introduction générale	47
4.1.2	Les codes convolutifs	48
4.2	Codes Concaténés et Décodage Itératif : Turbo Codes	51
4.2.1	Introduction	51
4.2.2	Principes de codage	51
4.2.3	Principes de décodage	52
4.3	Application aux CPM	54
4.3.1	Principes et modélisation du système	54
4.3.2	Démodulation et décodage	55
4.4	Simulations et Analyse des Performances	60
4.4.1	Influence de la longueur de contrainte du code	61
4.4.2	Influence de la taille de l'entrelaceur	62
4.4.3	Performances de quelques schémas CPM	63
4.5	Analyse de la Convergence	66
4.6	Conception d'une Forme d'Onde Adaptative	72
4.7	Performances en Mode MF-TDMA	79
4.7.1	Présentation et modèle	79
4.7.2	Performances en mode multi-porteuses	80
4.8	Conclusion	82
<b>5</b>	<b>Emetteur et Récepteur de Signaux CPM</b>	<b>85</b>
5.1	Introduction	85
5.2	Emetteur CPM	86
5.3	Récepteur des signaux CPM	87
5.3.1	Modèle du signal	88
5.3.2	Filtrage et calcul des métriques	89
5.3.3	Processus de décodage itératif	95
5.4	Information Canal et Adaptativité	96
5.5	Conclusion	97
<b>6</b>	<b>Performances dans un Canal non Linéaire</b>	<b>99</b>
6.1	Introduction	99
6.2	Résultats des Simulations et Analyse	100
6.2.1	Présentation du modèle	100
6.2.2	Effet de l'amplificateur sur le TEB	101
6.2.3	Comparaison entre le DVB-RCS et les CPM	103
6.3	Conclusion	104
<b>7</b>	<b>Conclusions et Perspectives</b>	<b>109</b>
7.1	Conclusions	109
7.2	Perspectives	110

---

<b>A</b>	<b>Algorithme de Viterbi pour les CPM</b>	<b>113</b>
<b>B</b>	<b>Décomposition de Rimoldi</b>	<b>117</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>121</b>



# Introduction

## 1.1 Motivations de la Thèse

Depuis quelques années, la bande Ka suscite de plus en plus d'intérêt auprès des différents acteurs de télécommunications par satellite. Cet intérêt se justifie essentiellement par l'émergence des nouvelles applications multimédia qui nécessitent une communication large bande, mais aussi par la quasi saturation des bandes L, C et Ku. Sans doute, les communications en bande Ka vont constituer un fait marquant dans le monde des télécommunications par satellite pendant le XXI<sup>ème</sup> siècle.

Aujourd'hui, la bande Ka demeure sous-exploitée et son exploitation reste restreinte à quelques applications professionnelles spécifiques. Le marché potentiel que peut offrir la bande Ka pour les applications multimédia grand public a incité les opérateurs de télécommunications, les fournisseurs d'accès ainsi que les industriels à s'intéresser d'avantage à cette bande de fréquence. Le lancement, en juillet 2004, du satellite géostationnaire ANIK F2 qui contient 38 transpondeurs en bande Ka est une illustration de cet intérêt.

Dans le cadre des futurs systèmes de transmissions par satellite en bande Ka, la conception d'une forme d'onde efficace pour la liaison montante est un élément crucial pour le succès de ces systèmes. Pendant cette étude on se place dans le contexte d'une liaison montante terminal utilisateur vers un satellite géostationnaire avec un traitement bord en bande Ka.

L'exploitation de la bande Ka est confrontée à une forte sensibilité du niveau du signal aux conditions de propagation. La dégradation peut dépasser 12 dB pendant 0.01% de la durée d'une année moyenne. Ainsi, des solutions doivent être adoptées afin de limiter l'effet d'un tel handicap. Plusieurs techniques pour compenser les pertes de propagation ont été proposées dans différents contextes et projets. Toutefois, la majorité des solutions sont incompatibles avec le contexte d'un utilisateur grand public et avec un faible coût d'exploitation. L'adaptation des performances de la forme d'onde aux conditions de propagation constitue dans ce cadre l'alternative la plus attractive et la plus prometteuse.

L'adoption des modulations à phase continue (CPM) pour la conception de la forme d'onde s'explique par les propriétés intéressantes de cette classe de modulation. Les motivations sont multiples, l'enveloppe constante des signaux CPM permet d'opérer l'amplifi-

cateur du terminal à saturation offrant ainsi une meilleure exploitation des ressources disponibles. Aussi, les CPM concaténées en série avec un code convolutif non systématique non récursif offrent des bonnes performances en puissance lorsqu'un processus de décodage itératif est appliqué. Enfin, la diversité des schémas CPM offre une plus grande souplesse lors de la conception d'une forme d'onde adaptative.

## 1.2 Principales Contributions

Durant cette thèse nous avons développé un outil qui permet de simuler les performances des modulations CPM codées et avec un processus de décodage itératif dans un canal gaussien. Cet outil générique permet de modifier les paramètres de la CPM à savoir le type et la longueur de la réponse en fréquence, l'indice de modulation et l'ordre de la modulation (l'ordre maximal est égal à 8). Nous pouvons aussi modifier tous les paramètres du code convolutif tels que le rendement, la longueur de contrainte ainsi que le polynôme générateur. Il est également possible d'évaluer les performances en puissance en mode FDMA avec deux porteuses adjacentes en plus de celle du signal utile. Des nombreuses simulations ont été effectuées et ont permis d'étudier et d'analyser l'impact de chaque paramètre sur les performances finales de la forme d'onde.

En tenant compte de résultats, mais aussi d'autres critères tels que la puissance transmise hors bande et la complexité, nous avons proposé une série de trois schémas CPM représentant des candidats intéressants pour la conception d'une forme adaptative basée sur la variation de l'indice de modulation. Le choix final de la forme d'onde dépend des priorités des différents aspects du système ainsi que la qualité de service souhaité par l'opérateur.

Nous avons enfin évalué les effets de l'amplificateur du terminal en bande Ka sur les performances du standard DVB-RCS. Le but de cette étude est d'effectuer une comparaison complète dans un canal non linéaire entre la forme d'onde proposée et celle du standard DVB-RCS. Nous montrons particulièrement que la perte en terme du  $E_b/N_0$  induite par la non linéarité reste relativement faible de l'ordre de 0.2 dB. Lors de l'évaluation de cette perte, seules les caractéristiques AM/AM ont été prises en compte, la courbe AM/PM étant indisponible.

## 1.3 Organisation du Manuscrit

Cette thèse est essentiellement consacrée aux modulations CPM codées ainsi que leur application pour la conception d'une forme d'onde adaptative pour les liaisons montantes dans les futurs systèmes de communication par satellite en bande Ka.

Le second chapitre est consacré à un rappel sur la capacité d'un canal gaussien. L'intérêt d'une forme d'onde adaptative dans le cas d'un canal avec des fortes fluctuations a été aussi souligné. Ensuite, les différentes caractéristiques du canal satellite en bande Ka sont données. La dernière partie du chapitre est consacrée à une présentation de l'état de

l'art des différentes techniques FMT (Fade Mitigation Technique). Des illustrations sont données à travers des standards existants.

Dans le troisième chapitre on s'intéresse aux modulations CPM. Au début, une présentation du modèle mathématique du signal et la description de ses différentes caractéristiques est donnée. Ensuite, les performances en spectre et en puissance de quelques CPM non codées sont représentées. L'effet de chacun des paramètres de la modulation sur les performances de la forme d'onde est aussi étudié.

Le chapitre suivant traite les CPM concaténées en série avec des codes convolutifs et avec un processus de codage itératif. Après une présentation du modèle de la chaîne de codage et de décodage ainsi que des algorithmes utilisés, les premiers résultats des simulations sont donnés. Ces résultats ont permis de fixer quelques paramètres de la forme d'onde tel que la taille de l'entrelaceur et le code convolutif. Les simulations relatives à plusieurs schémas CPM ont permis d'avoir une idée plus approfondie sur les comportements des CPM codées. Ensuite, trois schémas CPM ont été adoptés pour la conception d'une forme d'onde adaptative basée sur la modification de l'indice de modulation. Nous montrons particulièrement que le schéma octal est plus attractif pour une transmission à haute efficacité spectrale. Cependant, ce schéma nécessite une complexité bien supérieure comparée aux schémas binaires et quaternaires. Dans la dernière partie du chapitre on évalue les performances de quelques CPM dans un mode de communication multi-utilisateurs. On s'intéresse plus précisément à la sensibilité de ces CPM aux interférences des canaux adjacents dans le cas d'une communication avec une technique d'accès multiple du type MF-TDMA.

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude des éléments de la chaîne de communication soit, le terminal utilisateur et le récepteur bord. Plus précisément, on s'intéresse aux questions de structure et de complexité de chacun des éléments. Nous étudions particulièrement l'effet de la réduction du nombre des filtres adaptés sur les ressources nécessaires au récepteur. L'impact de la transition entre les différents modes de transmission dans le contexte d'une forme d'onde adaptative est aussi étudié.

Dans le dernier chapitre on étudie l'effet de l'amplificateur terminal du type SSPA sur les performances d'une chaîne de communication DVB-RCS. Le but de cette étude est d'évaluer les pertes en puissance induites par la non linéarité de l'amplificateur. Suite à cette évaluation une comparaison entre les performances des CPM proposées et celles de la forme d'onde du standard DVB-RCS dans un canal non linéaire peut être conduite.

Enfin le rapport est conclu avec un résumé ainsi que les multiples perspectives futures concernant la mise en œuvre des modulations CPM.



# Canal Satellite en Bande Ka

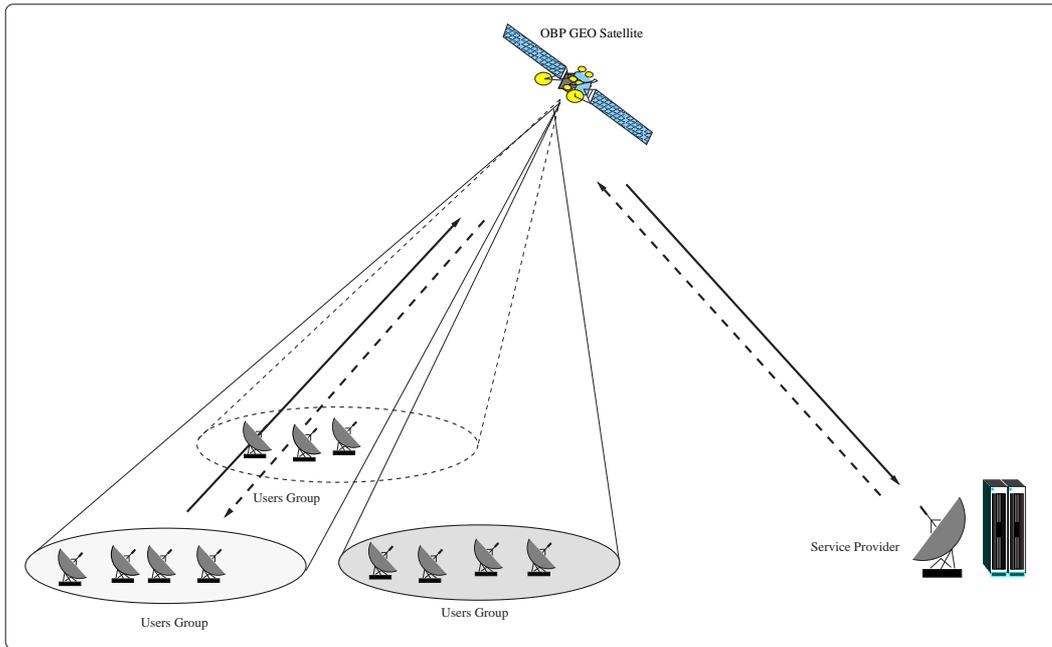
## 2.1 Introduction

Dans le contexte des futurs systèmes des télécommunications par satellite, le déploiement de la bande Ka constitue une nécessité, notamment à cause de la saturation des bandes L, C et Ku. Cette exploitation offrira l'avantage de disposer de canaux plus larges qui supportent un plus grand nombre d'utilisateurs. Elle permet aussi de réduire les dimensions du terminal utilisateur ainsi que celles de l'antenne. L'utilisation des satellites avec un traitement bord permet d'augmenter davantage la capacité et les performances des systèmes. En effet, ce genre de satellite profite d'un meilleur bilan de liaison et d'une meilleure flexibilité. Les systèmes Skyplex d'Eutelsat et WorldSpace sont des exemples de systèmes utilisant des satellites avec une intelligence bord.

Il est évident que l'établissement d'une communication bidirectionnelle est une condition nécessaire pour une meilleure compétitivité avec des systèmes terrestres. Ce fait permet aux offres satellitaires d'être indépendantes de toute infrastructure réseaux terrestre ce qui les rend accessibles sur toute la zone de couverture du satellite. La figure 2.1 montre une architecture simplifiée d'un système satellitaire avec une couverture multi-faisceaux. Néanmoins, l'exploitation de la bande Ka est accompagnée de certains handicaps essentiellement liés aux conditions de propagation plus sévères. En comparaison avec la bande Ku, le signal reçu en bande Ka peut subir de fortes atténuations suite aux perturbations météorologiques. Par exemple, en bande Ka, l'atténuation peut dépasser une dizaine de dB, suite à de fortes précipitations.

Pour une exploitation optimale des ressources spectrales, mais aussi pour assurer la disponibilité requise, les systèmes satellitaires opérant en bande Ka doivent adopter des techniques qui permettent de lutter contre les affaiblissements du canal, ces techniques sont souvent dites FMT pour Fade Mitigation Techniques.

Ce chapitre débute par une étude de la capacité théorique d'un canal gaussien en se basant sur la théorie de Shannon. Ensuite, un aperçu sur les différents types d'atténuations en bande Ka est donné ainsi que leurs propriétés et les phénomènes physiques associés. Un panorama des techniques FMT telles que le contrôle de puissance ou les techniques de diversités est aussi détaillé.



**FIG. 2.1:** Architecture générale d'un système de transmission par satellite avec une liaison bidirectionnelle

## 2.2 Etude de la Capacité du Canal

Avant toute conception d'une chaîne de transmission, et notamment la sélection de la forme d'onde, la nature ainsi que les propriétés du canal utilisé doivent être étudiés. Puissance du bruit, type et stationnarité du canal, sont des paramètres dont la connaissance a priori est primordiale pour un choix efficace de la forme d'onde. Cette connaissance permet ensuite d'évaluer la capacité du canal sachant la forme d'onde adoptée. D'un point de vue opérateur, les informations relatives aux conditions de propagation sont essentielles pour une première évaluation de la capacité du système ainsi que la qualité et la nature du service qu'il pourra proposer. Bien qu'il nécessite une complexité supplémentaire, un système dynamique qui évolue en fonction des conditions de propagation est bien plus efficace qu'un système non adaptatif.

Dans ses travaux, Shannon [49] a évalué la capacité d'un canal de propagation gaussien en fonction du rapport signal sur bruit et de sa largeur de bande. La capacité (exprimée en bit/s) peut se définir par le débit d'information maximal que peut supporter le canal tout en assurant une transmission sans erreur. Toutefois, dans ses travaux, Shannon n'indique pas de moyen et notamment de processus de codage canal permettant d'atteindre cette capacité limite.

Dans le cas d'une transmission sur deux voies en quadrature sur un canal gaussien de largeur  $W$  Hz, et pour un rapport signal sur bruit par symbole  $E_s/N_0$ , où  $E_s$  est l'énergie par symbole émis et  $N_0/2$  la densité spectrale de puissance du bruit, la capacité maximale

est donnée par :

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \text{ (bit/s)} \quad (2.1)$$

Ici, on suppose que la bande du signal est liée au rythme symbole  $T_s$  par le premier critère de Nyquist, soit  $W = \frac{1}{T_s}$  [54].

Considérons une forme d'onde donnée et notons par  $R$  le débit utile des bits d'information. Ce débit binaire est toujours inférieur à la capacité maximale du canal  $C$ . L'efficacité spectrale de cette forme d'onde, notée  $\eta$ , est donnée par le rapport du débit utile sur la largeur de bande du canal, soit :

$$\eta = \frac{R}{W}$$

Cette quantité représente aussi le nombre de bits d'information que nous pouvons transmettre par  $Hz$  et par seconde. Elle vérifie les contraintes suivantes :

$$0 < \eta < \frac{C}{W}$$

$$E_s = \eta E_b$$

$E_b$  est l'énergie d'un bit utile (bit d'information), la première condition découle de la définition même de la borne de Shannon, alors que la seconde traduit le fait que l'efficacité spectrale est égale au nombre de bits d'information transmis suite à la transmission d'un symbole dans le canal. En combinant ces deux équations avec la relation 2.1 on peut écrire l'inégalité 2.2. Cette inéquation relie l'énergie transmise par bit à l'efficacité spectrale de la forme d'onde, c'est une condition nécessaire et suffisante pour assurer une transmission numérique sans erreur.

$$E_b/N_0 > \frac{2^\eta - 1}{\eta} = (E_b/N_0)_{min}(\eta) \quad (2.2)$$

L'équation 2.2 illustre aussi l'existence d'un compromis entre l'efficacité spectrale et la puissance requise par bit d'information. A largeur de bande constante, une augmentation de  $\eta$  nécessite un niveau de puissance par bit d'informations plus élevé, où d'une manière équivalente puissance transmise plus élevée. La même équation montre aussi l'existence d'une valeur seuil du rapport  $E_b/N_0$  en dessous de laquelle il est théoriquement impossible d'assurer une communication sans erreurs, et ceci quelque soit la largeur du canal dont on dispose. Cette valeur est obtenue quand l'efficacité spectrale tend vers zéro :

$$(E_b/N_0)_{lim} = \lim_{\eta \rightarrow 0} \frac{2^\eta - 1}{\eta} = \ln(2) = -1.6dB \quad (2.3)$$

Le calcul effectué ci-dessus est indépendant du type de la forme d'onde adoptée par la chaîne de communication. Une évaluation de la capacité du canal en fonction des propriétés du canal ainsi que la constellation de symboles de la forme d'onde, constitue une

approche bien plus précise pour le calcul de la capacité du canal. Dans le cas d'une modulation linéaire avec une constellation à  $M$  symboles complexes  $(a_0, a_1, \dots, a_{M-1})$ , émis d'une façon équiprobable, la formule de la capacité du canal devient [54] :

$$\eta(M) = \log_2(M) - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E \left( \log_2 \sum_{j=0}^{M-1} \exp \left( -\frac{|a_i - a_j + n|^2 - |n|^2}{N_0} \right) \right) \quad (2.4)$$

Où  $n$  désigne un bruit additif blanc gaussien centré de variance  $N_0/2$ , le symbole  $E$  désigne l'espérance mathématique. La figure 2.2 illustre l'évolution de cette capacité dans le cas de quelques formes d'onde M-aires en fonction du rapport  $E_b/N_0$ . A faible rap-

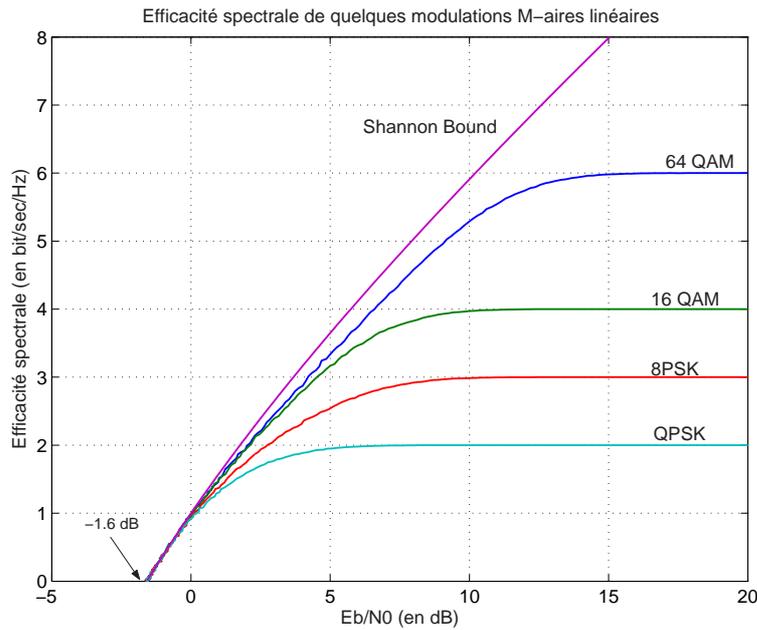


FIG. 2.2: Efficacité spectrale de quelques modulations M-aires linéaires en fonction du  $E_b/N_0$

port  $E_b/N_0$  la capacité maximale du canal est quasiment identique pour toutes les formes d'onde. Il est ainsi inutile d'adopter des modulations d'ordre élevé dans cette région même si le processus de codage canal permet d'approcher sa capacité maximale. Par contre, dans le cas d'un fort rapport  $E_b/N_0$ , les formes d'ondes d'ordre élevé sont plus attractives d'un point de vue efficacité spectrale. On peut aussi remarquer que la capacité maximale d'une modulation M-aire, qui est égale à  $\log_2(M)$ , est théoriquement irréalisable notamment à faible rapport signal sur bruit. Ce fait traduit la nécessité de l'utilisation d'un processus de codage canal pour assurer une communication sans erreurs. Bien évidemment, le rendement du code optimal est fonction du rapport  $E_b/N_0$ . Plus précisément, en notant  $\rho_M$  le taux de codage optimal qui permet d'atteindre la capacité maximale du canal  $\eta_M$  d'une modulation M-aire donnée, on peut exprimer ce taux de codage optimal par l'équation :

$$\rho_M = \frac{\eta_M}{\log_2(M)}$$

La figure 2.3 illustre l'évolution du rendement du code optimal en fonction du rapport  $E_b/N_0$ . A un même rapport  $E_b/N_0$ , les modulations d'ordre moins élevé nécessitent un

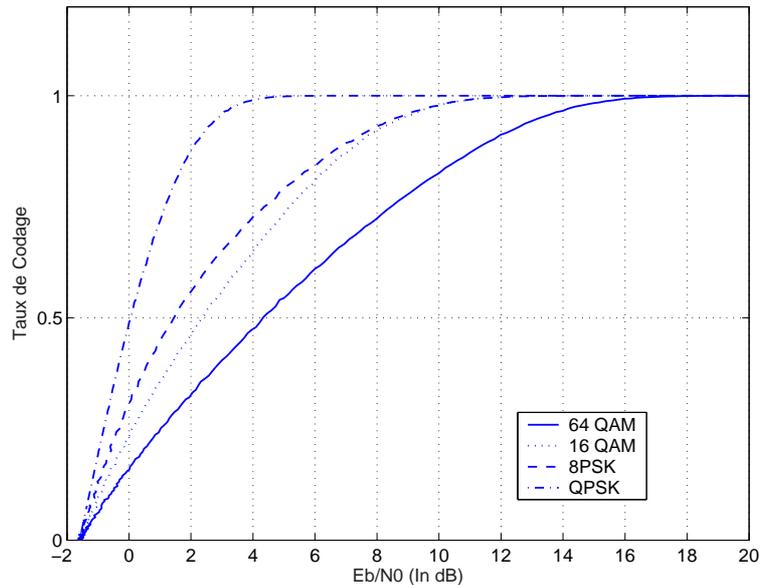


FIG. 2.3: Taux de codage optimal en fonction du  $E_b/N_0$  pour quelques modulations M-aires

taux de codage plus élevé, ceci est dû au fait que ces formes d'ondes sont plus efficaces en puissance que les modulations à ordre plus élevé. Autre que le rendement, ce résultat ne fournit aucune information concernant le code qui permet d'atteindre la capacité maximale. Ce sujet est aujourd'hui au centre des activités de recherche dans le domaine de la théorie de l'information.

En conclusion, le choix de la modulation et du taux de codage doit s'effectuer d'une façon conjointe. Ce choix doit tenir compte des conditions de propagation. Dans le cas d'un canal de propagation à forte fluctuation du rapport  $E_b/N_0$ , comme c'est le cas du canal satellite en bande Ka, une forme d'onde donnée ne peut pas être optimale en tout points de fonctionnement. Si notre sélection favorise l'efficacité en puissance, les ressources en spectre seront alors mal exploitées lors de bonnes conditions de propagation. Ce choix aboutira alors à une faible capacité du système et donc une mauvaise rentabilité économique. D'autre part, si l'efficacité en spectre est favorisée, et sachant que l'on se situe souvent à des faibles et moyens  $E_b/N_0$ , le système aura une faible disponibilité et il devient donc difficile d'assurer la qualité de service requise.

Dans la pratique, il se trouve que la capacité d'une forme d'onde est affectée par d'autres éléments extérieurs telles que la dégradation due à une synchronisation imparfaite. Les non-linéarités du canal ainsi que celles des amplificateurs peuvent aussi dégrader les performances de la forme d'onde par rapport aux performances théoriques. L'ampleur de la dégradation varie d'une forme d'onde à une autre. En particulier, la sensibilité aux non-linéarités est fortement liée aux fluctuations de l'enveloppe du signal. Ainsi,

les formes d'onde à faible fluctuation d'enveloppe montrent une meilleure résistance aux non-linéarités que celles à forte fluctuation d'enveloppe.

## 2.3 Canal Satellite en Bande Ka

Dans notre contexte on s'intéresse à la liaison montante entre un terminal utilisateur et un satellite géostationnaire avec traitement bord. Un système de couverture multi-faisceaux est adopté afin d'augmenter la capacité du satellite en utilisant plusieurs fois une même fréquence. Ce type de satellite permet aussi une amélioration du bilan de liaison en transmettant le signal seulement vers les zones concernées. La liaison satellitaire est effectuée en bande Ka ce qui permet de réduire la taille des composants de la chaîne de transmission ainsi que celle des antennes. L'utilisation de la bande Ka permet aussi de disposer de canaux bien plus larges que celles dans les bandes plus basses. La bande Ka souffre cependant, d'un handicap majeur lié aux fortes fluctuations du niveau du signal reçu à cause de sa forte sensibilité aux conditions de propagation.

### 2.3.1 Classification des atténuations en bande Ka

Les atténuations des signaux satellitaires en bande Ka sont essentiellement d'origine atmosphérique et météorologiques. Les causes des dégradations peuvent être classées en deux catégories. La première catégorie comprend tous les éléments qui sont présents dans l'atmosphère terrestre d'une façon permanente tels que la vapeur d'eau ainsi que les différents gaz qui constituent cette atmosphère comme l'hydrogène et l'oxygène. L'atténuation causée par ce type de facteur est ainsi invariante au cours du temps et quasiment indépendante de l'emplacement géographique. La seconde catégorie comprend les facteurs météorologiques et climatiques dont la présence est fonction aléatoire du temps et de l'espace comme les nuages ou les précipitations. C'est cette deuxième classe qui a la plus forte contribution dans l'atténuation des signaux satellitaires en bande Ka.

#### *Atténuation due aux gaz*

L'atténuation due aux différents gaz qui constituent l'atmosphère terrestre est quasiment inexistante en bandes L, C et Ku. En bande Ka et surtout en bande V elle commence à être non négligeable et il va falloir ainsi en tenir compte lors de l'établissement du bilan de liaison. L'oxygène, en particulier est le composant gazeux qui affecte le plus la qualité du signal en bande Ka. Son effet est plus conséquent à basse température. Par exemple, dans un climat européen et à une fréquence de 30 GHz l'atténuation moyenne de l'oxygène est de l'ordre de 0.2 dB [18]. Il est important de mentionner que le fait que cette atténuation est présente tout le temps, il est inutile d'en tenir compte lors de la conception d'une technique de compensation.

### ***Atténuation due à la vapeur d'eau***

Bien que son effet puisse être négligé en bande Ku, la vapeur d'eau peut affecter, d'une façon significative, les signaux transmis en bande Ka. L'ampleur de l'atténuation est fonction de la concentration de vapeur d'eau dans l'atmosphère (exprimée en  $Kg/m^3$ ) qui est fonction du temps (période de la journée, saison). Dans [18], on mentionne, que dans une transmission par satellite en bande Ka, la liaison descendante est affectée d'avantage que la liaison montante. D'une manière générale et dans un climat modéré, en Europe centrale par exemple, la dégradation est de l'ordre de quelques dixièmes de dB. Dans [18] on mentionne une atténuation supérieure à 0.45 dB pendant 1% d'une année moyenne.

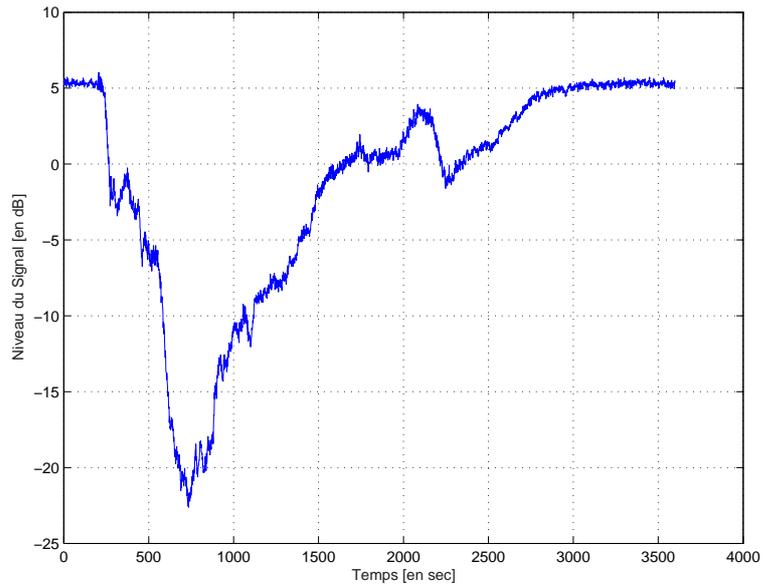
### ***Atténuation due aux Nuages***

L'effet d'un nuage est fonction de la densité de ce dernier ainsi que de son épaisseur. Les affaiblissements dus aux nuages ont une plus grande dynamique que celles causées par la vapeur d'eau et doivent être considérés pendant près de 50 % d'une année moyenne. La valeur de l'atténuation est de l'ordre de 0.4 dB pendant 50% du temps d'une année moyenne et pour une fréquence de 20 GHz, elle est de 0.8 dB pour une fréquence de 30 GHz (climat Europe centrale).

### ***Atténuation due aux précipitations***

La pluie est le phénomène qui affecte le plus la qualité du signal en bande Ka. L'atténuation spécifique (exprimée en dB/Km) est fonction de la pluviométrie (exprimée en mm/h), mais aussi des caractéristiques des précipitations (taille des gouttelettes d'eau ...). La figure 2.4 illustre une allure typique d'une atténuation du signal en bande Ka suite à des fortes précipitations. Il s'agit d'une liaison montante en bande Ka à la fréquence de  $29.75GHz$ . L'atténuation atteint un pic de 27 dB qui est une valeur considérable par rapport aux niveaux rencontrés en bandes C et Ku. On peut aussi remarquer que l'atténuation dépasse 15 dB durant un intervalle de temps de plus de 8 minutes. Les précipitations sont généralement caractérisées par leurs distributions spatiales et temporelles. La distribution spatiale d'une précipitation correspond à son étendue géographique, ainsi on distingue les précipitations dont l'étendue est de l'ordre de plusieurs dizaines de Km, ces pluies sont très répandues en Europe et sont caractérisées par leur faible intensité et leur longue durée dans le temps. Le second type, correspond à des précipitations de faible étendue (rayon  $< 10Km$ ). Cette dernière catégorie est caractérisée par une forte intensité et par une durée dans le temps relativement faible. Ces précipitations sont souvent rencontrées en zones tropicales sous forme d'orage et leur forte pluviométrie peut dépasser 50mm/h pendant 0.01% d'une année moyenne.

La figure 2.5 illustre la perte en puissance causée par les précipitations à trois fréquences différentes en bandes Ku et Ka dans un climat du type centre européen. On peut lire, par exemple, qu'à 20 GHz, on doit compenser 13 dB d'atténuation pour assurer une disponibilité de 99.98% alors que seulement 4 dB sont nécessaires à la fréquence de 12 GHz.



**FIG. 2.4:** Allure typique d'une atténuation en bande Ka due aux précipitations à la fréquence de 29.75 GHz

D'une manière générale, en bande Ka, l'atténuation induite par les précipitations est tellement importante qu'il est difficilement envisageable de la compenser par un simple supplément de puissance afin de garantir une disponibilité satisfaisante. D'autres moyens et techniques de compensation plus sophistiqués doivent être déployés afin d'assurer la qualité de service requise et d'optimiser la capacité du système.

### 2.3.2 Statistiques relatives aux atténuations

L'analyse statistique des atténuations du canal consiste à l'évaluation de plusieurs données qui permettent une meilleure compréhension de ce phénomène. Ces données nous sont utiles notamment lors de la conception de la forme d'onde ainsi que des techniques FMT envisageables. La durée moyenne d'une atténuation, le temps séparant deux occurrences successives ainsi que la pente de l'établissement de l'atténuation sont des exemples d'informations relatives aux atténuations qui sont d'une forte utilité. Bien entendu, ces paramètres dépendent de la fréquence du signal et de l'emplacement géographique du terminal. Il est aussi important de mentionner que l'analyse effectuée est transparente vis-à-vis de la cause ou de la source de l'atténuation.

#### ***Pente de l'atténuation***

Ce paramètre indique la vitesse avec laquelle une atténuation peut s'établir dans le temps, il est exprimé en dB/Sec. La mesure de cette pente s'effectue en éliminant les fortes fluctuations (scintillements) du signal car elles ne fournissent aucune information utile sur

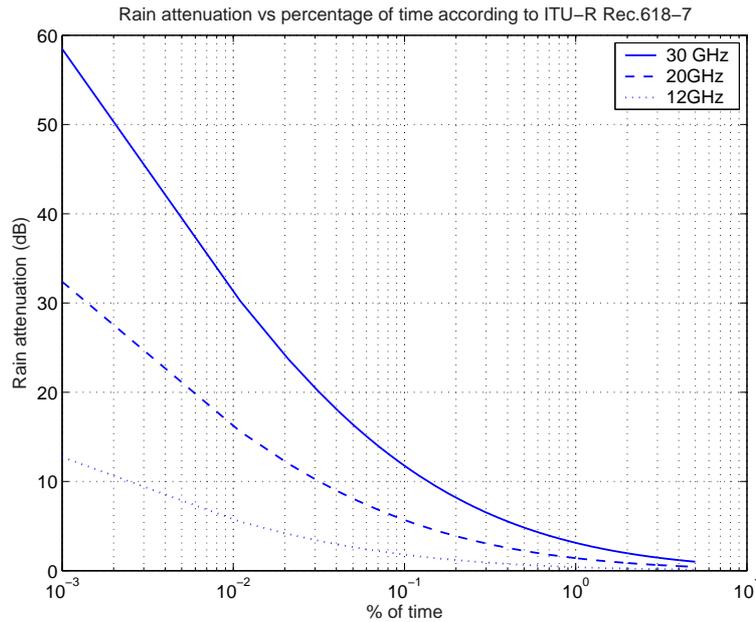


FIG. 2.5: Atténuation due aux précipitations en bandes Ku et Ka d'après ITU-R Rec.618-7

le niveau de la puissance du signal reçu. Cette opération est généralement effectuée grâce à un filtrage du signal reçu. Les résultats relatifs à la pente d'atténuation sont souvent obtenus à la suite des campagnes de mesure. Un moyen efficace de représenter cette information consiste à considérer l'ensemble des atténuations supérieures à un seuil donné, de calculer les pentes correspondantes. On trace par la suite la distribution des différentes pentes d'atténuation. On montre en particulier que l'allure de cette distribution est proche d'une gaussienne centrée. On montre aussi que la forme de cette allure est indépendante de la fréquence [52, 51]. Dans [18] on donne la valeur de 0.3 dB/sec comme moyenne de la valeur absolue de la pente de l'atténuation en zone Europe. Cette valeur dépasse 0.6 dB/sec pendant 0.01% du temps d'une année moyenne. Dans le cas d'une forme d'onde adaptative la pente d'atténuation doit être considérée lors de la transition d'un mode à un autre dans la chaîne de communication.

### **Durée moyenne de l'atténuation**

La durée ainsi que le nombre d'occurrences d'une atténuation sur une année sont des données d'une forte utilité. Il existe plusieurs façons de classification des atténuations en tenant compte de leur durée. Un moyen d'analyse et d'exploitation de cette donnée consiste à calculer le nombre d'occurrences d'une atténuation dépassant une certaine amplitude seuil et durant au delà d'une certaine durée. Ces calculs peuvent être établis suite à des mesures durant une année par exemple. On peut aussi calculer la durée totale sur une année moyenne pendant laquelle une atténuation dépasse une valeur seuil.

Les données et les informations relatives à la durée des atténuations ont un grand intérêt,

notamment pour l'opérateur. Ces données lui permettent une approximation de la capacité et de la disponibilité de son système. Elles offrent aussi la possibilité d'une meilleure gestion des ressources disponibles en spectre et en puissance. En particulier par l'adoption éventuelle d'une technique de compensation. Le tableau 2.1 extrait de [18] montre la durée d'une occurrence d'une atténuation dépassant 10 dB en fonction du pourcentage considéré d'une année moyenne. Les résultats sont relatifs à trois fréquences différentes. On peut lire sur le tableau que pendant 10% de la durée totale d'une atténuation dépassant

% de la durée totale	12.5 GHz	20 GHz	30 GHz
50 %	2 s	3.5 s	9 s
10 %	100 s	150 s	250 s
1 %	700 s	1000 s	1500 s

**TAB. 2.1:** *Durée d'une atténuation dépassant 10 dB à trois fréquences différentes*

10 dB, une occurrence dure plus de 250 secondes soit plus de 4 minutes. Il est évident que si aucune mesure de lutte contre ce type d'atténuation n'a été adoptée, la disponibilité du système sera fortement affectée.

## 2.4 Différentes Méthodes de Compensations

Dans le cas d'une chaîne de communication numérique orientée vers des applications multimédia, une transmission sans erreurs est requise afin d'assurer une bonne reconstitution du signal utile. Les raisons résident, entre autre, dans le fait que les données transmises sont fortement compressées et donc très sensibles aux erreurs de transmission. D'une manière générale, et à bande occupée constante, le taux d'erreur binaire est directement lié au rapport signal sur bruit par bit utile au niveau de la réception. Une baisse du niveau du signal peut, dans certains cas, causer la rupture de la communication. Dans des telles circonstances, une compensation de l'atténuation du niveau du signal peut s'avérer indispensable pour assurer une transmission fiable. Les techniques de compensation peuvent se diviser en deux catégories. La première consiste à la modification d'un ou plusieurs éléments de la chaîne de transmission, il s'agit alors d'utiliser d'autres ressources qui vont favoriser de meilleures conditions de propagation. Ces méthodes sont dites techniques de diversités. La seconde solution consiste à modifier les paramètres de chaîne de transmission telles que la puissance émise, le rendement du code mais aussi la constellation de la forme d'onde. Cette technique ne nécessite aucun élément extérieur à la chaîne de départ.

Dans ce paragraphe, on donne un panorama de l'état de l'art des différentes techniques de lutte contre les affaiblissements susceptibles d'être adoptées par des systèmes de communication par satellite en bande Ka.

### 2.4.1 Contrôle de puissance

Son principe consiste à adapter le niveau de la puissance émise par l'émetteur aux conditions de propagation. Dans le cas d'une transmission en ciel clair le contrôle de puissance permet de transmettre la puissance nécessaire minimale pour assurer la qualité de service requise. Ce fait évite la transmission d'une marge de puissance supplémentaire pour lutter contre les atténuations éventuelles. Dans le cas d'une dégradation du signal suite à des intempéries, le contrôle de puissance permet de compenser les pertes en augmentant le niveau de la puissance transmise. Dans un contexte avec un accès multiple FDMA il est fort important d'avoir un même niveau de puissance pour toutes les porteuses. Cette condition permet non seulement une exploitation optimale des ressources en spectre en réduisant les interférences entre différentes porteuses [48] mais aussi d'éviter l'impossibilité de détecter les porteuses qui ont un niveau relatif très faible. En plus, disposer d'un même niveau de signal pour toutes les porteuses signifie une dynamique moins importante du signal multiplex et donc une meilleure résistance face aux non-linéarités des amplificateurs bord.

Rappelons que dans le cas d'un satellite transparent le contrôle de puissance intervient sur le bilan de liaison total, alors que dans les cas d'un satellite avec régénération bord il n'y a qu'une seule voie qui est concernée.

L'avantage de la technique de contrôle de puissance est de ne pas exiger une très grande complexité supplémentaire au niveau du récepteur. Toutefois, l'activation d'un tel processus pourra nécessiter des éléments externes tels qu'une station centrale qui fournit les informations relatives au canal de propagation et qui donne l'autorisation d'activer éventuellement un processus de contrôle de puissance.

Dans notre contexte, on dispose de terminaux utilisateurs dont la puissance maximale émise est limitée par les performances de l'amplificateur, elle est de l'ordre de 2 Watts. Dans d'autres contextes comme celui des communications mobiles par exemple, le terminal peut disposer d'une puissance encore plus faible. Ces faits limitent les perspectives de la technique de contrôle de puissance dans certains cas. Il est évident que la technique de contrôle de puissance ne suffira pas pour lutter contre les atténuations du canal satellite en bande Ka. Cependant il est fort envisageable d'associer cette solution à d'autres techniques FMT.

### 2.4.2 Techniques de diversité

La modification de l'architecture de la chaîne de transmission peut constituer une solution intéressante pour éviter la dégradation du rapport signal sur bruit suites à des perturbations météorologiques. Il s'agit du déploiement des ressources ou d'éléments externes qui profitent de conditions de propagation plus favorables. Il existe quatre techniques de diversité :

- Diversité du site : Cette solution consiste globalement à diriger le signal à transmettre vers une autre station distante en cas où une station donnée souffre de mauvaises conditions de propagation. La seconde station transmettra alors le même signal vers le satellite. Les deux stations sont en général distantes de quelques di-

zaines de Kilomètres l'une de l'autre. La principale motivation de cette technique s'explique par le fait que les fortes précipitations ont une étendue géographique de l'ordre d'un dizaine de kilomètre de diamètre. On montre, en plus, que les fortes précipitations situées dans des zones voisines sont statistiquement indépendantes. Ces propriétés font que cette technique peut améliorer considérablement la disponibilité du système [35].

La technique de diversité du site souffre de quelques inconvénients majeurs, elle exige, par exemple, l'existence d'un réseau terrestre pour assurer la connexion entre les différentes stations. Cette dépendance vis-à-vis de la liaison terrestre fait perdre au système satellitaire un atout majeur celui de s'affranchir de toute infrastructure terrestre existante. Cette solution nécessite aussi des coûts supplémentaires qui la rendent moins attractive d'un point de vue économique. Elle reste réservée aux utilisateurs professionnels tels que les opérateurs de diffusion par satellite.

- Diversité en fréquence : Cette technique consiste à changer la fréquence d'émission lorsque le signal transmis à la fréquence active subie une atténuation. Les conditions de propagation sont alors supposées être plus favorables en opérant à la nouvelle fréquence.

Dans notre contexte d'une liaison terminal vers satellite en bande Ka, les fréquences disponibles aux utilisateurs couvrent un intervalle du spectre relativement limité. Par conséquent, toutes les fréquences sont affectées d'une manière quasi-identique. Il faut aussi mentionner que cette alternative nécessite un processus dynamique relativement complexe pour la gestion des ressources spectrales. Cette technique nécessite aussi une complexité supplémentaire au niveau des émetteurs et des récepteurs.

- Diversité satellite : Dans ce cas il s'agit de transmettre le signal vers un autre satellite lorsque la liaison avec un satellite donné est affectée à cause d'une forte atténuation mais aussi dans le cas où cette liaison n'est plus disponible. Cette technique peut constituer une solution attractive dans le cas d'une communication avec un réseau de plusieurs satellites en orbite basse (Global Star, Iridium). Par contre, dans le cas d'une communication avec des satellites géostationnaires, les perturbations atmosphériques affectent en général la liaison avec l'ensemble de tous les satellites. La diversité satellite nécessite aussi un processus de pointage assez précis de l'antenne utilisateur pour permettre l'orientation du signal vers le nouveau satellite.
- Diversité dans le temps : Cette technique ne permet pas vraiment de lutter contre les affaiblissements du canal. Elle consiste simplement à transmettre ou recevoir les données lorsque les conditions de propagation sont favorables. Cette solution est adoptée par des systèmes offrant des services dits "push" qui consistent à télécharger un certain contenu et de le consulter par la suite sans avoir besoin d'une connexion avec des réseaux externes. Cette technique est incompatible avec des applications où l'utilisateur doit disposer d'une liaison bidirectionnelle permanente avec le réseau telles que les applications Internet, les jeux en lignes et la Voix sur IP (VoIP).

Ce panorama des différentes FMT nous permet de conclure que les solutions proposées par ces techniques ne sont pas parfaitement adaptées à notre contexte de liaison montante

pour la transmission des applications multimédia par satellite en bande Ka. Les raisons sont à la fois techniques liées aux exigences du système, mais aussi économiques dues à un coût de déploiement assez élevé.

Pour être compétitif avec les systèmes terrestres en terme de qualité de service et d'un point de vue économique, les systèmes satellitaires en bande Ka doivent adopter des solutions plus efficaces pour lutter contre les atténuations. Les techniques de compensation basées sur la conception d'une forme d'onde adaptative deviennent de plus en plus attractives grâce notamment aux avancées réalisées dans le domaine de codage canal et celui d'intégration des circuits. Dans cette alternative il s'agit, de modifier dynamiquement les paramètres de la forme d'onde afin d'adapter ses performances en spectre et en puissance aux différentes conditions de propagation. Elle ne nécessite pas de ressources et des infrastructures externes, néanmoins, elle requiert une complexité supplémentaire au niveau de l'émetteur et du récepteur. Cette technique est détaillée dans le paragraphe qui suit.

## 2.5 Forme d'Onde Adaptative

La forme d'onde décrit toutes les caractéristiques du signal depuis la séquence binaire jusqu'au signal analogique susceptible d'être transmis sur le canal. Elle comprend, entre autre, le débit utile d'information, le codage canal, le type de la modulation ainsi que les filtres de mise en forme. Les performances en spectre et en puissance de la chaîne de communication dépendent directement des différents paramètres de la forme d'onde. Une forme d'onde adaptative consiste à varier un ou plusieurs de ses paramètres afin de s'adapter aux conditions de transmission et notamment au rapport signal sur bruit  $SNR$ . L'existence d'un compromis spectre-puissance suppose que l'amélioration des performances en puissance (respectivement efficacité spectrale) induit nécessairement une dégradation de l'efficacité spectrale (respectivement performances en puissance).

Dans ce paragraphe, on étudie l'effet de chacun des paramètres sur les performances de la forme d'onde. Le gain obtenu est illustré à travers quelques illustrations par certains systèmes existants.

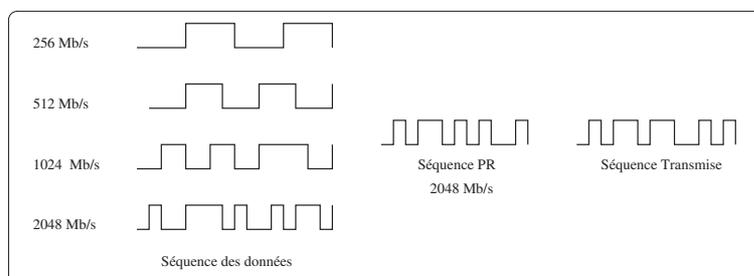
### 2.5.1 Variation du débit utile

Les performances en puissance d'une forme d'onde sont fortement liées à l'énergie transmise par bit utile  $E_b$ . Un moyen d'augmenter cette énergie consiste à considérer des bits avec une durée plus longue tout en gardant un même niveau de puissance transmise. La chaîne de transmission est ainsi plus fiable suite à l'augmentation de l'énergie moyenne par bit utile. Le nouveau signal transmis correspond à une nouvelle séquence binaire qui occupe une bande spectrale moins large par rapport au signal de départ car la durée d'un bit est plus longue. Une durée de bit plus longue signifie un débit binaire moins important. Cependant, l'efficacité spectrale de la forme d'onde reste inchangée. La réduction du débit utile signifie que la transmission d'une même quantité d'information nécessite plus de temps et plus d'énergie, c'est bien le prix à payer pour assurer la transmission avec le taux d'erreur binaire requis.

En pratique, et pour éviter une allocation dynamique des ressources spectrales, on cherche souvent à avoir une bande allouée constante par utilisateur. Il est aussi préférable de garder un débit symbole constant ce qui facilite les tâches de synchronisation et de timing. Une solution qui permet d'assurer ces deux conditions quelque soit le débit utile d'information consiste multiplier la séquence utile par une séquence pseudo-aléatoire (PR) dont le débit est constant ce qui permet d'étaler le spectre du signal sur toute la bande allouée. Au niveau de la réception, on multiplie la séquence reçue par la même séquence d'étalement afin de retrouver le séquence de base.

### **Exemple : Le projet Olympus**

Cette technique a été appliquée dans le cadre du projet OLYMPUS [18] pour des applications de vidéo-conférence via le satellite. Quatre gammes de débit sont disponibles à bande occupée constante. Le débit nominal est de 2.048Mb/s, utilisé lors des conditions idéales de propagation. Les autres débits d'information sont de 1024, 512 et 256 kb/s. Les gains en puissance apportés sont respectivement de 3, 6 et 9 dB. Pour garder une bande passante constante, les données sont multipliées par une séquence pseudo aléatoire PR comme c'est indiqué sur la figure 2.6. Cette séquence possède un débit constant égal au débit nominal soit 2.048 Mb/s. Dans le cas où le débit d'information est réduit à la suite d'une perturbation, le spectre du signal est étalé sur toute la bande allouée grâce à la séquence PR. Cette technique permet alors d'avoir à la fois une durée symbole et une bande occupée constantes ce qui la rend relativement simple à mettre en œuvre.



**FIG. 2.6:** Transmission avec un débit variable et à bande passante constante

En réalité, cette technique n'est pas vraiment optimale d'un point de vue théorique. Multiplier la séquence originale par une séquence pseudo-aléatoire n'est autre que du codage canal sauf que les codes adoptés offrent des performances médiocres. L'avantage principal de cette technique est qu'elle nécessite une faible complexité d'un point de vue système (gestion des ressources) et d'un point de vue architecture du récepteur.

### 2.5.2 Modification du taux de codage

Le codage canal, permet d'améliorer les performances en puissance de la forme d'onde. L'efficacité du code dépend de plusieurs paramètres, tels que son rendement, noté  $R_c$  et sa longueur de contrainte. La distribution des erreurs dans le canal est aussi une donnée importante qui influe les performances d'un code canal. Le type du code (Code en bloc, code convolutif) doit être choisi en fonction de cette distribution qui est fonction de la nature du canal équivalent.

Les chaînes de communications qui requièrent une transmission sans erreurs, adoptent souvent des codes concaténés. Ces schémas de codage sont assez performantes, en particulier celles qui utilisent des processus de décodage itératifs (Turbo Codes). La modification du taux de codage est une solution efficace qui permet de modifier les performances en spectre et en puissance de la forme d'onde. La technique de poinçonnage permet de modifier le taux de codage d'une façon quasi optimale tout en nécessitant une complexité relativement faible. A la suite d'une dégradation du rapport signal sur bruit, la diminution du taux de codage améliore les performances en puissance notamment en augmentant l'énergie par bit  $E_b$  ainsi que la distance minimale du code, le gain est ainsi double. En générale, ce gain est assez faible à fort TEB, il croît ensuite à fur et à mesure que le TEB décroît avant de converger vers une valeur asymptotique.

#### **Exemple 1 : Le standard DVB-S**

Le standard de diffusion de la vidéo numérique par satellite DVB-S [2] adopte une forme d'onde en QPSK. Plusieurs taux de codage peuvent être adoptés, le choix est fonction des conditions de propagation ainsi que la bande allouée. Les performances des multiples schémas sont illustrées par le tableau 2.2. Ce tableau montre la valeur du  $E_b/N_0$  requise afin d'assurer un taux d'erreur binaire de  $2.10^{-4}$  à la sortie du décodeur Viterbi pour les différents taux de codage. Ici, on rappelle que la norme DVB-S utilise le code convolutif de rendement  $1/2$  et de longueur de contrainte égale à 7, sa matrice génératrice est donnée par  $G = (171, 133)$ . Ce code est concaténé avec un code Reed Solomon qui est plus efficace pour corriger les paquets d'erreurs. La modulation adoptée est une QPSK avec une réponse en fréquence en Cosinus Surélevé avec un roll-off  $\beta = 0.35$ . Sur le tableau on peut remarquer que les points de fonctionnement en terme de  $E_s/N_0$  vont de 4.5 dB pour le taux de codage  $1/2$  à 8.82 dB pour un taux de codage de  $7/8$ . La marge de puissance est donc de 4.3 dB seulement. Cette marge est insuffisante dans notre contexte car les atténuation peuvent atteindre des valeurs bien plus importantes. Aussi, il est important de mentionner que la forme d'onde du DVB-S ne permet pas d'assurer la qualité de service requise pour des valeurs de  $E_b/N_0$  inférieures à 4.5 dB, ceci étant insuffisant dans le contexte d'un terminal utilisateur avec une faible puissance transmise.

Le standard DVB-S est essentiellement utilisé pour des systèmes de diffusion qui opèrent en bande C et en bande Ku. Et vu que ces bandes de fréquence sont moins sensibles aux intempéries que la bande Ka. La norme n'envisage ainsi aucune procédure dynamique d'adaptativité du taux de codage aux conditions de transmission. Le taux de codage reste alors inchangé au cours de la transmission. Afin de garantir la disponibilité requise, les opérateurs de diffusion transmettent une puissance supplémentaire permanente de l'ordre

<b>Rc</b>	$E_b/N_0$ (en dB) $TEB=2.10^{-4}$	$E_s/N_0$	$\eta$ (bits/s/Hz)
1/2	4.5	4.5	0.74
2/3	5	5.44	0.98
3/4	5.5	6.47	1.11
5/6	6	8.2	1.23
7/8	6.4	8.82	1.29

**TAB. 2.2:**  $E_b/N_0$  requis pour un  $TEB$  de  $2.10^{-4}$  pour différents taux de codage de la norme DVB-S

de 3dB relativement à la puissance minimale requise. Cette solution permet de compenser les atténuations éventuelles et de garantir la disponibilité souhaitée. Peu coûteuse, elle se justifie principalement par la faible fluctuation du canal en bande C et en bande Ku.

### **Exemple 2 : Le standard DVB-RCS**

Profitant des avancées réalisées pendant les dix dernières années dans le domaine du codage canal, de nouvelles normes offrant des hautes performances ont été conçues depuis. Le standard DVB-RCS [4] permet aux utilisateurs équipés d'un petit terminal de disposer d'une voie montante vers le satellite. La voie descendante peut être assurée par un autre standard tel que le DVB-S ou le DVB-S2 prochainement. Le DVB-RCS propose deux schémas de codage ; Le premier schéma de codage est donné par la concaténation série d'un code de Reed-Solomon et d'un code convolutif de rendement 1/2 et dont la matrice génératrice est donnée par :  $G = (171, 133)$ . L'autre schéma de codage est donné par un turbo code. Le codeur en obtenu en considérant la concaténation parallèle de deux codes convolutifs systématiques et récurifs de rendement 1/2. Plusieurs taux de poinçonnage peuvent être appliqués afin d'augmenter le rendement du code et donc améliorer l'efficacité spectrale.

La modulation adoptée par le DVB-RCS est identique à celle utilisée dans le DVB-S. Il s'agit d'une QPSK avec une réponse en fréquence en Cosinus Surélevée et avec un roll-off de 0.35. Les performances des différents taux de codage sont illustrées par le tableau 2.3 pour une taille de paquet de données utiles de 53 octets. Ce standard couvre une marge de puissance qui est relativement large de l'ordre de 7 dB. Cette marge reste insuffisante pour lutter efficacement contre des dégradations telles que celles rencontrées en bande Ka.

Le standard DVB-RCS propose une allocation dynamique des ressources du canal à savoir les slots ans le temps et la bande passante. Ces ressources sont allouées en fonction des services souhaités par l'utilisateur mais aussi en fonction des conditions de propagation. Par exemple, suite à une diminution du  $E_b/N_0$ , un utilisateur va basculer vers une autre porteuse où il va transmettre avec un débit et un taux de codage plus faibles ce qui va à la

<b>Rc</b>	<b><math>E_b/N_0</math> (en dB) <math>TEB=10^{-5}</math></b>	<b><math>E_s/N_0</math></b>	<b><math>\eta</math> (bits/s/Hz)</b>
1/3	1.8	0.03	0.49
1/2	2.2	2.20	0.74
2/3	3.2	4.44	0.98
3/4	3.8	5.55	1.11
4/5	4.2	6.2	1.18
6/7	4.8	7.1	1.27

**TAB. 2.3:**  $E_b/N_0$  requis pour un  $TEB$  de  $10^{-5}$  pour différents taux de codage de la norme DVB-RCS

fois augmenter le  $E_b/N_0$  et améliorer les performances en puissance de la transmission. L'adoption d'une constellation adaptative associée à un taux de codage adaptatif va nous permettre de concevoir une forme d'onde adaptative plus performante. Elle aboutira, en particulier, à une meilleure exploitation des ressources spectrales grâce à l'utilisation des modulations d'ordre élevé qui offrent une haute efficacité spectrale. Un exemple de standard qui a opté pour cette solution plus prometteuse est le DVB-S2 [3] dont les principales caractéristiques sont détaillées dans la section suivante.

### 2.5.3 Modulation adaptative

Il existe plusieurs schémas de modulations numériques avec des performances assez variables. Concernant les modulations linéaires classiques, les schémas d'ordre élevé telles que les modulations M-QAM, et M-PSK,  $M > 4$ , offrent une haute efficacité spectrale. Par contre, leurs performances en puissance sont souvent médiocres, ces modulations sont utilisées pour les transmissions haut débit à fort rapport signal sur bruit. Par exemple, les modulations 64-QAM sont utilisées dans la norme DVB-C pour la transmission de la vidéo numérique via le câble. Les progrès réalisés entre autre dans le domaine de codage canal, rendent envisageable l'adoption des modulations d'ordre élevé dans les communications spatiales.

Souvent, les signaux associés à des modulations d'ordre supérieur ont une forte fluctuation d'enveloppe. Ce fait dégrade l'efficacité de ces formes d'onde lors de la propagation dans un canal non linéaire. Les amplificateurs non linéaires peuvent aussi dégrader la qualité de la chaîne de transmission. Des techniques de pré-distorsion peuvent être appliquées dans le but de limiter les effets des non-linéarités [34].

Les modulations numériques d'ordre moins élevé comme la QPSK ou la BPSK sont utilisées lorsque de bonnes performances en puissance sont requises, elles offrent aussi une meilleure résistance face aux non-linéarités grâce à des signaux de faible fluctuation d'en-

veloppe. Ces modulations sont aussi caractérisées par leur faible complexité. Tous ces faits justifient leur adoption par la majorité des systèmes transmissions satellitaires existants. Un exemple de standard qui a opté pour une forme avec une constellation adaptative avec des modulations d'ordre élevé est le DVB-S2. Cette norme est détaillée dans le paragraphe qui suit.

### **Exemple3 : Le standard DVB-S2**

Le DVB-S2 [3] est le standard le plus récent en matière de transmission du contenu multimédia par satellite. Il a été conçu, entre autre, pour remplacer la norme existante de diffusion de la vidéo numérique par satellite, le DVB-S. Le nouveau standard couvrira aussi une gamme de services bien plus étendue autre que la diffusion telles que les services interactifs avec une voie retour via satellite. Dans ce cas et pour les utilisateurs grand public, la voie retour (Terminal vers Satellite) est assurée grâce à un autre standard tel que le DVB-RCS. La norme DVB-S2 permet aussi de réaliser des communications point-à-point ou point-à-multi-point lors des transmissions occasionnelles de certains événements.

Afin de garantir la qualité de service requise par les différentes applications et d'exploiter les ressources spectrales d'une manière plus efficace, le DVB-S2 adopte à la fois un codage adaptatif et une constellation adaptative. Ainsi, et pour un service donné, la forme d'onde évolue d'une manière dynamique en fonction des conditions de propagation. Quatre schémas de modulation sont alors proposées, ces schémas sont données par la QPSK, 8PSK, 16 APSK et 32 APSK, la mise en forme étant assurée par un filtre en racine de Cosinus Surélevé avec des roll-off de 0.2, 0.25 ou 0.35. Les constellations respectives sont illustrées par la figure 2.7. Dans le cas des modulations 16APSK et 32APSK le rapport des rayons entre les différentes sous-constellations est adapté aux taux de codage afin assurer de meilleures performances en puissance. Le codage canal adopté est une concaténation d'un code en bloc (du type BCH) et d'un code LDPC avec un processus de décodage itératif. La taille de l'entrelaceur est de 64800. Le tableau 2.4 extrait de [3] résume les performances des différents schémas que propose le standard. L'efficacité spectrale est calculée en tenant en compte d'un roll-off de 0.35. Aucune perte liée aux imperfections du canal ou aux amplificateurs non linéaires n'est prise en compte lors de l'évaluation des performances. Cette perte est fonction de la constellation adoptée mais aussi du mode de transmission : mode mono-porteuse ou mode multi-porteuse.

La diversité des schémas de codage canal et de modulation permet au standard DVB-S2 de s'adapter à un large champ d'applications dont les exigences sont différentes. Dans le cas des services de diffusion de la vidéo et de la vidéo haute définition, la nouvelle norme permet un gain de 25% et 30% en efficacité spectrale par rapport aux standards existants équivalents. L'adoption d'une forme d'onde adaptative dans le cas d'une transmission point-à-point interactive est bien plus intéressante. Les échanges des informations relatives au canal de propagation permettent de sélectionner la constellation et le taux de codage les plus appropriés aux conditions de propagation. Cette solution améliore la capacité d'un transpondeur bord d'un facteur qui varie entre 100% et 200%. En plus du gain obtenu en capacité, la liaison adaptative permet de garantir une meilleure disponibi-

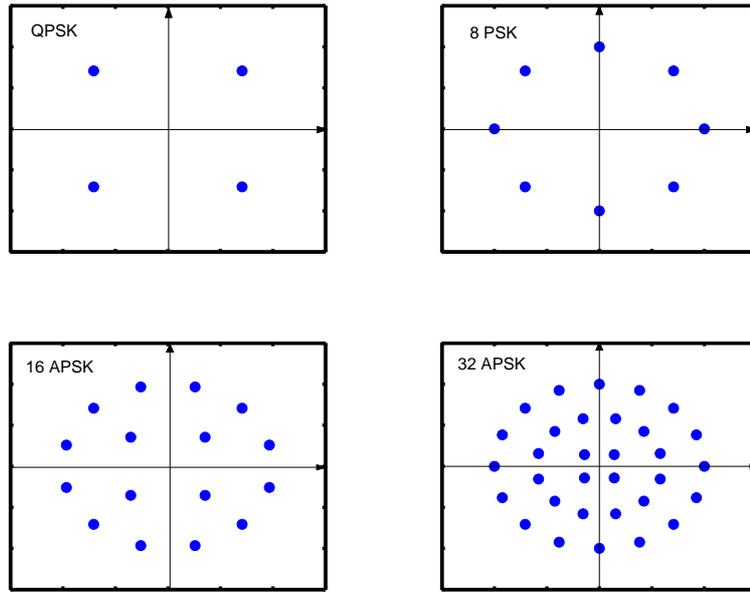


FIG. 2.7: Différentes constellations dans le standard DVB-S2

lité du système. L'échange des informations relatives aux conditions de propagation peut s'effectuer soit via le satellite même ou bien à travers une infrastructure terrestre.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que les dégradations que peut subir un signal satellite en bande Ka sont bien plus conséquentes que celle rencontrées en bandes C et Ku. Il a été aussi précisé que les précipitations sont la cause principale de ces fortes atténuations. Une technique de compensation des atténuations est nécessaire dans ce contexte. Plusieurs techniques de compensation des atténuations ont été proposées dans différents projets et standards. Cependant, la majorité de ces techniques s'avère insuffisante ou incompatibles avec notre contexte.

Une forme d'onde adaptative est la solution la plus attractive et qui permet à la fois de garantir la disponibilité requise et l'exploitation quasi-optimale des ressources spectrales. Il a été aussi souligné, à travers l'exemple du DVB-S2, qu'une forme d'onde adaptative basée à la fois sur la variation conjointe du taux de codage et de la constellation est bien plus efficace. D'une part, elle permet de compenser des atténuations de forte magnitude et d'améliorer ainsi la disponibilité du système. D'autre part, elle garantit une exploitation plus efficace de la bande allouée.

D'un point de vue adaptativité les CPM représentent une alternative assez attractive notamment grâce à la multitude de ses paramètres. La variation de l'indice de modulation est une solution particulièrement intéressante car ce paramètre affecte fortement les performances de la CPM. En plus, et en faisant l'hypothèse d'un indice variable avec un

dénominateur constant, la variation de ce paramètre ne requiert pas une grande complexité au niveau des éléments de la chaîne de communication. Les performances des quelques schémas CPM avec un indice variable sont montrées dans les chapitres 3 et 4. L'autre avantage des modulations CPM est donné par leur enveloppe constante, propriété qui les rend insensibles au non-linéarité. Les différentes propriétés de cette classe de modulations sont traitées dans le chapitre 3.

Modulation	Taux de codage	$E_s/N_0$ (en dB)	Efficacité Spectrale
QPSK	1/4	-2,35	0,36
QPSK	1/3	-1,24	0,48
QPSK	2/5	-0,30	0,58
QPSK	1/2	1,00	0,73
QPSK	3/5	2,23	0,88
QPSK	2/3	3,1	0,98
QPSK	3/4	4,03	1,10
QPSK	4/5	4,68	1,17
QPSK	5/6	5,18	1,22
QPSK	8/9	6,2	1,30
QPSK	9/10	6,42	1,32
8PSK	3/5	5,50	1,32
8PSK	2/3	6,62	1,46
8PSK	3/4	7,91	1,65
8PSK	5/6	9,35	1,83
8PSK	8/9	10,69	1,96
8PSK	9/10	10,98	1,98
16APSK	2/3	8,97	1,95
16APSK	3/4	10,21	2,19
16APSK	4/5	11,03	2,34
16APSK	5/6	11,61	2,44
16APSK	8/9	12,89	2,61
16APSK	9/10	13,13	2,64
32APSK	3/4	12,73	2,74
32APSK	4/5	13,64	2,92
32APSK	5/6	14,28	3,05
32APSK	8/9	15,69	3,25
32APSK	9/10	16,05	3,30

**TAB. 2.4:** Différentes configurations du standard DVB-S2,  $E_s/N_0$  requis pour une transmission sans erreurs, roll-off=0.35



## Les Modulations à Phase Continue

### 3.1 Introduction

Les modulations à phase continue (dites CPM) représentent une famille de modulation de phase à enveloppe constante. Elles ont été introduites au début des années 80 par John B. Anderson et Carl-Erik Sundberg [5, 50]. En plus d'une enveloppe constante, ces modulations possèdent d'autres propriétés qui les différencient des modulations linéaires classiques. Parmi ces propriétés on peut citer la non-linéarité par rapport à la séquence transmise ainsi que la modélisation en treillis des signaux CPM.

Dans ce chapitre, on s'intéresse d'abord aux signaux CPM, à leur modélisation ainsi que leurs différentes propriétés. Ensuite, nous abordons sommairement les algorithmes de décodage des CPM non codées. Enfin, une évaluation théorique des performances en spectre et en puissance des CPM en fonction de chacun des paramètres de la forme d'onde est effectuée. Des résultats des simulations du taux d'erreur binaire sont aussi donnés pour illustrer l'effet de l'indice de modulation sur les performances de la forme d'onde.

### 3.2 Représentation et Etude des Signaux CPM

#### 3.2.1 Les Signaux CPM

Considérons une séquence de  $N + 1$  symboles  $M$ -aires  $a_i \in (\pm 1, \pm 2, \dots, \pm(M - 1))$  à transmettre et que l'on notera  $\underline{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_N)$ . Le signal CPM transmis relatif à cette séquence peut être écrit sous la forme :

$$s(\underline{a}, t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(\underline{a}, t) + \varphi_0) \quad (3.1)$$

Où  $f_0$  est la fréquence porteuse et  $\varphi_0$  une phase aléatoire dans  $[0, 2\pi]$ .  $E$  étant l'énergie par symbole et  $T$  sa durée. L'information utile est contenue dans la phase du signal qui s'écrit sous la forme :

$$\varphi(\underline{a}, t) = 2\pi h \sum_{i=0}^N a_i q(t - iT)$$

Le paramètre  $h$  désigne l'indice de la modulation, il est souvent rationnel et inférieur à 1. Dans la suite du manuscrit il sera désigné par :

$$h = \frac{u}{p} \quad u \text{ et } p \text{ premiers entre eux}$$

La fonction  $q(t)$  est une primitive d'une fonction  $g(t)$  dite réponse en fréquence :

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$$

La réponse en fréquence  $g(t)$  a son support temporel qui est égal à l'intervalle  $[0, LT]$  où  $L$  est un entier strictement positif.

Afin d'obtenir une forme d'onde avec de bonnes performances, la réponse en fréquence  $g(t)$  est positive et doit avoir une intégrale qui vaut  $1/2$  [5], soit :

$$\int_0^{\infty} g(\tau) d\tau = \int_0^{LT} g(\tau) d\tau = \frac{1}{2}$$

Les mises en forme les plus utilisées en pratique sont illustrées ci-dessous :

Rectangle : REC

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} & 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

cosinus surélevé : RC

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT}(1 - \cos(\frac{2\pi t}{LT})) & 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Gaussienne : GMSK

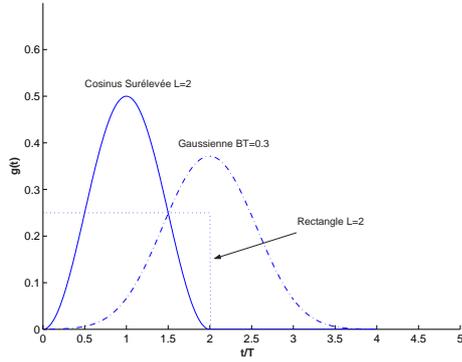
$$g(t) = \frac{1}{2T}Q\left(2\pi B \frac{t - \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln(2)}}\right) - \frac{1}{2T}Q\left(2\pi B \frac{t + \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln(2)}}\right)$$

avec

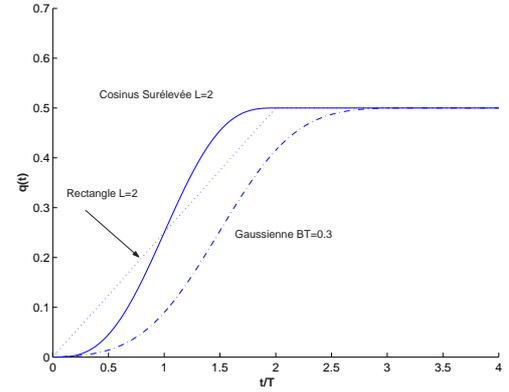
$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{+\infty} \exp(-\frac{\tau^2}{2}) d\tau = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{t}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.2)$$

Dans le cas d'une gaussienne, la réponse en fréquence  $g(t)$  est tronquée afin de limiter son support temporel. La troncature doit s'effectuer avec une perte minimale. La longueur de la réponse en fréquence tronquée est fonction du paramètre  $BT$ . Ce paramètre est souvent réglé afin d'obtenir les propriétés spectrales souhaitables. La figure 3.1 montre les allures des mises en forme Gaussienne, Rectangulaire et en cosinus surélevé. La figure 3.2 montre les allures des fonctions  $q(t)$  correspondantes. Une modulation CPM est parfaitement définie par quatre paramètres :

- L'ordre de la modulation noté  $M$



**FIG. 3.1:** Forme de la réponse en fréquence  $g(t)$  dans le cas de la 2REC, de la 2RC et d'une GMSK avec  $BT = 0.3$



**FIG. 3.2:** Forme de la réponse de phase  $q(t)$  dans le cas de la 2REC, de la 2RC et d'une GMSK avec  $BT = 0.3$

- L'indice de la modulation noté  $h$
- La réponse en fréquence notée  $g(t)$
- La longueur de la réponse en fréquence  $g(t)$  notée  $L$

Il existe deux types de modulations CPM : les CPM à réponse totale (*Full Response*)[8], correspondent à une réponse en fréquence  $g(t)$  de longueur  $T$  ( $L = 1$ ). Les CPM à réponse partielle (*partial Response*) [7] correspondent à une longueur de la réponse en fréquence égale à  $LT$  où  $L \geq 2$ .

### 3.2.2 Représentation Treillis des CPM

Soit  $n$  un entier positif inférieur à  $N$ . A un instant  $t$  tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$  la phase du signal en bande de base peut être décomposée sous la forme suivante <sup>1</sup> :

$$\begin{aligned} \varphi(\underline{a}, t) &= 2\pi h a_n q(t - nT) + 2\pi h \sum_{k=n-L+1}^{n-1} a_k q(t - kT) + \pi h \sum_{k=0}^{n-L} a_k \quad (3.3) \\ &= 2\pi h a_n q(t - nT) + \phi_n(t) + \theta_n \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \phi_n(t) &= 2\pi h \sum_{k=n-L+1}^{n-1} a_k q(t - kT) \\ \theta_n &= \pi h \sum_{k=0}^{n-L} a_k \end{aligned}$$

En considérant une valeur de la phase modulo  $2\pi$ , la valeur de  $\theta_n$  ne peut prendre que  $p$  ou  $2p$  valeurs, suivant la parité du numérateur de l'indice de modulation, à savoir  $u$ . Plus

<sup>1</sup> $a_k = 0$  pour  $k < 0$

précisément :

Si  $u$  est pair,  $\theta_n$  varie dans l'ensemble

$$\left\{0, \pi \frac{u}{p}, \pi \frac{2u}{p}, \dots, \pi \frac{u(p-2)}{p}, \pi \frac{u(p-1)}{p}\right\}$$

Si  $u$  est impair,  $\theta_n$  varie dans l'ensemble

$$\left\{0, \pi \frac{u}{p}, \pi \frac{2u}{p}, \dots, \pi \frac{u(2p-2)}{p}, \pi \frac{u(2p-1)}{p}\right\}$$

La valeur de  $\theta_n$  définit l'état de la phase du modulateur. Le terme  $\phi_n(t)$  représente la contribution des symboles transmis entre les instants  $(n-L+1)T$  et  $(n-1)T$ . Ce terme est entièrement défini par le vecteur  $(a_{n-L+1}, a_{n-L+2}, \dots, a_{n-1})$ . Quand au premier terme de l'équation 3.3 il représente la contribution du  $n^{\text{ième}}$  symbole.

En conclusion, le signal transmis pendant l'intervalle de temps  $[nT, (n+1)T]$  dépend du dernier symbole émis  $a_n$  mais aussi de l'état du modulateur à l'instant  $nT$  défini par :

$$\sigma_n = (\theta_n, a_{n-L+1}, a_{n-L+2}, \dots, a_{n-1})$$

L'émission de ce symbole fait passer le modulateur dans un autre état à l'instant  $(n+1)T$  qui est donné par :

$$\sigma_{n+1} = (\theta_{n+1}, a_{n-L+2}, a_{n-L+3}, \dots, a_n)$$

La valeur de  $\theta_{n+1}$  s'obtient à partir de celle de  $\theta_n$  comme suit :

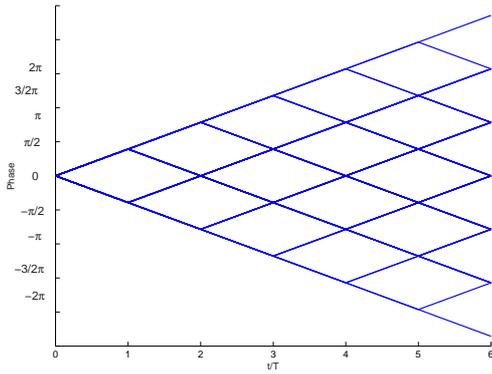
$$\theta_{n+1} = (\theta_n + \pi h a_{n-L+1}) \pmod{[2\pi]}$$

La description précédente permet d'associer une structure treillis à une modulation CPM, les états de ce treillis sont les  $\sigma_n$  définis plus haut, et les transitions sont données par le couple  $(\sigma_n, a_n)$ . Le treillis comporte ainsi  $pM^{L-1}$  ou  $2pM^{L-1}$  états et  $pM^L$  ou  $2pM^L$  transitions.

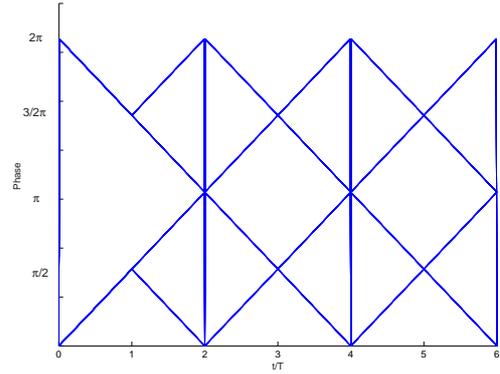
### Exemple

Considérons une CPM binaire avec une réponse en fréquence rectangulaire de longueur  $T$  notée 1REC, l'indice de modulation est  $h = 1/2$ <sup>2</sup>. Dans ce cas, l'état de la phase peut prendre 4 valeurs possibles modulo  $2\pi$ , ces états sont  $\{\pi/2, \pi, 3\pi/2, 2\pi\}$  (Les états zéros et  $2\pi$  sont identiques). Dans cet exemple d'une CPM à réponse totale, l'état du modulateur se réduit à l'état de sa phase. sachant que le symbole d'entrée peut prendre seulement deux valeurs possibles, nous pouvons conclure qu'il existe 8 transitions dans le treillis. Par conséquent, sur la durée d'un symbole, il existe 8 formes possibles du signal en sortie du modulateur CPM. Les différentes trajectoires de la phase  $\varphi(t)$  sont illustrées sur la figure 3.3. Pour une meilleure visualisation du treillis, les différentes trajectoires de la phase sont considérées modulo  $2\pi$ . La figure 3.4 illustre la forme du treillis de la CPM considérée. Comme on peut le remarquer, les états et les transitions dans le treillis varient avec le temps, suivant que l'on se situe à des multiples pairs ou impairs de la durée d'un symbole. Cela va ajouter une complexité supplémentaire dans le processus de décodage.

<sup>2</sup>Cette modulation est connue sous le nom de MSK



**FIG. 3.3:** Différentes trajectoires de phase dans le cas de la CPM IREC binaire avec un indice  $h = 1/2$



**FIG. 3.4:** Différentes trajectoires de phase (Modulo  $2\pi$ ) dans le cas d'une IREC binaire avec un indice  $h = 1/2$

Dans [46], Rimoldi a proposé une décomposition du signal CPM qui permet d'avoir un treillis invariant dans le temps dont le nombre d'états ainsi que le nombre des transitions sont indépendants de la parité de  $u$ . Cette décomposition est décrite dans l'annexe B et elle sera adoptée dans la suite du manuscrit.

### 3.2.3 Décodage des signaux CPM

La modélisation sous forme de treillis des modulations CPM permet d'appliquer des processus de décodage fréquemment utilisés pour décoder les codes convolutifs. L'algorithme de Viterbi [31] peut ainsi être utilisé pour décoder les signaux CPM [6]. Une illustration de l'algorithme de Viterbi dans le cas de la 2RC binaire avec un indice de modulation  $h = 1/2$  est donnée dans l'annexe A. Un algorithme de Viterbi classique ne délivre pas des informations souples en sa sortie. De ce fait il n'est pas possible d'utiliser cet algorithme pour effectuer un processus de décodage itératif lors d'une concaténation avec un code convolutif.

Contrairement à l'algorithme de Viterbi qui permet d'estimer la séquence qui maximise la fonction de vraisemblance. L'algorithme MAP permet de maximiser la vraisemblance de chaque symbole sachant l'observation relative à toute la séquence reçue. Même s'il nécessite une complexité 2 à 3 fois supérieure que celle d'un Viterbi, l'algorithme MAP a l'avantage de fournir des données souples en sa sortie. Ces données peuvent être relatives aux bits de code ou aux bits d'informations. Il est important de rappeler l'existence d'une version de l'algorithme de Viterbi avec des sorties souples dite SOVA [30]. Cet algorithme permet d'effectuer un processus de décodage itératif. Le MAP sera détaillé dans le chapitre 4.

### 3.3 Performances des Modulations CPM

Les performances d'une forme d'onde sont souvent décrites par deux critères qui sont son efficacité spectrale et son efficacité en puissance. L'existence d'un compromis entre ces deux critères fait qu'il est souvent difficile de choisir une forme d'onde plutôt qu'une autre. Afin d'adopter une CPM qui soit bien adaptée à notre système, il est nécessaire d'effectuer une étude précise de l'effet de chacun des paramètres de la CPM sur les performances de la forme d'onde. Lors de cette étude nous tiendrons compte d'autres aspects tels que la complexité et la puissance transmise hors bande.

#### 3.3.1 Occupation spectrale

Ce paragraphe concerne l'étude des propriétés spectrales des signaux CPM. Cette étude se justifie par l'importance d'une exploitation optimale de ressources spectrales de plus en plus réduites. La capacité totale d'un système de transmissions de données multimédia est directement liée à l'efficacité spectrale de la forme d'onde adoptée. Afin de limiter les niveaux des interférences, les contraintes concernant la puissance transmise en dehors de la bande spectrale allouée sont primordiales. Ainsi, nous devons tenir compte de la puissance transmise hors bande pour une sélection plus efficace de la CPM.

Bien qu'elle soit une propriété assez intéressante, l'enveloppe constante du signal est souvent pénalisante d'un point de vue spectral. Elle induit une bande occupée bien plus élevée que dans le cas des signaux avec fluctuation d'enveloppe. Dans le cas des modulations CPM, ce handicap peut être compensé grâce à la forte corrélation des signaux CPM à réponse partielle. L'adoption d'une longueur de la réponse en fréquence  $L > 1$  introduit une corrélation dans le signal, elle permet ainsi de réduire l'occupation spectrale des signaux CPM. Cette réduction est d'autant plus importante que le paramètre  $L$  est élevé. Le spectre des signaux CPM est aussi fortement dépendant de la réponse en fréquence adoptée, de l'ordre de la modulation ainsi que de l'indice de modulation. Les performances spectrales des signaux CPM doivent être optimisées en assurant les performances en puissances requises.

Des techniques d'estimation des spectres des signaux CPM ont été proposées dans [5, 10], ces méthodes semi-analytiques sont basées sur des calculs de l'autocorrélation de ces signaux permettant d'en déduire une estimation du spectre [9]. L'intérêt de ces techniques est qu'elles nécessitent peu de ressources de calcul numérique par rapport aux autres méthodes classiques. Aujourd'hui, que nous disposons de calculateurs plus performants, on a opté pour la méthode du périodogramme pour estimer les spectres des signaux CPM. Dans ce calcul, on considère la moyenne des transformées de Fourier calculées sur plusieurs fenêtres d'observation du signal.

Soit  $x$  le signal échantillonné de taille  $N_s$  et dont nous voulons estimer la densité spectrale de puissance :

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_{N_s-1}, x_{N_s}) \quad (3.4)$$

Soit  $m$  un entier de la forme  $m = N_s/l$ , où  $l$  est un entier diviseur de  $N_s$ , on définit alors

la fenêtre  $w$  par :

$$w(i) = \begin{cases} 1 & 0 \leq i \leq m - 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

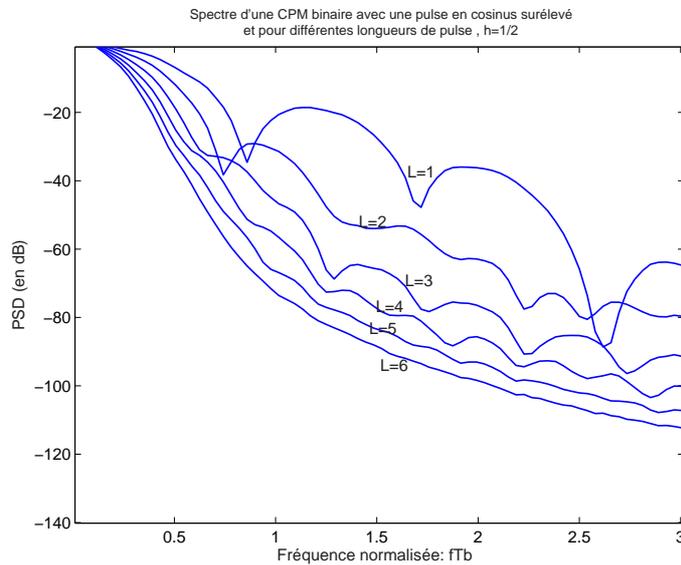
Souvent  $m$  est de la forme d'une puissance de 2 ce qui va permettre d'effectuer des algorithmes rapides pour effectuer la transformée de Fourier. Une version décalée de  $d$  termes de  $w$  notée  $w_d$  est définie par  $w_d(i) = w(i - md)$ . Notons  $S_x(f)$  la densité spectrale de puissance du signal  $x$ , on peut alors l'estimer par :

$$\tilde{S}_x(f) = \frac{1}{m} \sum_{d=0}^l (|FFT(x * w_d)|^2)$$

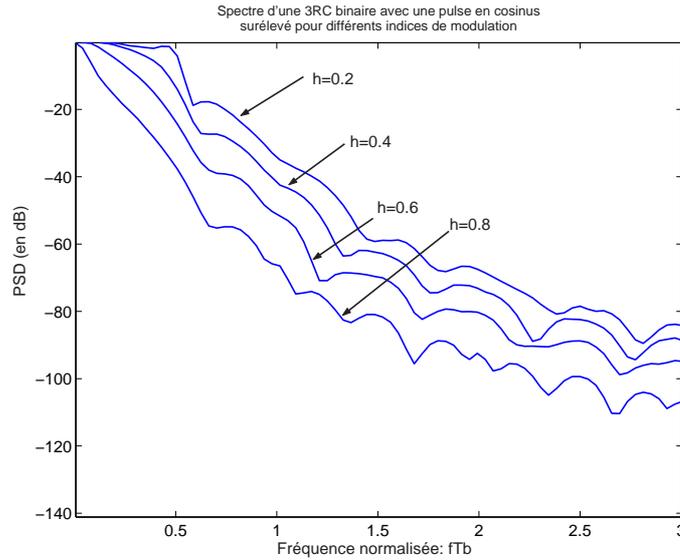
La fenêtre  $w$  peut prendre une autre allure qu'une fenêtre rectangulaire, parmi ces fenêtres on trouve celles de Hamming, de Hanning et de Blackman. Lors des simulations présentées dans le paragraphe suivant, une fenêtre de Hanning a été utilisée.

### Résultats numériques

Pour une meilleure analyse de l'effet de chaque paramètre de la modulation, plusieurs estimations de spectres de différents signaux CPM ont été réalisées. Les figures 3.5 et 3.6 illustrent respectivement l'effet de la longueur de la réponse en fréquence et de l'indice de modulation sur le spectre d'une CPM binaire. D'une manière générale



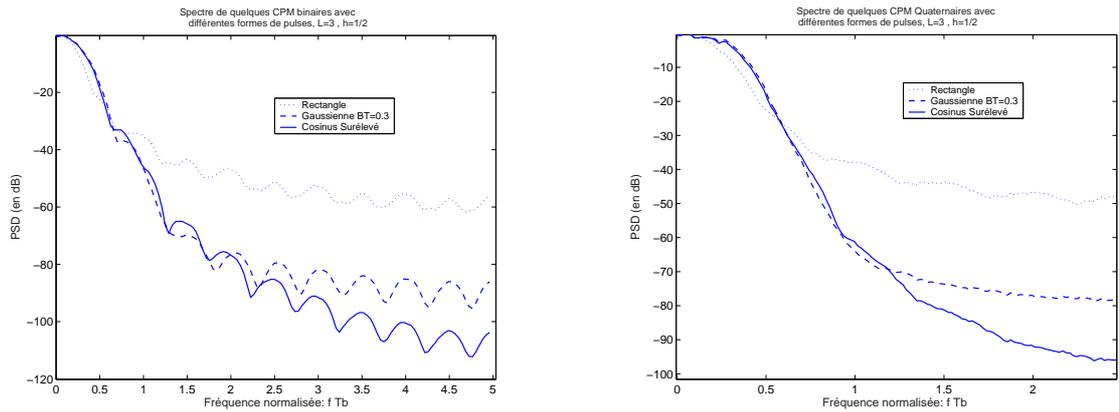
**FIG. 3.5:** Spectre d'une CPM binaire avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé et pour différentes longueurs de réponse en fréquence,  $h=1/2$



**FIG. 3.6:** Spectre d'une 3RC binaire avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé et pour différents indices de modulation

les mêmes résultats sont vérifiés avec les CPM d'ordre supérieur et avec d'autres formes de la réponse en fréquence. La bande occupée par signal diminue avec la longueur de la réponse en fréquence. Elle est maximale dans le cas  $L = 1$  (CPM à réponse totale). On remarque aussi que plus  $L$  est élevée plus les lobes secondaires sont atténués. Ces lobes sont quasiment absents dans le cas  $L = 6$ . Sachant que la complexité du récepteur croît avec  $L$  d'une manière exponentielle, et que le gain en bande passante devient de moins en moins important suite à l'augmentation de  $L$  (figure 3.5), il est plus judicieux d'adopter des valeurs de  $L$  inférieures à 3.

L'indice de modulation  $h$  influe aussi l'occupation spectrale du signal CPM, de faibles valeurs de  $h$  produisent une bande occupée plus étroite et vice versa. La réponse en fréquence est aussi un élément qui affecte les propriétés spectrales des signaux CPM. Sur la figure 3.7 on retrouve l'allure des spectres de quelques CPM binaires et quaternaires avec des réponses en fréquence différentes. Par rapport aux réponses en fréquence gaussienne et cosinus surélevé, la réponse en fréquence rectangle a un lobe principal plus étroit, ce qui offre une meilleure efficacité spectrale (si on définit la bande occupée comme étant l'intervalle qui contient 99% de la puissance du signal). Par contre cette même réponse en fréquence a une puissance émise hors bande bien plus élevée que dans les deux autres cas (figure 3.8). Ceci signifie qu'en adoptant une réponse en fréquence rectangulaire on produit un niveau d'interférences relativement élevé. Ce point est important lors d'une communication multi-utilisateurs avec un accès MF-TDMA.



**FIG. 3.7:** Spectre de quelques CPM binaires (à gauche) et quaternaires (à droite) pour différentes réponses en fréquence  $L=3$ ,  $h=1/2$

### Etude de l'efficacité spectrale

L'efficacité spectrale d'une forme d'onde est donnée par le nombre de bits utiles qu'elle permet de transmettre par seconde et par hertz. On peut aussi la définir comme étant le rapport entre le débit utile et la bande occupée par le signal transmis. La transmission des données et des applications multimédia nécessite une haute efficacité spectrale. Aussi, l'exploitation des ressources disponibles du canal doit s'effectuer d'une manière optimale afin de supporter un nombre d'utilisateurs en constante augmentation. Dans cette étude, et par défaut, la bande occupée par le signal est fixée par l'intervalle de fréquence qui contient 99% de la puissance. Cette définition de la bande passante est souvent utilisée dans la littérature relative aux CPM [5]. Le but étant d'évaluer l'effet de chaque paramètre de la CPM sur l'efficacité spectrale de la forme d'onde. Les figures 3.9 montre l'évolution de l'efficacité spectrale de quelques CPM non codées en fonction de l'indice de modulation. L'indice de modulation est un paramètre déterminant qui affecte fortement l'efficacité spectrale de la forme d'onde. Ce lien est indépendant de l'ordre de la modulation ou de réponse en fréquence. Les performances en puissance varient aussi en fonction de l'indice de la modulation.

### 3.3.2 Performances en puissance

Dans le domaine des communications numériques le Taux d'Erreur Binaire TEB (ou le Taux d'Erreur Symbole) est le critère qui mesure la fiabilité d'une chaîne de transmission. Afin d'assurer la qualité de service requise le TEB doit être inférieur à une valeur seuil fixée qui est fonction de l'application. Cette valeur seuil dépend de l'application, par exemple, elle est de l'ordre de  $10^{-4}$  dans le service de téléphonie mobile GSM. Dans le cas des applications multimédia, les données transmises sont souvent fortement compressées et un très faible TEB est requis. Par exemple, dans le cas du standard DVB-S pour la transmission de la télévision numérique par satellite le taux d'erreur binaire doit être inférieur à  $10^{-10}$  [2].

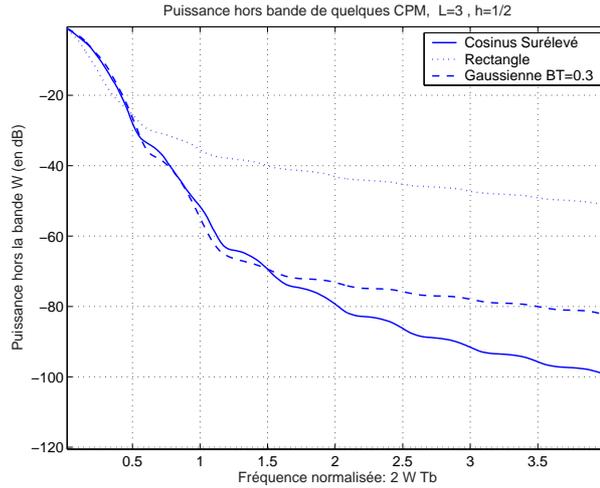


FIG. 3.8: Puissance hors bande de quelques CPM

Dans le cas d'un canal gaussien, le TEB dépend essentiellement de la distance minimale de la forme d'onde notée  $d_{min}$  et des conditions de propagation et de réception données par le rapport signal sur bruit par bit d'information  $E_b/N_0$ . Le calcul théorique du taux d'erreur binaire est impossible en général, seule une approche basée sur le calcul de la distance minimale peut être réalisée. Pour de valeurs de  $SNR$  relativement élevées le taux d'erreur symbole peut être approché par :

$$P_e \sim Q\left(\sqrt{d_{min}^2 E_b/N_0}\right)$$

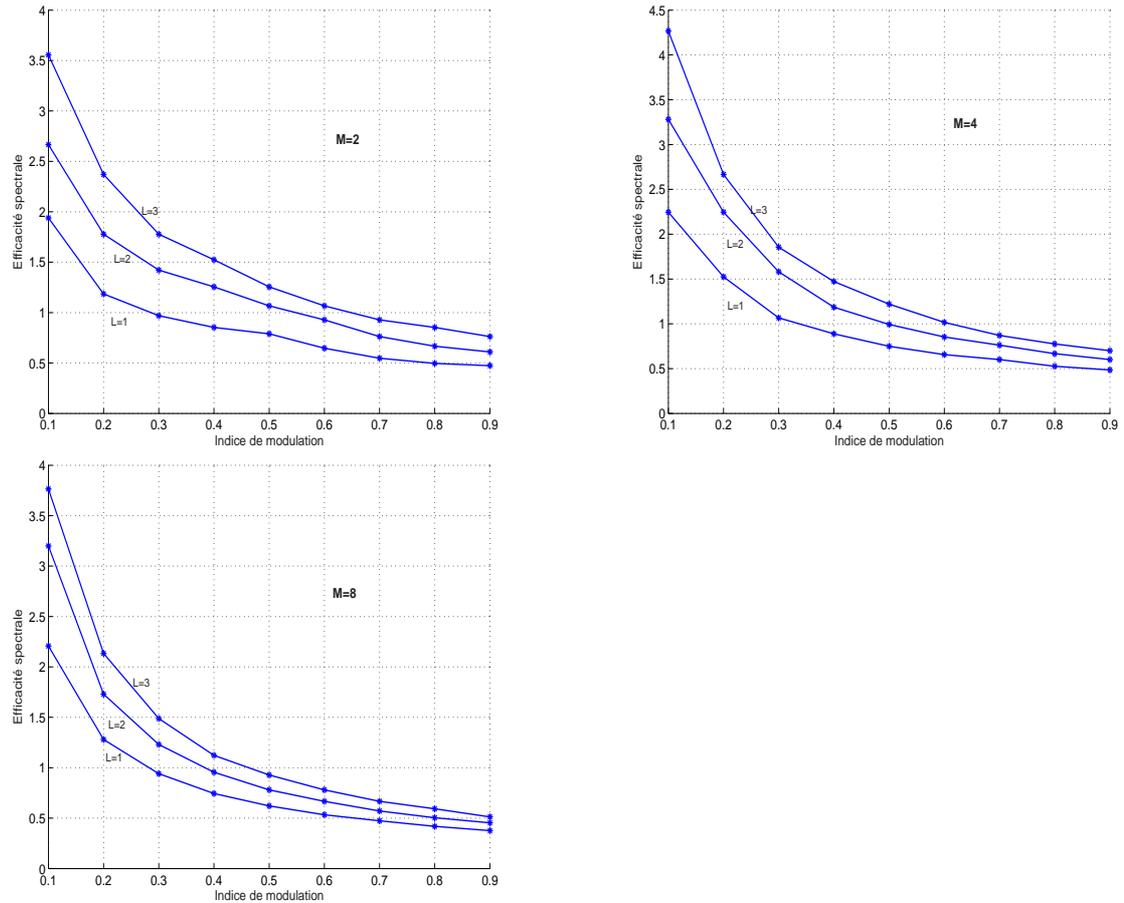
La fonction  $Q$  est définie dans l'équation 3.2

### Calcul de la distance minimale

Ce paragraphe se consacre au calcul de la distance minimale des modulations CPM afin d'analyser les effets de chaque paramètre sur les performances en puissance de la forme d'onde. Le calcul de la distance minimale est impossible en pratique car il suppose que nous considérons des séquences de taille infinie ce qui est irréalisable. Cette distance minimale est approchée par une borne supérieure (*upper bound*) notée  $d_B^2$  estimée sur une durée de quelques symboles. Dans ce paragraphe, l'écriture classique des signaux CPM est adoptée et non pas celle proposée par Rimoldi. Ce choix n'affecte pas le résultat final. Le signal transmis s'écrit alors comme dans l'équation 3.1, soit :

$$s(\underline{a}, t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(\underline{a}, t) + \varphi_0)$$

Considérons deux signaux CPM qui correspondent à deux séquences disjointes  $\underline{a}_1$  et  $\underline{a}_2$  de même taille  $N$ , alors la distance entre les deux signaux relatifs à ces séquences s'écrit



**FIG. 3.9:** Efficacité spectrale en fonction de  $h$  dans le cas des CPM avec une réponse en fréquence rectangulaire

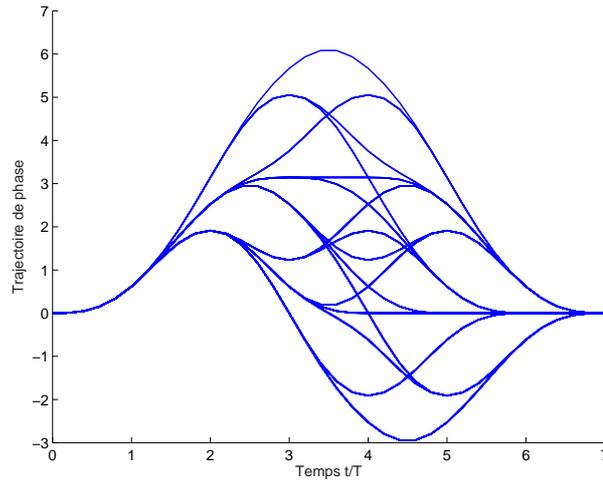
[5] :

$$d^2 = \log_2(M) \frac{1}{T} \int_0^{NT} 1 - \cos(\varphi(A, t)) dt \quad (3.5)$$

Où  $A$  est la séquence différence entre les séquences  $\underline{a}_1$  et  $\underline{a}_2$  :

$$A(k) = \underline{a}_1(k) - \underline{a}_2(k) \quad 0 \leq k \leq N - 1$$

Le calcul de la distance minimale doit s'effectuer en trouvant le minimum de l'équation 3.5 sur toutes les séquences  $A$  possibles. Il est important de mentionner qu'une seule séquence  $A$  peut correspondre à la différence de plusieurs paires de séquences transmises. Les paires de séquences qui nous intéressent sont celles dont les trajectoires des phases relatives divergent à l'instant 0 et coïncident pour la première fois et à jamais à un instant  $(L + K)T$  avec  $K \geq 1$ . On montre dans [5] que le premier instant auquel on peut assister à la fusion de deux trajectoires se produit à l'instant  $(L + 1)T$ , où  $L$  est la longueur de la réponse en fréquence. La figure 3.10 montre les différentes trajectoires de la phase  $\varphi(A, t)$  dans le cas de la 3RC binaire,  $h = 1/2$ . Comme nous pouvons le voir, le premier instant où cette phase rejoint à jamais la valeur zéro se produit à l'instant  $4T$ . La borne



**FIG. 3.10:** Trajectoires de phase dans le cas d'une 3RC binaire,  $h=1/2$

supérieure d'ordre  $K$  est définie par :

$$d_B^2 = \min \left( \log_2(M) \frac{1}{T} \int_0^{(L+K)T} 1 - \cos(\varphi(A, t)) dt \right)$$

Une première approche consiste alors à prendre comme borne supérieure celle qui est d'ordre minimale. Cet ordre est égal à  $L + 1$  où  $L$  est la longueur de la réponse en fréquence. Cette approche n'est pas toujours vérifiée et d'autres bornes d'ordres supérieurs peuvent donner une meilleure approximation de la distance minimale notamment dans le cas des CPM à réponse partielle. Une explication plus détaillée concernant le calcul d'une borne supérieure pour les CPM se trouve dans [5].

### Résultats numériques

Dans les simulations, nous avons calculé les bornes supérieures d'ordres 1,2,3 et 4, et nous avons considéré le minimum de ces bornes pour obtenir une meilleure approximation de la distance minimale. Les premiers résultats sur la figure 3.11 illustrent l'effet de l'indice de modulation sur la borne supérieure dans le cas d'une 1REC binaire et pour différents ordres de modulation. La figure 3.12 montre l'évolution de la borne supérieure pour de CPM à réponse totale et pour deux mises en forme en Rectangle et en cosinus surélevé. Dans le cas d'une CPM à réponse totale, l'augmentation de l'ordre de la modulation  $M$  améliore les performances en puissance de la forme d'onde, et cela pour n'importe quel indice de modulation. On peut aussi remarquer que dans le cas des CPM binaires à réponse totale avec  $h=1/2$ , la borne supérieure est identique pour les deux réponses en fréquence. On peut montrer que dans ce cas, la distance minimale est indépendante de la réponse en fréquence.

L'effet du paramètre  $L$  est illustré sur les figures 3.13 et 3.14 respectivement pour des

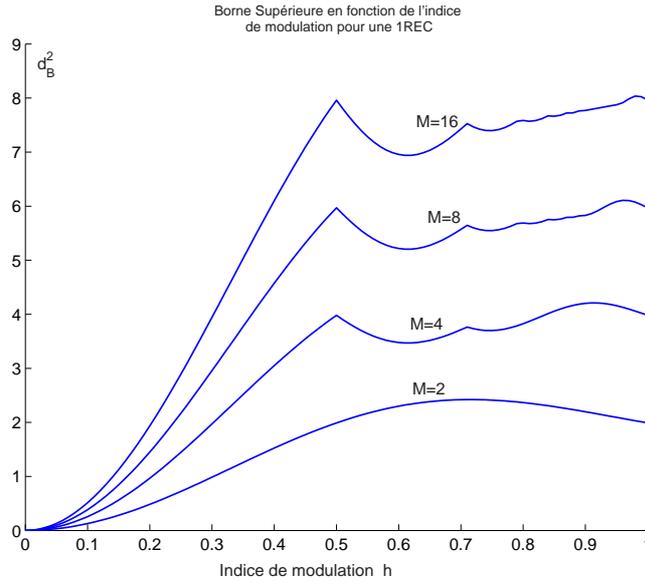
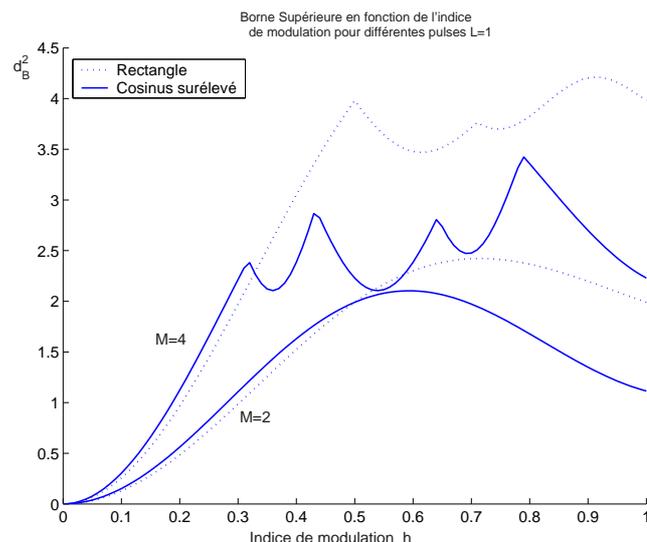


FIG. 3.11: Borne Supérieure en fonction de l'indice de modulation pour une 1REC

CPM binaires et quaternaires dans le cas d'une réponse en fréquence en cosinus surélevé. Pour des faibles indices de modulation  $h \leq 0.6$ , on remarque que la borne supérieure décroît quand  $L$  augmente. Pour des valeurs élevées de  $L$ ,  $L \geq 3$  l'augmentation de l'indice de modulation améliore les performances en puissance de la forme d'onde et pour des valeurs de  $h$  qui sont inférieures à 1. Cette propriété est particulièrement intéressante puisqu'elle illustre l'importance des CPM à réponse partielle pour concevoir des formes d'onde avec une haute marge d'efficacité en puissance.

### 3.3.3 Performances spectre-puissance

L'existence d'un compromis entre les performances en puissance et l'efficacité spectrale fait que ces deux critères doivent être considérés simultanément lors de la sélection des paramètres de la forme d'onde. Dans le cas des modulations CPM la tâche est plus délicate à cause de la multitude de paramètres qui affectent les performances de la forme d'onde. L'étude du compromis spectre/puissance CPM permet une meilleure évaluation des performances de la forme d'onde. La figure 3.15 illustre les performances de certaines CPM pour différents indices de modulation et avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé. Ces résultats permettent l'étude de l'effet de l'indice de modulation sur les performances de la forme d'onde pour plusieurs configurations. Par exemple, on peut en déduire que pour de faibles indices de modulation les performances en puissance sont très sensibles à la variation de  $h$ . Pour de valeurs élevées de l'indice de modulation soit  $h \geq 0.6$ , le gain en puissance obtenu à la suite de l'augmentation de l'indice de modulation n'est pas suffisamment élevé alors que la bande occupée par le signal continue à augmenter. Dans le cas d'une CPM à réponse totale il est particulièrement inutile d'adop-



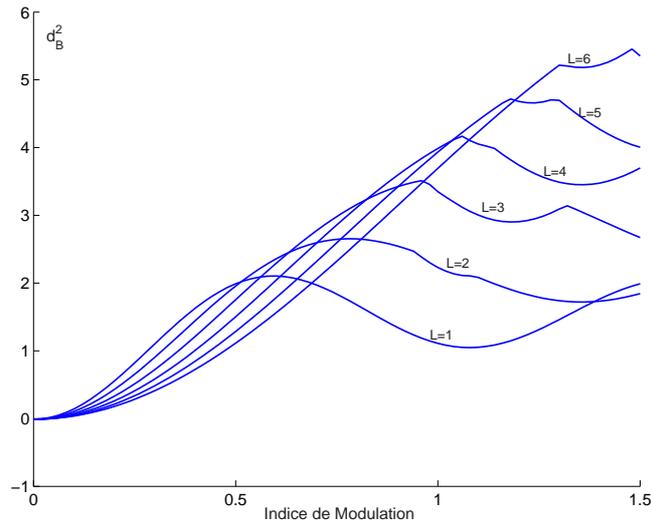
**FIG. 3.12:** Borne Supérieure en fonction de l'indice de modulation pour différentes réponses en fréquence

ter des indices de modulation élevés.

### 3.3.4 Simulation du taux d'erreur binaire

Bien qu'elle permet une première approche des performances en puissance, la distance minimale reste un outil théorique qui donne une borne supérieure des performances en puissance de la forme d'onde. Pour une meilleure approximation du taux d'erreur binaire une simulation d'une chaîne de transmission s'avère nécessaire. Dans ce paragraphe, des résultats des simulations de taux d'erreur binaire sans codage canal sont illustrés pour différents schémas CPM. Les deux algorithmes de décodage, à savoir le MAP et le Viterbi, ont été simulés, les performances de décodage des deux algorithmes sont quasiment identiques. Ce résultat est illustré par la figure 3.16 dans le cas d'une 3RC binaire et une 1REC binaire, l'indice de modulation est  $h = 1/2$  dans les deux cas. Le TEB est calculé après avoir reçu 2000 bits faux. On peut aussi remarquer que les deux schémas ont quasiment les mêmes performances notamment à faible  $E_b/N_0$ , un écart de l'ordre de 0.25 dB en faveur de la 1REC binaire est observé vers un  $TEB$  de  $10^{-5}$ .

Les résultats des simulations qui suivent se focalisent essentiellement sur l'influence de l'indice de modulation sur le taux d'erreur binaire de quelques CPM. Les résultats sont relatifs à l'algorithme MAP. La figure 3.17 montre l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de l'indice de modulation dans le cas d'une 3RC binaire. La figure 3.18 montre l'effet de l'indice de modulation dans le cas de la 2RC quaternaire. Ce schéma est particulièrement intéressant puisqu'il offre une bonne efficacité en puissance même à faible indice de modulation  $h = 2/5$ . Le passage de  $h = 3/5$  à  $h = 4/5$  s'accompagne d'un gain en puissance de l'ordre 0.3 dB. Dans les cas de deux CPM binaire et quaternaire, on re-

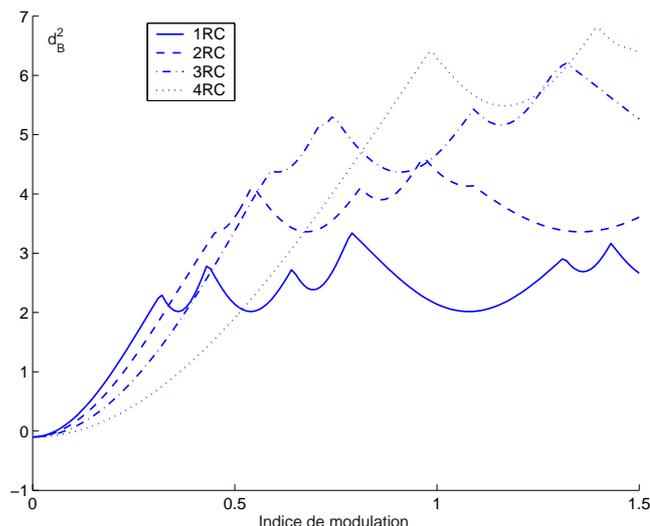


**FIG. 3.13:** *Borne supérieure en fonction de l'indice de modulation pour quelques CPM binaires à réponse partielle, réponse en fréquence en cosinus surélevé*

marque que les performances en puissance sont très sensibles aux variations de l'indice de modulation lorsqu'on opère à des faibles valeurs de  $h$ . Ce résultat confirme bien l'allure théorique obtenue sur les figures 3.13 et 3.14, comme on peut le remarquer la dérivée de la distance minimale est bien plus élevée pour les faibles valeurs de  $h$ . Le tableau 3.1 montre l'évolution de l'efficacité spectrale (notée  $\eta$ ) des différents schémas CPM considérés en fonction de l'indice de modulation. La 2RC quaternaire offre en général de meilleures performances en puissance que la 3RC binaire. Par exemple, si on considère la 3RC binaire avec  $h = 5/7$ , ce schéma a la même efficacité en puissance que la 2RC quaternaire avec  $h = 2/5$ , par contre il offre une moins bonne efficacité spectrale (0.95 bits/sec/hz contre 1.1 bits/sec/hz). On peut aussi comparer la 3RC binaire ( $h = 2/7$ ) avec la 2RC quaternaire ( $h = 1/5$ ). Dans ce cas le schéma quaternaire offre de meilleures performances à la fois en spectre et en puissance.

	2RC Quaternaire				3RC Binaire					
$h$	1/5	2/5	3/5	4/5	1/7	2/7	3/7	4/7	5/7	6/7
$\eta$ (bits/s/Hz)	1.8	1.1	0.82	0.66	2.25	1.52	1.22	1.04	0.95	0.79

**TAB. 3.1:** *Efficacité spectrale en fonction de l'indice de modulation dans les cas d'une 2RC quaternaire et d'une 3RC binaire*



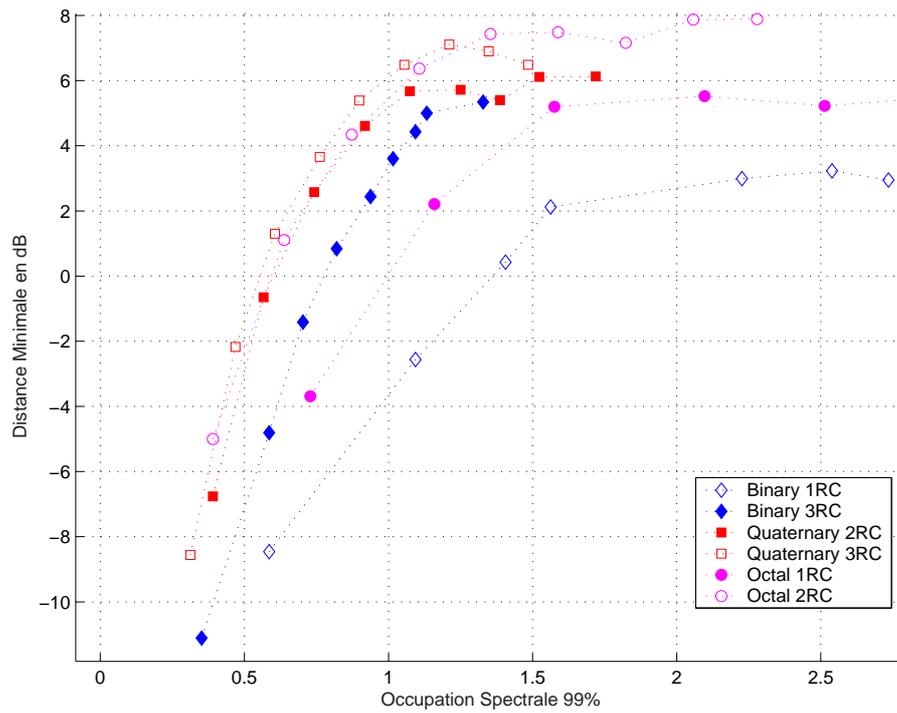
**FIG. 3.14:** Borne supérieure en fonction de l'indice de modulation pour quelques CPM quaternaires à réponse partielle, réponse en fréquence en cosinus surélevé

### 3.4 Conclusion

Les CPM constituent une classe très large de modulations de phase à enveloppe constante. Ces modulations ont plusieurs propriétés qui les distinguent des formes d'ondes linéaires classiques. La première propriété est donnée par leur enveloppe constante qui leur confèrent une résistance face aux non-linéarités du canal et des amplificateurs. La représentation sous forme d'un treillis permet d'utiliser un algorithme MAP ou Viterbi pour le décodage optimal des signaux CPM. A travers des simulations, nous avons vu que ces deux algorithmes donnent les mêmes performances. La diversité des schémas ainsi que la diversité des paramètres des CPM permet de disposer d'une gamme assez large de formes d'onde avec des performances diverses. L'indice de modulation est un paramètre particulièrement intéressant puisqu'il affecte fortement les performances de la forme d'onde. Les bornes théoriques ainsi que les résultats des simulations du TEB montrent que les performances des CPM sont plus sensibles à la variation de l'indice de modulation lorsqu'on évolue à faible indice de modulation. Ce résultat est très important lors de la conception d'une forme d'onde adaptative.

En considérant une famille d'indices de modulation avec un dénominateur constant, la variation d'un indice à un autre ne nécessite pas une très grande complexité. En effet, le treillis de la CPM garde la même structure et la même complexité et nous pouvons garder le même algorithme de décodage pour tous les schémas. Il suffit ainsi de modifier les coefficients des filtres adaptés.

Toutes ces propriétés font que les CPM constituent une alternative attractive pour la conception d'une forme d'onde adaptative pour les communications multimédia par satellite en bande Ka. Bien entendu, les performances en puissance doivent être améliorées par un processus de codage canal. Dans le chapitre suivant on verra qu'une grande amélioration



**FIG. 3.15:** Performances théoriques de quelques CPM avec une réponse en fréquence en cosinus surélevé

est apportée grâce à un processus de décodage itératif qui exploite la modélisation sous forme d'un treillis des CPM.

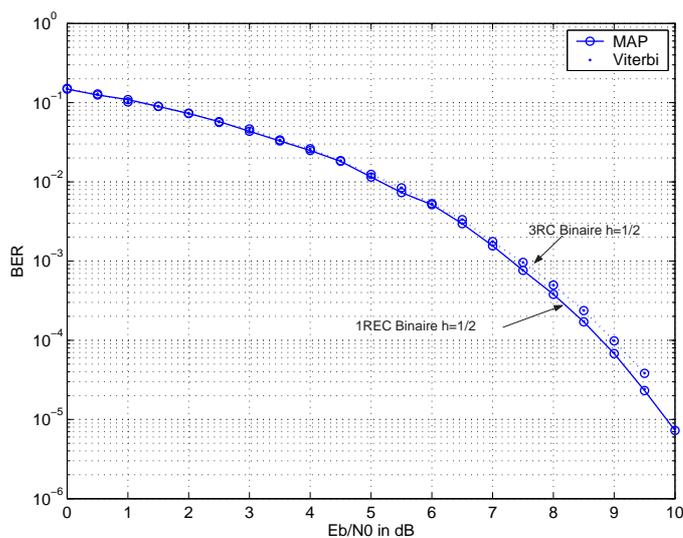


FIG. 3.16: Taux d'erreur binaire pour une 3RC et une 1REC binaires avec  $h=1/2$

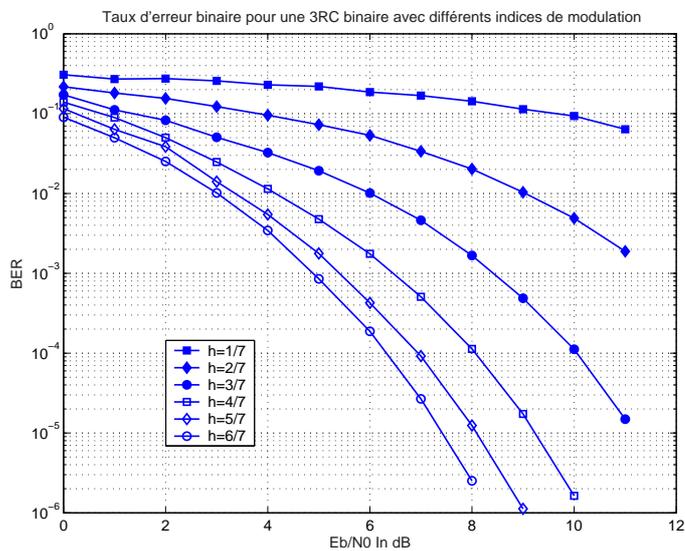
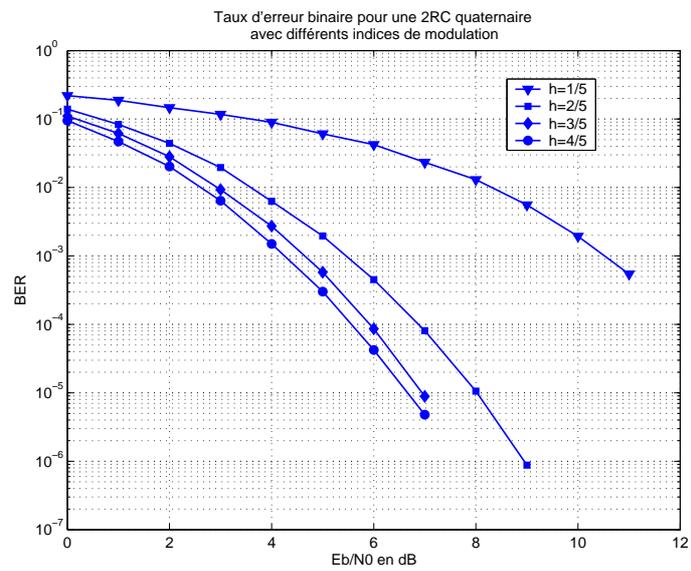


FIG. 3.17: Evolution du taux d'erreur binaire pour une 3RC binaire en fonction de l'indice de modulation



**FIG. 3.18:** Evolution du taux d'erreur binaire pour une 2RC quaternaire en fonction de l'indice de modulation



## Décodage Itératif et Application aux CPM

### 4.1 Introduction au Codage Canal

#### 4.1.1 Introduction générale

Le taux d'erreur binaire (TEB) est une donnée d'une très grande importance dans une chaîne de transmission numérique. Afin d'assurer une transmission fiable, le TEB doit rester en dessous d'un seuil donné qui est fonction de l'application. Les applications multimédia, en particulier, nécessitent une transmission quasiment sans erreurs (QEF).

D'une manière générale, le taux d'erreur binaire, dépend directement du rapport signal sur bruit, et plus précisément du rapport signal sur bruit par bit utile  $E_b/N_0$ . La solution la plus naturelle qui permet d'améliorer la fiabilité de la transmission consiste alors à augmenter le niveau de la puissance transmise au niveau de l'émetteur. Cette solution n'est pas toujours applicable et se heurte souvent à plusieurs contraintes. D'une part, les réglementations imposées par les différents organismes de télécommunication (UIT par exemple) limitent toujours le niveau de la puissance maximale transmise par l'émetteur afin de limiter les interférences avec les autres utilisateurs mais aussi avec les autres systèmes qui opèrent à des fréquences voisines. D'autre part, il se trouve dans certains cas, que la puissance disponible à l'émetteur soit limitée. C'est le cas d'un émetteur à bord d'un satellite mais aussi celui d'un terminal mobile.

On comprend alors qu'il va falloir trouver une solution qui permette une exploitation optimale de la puissance disponible. Cette solution est donnée par le codage canal. Cette technique consiste à associer à la séquence binaire transmise (aléatoire) une nouvelle séquence binaire corrélée d'une façon contrôlée. Cette nouvelle séquence, plus longue que la séquence d'origine, contient, bien entendu, toute l'information utile à transmettre. La corrélation introduite entre les différents bits codés offre une protection aux bits utiles contre les perturbations du canal de transmission.

### 4.1.2 Les codes convolutifs

#### Principes de codage

Les codes convolutifs constituent une famille de codes linéaires actuellement adoptés par de nombreux systèmes de communication. Ces codes offrent en général une capacité de correction supérieure à celle des codes en bloc et plus particulièrement quand il s'agit d'une distribution aléatoire des erreurs de transmission, comme c'est le cas d'une transmission sur un canal gaussien par exemple. Leur avantage réside dans le fait que la corrélation de la séquence codée est bien plus forte que celle introduite dans le cas d'un codage en bloc. A la sortie du codeur, un mot de code de taille  $n$  dépend non seulement du mot d'information (de taille  $k$ ) à son entrée, mais aussi du contenu d'un registre à décalage dont la dimension est égale à  $k \times (K - 1)$ .  $K \geq 1$  est un entier positif dit *longueur de contrainte* du code. Le rapport  $k/n$  est dit rendement du code. Bien entendu, le codage canal dégrade l'efficacité spectrale, mais le gain en puissance offert par ce processus justifie souvent cette dégradation. La figure 4.1 illustre la structure générale d'un codeur convolutif.

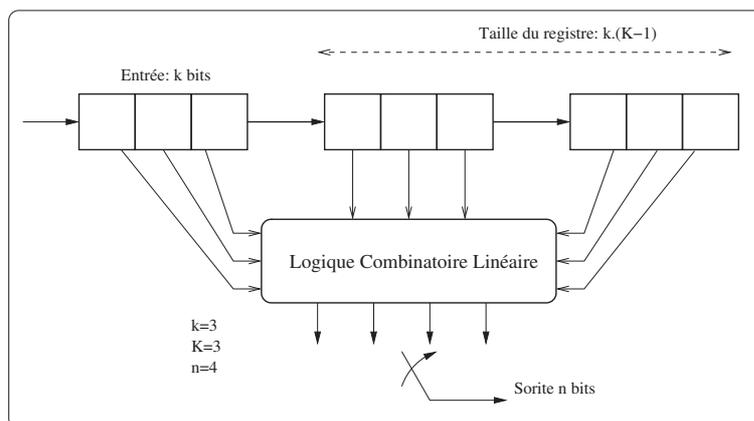


FIG. 4.1: Diagramme général d'un codeur convolutif

#### Exemple : le code (7,5)

Considérons le code convolutif simple de rendement  $1/2$ , de longueur de contrainte 3 et dont le codeur associé est illustré sur la figure 4.2. A chaque bit à l'entrée du codeur deux bits lui sont associés à sa sortie, le mot de code dépend du contenu du registre à décalage et du bit d'entrée comme indiqué. Une technique de modélisation du processus de codage consiste à définir un ensemble de  $n$  vecteurs, ici  $n = 2$ , dont chacun décrit la connexion entre le registre à décalage et une porte logique **XOR**. Chaque vecteur est ainsi de taille  $k \times K$ , l'existence d'une connexion est désignée par un 1, son absence est désignée par un 0. Par exemple, le premier vecteur qui correspond au codeur de la figure

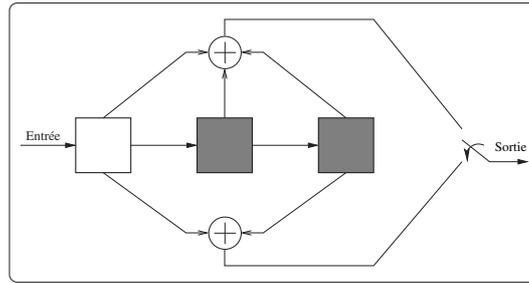


FIG. 4.2: Structure d'un codeur convolutif de rendement 1/2 et de longueur de contrainte 3

4.2 est donné par  $g_1 = [1 \ 1 \ 1]$  alors que le second vecteur est donné par  $g_2 = [1 \ 0 \ 1]$ . On peut ainsi définir la matrice  $G$  qui permet de caractériser le code par :

$$G = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

La sortie du codeur est obtenue en effectuant la multiplication matricielle modulo(2) du vecteur contenant les  $k \times K$  derniers bits d'information par la matrice  $G$ . Pour simplifier les notations, les vecteurs  $g_i$  sont souvent représentés sous forme d'entiers en base 8, dans notre cas, la matrice  $G$  s'écrit alors  $G = (7, 5)$ . On peut aussi écrire cette matrice sous une forme polynômiale, soit dans notre exemple  $G = (1 + D + D^2, 1 + D^2)$ .

### Représentation et modélisation

L'aspect mémoire dans un code convolutif permet de modéliser ce dernier par une structure en treillis. Les états de ce treillis sont donnés par les différents contenus possibles du registre à décalage. La sortie du codeur, qui correspond à une transition dans le treillis, est alors fonction de l'état du registre et des  $k$  derniers bits transmis (dernier mot d'information). Le nombre d'états dans le treillis est égal à  $2^{k(K-1)}$  et le nombre de transitions est égal à  $2^{kK}$ . La figure 4.3 montre le treillis relatif au code (7,5) présenté ci-dessus. A chaque séquence transmise on peut ainsi associer un chemin dans le treillis. Par exemple, le chemin en gras sur la figure 4.3 correspond à la séquence binaire transmise donnée par :  $[1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ . En supposant que le registre est à l'état  $[0 \ 0]$  à l'instant  $t = 0$ , on peut lire la séquence codée correspondante au message transmis, elle est égale à  $[11 \ 11 \ 11 \ 11 \ 01]$ .

Une autre façon de modéliser un code convolutif est donnée par les chaînes de Markov [44], cette représentation s'appelle aussi diagramme d'état. Elle est très utile pour le calcul de la fonction de transfert du code [12]. La fonction de transfert est utilisée entre autre pour la détermination de la distance minimale du code. Les états de la chaîne de Markov sont ceux du registre à décalage et les transitions sont données par les différentes sorties du codeur. La figure 4.4 montre la chaîne de Markov relative au code (7,5).

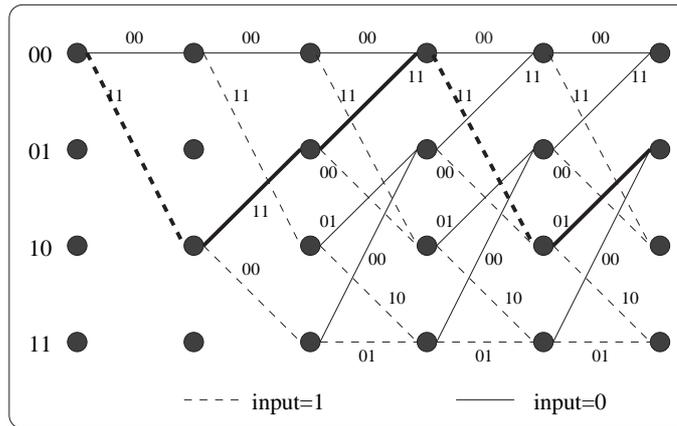


FIG. 4.3: Diagramme en treillis du code convolutif (7,5)

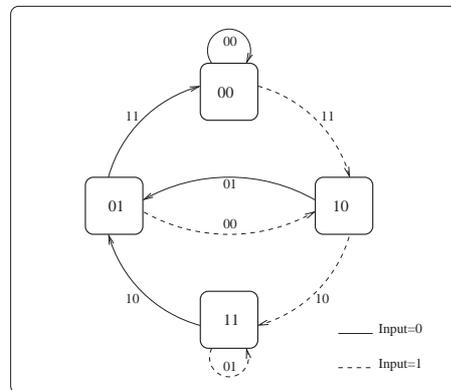


FIG. 4.4: Chaîne de Markov du code convolutif de rendement  $1/2$  et de longueur de contrainte 3,  $G = (7, 5)$

### Algorithmes de décodage

Contrairement au processus de décodage des codes en blocs qui s'effectue mot par mot et d'une façon indépendante. Le décodage optimal d'un code convolutif doit considérer la séquence transmise dans son ensemble. Ce fait est dû à la corrélation qui existe entre la totalité de la séquence des bits codés. Un décodage optimal consiste alors à estimer la séquence la plus probable parmi toutes les séquences possibles à la sortie du codeur. Cette estimation s'effectue en adoptant comme solution la séquence la plus proche de la séquence reçue. La distance considérée est une distance de Hamming dans le cas d'un décodage ferme *hard decoding*. C'est une distance euclidienne dans le cas d'un décodage souple *soft decoding*. D'une manière générale le décodage souple offre un gain de 2 à 3dB par rapport au décodage ferme [44].

Il est évident que le calcul de la distance entre la séquence reçue et toutes les séquences possibles en sortie du codeur est pratiquement irréalisable. L'algorithme de Viterbi [31]

permet de réduire considérablement la complexité du processus de décodage tout en offrant des performances quasi-optimales, il est largement utilisé en pratique. Contrairement à l'algorithme de Viterbi qui consiste à estimer la séquence la plus probable, l'algorithme MAP (Maximum A Posteriori) estime les données transmises en considérant le rapport de vraisemblance de chaque bit sachant la totalité de la séquence reçue. Cette technique de décodage est basée sur l'algorithme **BCJR** [11].

Même si les performances des deux algorithmes sont quasiment identiques, il existe deux différences majeures entre un MAP et un Viterbi standard. La première différence est donnée par la complexité 2 à 3 fois plus élevée dans le cas d'un décodage MAP. La seconde différence est donnée par la nature des sorties des deux décodeurs. Un Viterbi standard délivre des sorties fermes relatives aux bits de code et au bit d'informations alors qu'un décodeur MAP délivre des probabilités relatives aux bits de code et aux bits d'information, autrement dit, des sorties souples. Ce dernier point, constitue un avantage majeur des algorithmes MAP, les rendant bien plus attractifs depuis l'invention des turbo codes.

## 4.2 Codes Concaténés et Décodage Itératif : Turbo Codes

### 4.2.1 Introduction

Les turbo codes ont été découverts par C. Berrou et al. en 1993 [15]. Cette famille de codes offre des hautes performances en puissance permettant de s'approcher de la limite théorique de Shannon [49]. Ils marquent une révolution dans la communauté de la théorie de l'information. Depuis leur introduction, de très nombreux travaux de recherche relatifs aux turbo codes, et plus généralement aux codes concaténés, ont été effectués afin de comprendre et d'analyser leur comportement et d'améliorer leurs performances. Jusqu'à nos jours, aucune explication théorique et mathématique n'arrive à expliquer parfaitement les performances de cette famille des codes.

Coté application, les turbo codes ont été adoptés par quelques standards émergents telles que le DVB-RCS [4] pour les liaisons satellitaires montantes. Des schémas de codage turbo ont été aussi proposée par la comité CCSDS(Consultative Committee for Space Data Systems) pour les applications de télémétrie et de télémétrie spatiales [1]. D'autres systèmes ont opté pour des processus de codage équivalents tels que les codes LDPC [45] adoptés par le nouveau standard de transmission de la vidéo numérique par satellite, le DVB-S2 [3].

### 4.2.2 Principes de codage

Le schéma de codage proposé dans [15] consiste à la concaténation parallèle de deux codes convolutifs, systématiques et récurrents comme c'est illustré sur la figure 4.5. Les bits d'information sont d'abord codés par le premier codeur convolutif. Ces bits sont ensuite entrelacés avant de passer dans le second codeur. Les deux codes considérés doivent être systématiques et récurrents [14]. L'entrelaceur est un élément essentiel dans les schémas

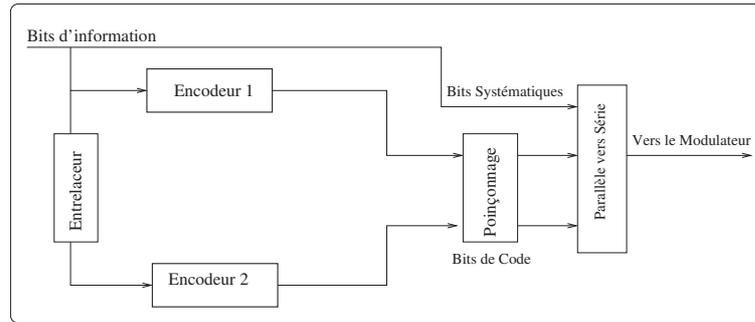


FIG. 4.5: Concaténation parallèle de deux codes convolutifs

de codage turbo, en son absence, les performances de ces schémas se trouvent fortement affectée. L'entrelacement peut s'effectuer d'une façon aléatoire (*Random*), cependant, il est possible de réaliser un gain en puissance supplémentaire grâce à l'optimisation de l'entrelaceur. Ce sujet constitue un axe de recherche abordé par plusieurs études [55, 26]. D'une façon générale, le gain en puissance augmente avec la taille de l'entrelaceur. Cependant, il est parfois impossible d'adopter des grandes tailles d'entrelaceur. Le retard de transmission est souvent proportionnel à la taille de l'entrelaceur et il peut être incompatible avec certaines applications telles que la transmission de la voix, mais aussi d'autres applications liées à l'internet. Un léger retard reste tolérable dans d'autres applications telles que la diffusion. Rappelons aussi que certaines contraintes du système telles que la taille de paquet et le retard de transmission empêchent l'utilisation d'une grande taille de l'entrelaceur.

Afin d'améliorer l'efficacité spectrale de la forme d'onde, un processus de poinçonnage peut être appliqué à la sortie des deux codeurs. Dans le cas d'une concaténation parallèle des codes systématiques, ce processus n'affecte pas la partie systématique des données (bits d'informations). Le gain obtenu en bande passante est payé par une dégradation des performances en puissance.

### 4.2.3 Principes de décodage

Une détection par maximum de vraisemblance peut être envisagée pour le décodage des turbo codes. Cependant, ce processus de décodage optimal nécessite une très grande complexité le rendant inexploitable. Heureusement, un processus de décodage itératif d'une complexité moindre peut être appliqué tout en offrant des performances quasi-optimales. D'une manière générale, ce processus consiste à un échange mutuel d'information dite *extrinsèque* entre les deux décodeurs. Le module de décodage associé à chaque code est constitué par un algorithme MAP à entrée-sortie souples. Il existe plusieurs variantes de l'algorithme MAP visant à réduire sa complexité. Les plus connus sont les algorithmes *Log MAP* et *Max Log MAP* [53]. Un diagramme décrivant le processus de décodage est illustré sur la figure 4.6. Le but du décodeur entier est d'estimer le rapport de vraisemblance de chaque bit d'information  $u$  sachant le signal reçu à la sortie des filtres

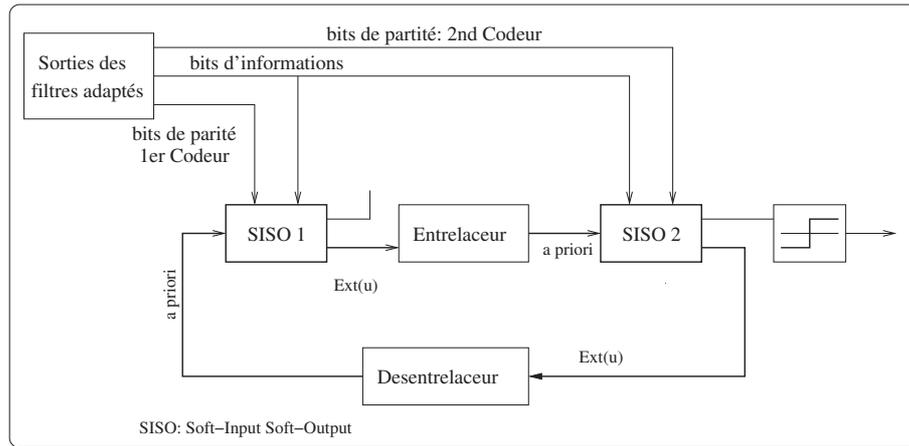


FIG. 4.6: Décodage itératif d'un turbo code parallèle

adaptés noté  $r$ . Ce rapport s'écrit souvent sous une forme logarithmique :

$$APP(u/r) = \ln \left( \frac{P(u = +1/r)}{P(u = 0/r)} \right)$$

Afin d'estimer cette donnée, le décodeur a besoin de deux informations qui sont l'observation du canal ainsi que des informations a priori relative aux différents bits d'information et qui s'écrit :

$$\pi(u) = \ln \left( \frac{P(u = +1)}{P(u = 0)} \right)$$

Chaque décodeur délivre à sa sortie deux informations, une a posteriori et une extrinsèque. L'information a posteriori correspond à la probabilité de transmission de chaque bit d'information. Quand à l'information extrinsèque, elle fournit une mesure de la fiabilité de l'information a posteriori, elle est utilisée (après (des)entrelacement) par l'autre décodeur comme étant une information a priori.

Lors d'un processus de décodage classique d'un code convolutif, le décodeur ne dispose d'aucune information a priori et le processus de décodage se limite à l'exploitation de l'observation du canal. La concaténation de deux codes convolutifs va permettre à chaque décodeur de disposer d'une information a priori pour améliorer la fiabilité de sa sortie. Les données a priori utilisées par un décodeur correspondent à l'information *extrinsèque* délivrée par l'autre module SISO. En cas de convergence du processus de décodage après un certains nombre d'itération, l'information a priori devient de plus en plus fiable d'une itération à une autre. Ce fait explique l'amélioration des performances globales du décodeur. En plus de l'information extrinsèque, un décodeur produit une information dite a posteriori qui mesure la vraisemblance de chaque bit d'information. Après un nombre spécifié d'itérations, cette sortie est utilisée comme critère de décision sur les bits transmis. D'une manière générale le nombre des itérations nécessaire augmente pour les faibles SNR et pour les grandes tailles de l'entrelaceur. Le nombre des itérations nécessaires est souvent approché par  $\log_2(I)$  où  $I$  est la taille de l'entrelaceur.

Le principe de décodage itératif qui consiste à l'échange des informations entre les deux décodeurs a inspiré bien d'autres travaux dans le domaine de la théorie de l'information. La concaténation série des codes convolutifs a été proposée par Benedetto et *al.* [13], on montre particulièrement que ce schéma de codage est aussi performant que les turbo codes parallèles. Dans notre contexte, ce processus nous intéresse davantage que les turbo codes classiques. Une concaténation série d'un code convolutif et d'un modulateur CPM représente un schéma de codage équivalent à une concaténation série de deux codes convolutifs. Un processus de décodage itératif peut alors être envisagé.

### 4.3 Application aux CPM

Vers le milieu des années 80s, des avancées sur les CPM ont été réalisées. Depuis, plusieurs travaux de recherche sur la concaténation série des CPM avec les codes convolutifs ont été abordés dans le but d'améliorer les performances en puissance de cette classe de modulation. Les premières études concernent des techniques classiques de décodage [47, 43, 5], il est évident que de tels processus de décodages n'exploitent pas la forte analogie qui existent entre un code convolutif et un modulateur CPM. L'introduction des turbo codes par C. Berrou [15] a redonné de l'intérêt aux CPM codées en introduisant des processus itératifs. Ces processus exploitent ainsi toutes les propriétés des CPM offrant un gain assez élevé comparé aux techniques de décodage classiques [17, 40, 28, 42, 20].

Dans la suite de ce chapitre on va présenter le modèle de la chaîne de codage/modulation. Ensuite on décrit les algorithmes utilisés par le processus de décodage. Les résultats des simulations vont constituer un outil principal pour étudier et évaluer l'effet de chaque paramètre de la forme d'onde sur les performances globale de la chaîne de communication. Ces résultats vont aussi servir de critère pour la sélection des paramètres de la forme d'onde (taille paquet, code convolutif, schéma CPM). Il s'agit enfin de concevoir une forme d'onde adaptative basée sur les CPM et d'évaluer ses performances. Bien entendu, l'aspect complexité doit être considéré lors de cette sélection.

#### 4.3.1 Principes et modélisation du système

La décomposition proposée par Rimoldi dans [46] montre que nous pouvons modéliser un modulateur CPM par une concaténation série d'un codeur de phase avec un modulateur sans mémoire. Le codeur de phase produit un vecteur  $x_N$  qui définit une transition dans le treillis de la CPM. Comme nous l'avons déjà vu, à l'instant  $NT$  ce vecteur est défini de la façon suivante.

$$x_N = (\theta_N, u_{N-L+1}, u_{N-L+2}, \dots, u_{N-1}, u_N)$$

Où  $\theta_N$  est l'état de phase du modulateur à l'instant  $NT$  et  $(u_{N-L+1}, u_{N-L+2}, \dots, u_{N-1}, u_N)$  sont les  $L$  derniers symboles transmis. A l'instant  $(N+1)T$ , le nouvel état de phase du modulateur est donné par :

$$\theta_{N+1} = (\theta_N + h\pi u_{N-L+1}) \text{ mod}[2\pi]$$

Le vecteur  $x_{N+1}$  est s'écrit comme suit :

$$x_{N+1} = (v_{N+1}, u_{N-L+2}, u_{N-L+3}, \dots, u_N, u_{N+1})$$

Le rôle du modulateur sans mémoire est de délivrer une impulsion continue sur la durée d'un symbole en fonction du vecteur  $x_N$ . Dans [17] on montre la forte analogie qui existe entre le comportement d'un modulateur CPM et celui d'un code convolutif récursif non systématique de rendement  $1/n_0$ ,  $n_0$  entier. Cette analogie constitue la base du modèle de la chaîne de communication proposée. Ce modèle considère la concaténation série d'un code convolutif et d'une CPM avec un entrelaceur entre les deux modules de codage. Le schéma de la chaîne de codage/modulation est illustré sur la figure 4.7.

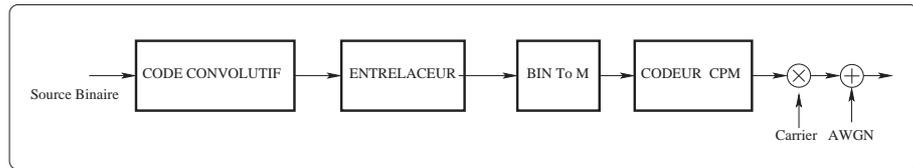


FIG. 4.7: Concaténation série d'une CPM avec un code convolutif

Dans notre contexte il s'agit d'une transmission en mode paquet et non pas une transmission en mode continue. Nous considérons alors une séquence binaire de  $N_b$  bits d'information notée  $[b_1, b_2, \dots, b_{N_b}]$ . Cette séquence passe dans un codeur convolutif binaire qui délivre alors une séquence de  $N_c$  bits de code notée  $[c_1, c_2, \dots, c_{N_c}]$ . La séquence codée passe ensuite dans un entrelaceur binaire de même taille  $N_c$ , elle est ensuite convertie en une séquence de symboles M-aire où  $M$  est l'ordre de la modulation. La nouvelle séquence des symboles de taille  $N$ , notée  $\underline{u} = [u_1, u_2, \dots, u_{N-1}, u_N]$  passe alors dans le modulateur CPM qui délivre un signal analogique à phase continue.

### 4.3.2 Démodulation et décodage

Le signal reçu en bande de base noté  $y(t)$  est modélisé par la somme du signal utile et d'un bruit blanc additif gaussien  $n(t)$ , soit :

$$y(t) = s(\underline{u}, t) + n(t)$$

Ce signal est d'abord échantillonné avant d'être filtré par un banc de filtres. Les sorties des filtres sont échantillonnées tous les  $kT$  produisant le vecteur  $r_k$ . Ce vecteur constitue une métrique suffisante pour un décodage optimal de l'information, il sert d'observation canal pour le module de décodage de la CPM.

Les réponses temporelles des différents filtres doivent générer l'espace signal défini par toutes les impulsions. Le banc de filtres peut être constitué soit par les filtres optimaux ou les filtres réduits. Les filtres optimaux correspondent aux filtres adaptés aux différentes impulsions transmises sur la durée d'un symbole. Vu que ces filtres sont souvent très corrélés il est possible de construire une nouvelle base de l'espace signal et qui contient

un nombre de filtres moins important. Ce point est traité avec détails dans le chapitre 5. Le décodeur entier comporte essentiellement deux modules de décodage relatifs au code convolutif et à la CPM dits respectivement **SISO CC**<sup>1</sup> et **SISO CPM**. Pour une meilleure explication, il nous semble plus judicieux de décrire le fonctionnement de chacun des modules avant de détailler celui du décodeur entier. On rappelle ici que nous faisons l'hypothèse d'une transmission par paquet et non pas une transmission en mode continu.

### Module SISO de la CPM

Un SISO CPM fonctionne avec deux entrées souples et délivre deux sorties souples comme illustré sur la figure 4.8. Dans ce paragraphe, l'algorithme de décodage est décrit



FIG. 4.8: SISO CPM

en utilisant les données relatives aux symboles canal. Les mêmes informations relatives au bit de codes peuvent s'en déduire facilement. A un instant  $kT$ , la première entrée du SISO CPM est constituée par l'observation canal représentée par le vecteur  $r_k$ . La seconde entrée correspond à une information a priori relative aux symboles du canal. L'information a priori est donnée par un vecteur de taille  $M$  et dont les composantes s'écrivent :

$$\pi_k(u) = Pr(u_k = u) \quad u = 0, 1, \dots, M - 1$$

L'observation canal et les données a priori permettent de calculer les métriques de chaque transition dans le treillis. considérons, à l'instant  $kT$ , deux états  $s_1$  et  $s_2$  du treillis et supposons qu'il existe une transition entre ces deux états. Dans le cas d'un canal gaussien la métrique de la transition peut s'écrire :

$$\lambda_k(s_1, s_2) \sim \exp \left( - (r_k - m) \Lambda^{-1} (r_k - m)^T \right) \pi_k(u) \quad (4.1)$$

Dans cette équation,  $u$  désigne le symbole transmis associé à la transition entre  $s_1$  et  $s_2$ .  $\Lambda$  est la matrice d'autocorrélation du vecteur à la sortie du banc de filtres, elle est donnée par la multiplication de la matrice d'intercorrélacion des réponses temporelles des filtres de réception par  $N_0$ . Le vecteur  $m$  désigne la sortie idéale sans bruit du banc du filtre quand l'impulsion associée à la transition en question est transmise. Sachant que la norme de chacun des vecteurs  $r_k$  et  $m$  est indépendante de la transition et de l'instant d'observation. On peut simplifier la métrique de la transition en l'écrivant :

$$\lambda_k(s_1, s_2) \sim \exp \left( 2Re(r_k \Lambda^{-1} m^T) \right) \pi_k(u) \quad (4.2)$$

<sup>1</sup>SISO : Soft Input Soft Output

Dans le cas où il n'existe pas de transition entre les deux états  $s_1$  et  $s_2$  on suppose naturellement que  $\lambda_k(s_1, s_2) = 0$  et ceci indépendamment de l'observation canal. De cette façon les métriques de toutes les transitions à un instant  $kT$  sont représentées par la matrice  $\lambda_k$  de taille  $pM^{L-1} \times pM^{L-1}$ . Une fois la métrique de chaque transition calculée, il devient possible d'évaluer les probabilités *forward* et *backward* de chaque état dans le treillis et à chaque instant. Ces probabilités à un instant  $kT$  seront notées sous une forme vectorielle respectivement par  $\alpha_k$  et  $\beta_k$ . Chaque vecteur colonne de taille  $pM^{L-1}$  comprend les probabilités de tous les états à l'instant  $kT$ . Le calcul des  $\alpha_k$  et  $\beta_k$  à chaque instant s'effectue d'une manière récurrente grâce à l'algorithme BCJR [11]. Les équations de récurrence sont données par :

$$\begin{aligned}\beta_{k-1} &= \frac{\lambda_{k-1}\beta_k}{\|\lambda_{k-1}\beta_k\|} & k = 1, 2, \dots, N \\ \alpha_{k+1} &= \frac{\lambda_k^T \alpha_k}{\|\lambda_k^T \alpha_k\|} & k = 0, 1 \dots N-1\end{aligned}$$

Pour avoir de meilleures performances, notamment en évitant les effets de bord, on a besoin d'initialiser les valeurs de  $\alpha_0$  et  $\beta_{N+1}$ . Ainsi nous faisons l'hypothèse qu'au début de la transmission, le codeur de phase du CPM est initialisé à l'état zéro. Une séquence de terminaison permet aussi de s'assurer que l'état final du modulateur soit égal à zéro en fin de transmission du paquet. Dans ce cas, nous pouvons utiliser les conditions initiales suivantes :

$$\alpha_0 = \beta_{N+1} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

Contrairement au cas d'un code convolutif non récursif, il n'est pas possible d'assurer une terminaison du treillis à l'état zéro dans le cas d'une CPM par la simple émission d'une séquence de zéros. Ce fait est dû à la non linéarité des CPM vis-à-vis de la séquence transmise (récursivité des symboles). Dans [39] on trouve une technique qui permet une terminaison du treillis de la CPM à l'état tout zéros. L'inconvénient majeur de la méthode proposée est donné par le fait que la séquence de terminaison est fonction de la séquence transmise ce qui nécessite une complexité supplémentaire au niveau de l'émetteur.

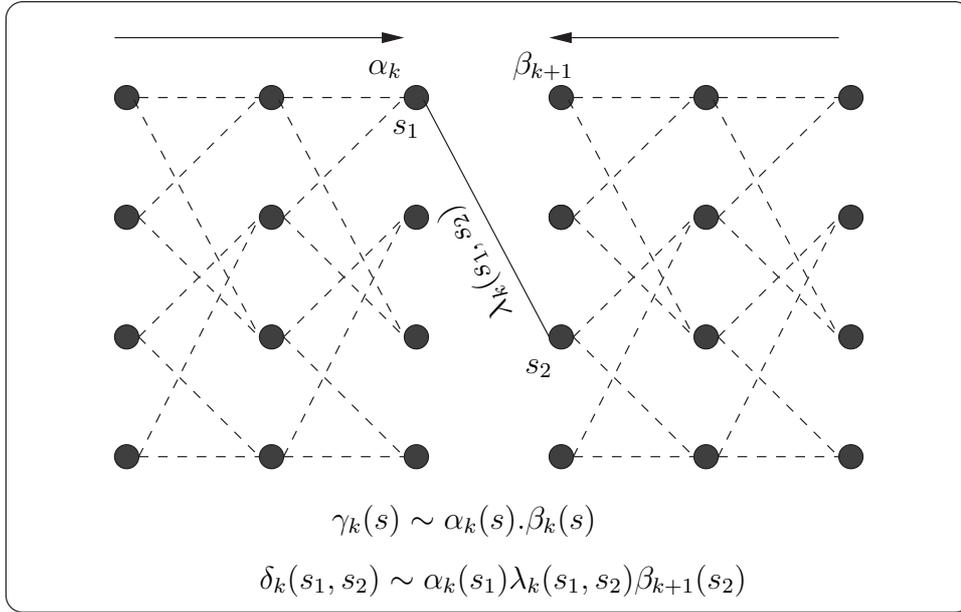
Le calcul de  $\alpha_k$  et  $\beta_k$  pour toutes les valeurs de  $k = 1, 2 \dots, N$  permet de déduire les probabilités de chaque états dans le treillis, notée  $\gamma_k$ , et ceci en effectuant le produit point par point entre probabilités *forward* et *backward*, soit,  $\alpha_k$  et  $\beta_k$  :

$$\gamma_k(s) = \frac{\alpha_k(s)\beta_k(s)}{\sum_{i=1}^{pM^{L-1}} \alpha_k(i)\beta_k(i)} \quad s = 1, 2 \dots pM^{L-1}$$

Il est aussi possible de calculer la probabilité de chaque transition dans le treillis. En considérant la transition entre deux états  $s_1$  et  $s_2$  et à un instant  $kT$ , nous pouvons écrire sa probabilité, notée  $\delta_k$ , comme suit :

$$\delta_k(s_1, s_2) = \alpha_k(s_1)\lambda_k(s_1, s_2)\beta_{k+1}(s_2)$$

Le calcul des probabilités des états et des transitions dans le treillis est illustré par la figure 4.9. Les probabilités de tous les états et de toutes les transitions dans le treillis permet de



**FIG. 4.9:** Calcul des probabilités des états et des transitions dans le treillis de la CPM

déduire les informations relatives aux symboles transmis  $u_k$  sachant un certain symbole  $u \in \{0, 1 \dots (M - 1)\}$ . L'information a posteriori du symbole transmis à l'instant  $kT$  sachant un symbole donné  $u$  peut se déduire en effectuant la somme des probabilités de toutes les transitions associées au symbole  $u$  soit :

$$APP(u_k/u) = \sum_{(s_1, s_2)/u} \alpha_k(s_1) \lambda_k(s_1, s_2) \beta_{k+1}(s_2) \quad (4.3)$$

Cette information constitue la première sortie du module SISO CPM. L'information extrinsèque des symboles transmis est, dans ce cas, calculée d'une manière équivalente à celle de l'APP sauf que dans ce cas il ne faut pas tenir compte de l'information a priori relative au symbole  $u$  à l'instant  $kT$ , soit :

$$Ext(u_k/u) = \frac{1}{\pi_k(u)} \sum_{(s_1, s_2)/u} \alpha_k(s_1) \lambda_k(s_1, s_2) \beta_{k+1}(s_2) = \frac{APP(u_k/u)}{\pi_k(u)}.$$

Les informations a posteriori et extrinsèques relatives aux bits de codes peuvent être extraites à partir de celles relatives aux symboles transmis. L'information a posteriori représente la probabilité de transmission de chacun des symboles canal. Dans le cas des CPM, ces données ne sont pas utilisées par le processus de décodage itératif. Concernant les informations extrinsèques, elles représentent une information a priori sur les bits de codes. Cette information est désentrelacée avant d'être exploitée par le SISO du code convolutif.

### Module SISO du code convolutif

Le principe de fonctionnement de ce module est similaire à celui de la CPM. Cependant, il existe deux différences majeures, la première consiste dans le fait que ce décodeur délivre des informations relatives aux bits de codes (information extrinsèque) mais aussi des informations relatives aux bits de données (information a-posteriori). La seconde différence est que le décodeur du code convolutif dispose d'une seule information à son entrée et qui est donnée par les données extrinsèques délivrées par le SISO CPM. Cette information est utilisée comme étant une observation du canal. Contrairement à la concaténation parallèle, ce module ne dispose pas d'une observation canal directe. Concernant les informations a priori, le SISO du code convolutif suppose que tous les bits de code ont la même probabilité a priori. Le diagramme du SISO du code convolutif est illustré sur la figure 4.10.

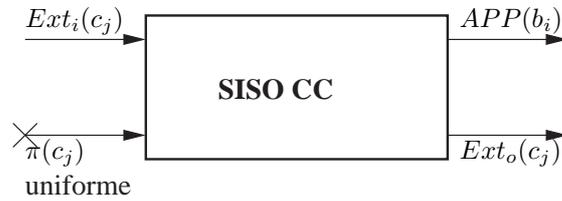


FIG. 4.10: Diagramme d'un module SISO du code convolutif

Afin de détailler les principes de fonctionnement du décodeur, on considère un code convolutif de rendement  $r = \frac{k}{n}$ , sa longueur de contrainte est notée  $L_c$ . Le message d'information transmis est une séquence de  $N_m$  mots d'information de taille  $k$  notée  $[B_1, B_2 \cdots B_{N_m-1}, B_{N_m}]$  où :

$$B_j = [B_j(1), B_j(2) \cdots B_j(k)] = [b_{kj}, b_{kj+1}, \cdots b_{k(j+1)-1}]$$

Après le passage dans le codeur, ce dernier délivre une séquence des bits codés qui est divisée en une séquence de  $N_m$  mots de code :  $[C_1, C_2 \cdots C_{N_m-1}, C_{N_m}]$  où :

$$C_j = [C_j(1), C_j(2) \cdots C_j(n)] = [c_{nj}, c_{nj+1} \cdots c_{n(j+1)-1}]$$

Comme dans le SISO de la CPM, la première étape consiste à calculer les métriques des transitions dans le treillis. Pour cela on va supposer que l'on se situe à une profondeur  $l$  dans le treillis et on considère une transitions entre deux états  $s_1$  et  $s_2$ . Soit  $C$  et  $B$  respectivement le mot de code et le mot d'information qui correspondent à la transition considérée. La métrique de cette transition s'obtient en effectuant le produit des informations extrinsèques ( $Ext_i$ ) sachant le mot  $C$ , soit :

$$\lambda_l(s_1, s_2) = \prod_{i=0}^{i=n-1} Ext_i(C_l(i) / C(i))$$

Le calcul de  $\alpha_l$ ,  $\beta_l$  et  $\gamma_l$ , définis comme dans le paragraphe précédent, est effectué d'une façon équivalente à celle du SISO CPM.

Pour expliquer le calcul des informations extrinsèques des bits de code on considère le bit de rang  $n \times l + i$ ,  $i \leq n$ , soit  $C_l(i)$ . A la sortie du SISO du code convolutif, l'information extrinsèque de ce bit de code sachant un bit donné  $c \in \{0, 1\}$  est calculée de la façon suivante :

$$Ext_o(C_l(i)/c) = \sum_{C/C(k)=c} \alpha_l(s_1) \beta_{l+1}(s_2) \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{j=n-1} Ext_i(C_l(j)/C(j))$$

Le calcul de l'information extrinsèque d'un certain bit de code ne tient pas compte de l'information dont le décodeur dispose relativement à ce même bit.

La seconde sortie du décodeur du code convolutif est représentée par l'information a posteriori qui est relative aux bits utiles. En considérant toujours la même transition, l'APP du bit  $B_l(i)$ ,  $i \leq k$ , sachant un bit  $b \in \{0, 1\}$ , est obtenue en effectuant la somme de toutes les probabilités des transitions qui correspondent aux mots d'information dont le ième bit est égal à  $b$  soit :

$$APP(B_l(i)/b) = \sum_{B/B(i)=b} \alpha_l(s_1) \lambda_l(s_1, s_2) \beta_{l+1}(s_2).$$

Les informations a posteriori permettent de prendre une décision sur les bits utiles transmis après chaque itération. Le critère de décision consiste à choisir comme bit transmis celui qui correspond à l'APP maximale. Quand aux informations extrinsèques relatives aux bits de code, elles sont entrelacées avant d'alimenter le SISO de la CPM qui les considère comme une information a priori lors de l'itération suivante. Le schéma global du décodeur est illustré par la figure 4.11.

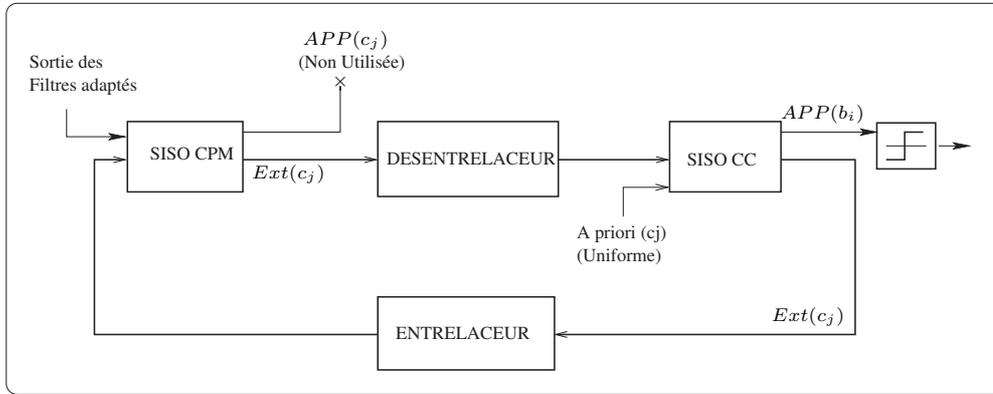


FIG. 4.11: Décodage itératif d'une CPM codée

#### 4.4 Simulations et Analyse des Performances

Il est souvent difficile d'établir un outil théorique qui permet de calculer le taux d'erreur binaire d'une schéma de codage/décodage itératif. Les techniques basées sur l'ap-

proximation du TEB par une borne théorique à partir de la distance libre des codes adoptés n'est pas suffisante pour évaluer les performances de la chaîne de codage, comme c'est le cas d'un code convolutif. D'autres facteurs, tels que l'entrelaceur, peuvent affecter l'efficacité en puissance de la forme d'onde.

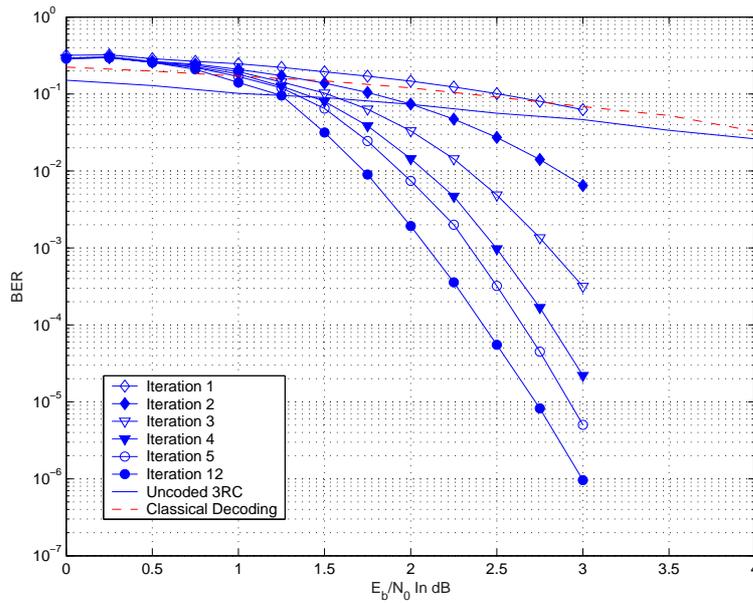
Les simulations du taux d'erreur binaire constituent un moyen efficace pour une évaluation fiable des performances de notre chaîne de codage. L'inconvénient de cette méthode numérique consiste au fait qu'elle nécessite beaucoup de ressources et de temps d'exécution. En plus, et faute de temps de simulation, elle ne permet pas d'avoir des informations sur les performances à très faible  $TEB$ . Une technique basée sur l'étude de l'évolution de l'information extrinsèque permet d'analyser la convergence du processus de décodage itératif. Cette technique sera détaillée ultérieurement.

Afin de réaliser une sélection efficace des paramètres de la forme d'onde, plusieurs simulations ont été réalisées pour évaluer le  $TEB$  de quelques schémas CPM codées et pour analyser l'effet de chacun des paramètres de la forme d'onde. Dans un contexte d'une concaténation série nous avons adopté un code convolutif non systématique comme codeur externe. Dans [13], on montre que ce type de codes offre de meilleures performances lors d'une concaténation série. Les contraintes imposées par le système notamment en terme de retard de transmission ainsi que de la compatibilité avec d'autres systèmes existants font que nous devons adopter des tailles moyennes d'entrelaceur. Concernant les schémas CPM, nous n'avons considéré que les modulations binaires, quaternaires et octales, les CPM d'ordre supérieur à 8 nécessitent une très grande complexité tout en ayant des performances comparables avec celles des CPM d'ordre inférieur. Aussi, les schémas CPM ayant un indice de modulation médiocre [5, 17] ne sont pas considérés car ces schémas offrent de mauvaises performances en puissance. Il est aussi nécessaire d'écarter les CPM dont le treillis associé comporte des transitions parallèles, telles que la 1REC quaternaire avec  $h=1/2$  par exemple.

Les premiers résultats de simulations montrent que les performances du processus de décodage itératifs dépassent largement celles du processus non itératif. La figure 4.12 illustre les performances de la 3RC binaire avec  $h = 1/2$  concaténée en série avec le code (7,5) et avec une taille de l'entrelaceur de 1024. Le processus de décodage itératif offre un gain de l'ordre de  $5dB$  ( $TEB = 10^{-5}$ ) par rapport au processus de décodage classique [21]. On peut remarquer sur la même figure que l'écart des performances entre la 5ième et la 12ième itération est de l'ordre de 0.2 dB. Cette valeur ne justifie peut être pas la différence de complexité et du temps de calcul. D'une façon générale le nombre d'itérations nécessaire pour assurer la convergence vers le  $TEB$  final est fonction du rapport  $E_b/N_0$  et de la taille de l'entrelaceur. Ce nombre augmente pour les faibles  $E_b/N_0$  et pour les grandes tailles d'entrelaceur.

#### 4.4.1 Influence de la longueur de contrainte du code

Dans cette partie nous analysons, à travers des simulations du  $TEB$ , l'influence de la longueur de contrainte de code dans le cas d'un code de rendement  $1/2$  [22]. La CPM considérée est la MSK, la taille de l'entrelaceur est de 1024. Les caractéristiques des codes utilisés sont illustrées dans le tableau 4.1. En pratique, l'écart des performances,



**FIG. 4.12:** Taux d'erreur binaire de 3RC binaire  $h = 1/2$  concaténée avec le code (7,5), taille entrelaceur :1024

favorable aux codes ayant une distance libre plus élevée, n'est effectif que pour les fortes valeurs du  $E_b/N_0$ . Ce fait est illustré sur la figure 4.13. Comme nous pouvons le voir, le code (2,3) offre les meilleures performances à faible rapport  $E_b/N_0$ . Plus précisément, les codes ayant une plus grande longueur ont des mauvaises performances à faible  $E_b/N_0$ . Ce comportement est contradictoire avec les performances théoriques données par les distances libres des codes. Cet écart est dû à une vitesse de convergence plus élevée dans le cas des codes avec un faible longueur de contrainte [37].

On remarque aussi que le code (2,3) devient moins performant que tous les autres codes, au delà de  $E_b/N_0 = 2.8dB$ . Concernant les autres codes on peut remarquer que jusqu'à un taux d'erreur binaire inférieur à  $10^{-5}$  le code (7,5) reste le plus performant offrant un gain de l'ordre de  $0.4dB$  par rapport au code (133,171). D'une manière générale, On sait que la pente asymptotique de la courbe du *TEB* est fonction de la distance libre du code convolutif considéré. Ce fait signifie qu'il existe une valeur seuil du  $E_b/N_0$  à partir de laquelle le code (23,35) aura de meilleures performances que le code (7,5) et ainsi de suite. Les résultats numériques dont nous disposons ne permettent d'illustrer ce résultat. Autres que ses performances, le code (7,5) conduit à une très faible complexité quand on le compare avec les codes ayant une longueur de contrainte supérieure. Désormais, Ce code sera considéré comme code de référence dans la suite de ce manuscrit.

#### 4.4.2 Influence de la taille de l'entrelaceur

La complexité du processus de décodage ainsi que de ses performances sont étroitement liées à la taille et à la nature de l'entrelaceur. Un entrelaceur long conduit à de meilleures

<b>K</b>	<b>G</b>	$2^{k(K-1)}$	$2^{kK}$	$d_{free}$
2	G=(2,3)	2	4	3
3	G=(5,7)	4	8	5
5	G=(23,35)	16	32	7
7	G=(133,171)	64	128	10

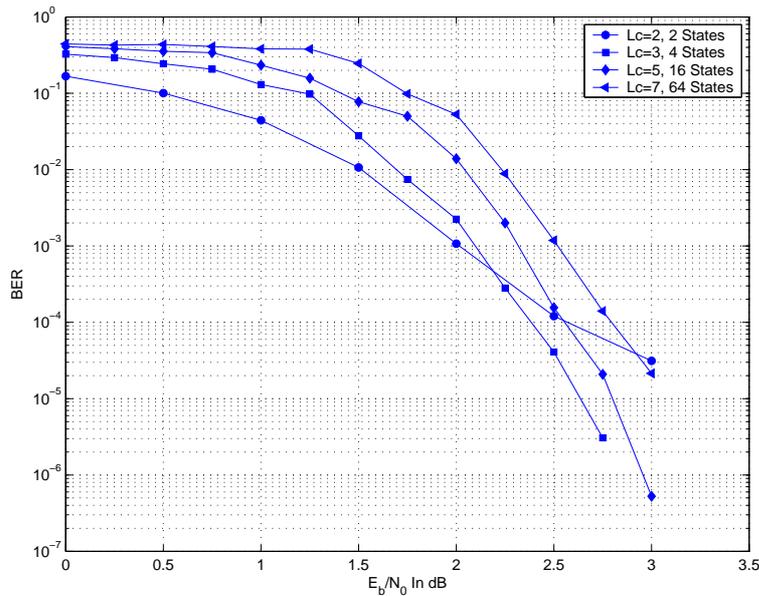
**TAB. 4.1:** Propriétés de quelques codes convolutifs non récursifs non systématiques de rendement 1/2

performances en puissance mais il nécessite plus de ressources et de temps de calcul et induit un retard plus important. Pour trouver un meilleur compromis, une série de simulations a été réalisée afin de quantifier l'effet de cette taille dans le cas d'une 1REC binaire avec  $h = 1/2$  concaténée en série avec le code (7,5). Rappelons ici que la CPM comporte deux états et quatre transitions alors que le code convolutif comporte quatre états et huit transitions. Les entrelaceurs utilisés aléatoires. Les résultats des simulations figurent sur la figure 4.14. Afin de souligner le rôle de l'entrelaceur les résultats sans entrelaceur sont aussi montrés. L'écart des performances entre les configurations avec et sans entrelaceur justifie bien le rôle majeur de l'entrelaceur. Cet écart en performances s'explique essentiellement par l'hypothèse de décorrélation des entrées du SISO du code convolutif qui n'est plus vérifiée en l'absence de l'entrelaceur. Cette hypothèse d'indépendance est d'autant plus vérifiée que l'entrelaceur est long ce qui explique aussi le gain obtenu suite à l'augmentation de la taille de l'entrelaceur. Une longueur de 1024 bits de code (soit un paquet de 512 bits utiles) est un bon compromis entre performances et complexité. Cette taille induit un temps de retard qui est assez acceptable, elle sera adoptée comme taille de référence dans la suite des simulations.

#### 4.4.3 Performances de quelques schémas CPM

Le but de ce paragraphe est d'évaluer les performances de quelques schémas CPM concaténées avec le code convolutif (7,5). Les simulations portent sur des schémas qui couvrent un spectre assez large de modulations CPM. Les configurations considérées sont données dans le tableau 4.2. Les entrelaceurs adoptés sont du type *random* et de taille 1024 bits, le nombre des itérations est égal à 8. Les performances en terme de taux d'erreur binaire des différents schémas sont montrées sur la figure 4.15.

Dans le cas des modulations que nous avons considérées et dont l'ordre est supérieur à 2, on remarque que l'effet du type de codage (Gray ou naturel) est fonction du schéma CPM en question. Par exemple, dans le cas des schémas  $O_1$  et  $O_2$  les deux types de codage offrent pratiquement les mêmes performances, alors que pour les configurations  $O_4$  et  $O_5$  le codage Gray offre 1.5 dB de gain par rapport au codage naturel ( $TEB = 10^{-5}$ ). Le comportement des schémas  $Q_3$  et  $Q_4$  est bien plus intéressant que dans les cas précédents.



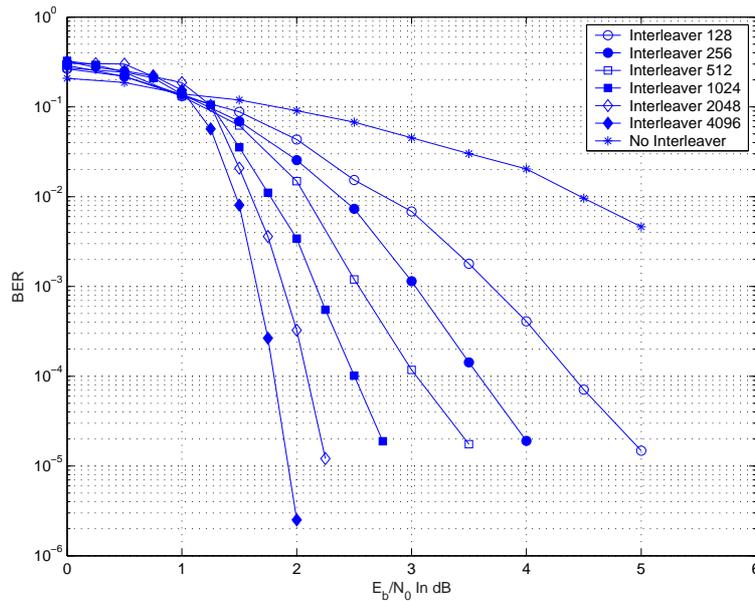
**FIG. 4.13:** Taux d'erreur binaire d'une MSK codée, décodage itératif, 12 itérations, taille d'entrelacement = 1024

En effet, à faible TEB, le codage de Gray est plus performant que le codage naturel, l'écart est de l'ordre de 0.15 dB à un TEB de  $10^{-3}$  en faveur du codage Gray. Comme nous pouvons l'observer sur les courbes du TEB, la situation a tendance à s'inverser à partir d'un TEB de l'ordre de  $3 \cdot 10^{-5}$ . La courbe du TEB est plus raide dans le cas d'un codage Naturel. Ce comportement est dû au fait que dans le cas d'une CPM quaternaire avec un codage de Gray l'indice de modulation  $1/3$  est un indice médiocre. Un tel indice produit souvent des faibles performances en puissance car ils produisent des erreurs avec un poids de Hamming de 1 [37]. Cette propriété est indésirable dans le cas d'une concaténation série ou parallèle. Dans le paragraphe 4.6, l'influence d'un indice de modulation médiocre sur les performances de la forme est analysée grâce au diagramme de convergence.

Concernant la réponse en fréquence  $g(t)$ , on remarque, d'après la comparaison des schémas  $Q_1$  et  $Q_2$ , que les performances en puissance sont quasiment identiques pour les deux réponses en fréquence en rectangle et cosinus surélevé. Dans ce cas on peut dire qu'une réponse en fréquence rectangulaire est plus intéressante puisqu'elle offre une meilleure efficacité spectrale. Cependant, et d'une manière générale, une réponse en fréquence en cosinus surélevé offre de meilleures performances en puissance, notamment à des faibles indices de modulation.

Pour une meilleure analyse des performances de différents schémas, il est nécessaire de tenir compte à la fois de l'efficacité spectrale et de l'efficacité en puissance, sans négliger, pour autant, l'aspect complexité. La figure 4.16 montre la bande occupée par bit utile ( $2WT_b$ ) pour chaque forme d'onde en fonction du  $E_b/N_0$  requis pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-5}$ .

Les modulations CPM offrent une gamme de performances assez diversifiée, le choix



**FIG. 4.14:** Taux d'erreur binaire d'une MSK concaténée avec le code (7,5) en fonction de la taille de l'entrelaceur, 8 Itérations

d'un schéma particulier dépend essentiellement des conditions de propagation ainsi que de la complexité souhaitée des éléments de la chaîne de communication. Heureusement, les CPM les plus performantes ne sont pas nécessairement les plus complexes. Par exemple, le schéma  $Q_7$  est bien plus complexe que le schéma  $B_3$  alors que ce dernier offre de meilleures performances à la fois en spectre et en puissance. D'une manière générale, à faible  $E_b/N_0$ , le schéma  $B_3$  peut être considéré comme étant le plus performant, puisqu'il offre le meilleur compromis entre efficacité spectrale et efficacité en puissance tout en offrant des performances assez acceptables. Le schéma  $O_4$  est particulièrement intéressant pour les valeurs élevées du  $E_b/N_0$ . Il est important de signaler que les CPM octales continuent à offrir de bonnes performances en puissance même pour des faibles indices de modulation. Par exemple, les schémas  $O_4$  et  $Q_6$  ont la même efficacité spectrale alors que le schéma octal offre un gain de 2.5 dB par rapport au schéma quaternaire. La même remarque peut être établie en comparant le schéma binaire  $B_3$  et le schéma quaternaire  $Q_5$  avec un indice de modulation de  $1/5$ . D'une manière générale, plus l'ordre de la modulation est élevé, plus le schéma continue à offrir des performances en puissance acceptables et surtout des hautes efficacités spectrales.

Bien entendu, d'autres éléments que les performances, peuvent intervenir lors de la sélection des paramètres du schéma que nous pouvons adopter pour la conception de notre forme d'onde. La complexité, les performances en mode multi-porteuses et l'aspect adaptativité sont des critères que nous devons en tenir compte lors de la sélection, ce point sera traité dans le paragraphe 4.5.

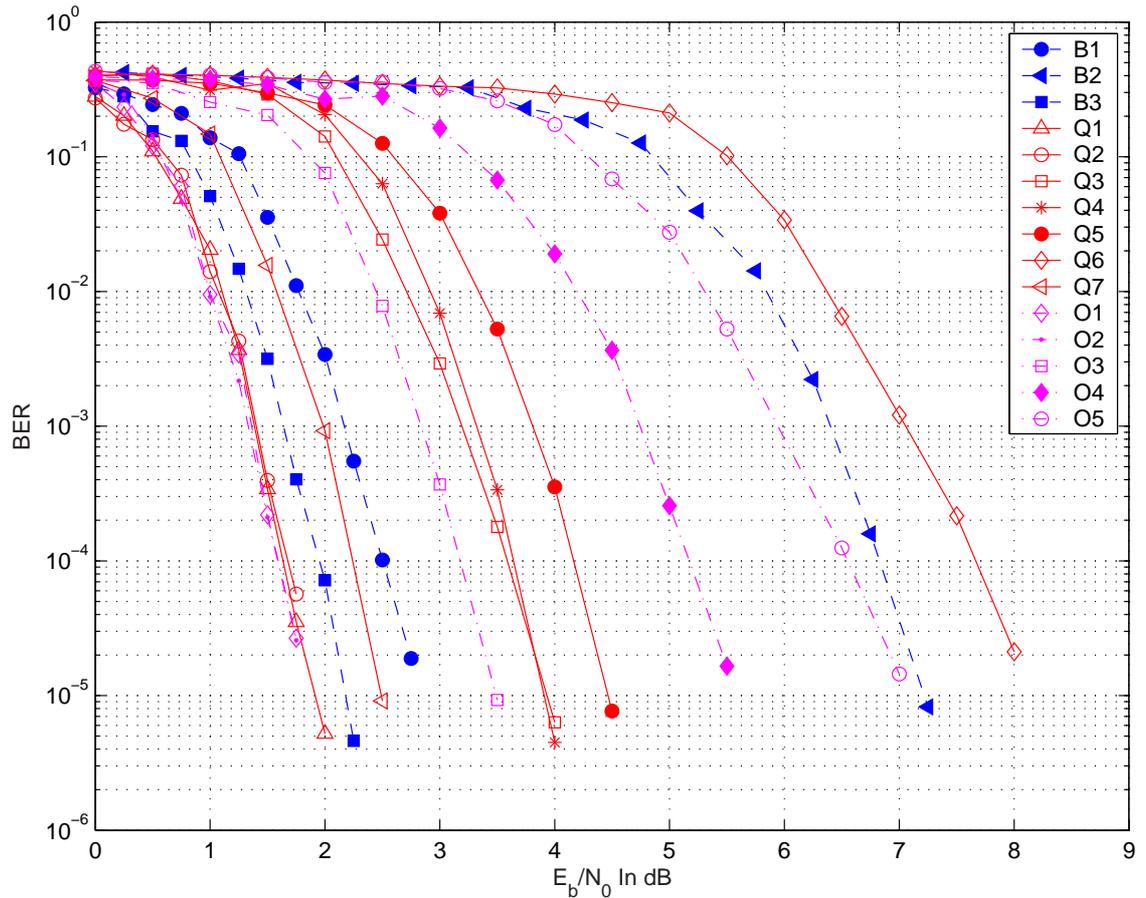
Configuration	M	Mapping	L	h	g(t)	$pM^{L-1}$	$pM^L$
B1	2	/	1	1/2	REC	2	4
B2	2	/	3	1/5	RC	16	32
B3	2	/	3	3/4	RC	16	32
Q1	4	Gray	1	3/4	REC	4	16
Q2	4	Gray	1	3/4	RC	4	16
Q3	4	Gray	2	1/3	REC	12	48
Q4	4	Naturel	2	1/3	REC	12	48
Q5	4	Gray	2	1/5	RC	20	80
Q6	4	Gray	2	1/8	RC	32	128
Q7	4	Gray	3	2/3	RC	48	192
O1	8	Gray	2	4/5	RC	40	320
O2	8	Naturel	2	4/5	RC	40	320
O3	8	Gray	2	1/5	RC	40	320
O4	8	Gray	2	1/8	RC	64	512
O5	8	Naturel	2	1/8	RC	64	512

**TAB. 4.2:** Différentes caractéristiques des CPM considérées lors des simulations

## 4.5 Analyse de la Convergence

L'évaluation des performances d'un schéma de codage avec décodage itératif par le biais de simulation du taux d'erreur binaire nécessite souvent beaucoup de temps et de ressources. L'étude de l'évolution de l'information extrinsèque est une solution assez attractive. Elle permet d'analyser les performances du schémas de codage, mais aussi de fournir une estimation du TEB. Cette méthode a été proposée au départ par S. Ten Brink dans [16].

Lors d'un processus de décodage itératif, l'évolution de l'information extrinsèque d'une itération à une autre permet d'améliorer les performances de décodage. Une étude de cette information constitue un moyen qui permet d'analyser l'évolution des performances du processus de décodage avec les itérations. Dans [15], Berrou et al. montrent que lorsque le processus de décodage converge, la distribution de l'information extrinsèque peut être modélisée par une gaussienne dont la moyenne et la variance augmentent avec les itérations. Pour des raisons de clarté, et par rapport aux notations que nous avons considéré dans ce chapitre, l'information extrinsèque d'un bit  $c_k$ , notée  $Ext_l(c_k)$  est

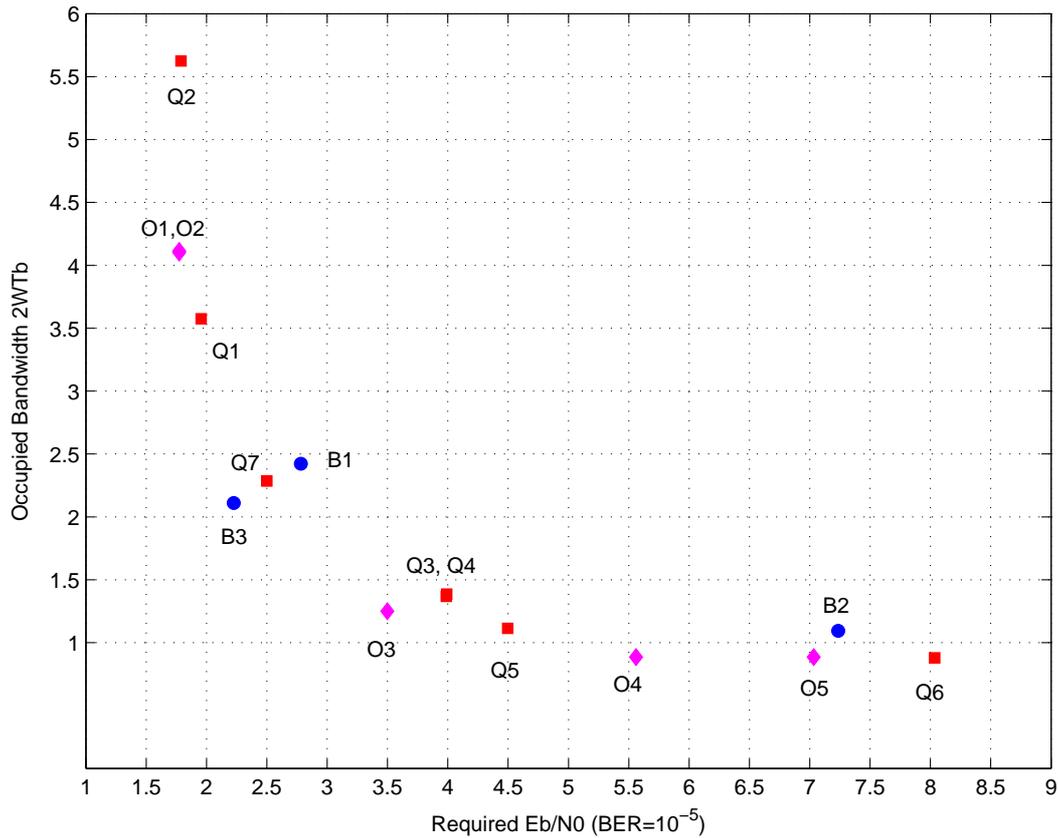


**FIG. 4.15:** Taux d'erreur binaire des différents schémas CPM (Tableau 4.2), Code (7,5), Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations

définie dans ce paragraphe par :

$$Ext_l(c_k) = \ln \left( \frac{Ext(c_k/1)}{Ext(c_k/0)} \right) = \ln \left( \frac{APP(c_k/1)}{APP(c_k/0)} \right) - \ln \left( \frac{\pi(1)}{\pi(0)} \right)$$

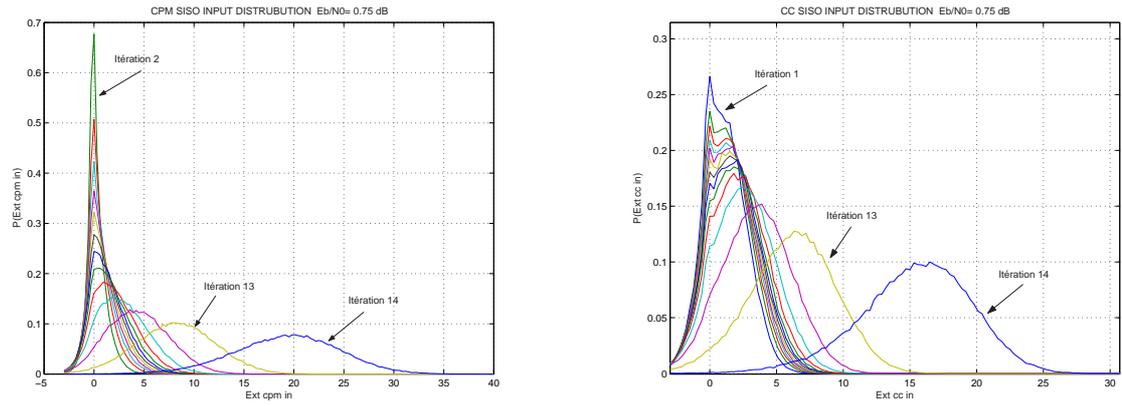
Où  $Ext$  est l'information extrinsèque du bit  $c_k$  définie dans le paragraphe 4.3.2 de ce chapitre. L'approximation de la distribution des informations extrinsèques par une gaussienne est aussi vérifiée dans le cas d'une concaténation série mais aussi dans le cas d'un code convolutif concaténé avec une modulation CPM [38]. Cette modélisation permet de caractériser l'information extrinsèque, seulement par sa moyenne  $\mu$  et sa variance  $\sigma^2$ . La figure 4.17 montre l'évolution de la distribution de l'information extrinsèque à l'entrée du SISO de la CPM et celui du code convolutif dans le cas d'une 3RC binaire avec  $h = 1/2$  concaténée avec le code (7,5) et pour un rapport  $E_b/N_0 = 0.75dB$ . Les résultats obtenus correspondent à la transmission d'un paquet de  $5 \cdot 10^4$  bits de données soit  $10^5$  bits de code. Comme on peut le remarquer, l'approximation gaussienne est bien vérifiée dans ce cas à partir d'un certain nombre d'itérations, ce nombre augmente pour les faibles



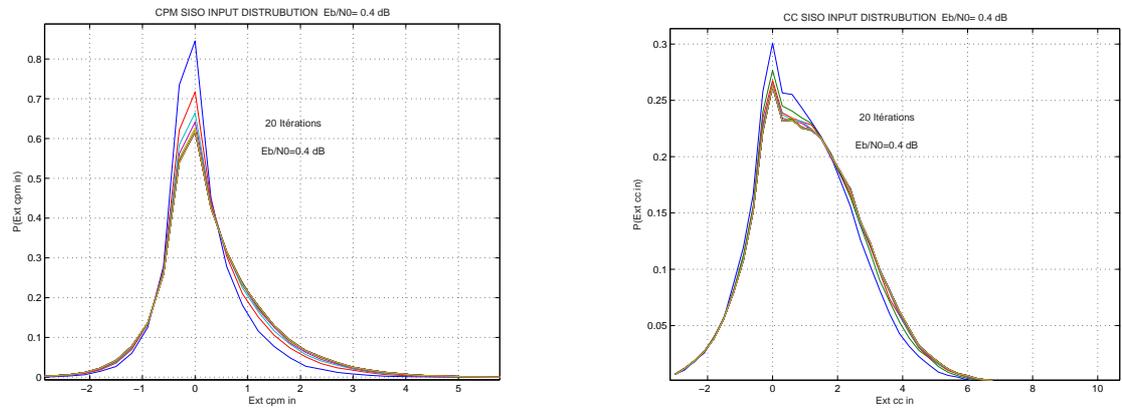
**FIG. 4.16:** Efficacité en spectre et en puissance de quelques schémas CPM (Tableau 4.2), Code (7.5), Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations

rapports  $E_b/N_0$ . En dessous d'une valeur seuil du  $E_b/N_0$ , dite seuil de décodage, l'information extrinsèque n'évolue plus en fonction des itérations. Pour cette gamme de valeurs de  $E_b/N_0$  le processus de décodage converge vers un  $TEB$  fini non nul et ceci même pour une taille d'entrelaceur infinie et après un nombre infinie d'itérations. Ce fait justifie l'existence, sur la courbe du  $TEB$ , d'une zone où le  $TEB$  n'évolue pas en fonction des itérations et du  $E_b/N_0$ , gardant une valeur quasi constante, cette zone est dite zone de non convergence. La figure 4.18 montre la distribution de l'information extrinsèque pour une valeur du  $E_b/N_0 = 0.4 \text{ dB}$  (même forme d'onde que dans le cas précédent).

Le modèle gaussien de la distribution de l'information extrinsèque permet de définir un  $SNR$  associé à cette information par  $SNR = \mu^2/\sigma^2$ . Cette définition est à ne pas confondre avec le  $SNR$  du signal reçu. Dans [27], un module SISO a été modélisé par un système non linéaire dont l'entrée et la sortie sont données par le  $SNR$  associé à l'information extrinsèque. La description du fonctionnement de chaque module est donnée par une fonction de transfert qui donne le  $SNR$  à la sortie du module en fonction de celui à son entrée. La fonction de transfert du module SISO CPM (respectivement SISO CC) est définie par l'équation  $SNR_{1_{out}} = G1(SNR_{1_{in}})$  (respectivement



**FIG. 4.17:** Evolution de la distribution de l'information extrinsèque à l'entrée du SISO de code convolutif et du SISO de la CPM, cas d'une 3RC binaire  $h=1/2$ , code(7,5),  $E_b/N_0 = 0.75dB$



**FIG. 4.18:** Evolution de la distribution de l'information extrinsèque à l'entrée du SISO de code convolutif et du SISO de la CPM, cas d'une 3RC binaire  $h=1/2$ , code(7,5),  $E_b/N_0 = 0.4dB$

$SNR_{2_{out}} = G_2(SNR_{2_{in}})$  comme illustré sur la figure 4.19.

L'étude de l'évolution du  $SNR$  en fonction des itérations constitue un moyen efficace d'analyse du comportement du décodeur. Une technique qui permet de réaliser cette étude consiste à tracer sur un même diagramme de convergence (dit **EXIT chart**) la fonction de transfert  $G_1$  et la fonction réciproque de la fonction de transfert  $G_2$  notée  $G_2^{-1}$ . Cette représentation permet de visualiser l'évolution du  $SNR$  suite au passage dans chacun des modules SISO [25]. La figure 4.20 montre l'allure de ce diagramme dans le cas de la 3RC binaire concaténée avec le code (7,5) pour différentes valeurs du  $E_b/N_0$ . L'amélioration du  $SNR$  ne s'effectue pas d'une façon linéaire en fonction des itérations. Et effet, il existe une zone, dite tunnel, dans laquelle le  $SNR$  évolue très sensiblement en fonction des itérations traduisant une très faible amélioration dans le processus de décodage. Au delà du tunnel, on remarque que le  $SNR$  augmente de plus en plus vite d'où une vitesse de convergence plus élevée. Le nombre des itérations nécessaires pour traverser le tunnel (qui est fonction de l'espacement entre les deux courbes) est plus élevé pour les faibles  $E_b/N_0$ .

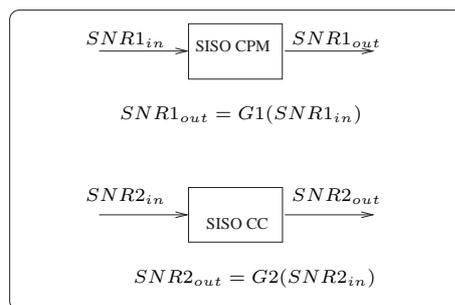


FIG. 4.19: Définition de la fonction de transfert d'un module SISO

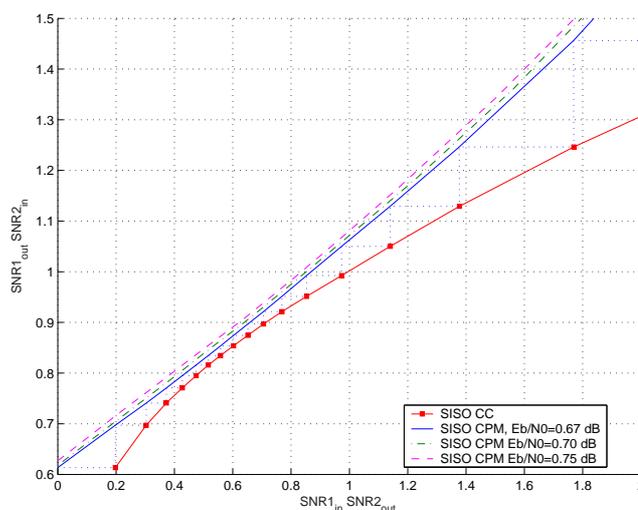
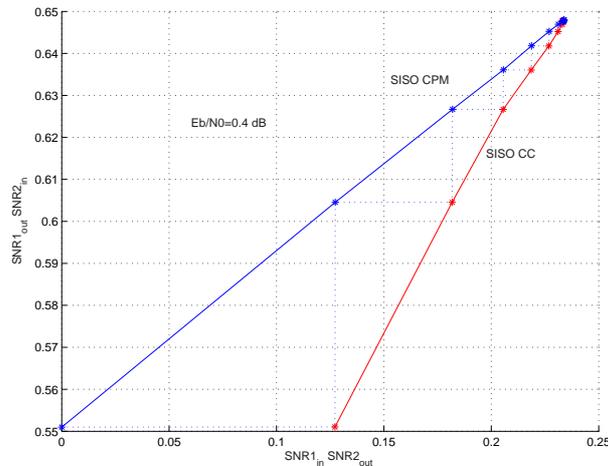


FIG. 4.20: Diagramme de convergence d'une 3RC binaire,  $h=1/2$ , concaténée avec le code (7,5)

Au début du décodage on suppose que tous les bits transmis ont la même probabilité a priori, ainsi la valeur initial de  $SNR1_{in}$  est égale à zéro. Par contre, la valeur initiale de  $SNR1_{out}$  est fonction du rapport  $E_b/N_0$ , plus précisément c'est une fonction croissante de ce rapport comme c'est illustré sur la figure 4.20. On peut aussi remarquer que le processus de décodage converge plus vite pour les valeurs plus élevées du  $E_b/N_0$ .

Une diminution du  $E_b/N_0$  en dessous d'un certain seuil, dit seuil de décodage, résulte à l'intersection des deux courbes. A partir de ce point d'intersection, le SNR n'évolue plus avec les itérations et les performances de décodage ne s'améliorent plus même pour un entrelaceur de taille infinie. Les simulations pour une valeur de  $E_b/N_0 = 0.4dB$  montrent que, dans ce cas, le tunnel se ferme comme c'est illustré sur la figure 4.21. Pour cette valeur du  $E_b/N_0$  on remarque que le  $SNR$  est majoré et il n'évolue plus à partir d'un certain nombre d'itération. Le processus de décodage converge alors vers un taux d'erreur binaire non nul quand on augmente le nombre des itérations. La valeur finale du  $TEB$  est fonction du  $SNR$  au moment de la fermeture du tunnel. Dans le cas de la 3RC binaire,  $h=1/2$ , concaténée avec le code (7,5) le seuil de décodage est voisin de 0.65 dB, alors qu'il

est de l'ordre de 1.05 dB dans le cas de la 1REC avec  $h = 1/2$  concaténée avec le même code.



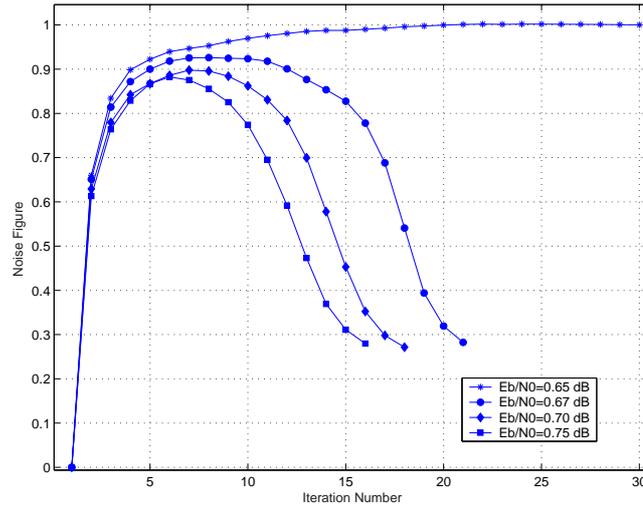
**FIG. 4.21:** Diagramme de convergence d'une 3RC binaire,  $h=1/2$ , concaténée avec le code (7,5),  $E_b/N_0 = 0.4dB$

Un autre outil d'analyse du processus itératif consiste à étudier l'évolution du  $SNR$  après le passage dans les deux SISO. Cette étude est effectuée grâce à la définition d'un facteur de bruit (dit *Noise Figure*)[25] par  $F = SNR_{1_{in}}/SNR_{2_{out}}$ . Vue que le SISO CPM ne dispose d'aucune information a priori au début du processus de décodage la valeur initiale du facteur du bruit est égale à zéro. Cette valeur augmente ensuite avant d'atteindre un maximum. En cas de convergence, le facteur du bruit diminue ensuite avec les itérations traduisant l'amélioration du  $SNR$  en fonction des itérations. Dans le cas contraire, le facteur de bruit continue à augmenter avec les itérations tout en ayant une valeur très proche de 1. La figure 4.22 montre l'évolution du facteur de bruit pour la même forme d'onde considérée précédemment et pour différentes valeurs du  $E_b/N_0$ .

### Application du diagramme de convergence

Le diagramme de convergence peut être utilisé pour analyser qualitativement certains comportements du processus de décodage itératif dans différentes configurations. Cependant, il est important de mentionner que les résultats d'analyse issus du diagramme de convergence ne permettent pas d'étudier le rôle de la nature de l'entrelaceur. Dans une première série de simulation nous avons tracé le diagramme pour différents codes convolutifs de rendement  $1/2$  concaténés avec la 3RC binaire,  $h = 1/2$ . Le diagramme est illustré sur la figure 4.23.

On peut lire sur les différents diagrammes que les codes ayant une faible longueur de contrainte ont une plus grande vitesse de convergence au début du processus de décodage (faible SNR). Ces codes possèdent aussi un seuil de décodage qui est plus faible.



**FIG. 4.22:** Evolution du facteur de bruit en fonction des itérations dans le cas d'une 3RC binaire avec  $h = 1/2$

Ce fait explique le résultat trouvé sur la figure 4.13 où le code (2,3) offre les meilleures performances à faible  $E_b/N_0$ .

Pour des valeurs plus élevées du  $SNR$  la situation est inversée, les codes ayant une longueur de contrainte plus élevée offrent une convergence plus rapide. Par conséquent ces codes vont atteindre de palier d'erreur (*error floor*) à un TEB plus faible. On peut conclure aussi les codes ayant une longueur de contrainte plus élevée nécessitent un plus grand nombre d'itérations pour assurer la convergence du processus de décodage.

Enfin, l'autre point important à évoquer est celui de l'allure de la fonction de transfert du SISO du code convolutif qui devient linéaire après un certain nombre d'itérations. On retrouve ici le résultat indiqué dans [25] qui nous permet d'écrire que pour les fortes valeurs du  $SNR$

$$SNR_{out} = (d_{free} - 1)SNR_{in}$$

Où  $d_{free}$  est la distance libre du code. Les données qui figurent dans le tableau 4.1 confirment cette formule.

## 4.6 Conception d'une Forme d'Onde Adaptative

Dans le chapitre 2, nous avons souligné la nécessité d'une forme d'onde adaptative pour les futurs systèmes des télécommunications par satellite en bande Ka. Certaines solutions existantes basées sur les modulations linéaires ont été rappelées dans le même chapitre. La diversité des schémas CPM ainsi que leurs performances font que cette classe de modulation constitue une alternative prometteuse pour la conception d'une forme d'onde adaptative. Les CPM offrent un jeu de paramètre qui permet de modifier les performances de la forme d'onde d'une manière plus souple que dans le cas d'une modulation classique.

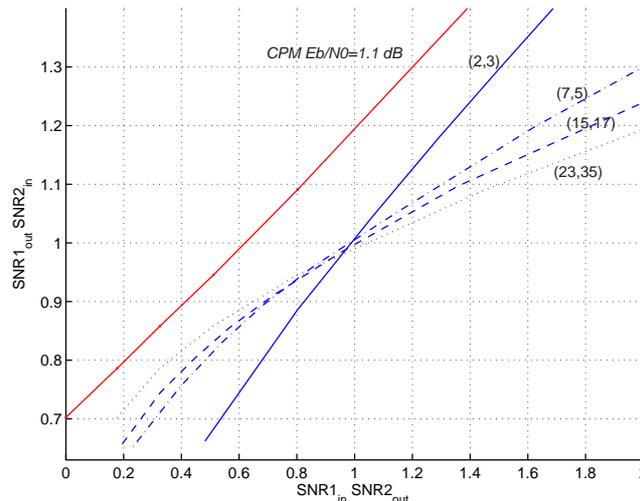


FIG. 4.23: Diagramme de convergence pour différents codes de rendement 1/2

Dans le schéma de codage/modulation qui consiste à la concaténation série d'une CPM avec un code convolutif, les paramètres susceptibles d'être modifiés pour la conception d'une forme d'onde adaptative sont :

- Le code Convolutif
- L'ordre de la modulation
- La réponse en fréquence  $g(t)$
- La longueur de la réponse en fréquence  $L$
- L'indice de modulation  $h$

Dans une première étape, on s'intéresse seulement aux paramètres de la CPM. Rappelons ici qu'une forme d'onde adaptative doit avoir plusieurs points de fonctionnement qui permettent de compenser le plus de dégradations possibles tout en offrant une efficacité spectrale acceptable. Le passage d'un mode (point de fonctionnement) à un autre doit s'effectuer avec une complexité minimale au niveau des éléments de la chaîne de communication.

Garder une structure et une complexité du treillis de la CPM inchangées permet de réduire la complexité de l'opération de switch entre les différents modes. Sachant que le treillis comporte  $pM^{L-1}$  états et  $pM^L$  transitions, la façon la plus simple de garder une même complexité consiste à considérer un ordre de modulation constant et une longueur de la réponse en fréquence constante. Nous pouvons ainsi modifier la réponse en fréquence et l'indice de modulation tout en gardant constant son dénominateur  $p$ . Cette contrainte n'est pas très pénalisante puisque l'indice de modulation est le paramètre qui affecte le plus les performances de la modulation. Dans un premier temps nous allons adopter une réponse en fréquence en cosinus surélevé. Cette réponse en fréquence est plus plausible en pratique notamment grâce à un niveau de puissance transmise hors bande plus réduit que dans le cas de la réponse en fréquence rectangulaire. Elle induit ainsi un niveau d'interférence plus réduit la rendant plus attractive lors d'une communication multi-utilisateurs.

Afin de sélectionner une forme d'onde efficace, nous avons considéré, dans notre étude, trois schémas CPM, une binaire, une quaternaire et une octale. Les performances de chaque schéma sont évaluées pour différents indices de modulation. Le schéma binaire est la 3RC, comme nous l'avons vu dans le paragraphe 4.4.3 de ce chapitre, ce schéma offre des performances en spectre et en puissance assez intéressantes. Pour les schémas d'ordre supérieur, nous avons écarté les CPM à réponse totales, car elles offrent, en générale, une faible efficacité spectrale. Pour des raisons de complexité, une longueur de réponse en fréquence de  $2T$  a été adoptée dans les deux cas. Autrement dit, nous avons adopté la 2RC quaternaire et la 2RC octale, le codage adopté étant le codage de Gray. Les trois schémas en question ont été simulés avec le code (7,5) et avec une taille d'entrelaceur de 1024. Le tableau 4.3 résume les différentes caractéristiques des schémas considérés avec les différents indices de modulation. Contrairement aux CPM binaires et

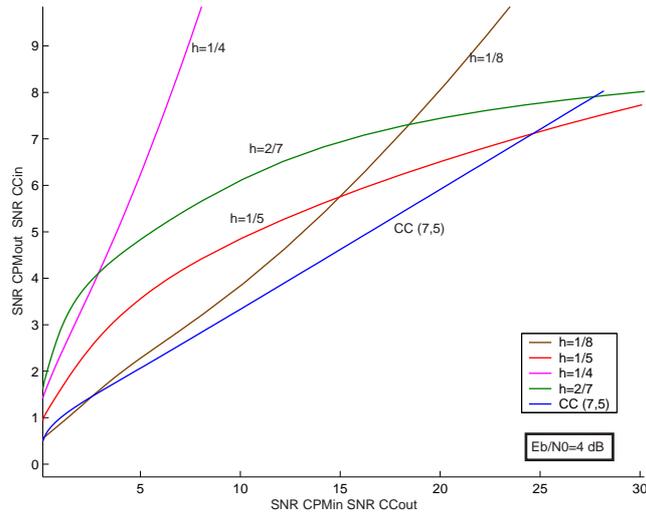
Schéma	Indices de modulation	$pM^{L-1}$	$pM^L$
3RC Binaire	1/5, 3/5, 4/5	20	40
2RC Quaternaire	1/5, 2/5, 4/5	20	80
2RC Octale	1/8, 3/8, 5/8	64	512

**TAB. 4.3:** Différents schémas CPM considérés pour la conception d'une forme d'onde adaptative

quaternaires, les CPM octales offrent des performances en puissance acceptables même à faible indice de modulation, cette propriété justifie, dans ce cas, le choix d'un indice de 1/8. D'une manière générale, pour un même indice de modulation, les performances en puissance augmentent avec l'ordre de la CPM. Cette propriété, illustre l'intérêt du schéma octal puisqu'il permet d'adopter un indice de modulation encore plus faible offrant une meilleure efficacité spectrale. Par contre, les schémas octaux, et dans le cas d'un codage Gray, souffrent de la multitude des indices de modulation médiocres [37], ces indices offrent une mauvaise efficacité en puissance. Dans le cas d'une CPM octale avec un codage de Gray, les indices en question sont du type [37] :

$$h \in \{l/3, l/5, l/7, \quad l \geq 1\}$$

Sur la figure 4.24 on peut remarquer que les CPM octales à indice médiocre montrent des propriétés de convergence assez satisfaisantes au début du processus de décodage. Ces propriétés font que ces schémas offrent de bonnes performances dans la zone dite *water flow*. Ce résultat a été confirmé par les simulations du TEB. Les courbes du TEB montrent que ces schémas restent efficaces jusqu'à un taux d'erreur binaire inférieur à  $10^{-5}$ . La concavité de la courbe du SNR relative à un indice médiocre signifie que cette courbe va nécessairement se croiser avec celle associée au SNR du code convolutif (courbe convexe). Cette intersection signifie que le taux d'erreur binaire final converge vers une valeur finie non nulle. Ce fait montre que ce genre de schéma offrira des performances relativement médiocres dans la zone du TEB dite palier d'erreur (*error floor*).



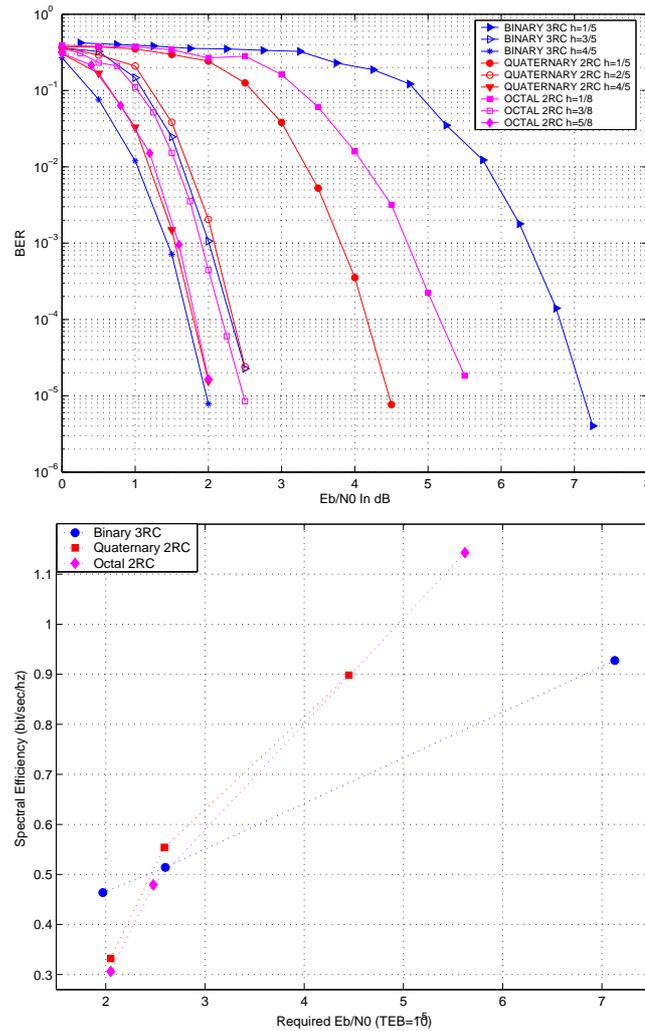
**FIG. 4.24:** Diagramme de convergence de la 2RC octale pour différents indices de modulation avec un codage de Gray

En conclusion, l'adoption ou non des schémas octaux avec des indices de modulation médiocres est fonction du taux d'erreur binaire visé en sortie du décodeur. Elles ne sont donc pas très attractives dans le cas d'une transmission d'un contenu multimédia où une transmission sans erreur est requise.

L'autre difficulté relative aux CPM octales consiste à la complexité requise à partir du moment où des schémas à réponse partielle sont adoptés. Les résultats des simulations du taux d'erreur binaire, ainsi que l'efficacité spectrale de chaque forme d'onde sont montrés sur la figure 4.25.

A faible  $E_b/N_0$ , le schéma binaire est bien plus intéressant en termes d'efficacité spectrale et complexité. Même si les performances en puissance sont presque équivalentes à un TEB de  $10^{-5}$ , les schémas quaternaires et octaux sont plus performants à des TEB plus faible. La courbe d'évolution du TEB à faible  $E_b/N_0$  est plus raide dans le cas des CPM non binaires. Il est important de rappeler ici que dans le cas de la CPM octale nous disposons d'une marge supplémentaire en puissance puisque l'indice de modulation maximale que nous avons considéré n'est que de  $5/8$  alors qu'il vaut  $h = 4/5$  dans les autres configurations.

Même si l'interpolation linéaire entre les différents points n'est pas parfaitement vérifiée. Il est possible de dire que pour les valeurs moyennes du  $E_b/N_0$  le schéma quaternaire offre une meilleure efficacité en spectre. L'adoption d'un indice de modulation inférieur à  $h = 1/5$  améliore l'efficacité spectrale de la forme d'onde. Cependant, les performances en puissance commencent à se dégrader rapidement, et le gain obtenu en bande passante ne justifie pas cette dégradation. Par exemple, la 2RC quaternaire avec un indice de modulation  $h = 1/8$  nécessite 8.1 dB pour un TEB de  $10^{-5}$ , l'efficacité spectrale est de 1.14 bits/s/Hz. Le Schéma quaternaire est ainsi moins performant que le schéma octal puisque ce dernier nécessite 5.6 dB à un TEB de  $10^{-5}$  tout en offrant la même efficacité spectrale.



**FIG. 4.25:** Performances en spectre et en puissance de quelques schémas CPM et pour différents indices de modulation. Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations, Code (7,5)

D'une manière générale, la 2RC octale continue à offrir une haute efficacité spectrale avec des performances en puissance acceptables même pour des très faibles indices de modulation. Cette propriété rend le schéma octal plus intéressant pour les forts rapports  $E_b/N_0$  ou encore lors des conditions de propagation favorables car il permet d'obtenir une haute efficacité spectrale. L'intérêt se justifie encore plus sachant que le point de fonctionnement nominal correspond aux conditions de propagation favorables. L'inconvénient de ce schéma se résume essentiellement par la grande complexité requise par le processus de décodage.

Il est évident que la conception d'une forme d'onde adaptative qui adopte le schéma le plus optimal en terme de performances pour les différentes conditions de propagation est pratiquement irréalisable. Ce fait se justifie par la grande complexité requise, puisque la structure du récepteur varie remarquablement d'un schéma à l'autre. Le choix final

est fonction des objectifs du système. Le schéma binaire est plus intéressant si le critère de complexité, et donc le coût du récepteur est considéré comme critère prioritaire. Le schéma octal est, par contre, plus attractif si on veut obtenir une meilleure exploitation des ressources spectrales. La 2RC quaternaire constitue une solution intermédiaire entre le schéma binaire et le schéma octal.

### **Amélioration de l'efficacité spectrale**

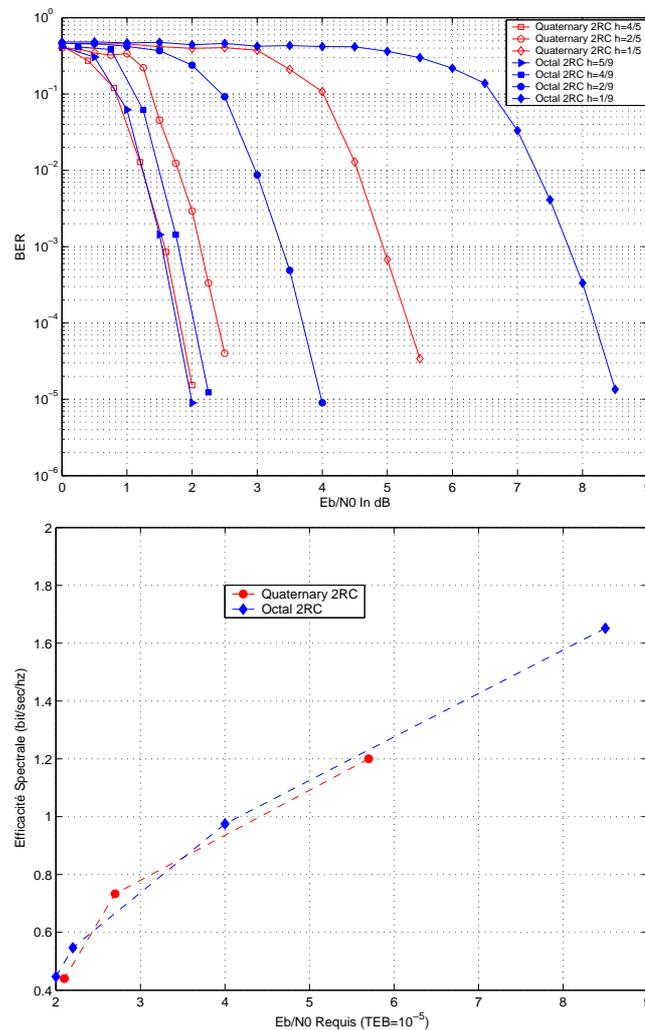
L'adoption d'une forme d'onde à haute efficacité spectrale est un facteur clé pour le succès des futurs systèmes satellite de transmission des applications multimédia en bande Ka. Dans notre contexte, l'utilisation d'un code convolutif de rendement  $1/2$  entrave la conception d'une forme d'onde qui offre une haute capacité pour le système. Des codes avec des rendements supérieurs et qui offrent aussi des performances en puissance acceptables doivent être utilisés. Malheureusement, le schéma de codage dont nous disposons n'est pas favorable à l'application d'une technique de poinçonnage efficace. En effet, lors d'une concaténation série de deux codes convolutifs, le processus de poinçonnage s'applique toujours au code interne. Dans le cas d'un module de codage CPM il est impossible d'appliquer un processus de poinçonnage équivalent. D'une part, et contrairement à un code convolutif, les sorties d'un modulateur CPM sont des signaux continus et il n'est pas possible de les transmettre partiellement. On est alors ramener soit à transmettre l'impulsion en totalité soit à ne pas la transmettre. D'autre part, la contrainte de continuité de la phase du signal transmis fait que l'impulsion transmise à un instant  $kT$  dépend de celle transmise à l'instant  $(k-1)T$ . La suppression d'une ou de plusieurs impulsions fait perdre au signal transmis la propriété de continuité de phase d'où une augmentation de son occupation spectrale.

Le poinçonnage du codeur externe ne constitue pas une alternative efficace, dans ce cas, les bits poinçonnés en sortie du codeur ne passent pas à travers le codeur CPM. Par conséquent le décodeur CPM ne peut fournir aucune information relative à ces bits qui ne profitent donc pas du processus de décodage itératif. Ce fait limite fortement les performances en puissance de la forme d'onde. Les résultats des simulations confirment bien le mauvais comportement d'une telle technique de poinçonnage. Cependant, nous avons remarquer suite à des simulations du TEB, que pour des codes de rendement  $1/2$ , les performances sont meilleures pour les codes à longueur de contrainte élevée.

Faute d'un processus de poinçonnage efficace, et pour améliorer l'efficacité spectrale de la forme d'onde, nous avons adopté des codes authentiques (*mother codes*) de rendement supérieurs à  $1/2$ . Comme nous l'avons déjà vu, les CPM d'ordre supérieur offrent une meilleure efficacité spectrale que les schémas binaires. Il est donc plus naturel de considérer ces schémas si nous cherchons à concevoir une forme d'onde avec une haute efficacité spectrale. Malheureusement, les nouveaux codes nécessitent une complexité largement supérieure à celle du code (7,5). Il reste alors à vérifier si le gain obtenu en efficacité spectrale permet de justifier cette complexité supplémentaire.

L'utilisation du vrai code convolutif au lieu du code poinçonné rend plus complexe la conception d'une forme d'onde adaptative avec un taux de codage variable. Ainsi nous sommes ramenés à adopter un seul taux de codage durant toute la durée de la transmission

te l'adaptativité est assurée grâce à la modification de l'indice de la modulation. Malheureusement, les codes ayant un fort rendement et qui offrent de bonnes performances en puissance nécessitent une grande complexité. Par exemple, le code de rendement  $4/5$  et de longueur de contrainte 2 contient 16 états et 256 transitions tout en ayant une distance libre  $d_{free} = 3$ . Le code de rendement  $2/3$  de longueur de contrainte 3 est un code attractif. Le treillis associé à ce code contient 16 états et 64 transitions, la distance libre du code est de 5. Ce code a été testé avec des CPM octales et quaternaires. Les résultats des simulations sont illustrés sur la figure 4.26. Sur la figure on peut déduire que les performances des CPM Octales et Quaternaires pour des points de fonctionnement à faibles et moyens  $E_b/N_0$  sont assez proches. Par conséquent et pour des arguments de complexité, la CPM Quaternaire est plus avantageuse dans ce cas. L'avantage de la CPM octale est d'offrir une haute efficacité spectrale lors des conditions de propagation favorables.



**FIG. 4.26:** Performances en spectre et en puissance de quelques schémas CPM et pour différents indices de modulation. Taille entrelaceur 1024, 8 Itérations, Code de rendement  $2/3$ , 16 états

## 4.7 Performances en Mode MF-TDMA

### 4.7.1 Présentation et modèle

Afin d'augmenter la capacité des futurs systèmes de communications spatiales, les nouvelles générations de satellites offrent une couverture multi-faisceaux. Ce type de couverture permet une exploitation plus optimale de la puissance disponible à bord du satellite. Le satellite transmet le signal seulement vers les zones concernées améliorant ainsi le bilan de liaison. Ce type de couverture permet aussi la réutilisation de fréquence (*frequency re-use*) qui consiste à l'exploitation multiple d'une seule fréquence sur des faisceaux différents.

Dans ce contexte de couverture multi-faisceaux avec réutilisation de fréquence, les lobes principaux d'un faisceau peuvent interférer avec les lobes secondaires d'un autre faisceau opérant à une même fréquence. Ce type d'interférences est dit interférences intra-canal (*Co-Channel Interference*). En pratique, on arrive souvent à réduire le niveau des signaux interférant en optimisant l'allocation des fréquences aux différentes zones de couverture. Ces interférences ne seront pas considérées dans la suite de ce manuscrit.

Afin de partager les ressources spectrales et temporelles entre les différents utilisateurs, la technique MF-TDMA est adoptée comme solution d'accès multiple. Le canal alloué est divisé en plusieurs sous bandes dont chacune est utilisée par plusieurs utilisateurs mais d'une manière non simultanée. Chaque utilisateur dispose d'un intervalle de temps pendant lequel il peut communiquer avec le satellite. L'utilisation de plusieurs porteuses pour une transmission sur un seul canal résulte nécessairement à des interférences entre les différents signaux transmis dans des sous canaux disjoints. Ce type d'interférences est dit interférence inter-canal (*Inter-Channel Interference*). Dans ce cas, le niveau des interférences est fortement dépendant de l'allure du spectre du signal transmis et de l'espacement entre deux porteuses adjacentes. Un intervalle de garde peut être introduit pour réduire l'effet des canaux adjacents.

Au niveau du récepteur, le signal multiplex reçu s'écrit comme étant la somme d'un signal utile et d'un signal interférant. On suppose que les différents signaux transmis correspondent à des séquences transmises indépendantes. Les signaux interférant arrivent avec un retard de phase  $\theta_i$  un retard de propagation  $\tau_i$  aléatoires et indépendants. Ils ont une amplitude  $\delta_i$  relativement au signal utile. Deux porteuses adjacentes sont séparées d'un intervalle de fréquence  $\Delta f$ , le signal multiplex peut ainsi être modélisé par l'équation suivante :

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(\underline{a}, (t))) + n(t) \\ + \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{\substack{i=k_1 \\ i \neq 0}}^{k_2} \delta_i \cos(2\pi (f_0 + i\Delta f) (t - \tau_i) + \varphi(\underline{a}_i, t - \tau_i) + \theta_i)$$

En mode multi-porteuses, le niveau des interférences est directement lié à l'espacement entre les porteuses adjacentes. Un fort espacement permet de réduire le niveau des interférences mais il dégrade aussi la capacité totale du système. Un faible espacement entre

porteuses quand à lui, permet une augmentation de la capacité du système, par contre il dégrade la qualité du signal affectant ainsi le bilan de liaison de chaque utilisateur ce qui résulte à une baisse de la disponibilité du système. Le niveau des interférences devient plus important si la porteuse utile subie une atténuation par rapport aux autres porteuses. Cette situation est possible dans le contexte d'une transmission en bande Ka, notamment à causes des conditions de propagations qui sont assez rigoureuses et qui peuvent varier d'un utilisateur à un autre. Dans certains cas extrêmes, une interruption du service peut être causée par les interférences avec les autres utilisateurs. Il est important de souligner ici l'intérêt du choix du schémas CPM pour diminuer le niveau des interférences. Ce fait constitue la principale motivation de l'utilisation des CPM à réponse partielle et avec une réponse ne fréquence en cosinus surélevé.

#### 4.7.2 Performances en mode multi-porteuses

Le but de ce paragraphe est d'évaluer les pertes en puissance à cause des interférences induites par les canaux adjacents [19]. La dégradation est évaluée dans le cas d'une 2RC octale et une 2RC quaternaire et pour différents indices de modulation.

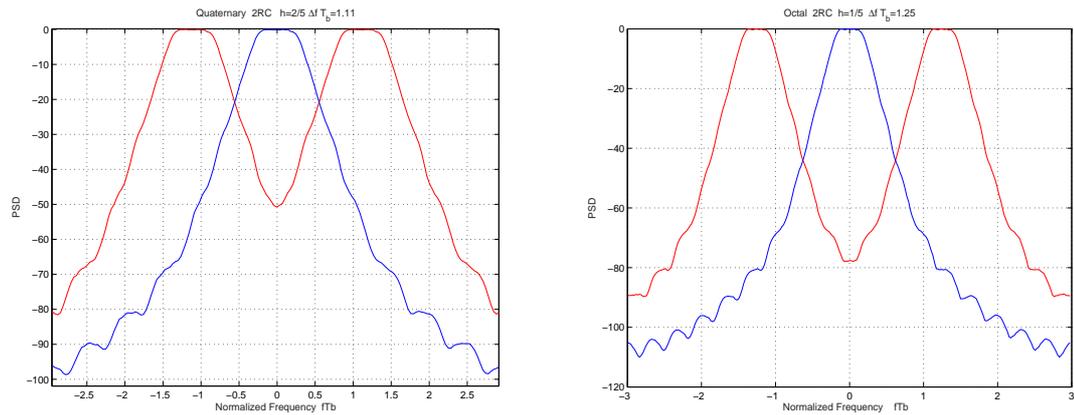
##### *Environnement de simulations*

Nous avons vu d'après les résultats des simulations que les CPM quaternaires et octales adoptées ci-dessus sont plus attractives que le schéma binaire d'une point de vue performances en spectre et en puissance. Il sera alors intéressant d'évaluer leurs performances en présence d'autres porteuses adjacentes, et d'une manière plus générale de savoir le quel de deux schémas offre une meilleure résistance face aux interférences.

Désormais, pour des raisons de simplicité, on fait l'hypothèse que les différents utilisateurs adoptent le même schéma CPM et qu'ils transmettent une même puissance. Lors des simulations on considère seulement le cas de deux porteuses supplémentaires en plus de la porteuse utile. Ce choix se justifie par le fait que les deux porteuses adjacentes sont celles qui contribuent le plus dans le signal interférant. Le signal reçu peut alors s'écrire :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(\underline{a}, t)) + n(t) \\
 &+ \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi (f_0 + \Delta f) (t - \tau_1) + \varphi(\underline{a}_1, t - \tau_1) + \theta_1) \\
 &+ \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi (f_0 - \Delta f) (t - \tau_2) + \varphi(\underline{a}_2, t - \tau_2) + \theta_2)
 \end{aligned}$$

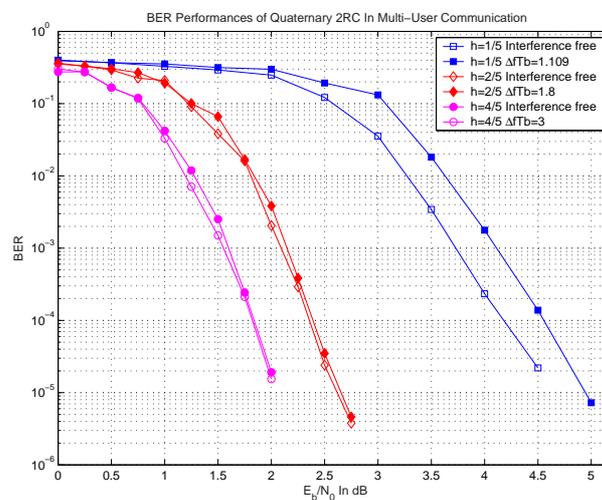
Où  $\theta_1, \theta_2$  sont deux phases aléatoires dans  $[0 \ 2\pi]$  et  $\tau_1, \tau_2$  sont deux retards aléatoires dans  $[0 \ T]$ . Une allure du spectre du signal reçu est illustrée sur la figure 4.7.2 dans le cas d'une CPM quaternaire (2RC,  $h=2/5$ ) et d'une CPM octale (2RC,  $h=1/5$ ). L'espacement entre les deux porteuses adjacentes est égal à la bande spectrale bilatérale occupée par chaque signal (pas d'intervalle de garde entre porteuses adjacentes). Il vaut respectivement  $\Delta f T_b = 1.11$  et  $\Delta f T_b = 1.25$ .



**FIG. 4.27:** Allure du spectre d'un signal CPM en mode multi-porteuse, cas d'une 2RC quaternaire et une 2RC octale

### Simulation du taux d'erreur binaire

Dans les premières simulations, nous avons considéré les CPM quaternaires et octales du tableau 4.3. L'espacement entre porteuses adjacentes est égal exactement à la bande à 99% occupée par le signal CPM. La taille de l'entrelaceur est toujours de 1024 bits de code, le code convolutif est le code de rendement 1/2 (7,5). Le taux d'erreur binaire est donné après 6 itérations. Les performances des schémas quaternaires et octales sont montrées respectivement sur les figures 4.28 et 4.29.



**FIG. 4.28:** Taux d'erreur binaire d'une 2RC quaternaire en présence de porteuses adjacentes

Selon les résultats on peut déduire que globalement la 2RC quaternaire offre une meilleure résistance face aux interférences que la 2RC octale. Cependant, dans les deux cas, les schémas avec un faible indice de modulation sont plus sensibles aux interférences

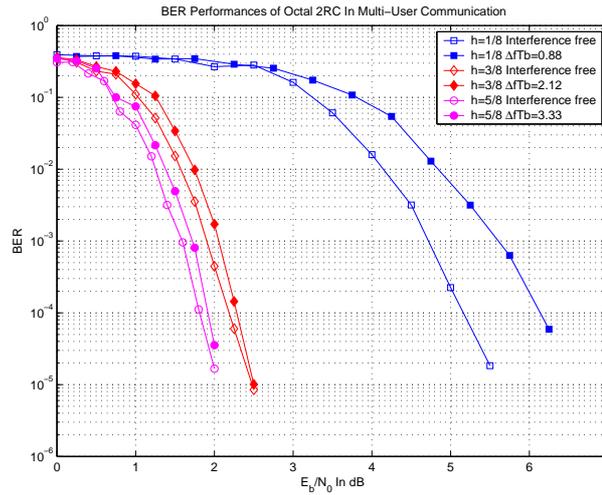


FIG. 4.29: Taux d'erreur binaire d'une 2RC octale en présence de porteuses adjacentes

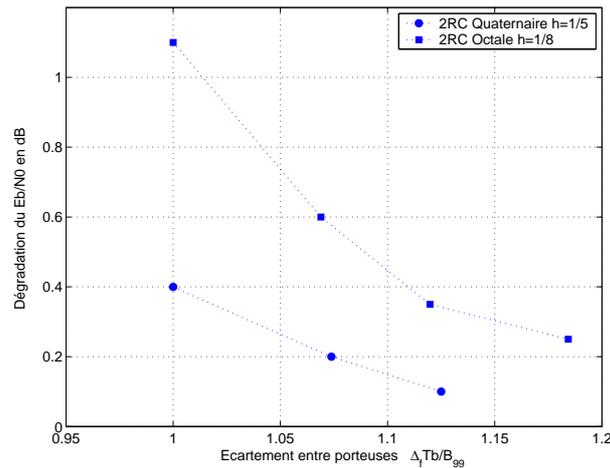
que celles ayant un indice de modulation plus élevé. La dégradation est de l'ordre de 0.25 dB pour la 2RC quaternaire avec  $h=1/5$  ( $TEB = 10^{-5}$ ), elle atteint 1 dB dans le cas de la 2RC octale avec  $h=1/8$ . La dégradation peut être considérée comme négligeable dans le cas des schémas avec un indice de modulation moyen ou élevé.

Il est clair qu'une perte aussi importante dans le cas d'un faible indice de modulation est intolérable, il est alors nécessaire de considérer un espacement entre porteuses plus important pour réduire le niveau des interférences. La figure 4.30 illustre la perte en puissance en fonction de l'espacement entre porteuses dans le cas de la 2RC quaternaire  $h=1/5$  et la 2RC octale avec  $h=1/8$ , les résultats sont donnés pour un TEB de  $10^{-5}$ . L'écart entre deux porteuses adjacentes est donné relativement à la bande occupée (définition à 99%) par le signal utile, notée  $B_{99}$ . Dans le cas de la CPM octale on remarque que pour compenser une perte de 0.85 dB due aux interférences, nous devons sacrifier près de 18% de la bande passante. Dans le cas d'une la 2RC quaternaire nous devons sacrifier 13% de la bande passante pour compenser 0.3 dB. La dégradation peut être plus conséquente si la porteuse utile subie une atténuation par rapport aux autres porteuses.

## 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, les principes des processus de décodage itératif ont été rappelés. La forte analogie qui existe entre un modulateur CPM et un code convolutif récursif a permis d'appliquer ce type de processus dans le cas d'une CPM concaténée en série avec un code convolutif non récursif non systématique. Différents schémas CPM ont été considérés lors des simulations, les résultats ont montré les bonnes performances d'un tel processus de codage.

Nous avons aussi vu que la conception d'une forme d'onde efficace nécessite la prise



**FIG. 4.30:** Pertes en puissance en fonction de l'espacement entre porteuses adjacentes. Cas d'une 2RC quaternaire,  $h=1/5$  et d'une 2RC octale  $h=1/8$

en considération de plusieurs paramètres tels que les performances en puissance et en spectre, la complexité, ainsi que la résistance face aux interférences. Tenant compte de toutes ces contraintes, une réponse en fréquence en cosinus surélevé a été adoptée. Même s'ils offrent une complexité relativement réduite, les CPM à réponses totale (*full response*) ne sont pas très attractives d'un point de vue efficacité spectrale. Dans le cas d'une CPM d'ordre supérieur, une longueur de la réponse en fréquence supérieure à  $2T$  requiert une très grande complexité. Par conséquent une réponse en fréquence de longueur  $2T$  constitue le meilleur compromis.

Les résultats des simulations ont montré que les schémas quaternaires et octaux sont plus attractifs que le schéma binaire d'un point de vue performances pour les moyennes et fortes valeurs du  $E_b/N_0$ . Les schémas binaires sont plus performantes à faible  $E_b/N_0$ , et vu leur faible complexité ils sont nettement plus intéressantes lors des conditions de propagation défavorables. Les CPM d'ordre supérieur sont plus adaptées aux communications à haute efficacité spectrale, les schémas octaux sont particulièrement plus intéressants. Par exemple, la 2RC,  $h=1/9$ , permet d'offrir une efficacité spectrale de l'ordre de  $1.65 \text{ bits/s/Hz}$  lors de la concaténation avec le code de rendement  $2/3$  à 16 états, un taux d'erreur binaire de  $10^{-5}$  est obtenu pour  $E_b/N_0 = 8.5 \text{ dB}$ . Toutefois, les CPM octales souffrent d'une complexité largement supérieure à celle requise par les schémas d'ordre moins élevé. La question de complexité est très critique dans ce contexte car il s'agit d'un récepteur bord.

Concernant l'adaptativité, nous avons vu qu'une forme d'onde adaptative basée sur le changement de l'indice de modulation constitue la solution la plus attractive. La seule condition consiste à adopter des indices de modulation ayant un même dénominateur. Ainsi le passage d'un schéma à un autre ne nécessite que le changement des filtres adaptés ainsi que quelques données internes au récepteur. Il est aussi possible de modifier la réponse en fréquence sans aucune complexité supplémentaire.

L'évaluation de performances de quelques CPM en mode de communication multi-utilisateurs a montré que la 2RC octale est plus sensible aux interférences que la 2RC quaternaire. Nous avons aussi montré que les CPM ayant un faible indice de modulation (donc une bonne efficacité spectrale) sont affectées davantage. Par exemple, la perte est supérieure à 1 dB dans le cas de la 2RC octale avec un indice de modulation  $h=1/8$ . Un intervalle de garde entre porteuses adjacentes doit être ajouté afin de limiter les pertes en puissance. Malheureusement, cette solution induit une dégradation de l'efficacité spectrale de la forme d'onde et diminue donc l'intérêt de ces schémas.

Enfin il est important de signaler l'inconvénient majeur du schéma de codage adopté qui consiste à l'impossibilité d'appliquer un processus de poinçonnage efficace. Nous étions ainsi ramenés à adopter les codes authentiques pour améliorer l'efficacité spectrale de la forme d'onde. Ce fait induit deux inconvénients majeurs, le premier étant la complexité requise par le nouveau décodeur. Le second est donné par la quasi impossibilité d'adopter un taux de codage variable pour la conception d'une forme adaptative. Rappelons aussi qu'un gain supplémentaire en puissance peut être obtenu grâce à l'optimisation de l'entrelaceur, ce gain est souvent voisin de 0.25 dB.

## Emetteur et Récepteur de Signaux CPM

### 5.1 Introduction

Le terminal utilisateur est un élément essentiel pour le succès des futurs systèmes de télécommunications par satellite en bande Ka. La production des terminaux sur une grande échelle impose une complexité et un coût de production relativement bas. La facilité de l'installation, l'ergonomie ainsi que l'utilisation des terminaux constitue aussi un point important dont il faut tenir compte lors de la conception du terminal. Plusieurs firmes dont **NERA** et **Raytheon** ont produit des terminaux compatibles DVB-RCS opérant en bande Ka, ces terminaux sont constitués d'une unité interne (Indoor Unit) et une unité externe (Outdoor Unit). La seconde unité représente essentiellement le dispositif HF d'émission /réception opérant en bande Ku ou Ka. L'unité interne s'occupe des fonctions de démodulation/modulation, décodage/codage et décompression de données. La liaison entre les deux unités est souvent effectuée en bande L via un câble coaxial.

La conception d'un terminal utilisateur dans le cas d'une modulation CPM nécessite une plus grande complexité que dans le cas d'une forme d'onde linéaire classique. Il est important de rappeler ici que seule la partie émission CPM est intégrée au niveau du terminal utilisateur. La liaison satellite vers terminal étant effectuée grâce à un autre standard, probablement le DVB-S2. Dans un contexte de satellite avec traitement bord, la réception des signaux CPM s'effectue au niveau du satellite. La tâche de synchronisation des signaux CPM, notamment à faible rapport signal sur bruit, est en particulier plus complexe à cause de la forme de l'impulsion qui varie à chaque instant  $kT$ . Concernant l'adaptativité, le passage d'un mode (forme d'onde) à un autre suite à une variation des conditions de propagation doit s'effectuer d'une manière transparente et avec une complexité et un temps de transition réduits.

Ce chapitre est consacré à l'étude du terminal utilisateur (partie émetteur) ainsi que le récepteur CPM embarqué à bord du satellite. On s'intéresse particulièrement aux aspects structure, complexité et adaptativité. Les détails relatifs à l'expression et la forme du signal ainsi que le processus de décodage ont été traités dans les chapitres 3 et 4.

## 5.2 Émetteur CPM

Dans ce chapitre, nous adoptons les mêmes notations que dans le chapitre 3. Le signal CPM analogique, normalisé, présent à la sortie de l'émetteur peut s'écrire sous la forme :

$$s(\underline{u}, t) = I_e(t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi_0) - Q_e(t) \sin(2\pi f_1 t + \varphi_0)$$

A un instant  $t$  tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$ ,  $n < N$ , les termes en phase  $I_e(t)$  et en quadrature  $Q_e(t)$  représentent les composantes du signal en bande de base et peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} I_e(t) &= \cos(\theta(\underline{u}, t) + \theta_n) \\ Q_e(t) &= \sin(\theta(\underline{u}, t) + \theta_n) \end{aligned}$$

$\theta(\underline{u}, t)$  est la phase en sortie du modulateur qui est fonction des  $L$  derniers symboles transmis  $u_{n-L+1}, u_{n-L+2}, \dots, u_{n-2}, u_{n-1}$ . La phase  $\theta_n$  représente l'état de phase du modulateur à l'instant  $nT$ , elle peut prendre  $p$  valeurs possibles.

D'après Rimoldi [46], le modulateur CPM en bande de base peut être décomposé en la concaténation série d'un codeur de phase et un modulateur sans mémoire. Le codeur de phase permet de calculer l'état du modulateur, à savoir le vecteur :

$$(\theta_n, u_{n-L+1}, u_{n-L+2}, \dots, u_{n-2}, u_{n-1})$$

Le modulateur sans mémoire produit, en fonction de l'état du modulateur et du dernier symbole émis  $u_n$ , une impulsion continue sur la durée d'un symbole. On rappelle ici qu'il existe  $pM^L$  formes d'impulsion différentes sur chaque voie. Les impulsions transmises sont de la forme  $\cos(\theta_n + \theta(u, t))$  sur la voie en phase, et de la forme  $\sin(\theta_n + \theta(u, t))$  sur la voie quadrature.

Une solution pour la génération des signaux CPM en bande de base consiste à considérer un *Look up Table* qui permet d'associer deux impulsions (en phase et en quadrature) à chaque vecteur en sortie du modulateur de phase. Cette solution nécessite alors le stockage de  $2pM^L$  impulsions différentes. En écrivant les composantes en phase et en quadrature sous la forme :

$$\begin{aligned} I_e(t) &= \cos(\theta_n) \cos(\theta(\underline{u}, t)) - \sin(\theta_n) \sin(\theta(\underline{u}, t)) \\ Q_e(t) &= \sin(\theta_n) \cos(\theta(\underline{u}, t)) + \cos(\theta_n) \sin(\theta(\underline{u}, t)) \end{aligned}$$

Nous pouvons stocker seulement les échantillons des fonctions données par  $\sin(\theta(\underline{u}, t))$  et  $\cos(\theta(\underline{u}, t))$ . La combinaison de ces échantillons avec les valeurs de  $\cos(\theta_n)$  et  $\sin(\theta_n)$  permet de générer toutes les formes possibles du signal mais nécessite seulement le stockage de  $2M^L$  impulsions. La génération d'une pulse continue dans le temps est effectuée grâce à un filtrage passe bas des échantillons obtenus. Le nombre des échantillons nécessaire pour stocker chaque pulse est fonction de la CPM, sa valeur n'est pas très élevée. Dans nos simulations, 2 à 4 échantillons permettent de générer le signal sans aucune perte.

Cette architecture est illustrée sur la figure 5.1. Elle permet de réduire la taille de la mémoire requise par un facteur  $p$ . En plus, cette solution fait que cette mémoire est indépendante de l'indice de modulation.

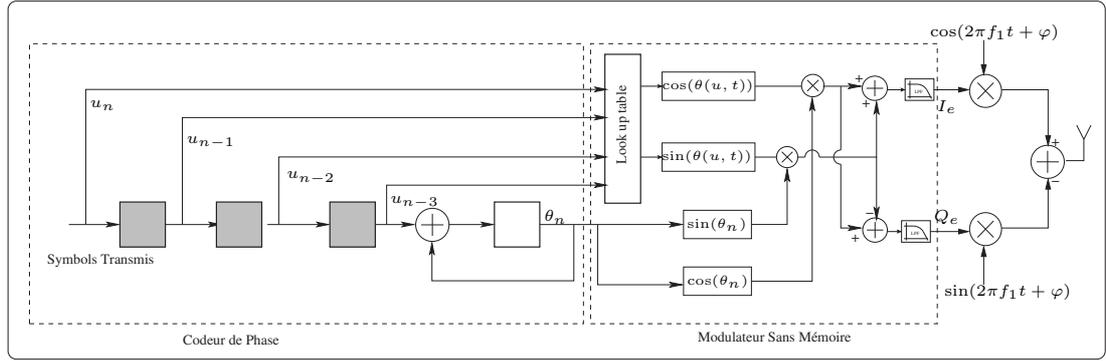


FIG. 5.1: Structure générale d'un émetteur CPM

Les signaux obtenus en bande de base sont ensuite transmis sur deux porteuses orthogonales. Rappelons ici que la décomposition de Rimoldi [46] est utilisée et par conséquent la fréquence porteuse doit être décalée par rapport à la fréquence de base  $f_0$  suivant la relation 5.1 où  $T$  représente la durée d'un symbole.

$$f_1 = f_0 - \frac{h(M-1)}{T} \quad (5.1)$$

La nouvelle fréquence  $f_1$  est ainsi fonction de l'indice de modulation et du débit symbole. Cependant, le spectre du signal transmis reste toujours centré autour de la fréquence  $f_0$  quelque soit les paramètres de la forme d'onde. Modifier les paramètres de la forme d'onde ne nécessite pas une complexité supplémentaire au niveau de la synchronisation.

### 5.3 Récepteur des signaux CPM

Dans ce paragraphe on suppose que le signal reçu est parfaitement synchronisé, on s'intéresse ainsi au récepteur CPM cohérent. La complexité du récepteur constitue toujours un aspect très important abordé par plusieurs travaux. Des structures de récepteur simplifiées mais sous optimales ont été proposées [50, 29, 24, 32].

Dans [33], Laurent a proposé une décomposition d'un signal CPM binaire sous la forme d'une somme finie de modulations à amplitude d'impulsion (MAI). Le signal CPM s'écrit ainsi

$$s(\underline{u}, t) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \sum_{i=0}^{i=N} b_{ki} C_k(t - iT)$$

$C_k$  est une impulsion de longueur finie, le nombre total des impulsions vaut  $K_0 = 2^{L-1}$ . En général, l'impulsion d'ordre 0, à savoir  $C_0(t)$  contient la contribution majeure dans le signal original. Une bonne approximation du signal original est souvent obtenue en ne considérant que les deux ou trois premières impulsions.

Les séquences  $b_{ki}$  sont directement liées à la séquence transmise, cette dépendance est

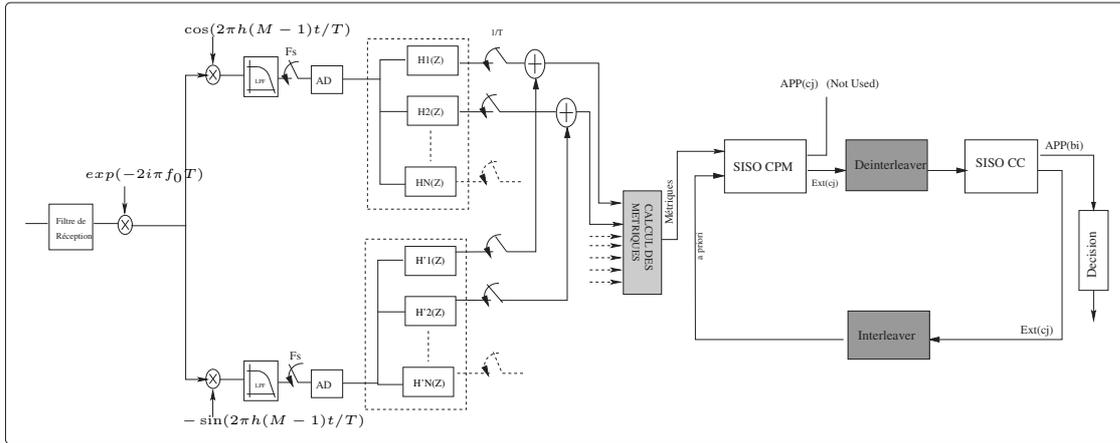


FIG. 5.2: Structure globale d'un récepteur CPM avec filtres adaptés

non linéaire. L'autre point qu'il faut mentionner est que les séquences  $b_{ki}$  ne sont pas statistiquement indépendantes.

L'approximation des modulations CPM par une somme finie des modulations MAI linéaires a permis de concevoir des structures de récepteur sous optimales mais moins complexes dans le cas d'une CPM binaire [32]. Mengali et *al.* ont proposé dans [36] une généralisation de la décomposition de Laurent dans le cas d'une CPM non binaire. Colavolpe [24] a utilisé cette généralisation pour proposer une structure du récepteur dans le cas d'une CPM M-aire.

Malheureusement, la décomposition de Laurent n'est pas très utile dans le cas d'une concaténation série d'une CPM et d'un code convolutif dans un processus de décodage itératif. En effet, les coefficients  $b_{jk}$  associés aux différentes impulsions dépendent d'une manière non linéaire des symboles transmis. Ce fait ne favorise pas le calcul d'une probabilité associée aux symboles transmis à partir des probabilités relatives aux  $b_{jk}$ . Grâce à l'écriture linéaire du signal CPM, la décomposition de Laurent est souvent adoptée lors de la synchronisation des signaux CPM [24].

La réception cohérente des signaux CPM comprend en général deux étapes principales, le filtrage adaptés et le décodage. Dans ce paragraphe nous nous intéressons à l'architecture d'un récepteur CPM avec un processus de décodage itératif tout en tenant compte de l'aspect d'adaptativité du récepteur aux paramètres de la forme d'onde adoptée par l'émetteur. Une architecture globale du récepteur est proposée sur la figure 5.2.

### 5.3.1 Modèle du signal

On note  $y(t)$  le signal reçu à l'entrée du récepteur. Ce signal est, dans le cas d'un canal gaussien, la somme du signal utile et d'un bruit blanc additif gaussien  $n(t)$  soit :

$$y(t) = s(\underline{u}, t) + n(t)$$

La densité spectrale de puissance du bruit canal est modélisée par :

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad f_1 - B/2 < |f| < f_1 + B/2$$

Où  $B$  est la bande fréquentielle allouée avec  $f_1 \gg B$ . Le bruit du canal peut être modélisé par la somme de deux composantes en phase et en quadrature suivant l'expression suivante :

$$n(t) = X(t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi_0) - Y(t) \sin(2\pi f_1 t + \varphi_0)$$

$X$  et  $Y$  sont deux processus gaussiens aléatoires en bande de base, indépendants et gaussiens. Ces deux processus possèdent la même densité spectrale de puissance soit :

$$S_X(f) = S_Y(f) = \frac{N_0}{2} \quad -B/2 < f < B/2$$

### 5.3.2 Filtrage et calcul des métriques

Le signal reçu est d'abord filtré par un filtre de réception, il est ensuite converti en bande de base. Sans perte de généralité la phase  $\varphi_0$  est désormais supposée égale à zéro. Les composantes normalisées en phase et en quadrature du signal reçu en bande de base, notées respectivement  $I_r(t)$  et  $Q_r(t)$  sont données par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} I_r(t) &= \cos(\theta(\underline{u}, t) + \theta_n) + X(t) \\ Q_r(t) &= \sin(\theta(\underline{u}, t) + \theta_n) + Y(t) \end{aligned}$$

La première étape consiste à projeter le signal reçu sur une période symbole sur l'espace signal généré par les différentes impulsions transmises. Cette opération s'effectue en filtrant le signal reçu par les filtres adaptés aux différentes impulsions transmises. Cette projection permet, entre autre, d'éliminer la contribution de la composante du bruit en dehors de l'espace signal. Il existe  $pM^L$  impulsions différentes sur chacune des voies en phase et en quadrature. Ainsi, le signal reçu sur une période symbole est d'abord représenté par deux vecteurs chacun de taille  $pM^L$ . Ces deux vecteurs sont combinés pour produire un vecteur de taille  $pM^L$ . A l'instant  $kT$  la composante d'ordre  $i$ ,  $1 \leq i \leq pM^L$ , du vecteur coordonnées, noté  $r_k(t)$ , est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} r_k(i) &= \int_{kT}^{(k+1)T} I_r(t) \cos(\theta(\hat{\underline{u}}, t - kT) + \hat{\theta}) \\ &\quad - \int_{kT}^{(k+1)T} Q_r(t) \sin(\theta(\hat{\underline{u}}, t - kT) + \hat{\theta}) \end{aligned}$$

Ce calcul est effectué pour toutes les  $p$  valeurs possibles de l'état de phase  $\hat{\theta}$  et les  $M^L$  valeurs possibles de  $\hat{\underline{u}}$ . Les coordonnées obtenues permettent de calculer la métrique de chaque transition dans le treillis. Les métriques élémentaires peuvent être interprétées comme étant le résultat de l'intercorrélation entre les composantes en phase et en quadrature du signal reçu et une impulsion temporelle de durée  $T$ . Les différentes impulsions

sont données par  $\cos(\theta(\hat{u}, \tau) + \hat{\theta})$  et  $\sin(\theta(\hat{u}, \tau) + \hat{\theta})$ .

Le vecteur  $r_k$  peut aussi être obtenu, d'une manière équivalente, en considérant la sortie de  $2pM^L$  filtres adaptés échantillonnées toutes les  $T$  secondes. Les réponses des différents filtres sont adaptés aux différentes impulsions en phase et en quadratures transmises.

Désormais, et pour des raisons de simplicité, on travaillera dans le domaine complexe, les opérations de filtrage et de calcul des métriques sont effectuées dans le corps des complexes  $\mathbb{C}$ . On considère un banc de  $pM^L$  filtres adaptés dont les réponses sont adaptées aux différentes impulsions susceptibles d'être transmise. Ces impulsions sont notées  $\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{pM^L}\}$ , et s'écrivent sous la forme :

$$\phi_i(\tau) = \exp\left(-j\left(\hat{\theta}_k + \theta(\hat{u}, T - \tau)\right)\right) \quad 0 \leq \tau \leq T$$

La sortie (complexe) de ce banc de filtres à un instant  $kT$  sera toujours notée  $r_k$ . La métrique d'une transition  $x$  est donnée par la probabilité conditionnelle du signal reçu sachant  $x$ .

$$p(r_k|x) \sim \exp\left(-(r_k - m) \Lambda^{-1} (r_k - m)^*\right) \quad (5.2)$$

Le vecteur  $m$  représente la moyenne de la variable gaussienne  $(r_k|x)$  et  $\Lambda$  sa matrice de covariance qui est symétrique et positive. En supposant que la transition  $x$  en question correspond à l'impulsion  $\phi_{i_0}$  avec  $1 \leq i_0 \leq pM^L$  alors le vecteur  $m$  et la matrice  $\Lambda$  sont calculés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} m(i) &= \int_0^T \phi_{i_0}(\tau) \phi_i^*(\tau) d\tau \quad 1 \leq i \leq pM^L \\ \Lambda(i, j) &= N_0 \int_0^T \phi_j(\tau) \phi_i^*(\tau) d\tau \quad 1 \leq i, j \leq pM^L \end{aligned}$$

sachant que toutes les impulsions  $\phi_i$  ont le même module, la métrique peut être calculée comme suit :

$$p(r_k|x) \sim \exp\left(2\text{Re}(r_k \Lambda^{-1} m^*)\right)$$

### Réduction du nombre des filtres adaptés

En réalité, l'ensemble des impulsions  $\phi_i$  peut être divisé en  $M^L$  sous-ensembles contenant chacun  $p$  impulsions qui ne diffèrent que par la valeur de la phase  $\hat{\theta}$ . Les impulsions appartenant à une même classe sont corrélées d'une façon déterministe (proportionnelles). On peut ainsi montrer que les filtres appartenant à une même classe véhiculent exactement la même information, il suffit alors de considérer une seule impulsion par classe pour projeter le signal reçu. Dans ce cas, la matrice  $\Lambda$  est définie positive et donc inversible. Ainsi,  $M^L$  filtres suffisent pour obtenir une métrique suffisante sans aucune dégradation des performances. Comme on peut le voir, le nombre des filtres nécessaires peut prendre des valeurs assez élevées dès que des schémas CPM non triviaux sont adoptés. Il est ainsi nécessaire de trouver une technique qui permet de réduire le nombre des filtres nécessaires d'une manière efficace. La méthode adoptée a été proposée par Moqvist et al. [41].

Considérons le vecteur  $r_k$  à la sortie du banc de filtre à un instant  $kT$ , ce vecteur est gaussien, sa matrice d'autocorrélation est notée  $\Lambda$ , elle est hermitienne et donc diagonalisable et peut se décomposer sous la forme :

$$\Lambda = P \Lambda_0 P^T$$

Où  $\Lambda_0$  est une matrice diagonale :

$$\Lambda_0 = P^T \Lambda P = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N_0})$$

Les  $\lambda_i$  sont les valeurs propres de  $\Lambda$  et  $P$  une matrice orthogonale, soit  $PP^T = I$ .

Maintenant, considérons le vecteur  $r'_k$  donné par  $r'_k = P r_k$ . Par linéarité, ce vecteur est gaussien et sa matrice d'autocorrélation est égale à  $\Lambda_0$ , ce qui signifie que les composantes de ce vecteur sont indépendantes (décorrélées). Dans la pratique, le vecteur  $r'_k$  peut être obtenu en filtrant le signal à la sortie du filtre passe bas par l'ensemble de filtres images des filtres de départ par l'application linéaire associée à la matrice  $P$ . Les différentes impulsions associées au nouveau banc de filtres sont données par :

$$(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{M_L}) = P(\phi_1, \phi_2 \dots \phi_{M_L})^T$$

L'intérêt de ces nouveaux filtres réside dans le fait qu'ils sont décorrelés mais surtout que l'information utile est essentiellement contenue dans la sortie d'un très faible nombre de filtres qui correspondent aux valeurs significatives des  $\lambda_i$ . En effet, en pratique, la majorité des  $\lambda_i$  sont très proches de zéro et leur contribution dans la métrique de la transition est très faible. La réduction du banc de filtre s'effectue alors en omettant les filtres qui leurs sont associés. Le critère de sélection consiste à ne pas tenir compte des filtres dont la valeur propre associée  $\lambda_i$  est très faible devant  $\lambda_{max} = \max(\lambda_k)_{1 \leq k \leq M_L}$  :

$$\frac{\lambda_i}{\lambda_{max}} \leq \varepsilon$$

**Exemple : La 3 RC binaire,  $h=1/2$**

On considère la CPM binaire 3RC avec un indice de modulation  $h = \frac{1}{2}$ . La figure 5.3 montre les réponses impulsionnelles des filtres de départ (parties en phase et en quadrature) ainsi que les nouveaux filtres après réduction qui permettent d'engendrer quasiment le même espace signal. Dans ce cas, les valeurs propres telles que  $\frac{\lambda_i}{\lambda_{max}} \leq 10^{-3}$  sont négligées. Comme c'est indiqué sur la figure 5.3, on passe d'un ensemble de 8 filtres à 3 filtres. La matrice de corrélation des différentes sorties du nouveau banc des filtres est donnée par :

$$\mathcal{R} = \begin{pmatrix} 14.545 & 0 & 0 \\ 0 & 1.407 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0456 \end{pmatrix}$$

On retrouve ici le fait que les différentes sorties sont complètement décorrelées. On remarque aussi qu'une grande partie de l'énergie du signal est transmise par la première impulsion. Pour évaluer les pertes, on a comparé la puissance des différentes impulsions qui génèrent l'espace signal avant et après réduction. Ces puissances sont notées respectivement  $E_1$  et  $E_0$ . Cette perte n'est pas très significative comparée au gain dû à la

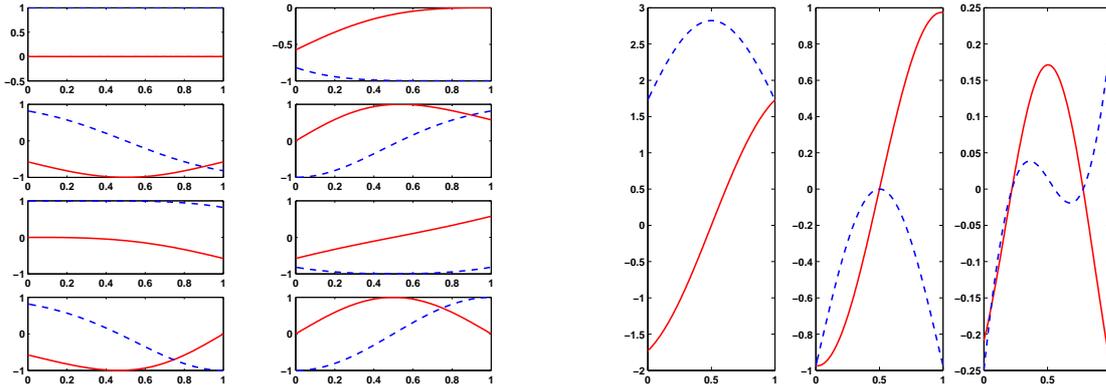


FIG. 5.3: Réduction du banc de filtres pour la 3RC binaire  $h=1/2, \varepsilon = 10^{-3}$

*réduction de complexité.*

$$E_1 = \sum_{k=0}^{pM^L} \lambda_i^2 = 16$$

$$E_0 = \sum_{k=0}^{N_{red}} \lambda_i^2 = 15.9976$$

La perte normalisée  $\Delta E$  peut s'écrire :

$$\Delta E = \frac{E_1 - E_0}{E_1} = 1.510^{-4}$$

En général pour un seuil donné le gain en complexité est fonction du schéma CPM. Le tableau 5.1 illustre la réduction du nombre des filtres adaptés pour quelques schémas CPM.

Il est important de rappeler ici que la réduction du nombre des filtres adaptés ne signifie pas une réduction de la complexité du processus de décodage. La structure du treillis de la CPM reste inchangée et garde une même complexité. Seul le calcul des métriques des transitions est simplifié.

Les filtres adaptés sont fonction du schéma CPM et doivent être modifiés lors d'une transition d'une forme d'onde vers une autre. Le nombre total des filtres adaptés est noté  $2N_f$  dont  $N_f$  filtres en phase et  $N_f$  filtres en quadrature. Ce nombre peut être soit  $2N_f = 2M^L$  si les filtres optimaux sont utilisés, soit  $2N_f \leq 2M^L$  dans le cas où des bancs de filtres réduits sont utilisés.  $M$  étant l'ordre de la modulation et  $L$  la longueur de la réponse en fréquence en temps symbole.

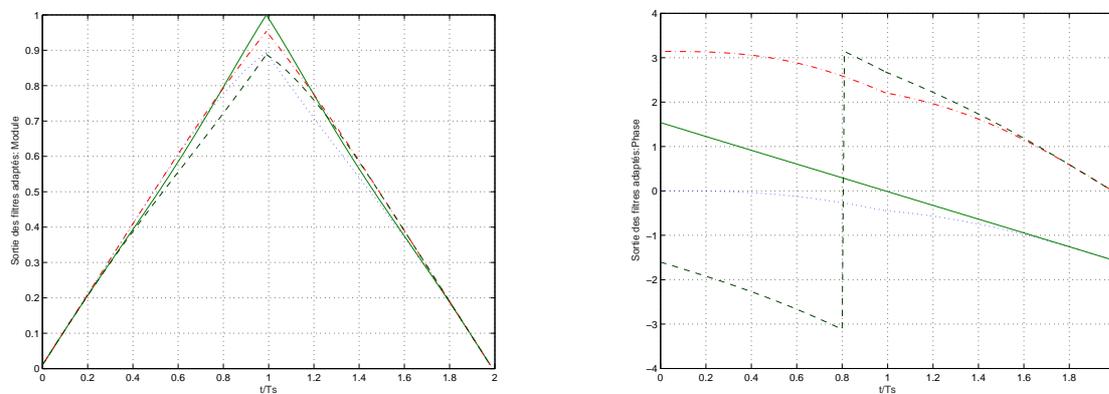
Les sorties des filtres adaptés sont ensuite échantillonnées à chaque période symbole, l'instant optimal d'échantillonnage étant toujours à la fin de la durée du symbole. la sortie relative à un symbole s'étend toujours sur un intervalle de longueur  $2T$ . La figure 5.4 illustre un exemple de sorties du banc de filtre dans le cas d'une 2RC binaire avec  $h=1/2$ . L'ensemble des échantillons est ensuite exploité pour effectuer le processus de décodage.

Schéma CPM	$N_{opt} = M^L$	$N_0(\varepsilon = 10^{-6})$	$N_0(\varepsilon = 10^{-3})$
1REC, M=2, h=1/2	2	2	2
2RC, M=2, h=2/3	4	4	3
3RC, M=2, h=4/5	8	5	4
3RC, M=2, h=1/2	8	5	3
5RC, M=2, h=1/2	32	4	3
1REC, M=4, h=1/4	4	4	3
1REC, M=4, h=4/9	4	4	4
2RC, M=4, h=1/4	16	5	3
3RC, M=4, h=1/2	64	6	4
1REC, M=8, h=1/4	8	6	4
1REC, M=8, h=5/11	8	8	6
2RC, M=8, h=1/4	64	7	5
3RC, M=8, h=1/2	512	9	6

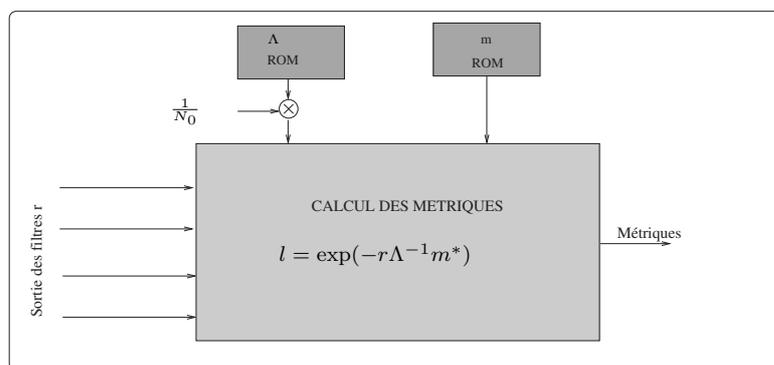
**TAB. 5.1:** Réduction du nombre des filtres adaptés pour quelques schémas CPM

Les  $N_f$  sorties du banc des filtres permettent de calculer la métrique de chaque transition dans le treillis de la CPM comme c'est indiqué sur la figure 5.5. Dans la formule du calcul de la métrique, la matrice  $\Lambda$  est de taille  $N_f \times N_f$ . Elle représente la matrice d'autocorrélation du vecteur obtenu à la sortie du banc de filtre, c'est aussi, à un coefficient multiplicatif près, la matrice d'intercorrélacion entre les différentes réponses impulsionnelles du banc des filtres.  $\Lambda$  est une matrice diagonale si le banc de filtres réduit est adopté, cette matrice est fonction du schéma CPM et de la puissance du bruit du canal  $N_0$ . Le stockage  $\Lambda$  nécessite ainsi une mémoire dont la taille est de  $N_f \times N_f \times N_q$  bits où  $N_q$  est le nombre des bits de quantification. Dans le cas où le banc de filtres réduit est utilisé, et puisque  $\Lambda$  est diagonale, seules les valeurs diagonales sont stockées, ainsi la mémoire requise est de  $N_f \times N_q$  bits contre  $M^{2L} \times N_q$  bits dans le cas optimal. Le tableau 5.2 illustre le gain que nous pouvons réaliser en adoptant des filtres réduits au lieu des filtres optimaux, la quantification est effectuée sur quatre bits.

Le vecteur  $m$  représente la sortie idéale sans bruit du banc de filtres. Ce vecteur représente aussi les coordonnées d'une impulsion donnée dans l'espace global généré par l'ensemble de toutes impulsions. Un vecteur  $m$  est ainsi associé à chaque transition dans le treillis de la CPM, il existe alors  $pM^L$  vecteurs chacun est de taille  $N_f$ . Ces vecteurs sont fonction de la CPM et doivent aussi être stockés dans la mémoire du récepteur, la taille de cette mémoire est de  $pM^L \times N_f \times N_q$  bits. le tableau 5.3 montre la taille de la mémoire re-



**FIG. 5.4:** Allure de la sortie du banc de filtres adaptés dans le cas d'une 2 RC binaire  $h=1/2$ , module (droite), phase (gauche)



**FIG. 5.5:** Calcul des métriques des transitions

Paramètres de la CPM	Mémoire Requise (en bit)	Mémoire requise (en bit)
	Filtres optimaux	Filtres réduits $\varepsilon = 10^{-3}$
1REC, M=2, h=1/2	16	8
2RC, M=2, h=2/3	64	12
3RC, M=2, h=4/5	256	16
2RC, M=4, h=1/4	1024	12
5RC, M=2, h=1/2	4096	12
3RC, M=4, h=1/2	16384	16

**TAB. 5.2:** *Mémoire requise (en bits) pour le stockage de la matrice d'intercorrélacion des filtres adaptés*

quise pour quelques schémas CPM. L'utilisation des bancs des filtres réduits permet de minimiser considérablement la mémoire requise sans dégrader les performances.

### 5.3.3 Processus de décodage itératif

La complexité du processus de décodage d'une CPM est fonction du nombre d'états et du nombre de transitions du treillis. Nous avons vu qu'un treillis CPM comporte  $pM^{L-1}$  états et  $pM^L$  transitions et que le décodage optimal nécessite un banc de  $M^L$  filtres adaptés. Ces données permettent d'avoir une première évaluation de la complexité du processus de décodage. Le tableau 5.4 donne un aperçu de cette complexité pour quelques schémas CPM. On peut ainsi déduire de ce tableau que le décodage d'une CPM peut être complexe pour des schémas non triviaux. Par exemple, la 3RC quaternaire avec un indice de modulation de  $\frac{4}{5}$  nécessite 64 filtres adaptés (optimaux) alors que son treillis comporte 320 transitions. D'une manière générale, la complexité augmente dès que des CPM non binaires et à réponse partielle sont adoptées. Rappelons que nous avons vu que ces schémas sont assez attractifs pour la conception d'une forme adaptative.

Les métriques calculées sont exploitées par le module SISO de la CPM pour calculer les informations extrinsèques et a posteriori des bits de code. Après entrelacement, les informations extrinsèques sont utilisées par le module SISO du code convolutif comme étant une observation du canal équivalent. Le module SISO CC calcule alors une information a posteriori relative aux bits d'information, cette information sert à estimer les bits transmis après chaque itération. Le module SISO du code convolutif produit aussi une information extrinsèque relative aux bits de code qui est exploitée comme information a priori par le SISO CPM lors de l'itération suivante. Les deux modules SISO sont basés sur l'algorithme MAP.

Paramètres de la CPM	Mémoire requise (en bit)	Mémoire requise (en bit)
	Filtres optimaux	Filtres réduits $\varepsilon = 10^{-3}$
1REC, M=2, h=1/2	32	32
2RC, M=2, h=2/3	192	144
3RC, M=2, h=4/5	1280	640
2RC, M=4, h=1/4	4096	192
5RC, M=2, h=1/2	8192	768
3RC, M=4, h=1/2	16384	1024

**TAB. 5.3:** *Mémoire requise (en bits) pour le stockage des différents vecteurs  $m$ , quantification sur quatre bits*

La complexité du processus de décodage est indépendante du choix du banc de filtres (réduit ou optimal). Elle est fonction de la complexité du treillis qui comprend  $pM^{L-1}$  états et  $pM^L$  transitions dans les deux cas. Le changement de l'indice de modulation n'affecte pas la complexité du treillis à condition que le dénominateur de l'indice reste constant. Plus précisément, le treillis de la CPM reste inchangé suite à la variation du numérateur de l'indice de modulation, le même algorithme de décodage peut alors s'appliquer pour les différents schémas. Les éléments du récepteur qui doivent être modifiés sont le banc de filtres ainsi que les valeurs de  $\Lambda$  et de  $m$  relatifs au nouveau schéma CPM. Cette variation ne nécessite pas une grande complexité. Rappelons aussi qu'il est possible de modifier la réponse en fréquence sans aucune complexité supplémentaire.

## 5.4 Information Canal et Adaptativité

A fin de concevoir une forme d'onde adaptative, le terminal utilisateur doit disposer d'une information relative au niveau du signal à l'entrée du récepteur embarqué. Le terminal adaptera ainsi son mode de transmission aux conditions de réception. L'état du canal peut être communiqué à l'émetteur directement par le satellite qui estime le niveau de la puissance à son entrée. Cet état peut aussi être communiqué grâce à un système central disposant d'une information temps réel sur les conditions de propagation. La première solution est plus plausible car elle ne nécessite aucun élément extérieur et elle est plus simple à mettre en œuvre. Cependant il est important d'avoir une station centrale qui s'occupe de la gestion des ressources (niveau de puissance, bande allouée) et qui donne l'ordre de changer ou non les paramètres de la forme d'onde.

CPM(M,h,L)	Nombre des filtres adaptés	Nombre d'états	Nombre des transitions
(2, 0.5, 1)	2	2	4
(2, 0.75, 1)	2	4	8
(2, 0.75, 3)	8	16	32
(4, 0.5, 1)	4	2	8
(4, 0.5, 3)	64	32	128
(4, 0.8, 3)	64	80	320
(8, 0.2, 1)	8	5	40
(8, 0.2, 2)	64	40	320

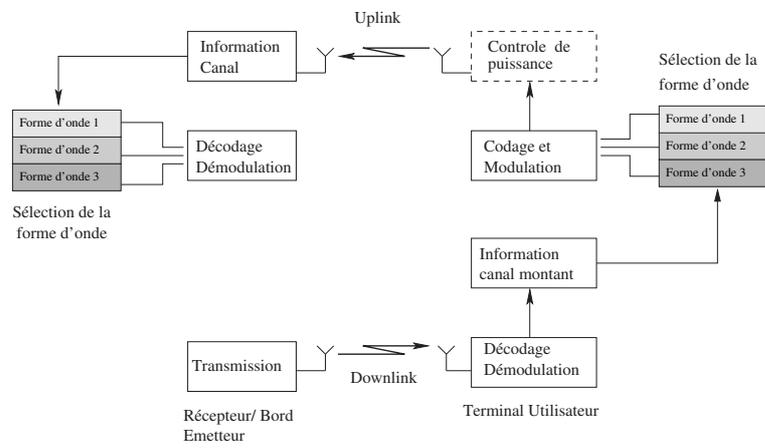
**TAB. 5.4:** Complexité de quelques schémas de modulations CPM

Au niveau de la réception, on doit disposer d'une information relative aux paramètres de la forme d'onde. Cette information peut être procurée soit de la part de l'émetteur qui doit communiquer son mode de transmission, soit grâce à un traitement interne au récepteur pour estimer les paramètres de la forme d'onde. Cette solution est plus optimale d'un point de vue utilisation du spectre, par contre elle nécessite une plus grande complexité au niveau du récepteur. Une fois les paramètres de la forme d'onde sont disponibles au niveau du récepteur, ce dernier doit adapter son mode de réception à la forme d'onde adoptée. La figure 5.6 illustre l'organigramme de la communication entre le terminal utilisateur et le récepteur bord.

## 5.5 Conclusion

Le succès des futurs systèmes de transmission du contenu multimédia par satellite passe obligatoirement par la conception d'un terminal utilisateur avec de bonnes performances nécessitant une faible complexité et un faible coût de production. La complexité du récepteur bord constitue une contrainte aussi importante qu'il va falloir la prendre en considération en tenant compte de la capacité relativement limitée des processeurs embarqués. Nous avons vu dans ce chapitre que la réduction du banc de filtres adaptés par l'adoption d'un ensemble de filtres orthogonaux permet de réduire considérablement la mémoire requise pour le stockage des données relatives à chaque forme d'onde.

L'adoption d'une forme d'onde basée sur la variation de l'indice de modulation, tout en gardant un dénominateur fixe, diminue fortement l'impact de la variation de la forme d'onde sur la structure et la complexité du récepteur. Cette solution nécessite simplement le changement du banc de filtres ainsi que la matrice  $\Lambda$  et les vecteurs  $m$ . Elle permet de garder une même structure du décodeur.



**FIG. 5.6:** Diagramme d'une chaîne de transmission avec une forme d'onde adaptative

## Performances dans un Canal non Linéaire

### 6.1 Introduction

L'amplificateur de puissance est un des composants majeurs dans une chaîne de transmission. Dans le cas d'une communication numérique, il affecte à la fois les performances en puissance et l'efficacité spectrale de la forme d'onde. La tendance actuelle vers l'utilisation des terminaux mobiles, accentue encore le rôle de l'amplificateur, la consommation d'énergie ainsi que l'autonomie du terminal sont directement liées au rendement de ce dernier.

Les amplificateurs sont essentiellement caractérisés par leurs diagrammes **AM/AM** et **AM/PM**. Le premier décrit l'évolution de la puissance moyenne à la sortie en fonction de celle à l'entrée. Le second diagramme décrit le déphasage entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Les caractéristiques AM/AM ont souvent un effet dominant sur le comportement de l'amplificateur [23].

En notant  $P_{in}$  la puissance du signal à la l'entrée de l'amplificateur,  $P_{out}$  la puissance du signal à sa sortie et  $E_a$  la puissance de l'alimentation, on peut définir le rendement de l'amplificateur par :

$$\eta_{amp} = \frac{P_{out}}{P_{in} + E_a}$$

Le rendement traduit l'efficacité avec laquelle la puissance disponible est exploitée par l'amplificateur. Ce paramètre est d'un très grand intérêt quand la puissance disponible à l'émetteur est limitée comme le cas d'un émetteur bord ou le cas d'un terminal mobile. Souvent,  $P_{out}$  varie d'une manière non linéaire en fonction de  $P_{in}$ . En conséquence, le signal en sortie de l'amplificateur subit toujours des distorsions. Ces distorsions sont maximales quand l'amplificateur délivre une puissance maximale, on dit alors qu'il fonctionne à saturation. Malheureusement, obtenir un meilleur rendement exige un point de fonctionnement proche de la saturation et donc une forte distorsion du signal, d'où le compromis.

L'effet le plus remarquable de l'amplification non linéaire est l'apparition des lobes secondaires dans le spectre du signal. Ceci signifie une augmentation de la puissance transmise en dehors de la bande allouée, d'où une augmentation du niveau des interférences avec les autres utilisateurs ou les autres applications qui exploitent des bandes voisines. La distorsion subie par le signal amplifié dépend aussi des propriétés du signal lui-même,

et particulièrement de son enveloppe. Les signaux à forte fluctuation d'enveloppe sont fortement affectés. Par exemple, dans le cas d'une communication avec un accès multiple du type **CDMA** mais aussi **OFDM**, les signaux ont une très forte dynamique et ils sont très sensibles aux non linéarités. Les signaux à enveloppe constante ont l'avantage d'être insensible aux effets non linéaires de l'amplificateur. Il devient donc possible, dans ce cas, de fonctionner à saturation ce qui conduit à un meilleur rendement de l'amplificateur. Cette propriété est une des raisons qui justifie l'adoption de la GMSK par le standard **GSM** pour les communications mobiles. Cependant, il est important de rappeler que pour un même débit symbole, les signaux à enveloppe constante occupent, en général, une bande spectrale plus large que celle occupée par les signaux à fluctuation d'enveloppe.

Afin de limiter le niveau des interférences causées par les non linéarités, deux solutions sont possibles. La première consiste à considérer un recul par rapport à la puissance maximale. Ce recul peut être considéré par rapport à la puissance maximale à l'entrée, il est appelé **IBO** (Input Back Off). Mais le plus souvent, le recul est considéré relativement à la puissance de sortie maximale on parle alors d'**OBO** (Output Back Off). En adoptant un recul, l'amplificateur fonctionne dans une zone ayant de meilleures propriétés de linéarité ce qui signifie que le signal subi moins de distorsion, ce qui se traduit par la diminution du niveau des lobes secondaires et donc du niveau des interférences. Toutefois, la réduction du niveau des interférences est accompagnée par une diminution de la puissance transmise d'une quantité proportionnelle au recul considéré. Le choix de la valeur du recul doit s'effectuer ainsi d'une manière optimale en optimisant le rapport puissance du signal utile sur celle du signal interférant, soit  $C/I$ .

La deuxième solution pour diminuer le niveau des interférences consiste à augmenter l'espacement  $\Delta f$  entre les porteuses adjacentes. Contrairement à la solution précédente, la puissance du signal transmis reste constante dans ce cas. Par contre, elle nécessite une bande fréquentielle supplémentaire, d'où une dégradation de l'efficacité spectrale de la forme d'onde et donc de la capacité du système. L'espacement  $\Delta f$  doit s'effectuer d'une manière judicieuse afin que le gain obtenu en bilan de liaison justifie la dégradation de l'efficacité spectrale.

Dans ce chapitre, nous allons étudier et analyser l'effet d'un amplificateur opérant en bande Ka sur les performances de la forme d'onde proposée par le standard DVB-RCS [4]. Le but étant de quantifier la dégradation en mode mono-utilisateur et en mode multi-utilisateurs. Cette étude est effectuée dans le cas de plusieurs configurations en fonction de la taille du paquet, du taux de codage et du recul de l'amplificateur. Ensuite, et en tenant compte des dégradations causées par l'amplificateur, une comparaison est conduite entre les performances de quelques schémas CPM codées et celles du standard DVB-RCS.

## 6.2 Résultats des Simulations et Analyse

### 6.2.1 Présentation du modèle

Dans notre contexte on s'intéresse à un amplificateur terminal utilisateur du type SSPA opérant en bande Ka. La production d'un modèle sur une grande échelle exige un coût de

production relativement bas. L'alimentation étant fournie par le secteur, par conséquent, les critères de rendement et d'autonomie ne sont pas prioritaires dans ce cas. La puissance maximale émise par l'émetteur est de l'ordre de 2 watts.

Le modèle dont nous disposons est un amplificateur produit par une firme européenne, sa fréquence d'émission est de 29.75 GHz. Seules les caractéristiques AM/AM sont disponibles pour ce modèle, ces caractéristiques sont illustrées sur la figure 6.1. Rappelons

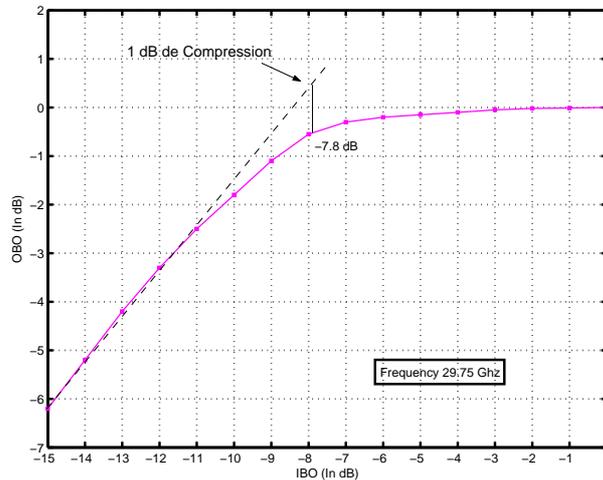


FIG. 6.1: Caractéristiques AM/AM de l'amplificateur utilisé lors des simulations

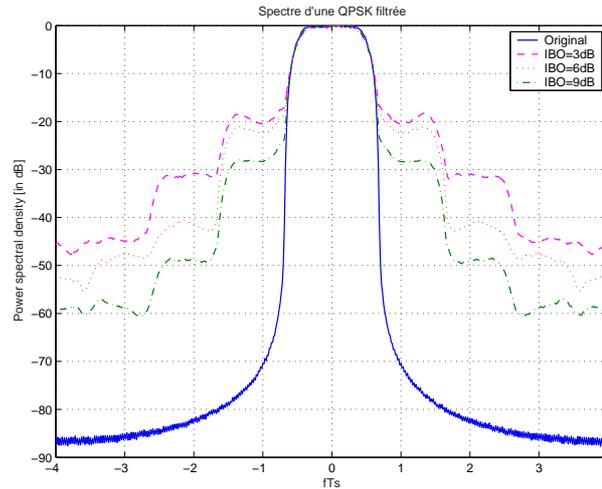
que la forme d'onde adoptée par le standard DVB-RCS est une QPSK avec une mise en forme en cosinus surélevé de roll off 0.35. Les données transmises sont d'abord codées par une turbo code parallèle duo binaire. La figure 6.2 illustre l'effet de l'amplificateur sur le spectre du signal transmis, comme on peut le voir le niveau des lobes secondaires est d'autant plus élevé que le point de fonctionnement est proche de la saturation.

### 6.2.2 Effet de l'amplificateur sur le TEB

Dans ce paragraphe, nous étudions les performances du standard DVB-RCS en présence de l'amplificateur présenté précédemment. Lors des simulations nous avons considéré plusieurs configurations en faisant varier le taux de codage et la taille du paquet ainsi que le recul de l'amplificateur. L'algorithme de décodage utilisé est le MAX LOG MAP, le nombre des itérations est de 6. Les simulations ont été effectuées avec le logiciel SPW (Signal Processing Workstation).

#### **Performances en mode mono-utilisateur**

En mode mono-utilisateur, nous avons considéré deux taux de codage de 1/2 et 3/4 et deux tailles de paquets de 53 octets et 188 octets. Des simulations ont été effectuées pour plusieurs reculs de l'amplificateur. Les résultats relatifs à une taille de paquets de 53 octets



**FIG. 6.2:** Effet de l'amplificateur sur le spectre d'un signal QPSK en Cosinus surélevé, roll-off=0.35

et pour les deux taux de codage sont illustrés respectivement sur les figures 6.3 et 6.4. La première conclusion que nous pouvons tirer des résultats des simulations c'est que les pertes en puissance ne sont pas considérables et qu'elles sont quasiment identiques pour les deux taux de codage. Par exemple, à saturation, on enregistre une perte de l'ordre de 0.3 dB ( $TEB = 10^{-5}$ ), cette perte est inférieure à 0.1 dB quand l'amplificateur fonctionne au point correspondant à 1 dB de compression  $IBO \simeq 7.8dB$ . Ce point correspond en général au point de fonctionnement adopté dans la pratique.

Dans le cas d'une taille de paquet de 188 octets et à 1 dB de compression, on remarque que la dégradation sont légèrement supérieure à celles enregistrées à 53 octets. Les résultats sont illustrés sur les figures 6.5 et 6.6.

Dans la chaîne de simulation, le signal en sortie de l'amplificateur est normalisé en tenant compte de du recul par rapport à la sortie maximale (OBO). Cependant, ce recul est souvent inférieur à la valeur d'une mesure directe de la puissance du signal en sortie. L'écart, noté  $\Delta P$  s'explique par le fait que les caractéristiques de l'amplificateur sont établies suite à des mesures sur des signaux sinusoïdaux ayant donc une enveloppe constante. La différence mesurée est fonction du point de fonctionnement, le tableau 6.1 contient les OBO théoriques déduits du diagramme ainsi que les reculs mesurés dans la chaîne de simulation. Ce écart en puissance se traduit par une perte des performances en puissance. Les pertes en  $E_b/N_0$ , notées  $\Delta_{E_b/N_0}$ , exprimées en dB sont données par :

$$\Delta_{E_b/N_0} = \Delta P$$

Cette dégradation est considérée lors de la comparaison entre les performances du DVB-RCS avec celle d'une CPM qui reste non affectée par cette perte grâce à son enveloppe constante.

\ IBO(dB)	3	7.8	9
OBO(dB)			
OBO théorique	0.05	0.6	1.1
OBO mesuré	0.03	1.03	1.45
$\Delta P$	0.02	0.43	0.35

**TAB. 6.1:** *Ecart entre l'OBO théorique et l'OBO mesuré*

### **Performances en mode multi-utilisateurs**

Comme nous l'avons déjà précisé précédemment, l'apparition des lobes secondaires dans le spectre du signal amplifié augmente le niveau des interférences dans le cas d'une communication à plusieurs porteuses. Ainsi, dans le cas d'une communication de ce genre, les performances sont plus sensibles aux non linéarités de l'amplificateur. Pour évaluer les dégradations des performances du DVB-RCS nous avons ajouté au signal utile deux signaux qui correspondent à deux porteuses adjacentes. Les trois signaux sont indépendants et déphasés d'une manière aléatoire. Les simulations ont été réalisées pour une taille de paquet de 53 octets, le point de fonctionnement étant le point à 1 dB de compression (IBO=7.8 dB). Les résultats sont montrés sur la figure 6.7. En comparant ce résultat avec celui obtenu en mode mono-utilisateur (taille paquet=53 octets) on peut remarquer que la dégradation est bien supérieure dans le cas multi-utilisateurs. Elle se situe entre 0.15 et 0.2 dB contre une dégradation inférieure à 0.1 dB dans le cas mono-utilisateur. On remarque aussi, qu'en absence d'amplificateur la courbe du TEB possède une pente légèrement supérieure à celle en sa présence. On peut ainsi déduire que les écarts en performances sont plus importants pour des  $TEB$  inférieurs à  $10^{-5}$ . En conclusion, on peut affirmer, dans toutes les configurations, à la fois en mode mono-utilisateur et multi-utilisateurs, que les pertes induites par les non linéarités restent assez tolérables et elles sont fortement justifiées par l'apport majeur de l'amplificateur. Cependant, il est important de rappeler ici qu'une perte supplémentaire due aux caractéristiques AM/PM de l'amplificateur doit être ajoutée, cette information étant indisponible pour le modèle de l'amplificateur dont nous disposons.

### **6.2.3 Comparaison entre le DVB-RCS et les CPM**

Le but de ce paragraphe est d'effectuer une comparaison entre les performances du standard DVB-RCS et celles d'une CPM codée. Les critères de comparaison sont essentiellement l'efficacité en puissance, l'efficacité spectrale ainsi que la complexité. Les CPM quaternaires et octales concaténées avec le code de rendement 2/3 à 16 états constituent des schémas CPM assez attractifs d'un point de vue performance et qui peuvent être comparées avec une QPSK concaténée avec un turbo code parallèle. Sur la figure 6.8 on retrouve les performances de la forme d'onde du DVB-RCS ainsi que celle de la CPM

2RC octale et de la 2RC quaternaire. Rappelons que dans le cas du DVB-RCS le paramètre variable est le taux de codage, alors que c'est l'indice de modulation qui varie dans le cas d'une CPM. Les pertes induites par l'amplificateur dans le cas du DVB-RCS sont données par la somme de la dégradation due aux non-linéarités et l'écart par rapport au modèle théorique de l'amplificateur. En tenant compte de ces pertes, on remarque que la 2RC octale offre des performances qui sont comparables avec celles de la QPSK. Toutefois, cette dernière forme d'onde ne permet pas d'offrir une efficacité spectrale supérieure à 1.27 bits/sec/Hz, alors que la 2RC octale permet d'atteindre une efficacité spectrale de l'ordre de 1.65 bits/s/Hz. Pour obtenir une haute efficacité spectrale, l'utilisation d'une 8PSK est envisageable par le standard DVB-RCS. Les pertes dues aux non-linéarités sont plus importantes dans ce cas, en plus le passage d'une QPSK vers une 8PSK nécessite une complexité supplémentaire dans le cadre d'une forme d'onde adaptative. Aussi, il est important de mentionner que nous avons considéré la même valeur de perte due aux non linéarités pour tous les taux de codage (0.1 dB). En réalité, les formes d'onde avec un taux de codage élevé sont plus sensibles aux non-linéarités de l'amplificateur et la perte est plus importante dans ce cas. L'autre point qu'il faut mentionner consiste au fait que l'entrelaceur que nous avons adopté n'est pas optimisé contrairement à celui adopté par le DVB-RCS. Ceci signifie qu'un gain de l'ordre de 0.2 dB peut être obtenu dans le cas de la CPM.

En plus de la comparaison de performances il est important de tenir compte de la question de la complexité. D'un point de vue processus de décodage, la complexité requise par le DVB-RCS est moins importante que celle requise par la CPM, notamment la 2RC octale. La linéarité de la QPSK fait que le processus de synchronisation est aussi moins complexe dans le cas du DVB-RCS.

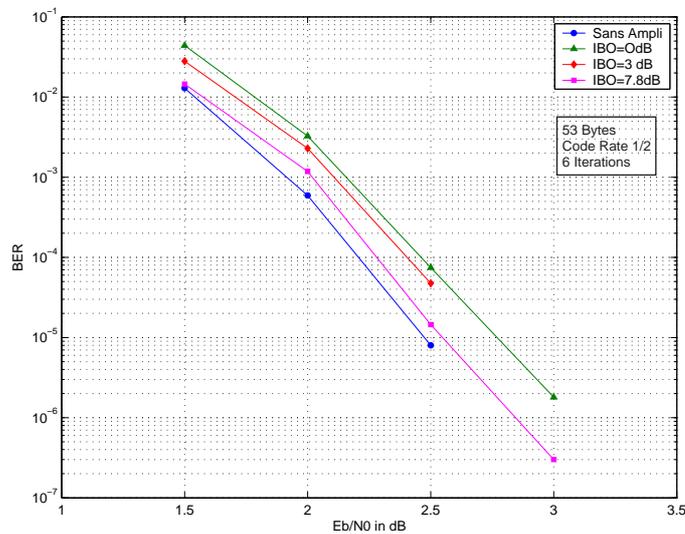
La conception d'une forme d'onde adaptative basée sur la variation de l'indice de modulation mais avec un taux de codage fixe, fait qu'il est impossible d'adopter simultanément une bande occupée constante et un débit symboles constant. Fonctionner à une bande constante nécessite un rythme symbole qui est fonction de la forme d'onde adoptée, ce qui nécessite une complexité supplémentaire au niveau du récepteur. Adopter un rythme symbole invariable signifie une bande occupée qui est fonction du mode de transmission. Une telle solution induit une complexité supplémentaire au niveau de système et nécessite notamment un processus dynamique d'allocation des ressources du canal. Quand au niveau du récepteur, ce dernier doit supporter un fonctionnement avec un débit symbole variable.

### 6.3 Conclusion

L'exploitation de la bande Ka pour les liaisons montantes pour les applications multimédia par satellite nécessite la commercialisation des terminaux utilisateurs avec un faible coût de production. L'amplificateur terminal est un composant qui affecte les performances globales du système. Afin d'établir une comparaison fiable entre les performances du standard DVB-RCS et celles de quelques schémas CPM, il est intéressant d'évaluer la perte en puissance induites par les non-linéarités de l'amplificateur dans le

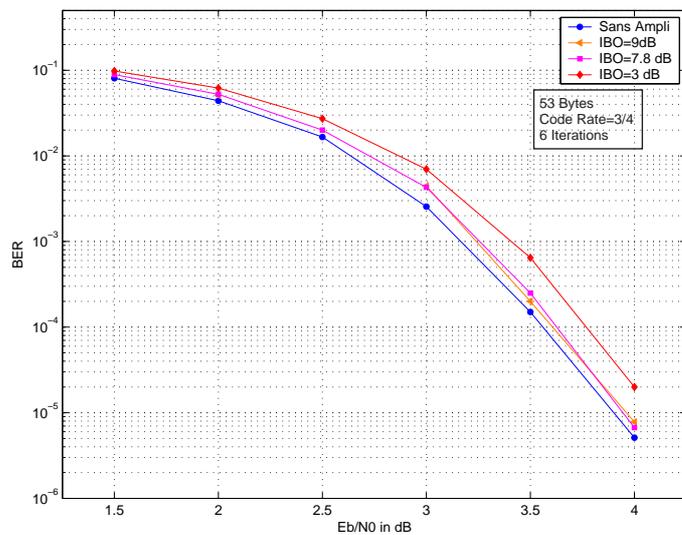
cas de la forme d'onde adoptées par le DVB-RCS. Un modèle d'amplificateur en bande Ka fabriqué par un firme européenne a été utilisé lors des simulations. Seules les caractéristiques AM/AM de l'amplificateur ont été considérées. Les résultats des simulations montrent que les pertes en performances ne sont pas très conséquentes en général, elles se situent entre 0.1 et 0.25 dB selon la configuration (taux de codage, taille de paquet ...).

Même si les performances générales du DVB-RCS sont sensiblement meilleures que celles offertes par la CPM proposée, cette dernière présente un grand potentiel d'amélioration et d'optimisation. La CPM avec un indice variable présente aussi des propriétés assez attractives pour la conception d'une liaison adaptative.



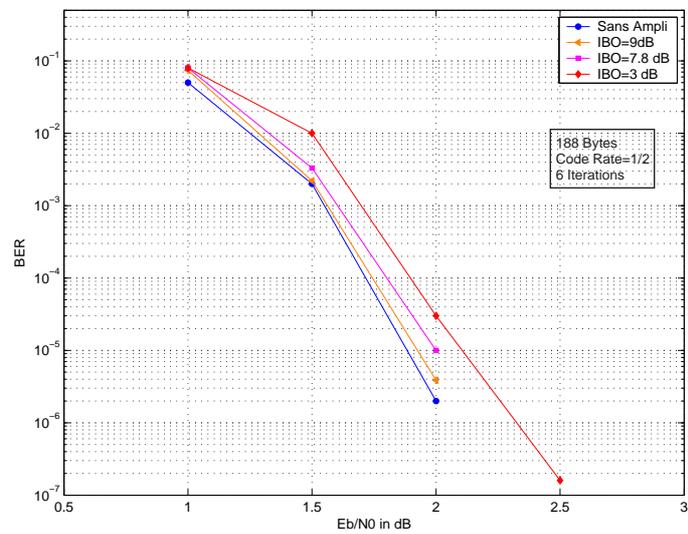
**FIG. 6.3:** Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 53 octets,

Taux de codage : 1/2

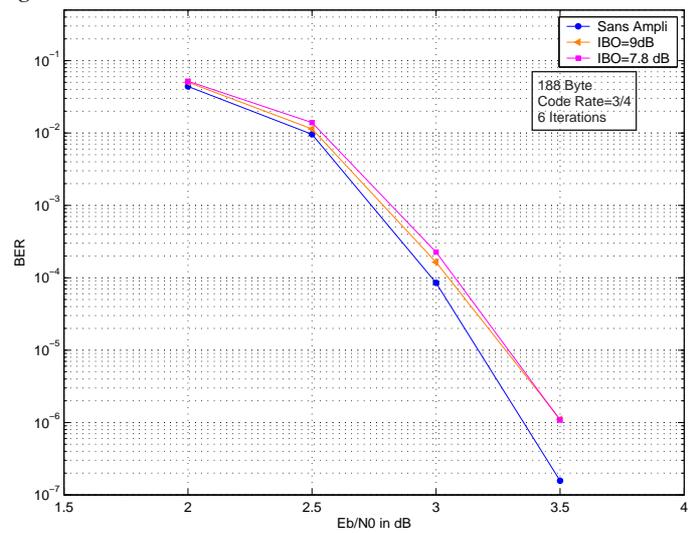


**FIG. 6.4:** Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 53 octets,

Taux de codage : 3/4



**FIG. 6.5:** Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 188 octets, Taux de codage : 1/2



**FIG. 6.6:** Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS, Taille du paquet : 188 octets, Taux de codage : 3/4

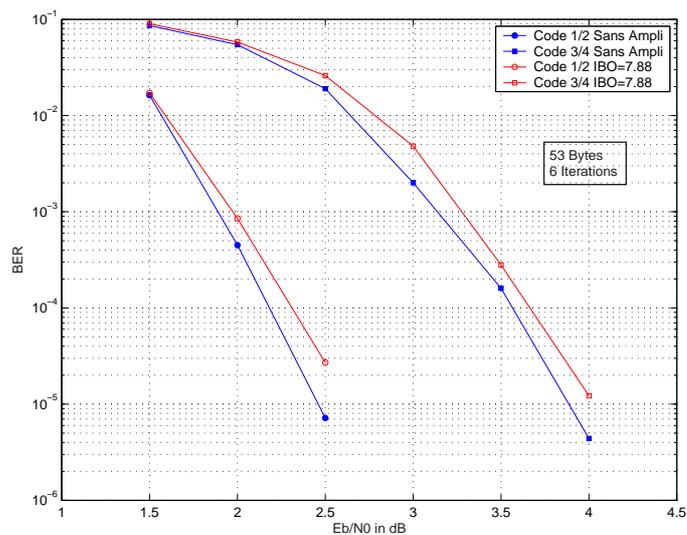


FIG. 6.7: Effet de l'amplificateur sur les performances du DVB-RCS en mode multi porteuses,

Taille du paquet : 53 octets

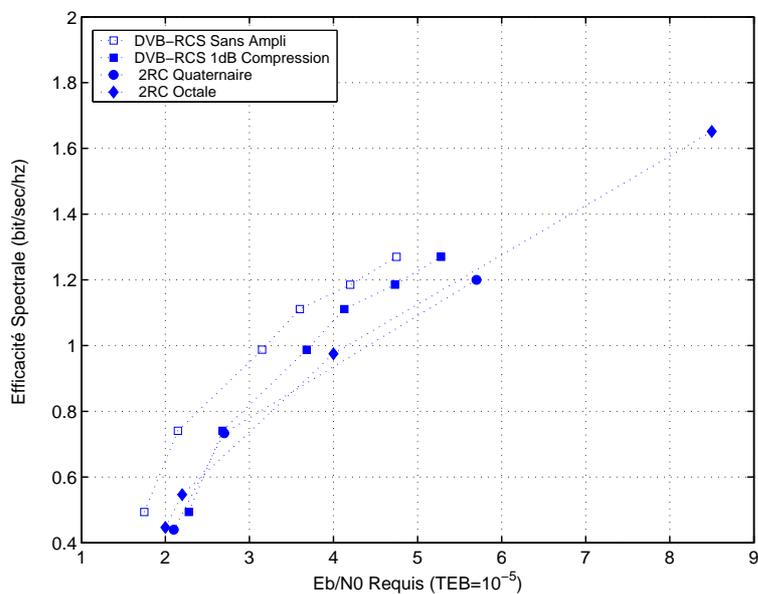


FIG. 6.8: Comparaison des performances de la forme d'onde du standard DVB-RCS avec quelques CPM

## Conclusions et Perspectives

### 7.1 Conclusions

Afin de proposer une qualité de service compétitive avec les systèmes terrestres, les futurs systèmes de communication par satellite en bande Ka doivent franchir certains handicaps. Les fortes atténuations du canal, causées principalement par les précipitations, constituent un défi qu'il va falloir relever. Même si plusieurs techniques FMT ont été proposées afin de lutter contre les dégradations du canal, l'adoption d'une forme d'onde adaptative est nécessaire pour une exploitation optimale des ressources du canal.

Dans cette thèse, les modulations à phase continue ont été adoptées pour la conception de la forme d'onde adaptative, les principales motivations de ce choix peuvent se résumer par les points qui suivent :

- L'enveloppe constante des signaux CPM : cette propriété offre à cette classe de signaux une parfaite insensibilité aux non-linéarités du canal de propagation ainsi que celles des amplificateurs.
- La diversité des paramètres de la forme d'onde : cette propriété permet une plus grande souplesse pour modifier les performances de la forme d'onde en les adaptant aux conditions de propagation. L'adaptativité se fait par la modification d'un ou plusieurs paramètres de la CPM.
- L'application d'un processus de décodage itératif lors d'une concaténation série avec un code convolutif : ce processus de décodage similaire au turbo décodage offre des performances en puissance équivalentes. Il permet une communication fiable même à faible  $E_b/N_0$ .

L'adoption d'une CPM plutôt qu'une autre est une décision loin d'être immédiate. Les différents compromis ainsi que la diversité des schémas CPM rendent cette tâche assez délicate. Toutefois, il est possible de sélectionner quelques schémas CPM qui sont assez attractifs et qui peuvent être adoptés. Une réponse en fréquence en cosinus surélevé est plus intéressante qu'une réponse en fréquence rectangulaire car elle offre de meilleures performances en puissance ainsi qu'une meilleure résistance face aux interférences des canaux adjacents. Les résultats des simulations ont montré que les CPM d'ordre supérieur à réponse partielle sont plus adaptées aux transmissions à haute efficacité spectrale. La 2RC octale constitue un schéma assez attractif mais qui nécessite une complexité relativement élevée.

Concevoir une forme d'onde adaptative qui requiert une faible complexité lors du passage d'un mode de transmission à un autre est une condition nécessaire pour le succès d'un futur service multimédia par satellite. Dans notre contexte, nous avons opter pour la variation de l'indice de modulation afin d'adapter les performances de la forme d'onde aux conditions de propagation. Pour réduire l'impact de cette variation sur l'architecture du récepteur, il est impératif de garder le même dénominateur pour tous les indices de modulation considérés. Cette solution nécessite seulement la variation des coefficients des filtres adaptés ainsi que quelques données internes au récepteur, elle n'affecte pas son architecture ainsi que sa structure. Le treillis associé à la CPM reste inchangée et nous pouvons ainsi garder le même processus de décodage.

Les performances en présence des porteuses adjacentes ont été évaluées dans le cas d'une 2RC quaternaire et une 2RC octale chacune avec plusieurs indices de modulation. Les résultats ont montré que le schéma quaternaire offre une meilleure résistance face aux interférences que le schéma octal. Mais le fait marquant consiste à la forte sensibilité des schémas ayant un faible indice de modulation. Par exemple, les pertes sont supérieures à 1 dB dans le cas 2RC octale avec  $h=1/8$  et en présence de deux porteuses adjacentes, l'espacement entre porteuses adjacentes est égal à la bande à 99% du signal CPM. Nous sommes ramenés à ajouter un intervalle de garde entre les porteuses adjacentes afin de limiter le niveau des interférences.

## 7.2 Perspectives

Dans cette thèse nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception d'une forme d'onde adaptative pour les futures applications multimédia par satellite. Grâce à leurs différentes propriétés les modulations à phase continue constituent une alternative prometteuse. Cependant, et avant de les mettre en œuvre, il faut résoudre plusieurs questions relatives à cette classe de modulation.

La concaténation série d'une CPM avec un code convolutif ne permet pas l'application d'un processus de poinçonnage efficace. Sachant que les codes avec un fort rendement (au delà de 4/5) requièrent une grande grande complexité, il est peu envisageable d'adopter ces codes dans la pratique. Il devient aussi plus difficile de changer le taux de codage au cours de la transmission. Cette tâche étant moins complexe dans le cas où processus de poinçonnage est utilisé.

Ne pas adopter des fort taux de codage limite l'efficacité spectrale de la forme d'onde. Par ailleurs, adopter un seul taux de codage signifie un fonctionnement à un rythme symbole variable. Par conséquent, il est intéressant de concevoir d'autres schémas de codage qui offrent de bonnes performances en puissance tout en permettant d'appliquer un processus de poinçonnage efficace.

La synchronisation des signaux CPM, notamment à faible SNR, constitue un axe de recherche d'un grand intérêt. La non linéarité de cette modulation fait que synchronisation est plus complexe que dans le cas des modulations linéaires classiques.

Enfin, un autre point critique qu'il va falloir entamer est celui de la complexité du

récepteur et plus précisément celle du processus de décodage de la CPM. Nous avons vu que, les CPM qui offrent de hautes performances requièrent en général une complexité supérieure à la moyenne. La réduction du nombre des états du treillis de la CPM constitue, en particulier, une étape essentielle vers la conception d'un récepteur avec une complexité acceptable.



## Algorithme de Viterbi pour les CPM

Le but d'un algorithme de Viterbi consiste à estimer la séquence qui correspond au chemin de plus faible métrique dans le treillis. Dans notre cas, la métrique d'une transition est donnée par :

$$d(r_k, c_k) = (r_k - m) \Lambda^{-1} (r_k - m)^*$$

Cette distance est associée au produit scalaire défini par

$$X \otimes Y = X \Lambda^{-1} Y$$

Il apparaît que le calcul de la métrique de tous les chemins (une suite de transitions) dans le treillis nécessite une très grande complexité et qu'elle est pratiquement irréalisable. L'algorithme de Viterbi permet une estimation quasi-optimale, au sens du maximum de vraisemblance, du chemin le plus court avec une complexité nettement plus réduite. Cet algorithme permet de calculer les métriques d'une façon progressive en fonction de l'avancement dans le treillis. Le processus de décodage peut se résumer comme suit :

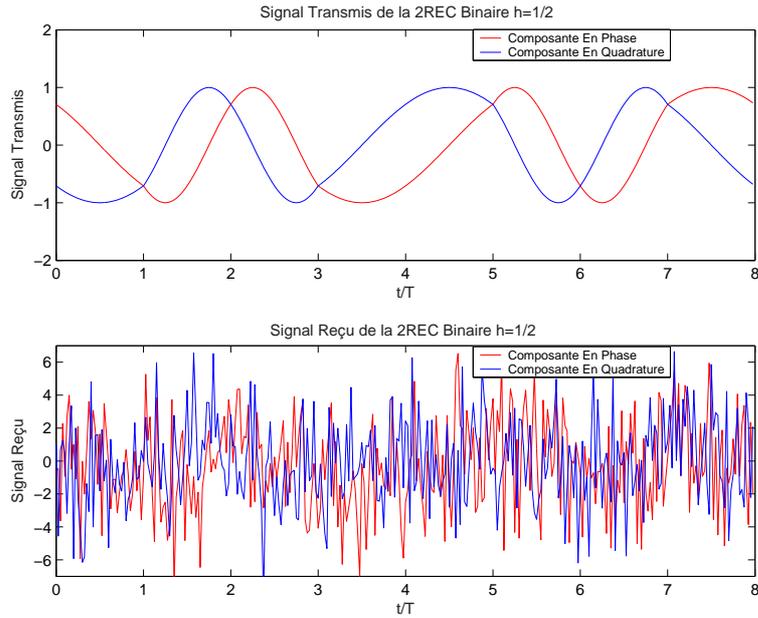
- On suppose que nous avons calculé toutes les métriques des chemins de l'instant 0 à l'instant  $kT$ .
- Considérons, à l'instant  $(k+1)T$ , un chemin dans le treillis allant de 0 à  $(k+1)T$ . Sa métrique est égale à celle calculée entre 0 et  $kT$  augmentée de la métrique de la transition de  $kT$  à  $(k+1)T$ .
- De tous les chemins qui se joignent à un état donné dans le treillis, sachant qu'il y en a  $M$ , on ne garde que celui ayant la plus faible métrique, ce chemin est dit *Survivor Path*. De cette façon, on ne garde que  $pM^{L-1}$  chemins dans le treillis à chaque instant.
- Une fois arrivé à la fin du treillis, on considère le chemin ayant la plus faible métrique parmi les  $pM^{L-1}$  chemins survivants.

Pour de meilleures performances et pour éviter les effets de bord, le codeur impose les états de départ et d'arrivée (généralement à l'état tout zéro).

### *exemple*

*On considère une CPM binaire avec une réponse en fréquence rectangulaire de longueur  $2T$ , la 2REC, avec un indice de modulation  $h = 1/2$ . Le treillis de cette CPM contient 4 états et 8 transitions. Une séquence de 8 bits est transmise en bande de base sur un canal gaussien, cette séquence est donnée par :*

$$U = 11101110$$



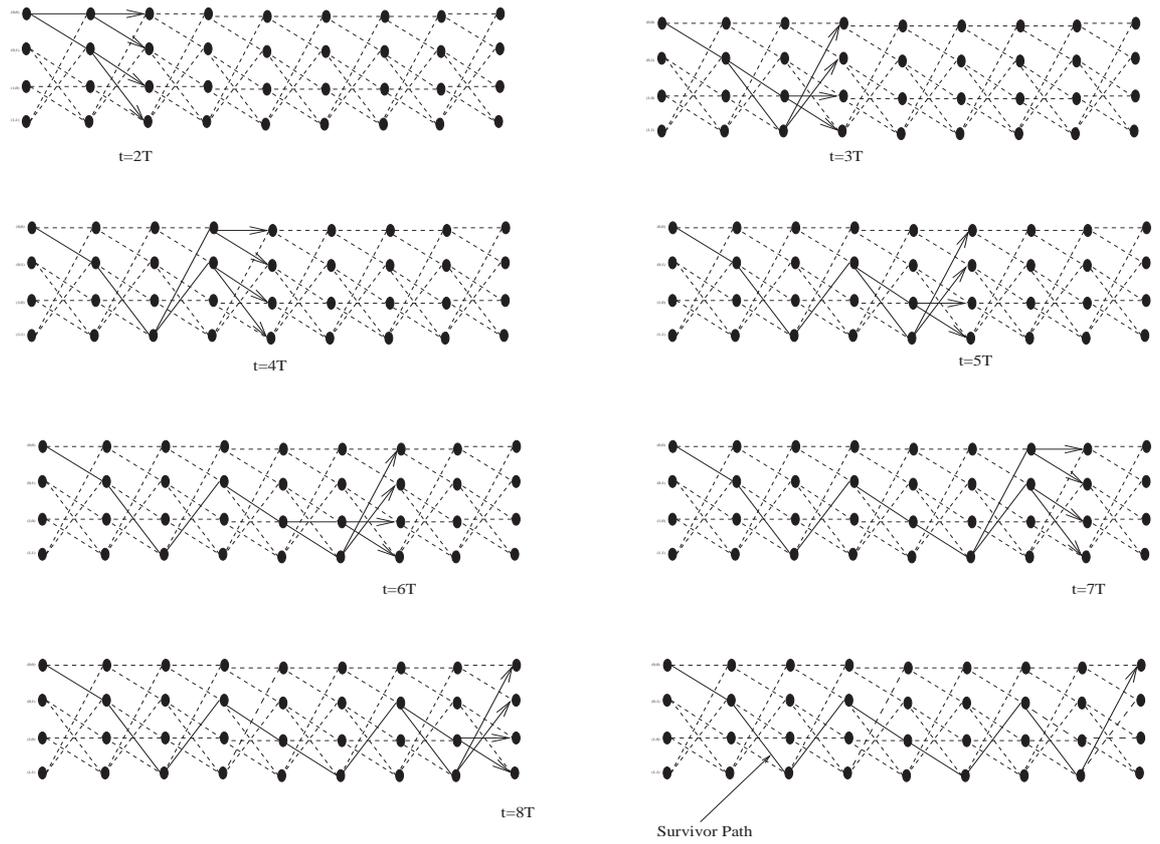
**FIG. A.1:** Signal temporel en bande de base de la 2REC binaire,  $h=1/2$   $E_b/N_0 = 5dB$

Le rapport  $E_b/N_0$  est de 5 dB. Le signal transmis en bande de base ainsi que le signal reçu sont montrés sur la figure A.1. La figure A.2 illustre les différents chemins survivants à chaque instant  $t$  ainsi que le seul chemin survivant qui possède la distance minimale. Ce chemin permet la meilleure estimation de la séquence transmise. Les métriques de tous les chemins survivants à chaque instant sont données par le tableau A.1. Les séquences

Etat \ Temps	Temps							
	T	2T	3T	4T	5T	6T	7T	8T
1	-4.69	0.231	-18.9	-17.9	-22.5	-29.8	-27.2	-43.9
2	-9.40	0.822	-19.5	-21.5	-17.6	-34.1	-25.0	-38.1
3	-1.49	-13.3	-11.2	-22.9	-23.6	-22.0	-34.0	-31.1
4	5.96	-17.0	-11.7	-19.0	-28.9	-19.0	-37.6	-37.5

**TAB. A.1:** Evolution des métriques dans le treillis de la CPM 2REC binaire,  $h=1/2$

reçues relativement à tous les chemins survivants sont illustrées par l'équation A.1. Le chemin qui se termine à l'état zéro est le chemin qui a la métrique la plus faible. Ce chemin correspond à une séquence reçue égale à celle transmise et donc la transmission



**FIG. A.2:** Convergence du treillis de la 2REC binaire

*s'est effectuée sans erreurs.*

$$\begin{aligned}
 \text{chemin1} : \tilde{U}_1 &= 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0 \\
 \text{chemin2} : \tilde{U}_2 &= 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1 \\
 \text{chemin3} : \tilde{U}_3 &= 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\
 \text{chemin4} : \tilde{U}_4 &= 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0
 \end{aligned}
 \tag{A.1}$$



## Décomposition de Rimoldi

Cette décomposition permet d'obtenir un treillis indépendant du temps qui contient  $pM^{L-1}$  états et  $pM^L$  transitions quelque soit la parité du numérateur  $u$  de l'indice de modulation. Elle a été proposée par B. Rimoldi dans [46]. Rappelons que la phase du signal CPM s'écrit pour  $nT \leq t \leq (n+1)T$  :

$$\varphi(\underline{a}, t) = 2\pi h \sum_{i=0}^n a_i q(t - iT)$$

Dans la décomposition de Rimoldi on définit une phase dite modifiée, notée  $\psi(\underline{a}, t)$  par :

$$\psi(\underline{a}, t) = \varphi(\underline{a}, t) + \frac{\pi h(M-1)t}{T}$$

D'après l'équation (3.3) nous pouvons réécrire l'expression de la phase modifiée, et pour  $t$  tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$ , comme suit :

$$\psi(\underline{a}, t) = \pi h \sum_{k=0}^{n-L} a_k + 2\pi h \sum_{k=n-L+1}^n a_k q(t - kT) + \frac{\pi h(M-1)t}{T} \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (\text{B.1})$$

On introduit aussi la séquence des données modifiée en associant à un symbole  $a_k$  un symbole  $u_k$  donné par :

$$u_k = \frac{1}{2} (a_k + M - 1)$$

La nouvelle séquence est alors composée par des symboles M-aires appartenant à l'ensemble  $\{0, 1, 2, \dots, (M-1)\}$ . La phase modifiée du signal s'écrit pour  $t$  tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$  :

$$\begin{aligned} \psi(\underline{u}, t) &= 2\pi h \sum_{k=0}^{n-L} u_k + 4\pi h \sum_{k=0}^{L-1} u_{n-k} q(t) + \frac{1}{T} \pi h (M-1)(t - kT) \\ &- 2\pi h (M-1) \sum_{k=0}^{L-1} q(t) + (L-1)(M-1)\pi h \\ &= \theta_n + \theta(u, t - nT) \end{aligned}$$

Où  $\theta_n$  est l'état de phase du modulateur avec donné par :

$$\theta_n = 2\pi h \left( \sum_{k=0}^{n-L} u_k \right)$$

Sachant que nous pouvons considérer la valeur de  $\theta_n$  modulo  $[2\pi]$ , l'état de phase peut prendre  $p$  valeurs différentes et ceci indépendamment de la parité du numérateur  $u$  de l'indice de modulation.

La fonction  $\theta(u, \tau)$  est définie pour  $\tau$  dans  $[0T]$ , elle est fonction des  $L$  derniers symboles transmis, elle s'écrit :

$$\begin{aligned} \theta(\underline{u}, \tau) &= 4\pi h \sum_{k=0}^{L-1} u_{n-k} q(\tau + kT) + \frac{1}{T} \pi h (M-1) \tau \\ &\quad - 2\pi h (M-1) \sum_{k=0}^{L-1} q(\tau + kT) + (L-1)(M-1)\pi h \end{aligned}$$

La fonction  $\theta(\underline{u}, \tau)$  représente, à une constante près, la phase du signal transmis en bande de base entre les instants  $nT$  et  $(n+1)T$ , elle caractérise une transition dans le treillis. Une transition dans le treillis peut ainsi être représentée sous une forme vectorielle, par un vecteur du type :

$$x_n = (v_n, u_{n-L+1}, u_{n-L+2}, \dots, u_{n-1}, u_n) = (U_n, u_n) \quad (\text{B.2})$$

Une transition peut aussi être représentée par une impulsion continue qui s'écrit sous la forme :

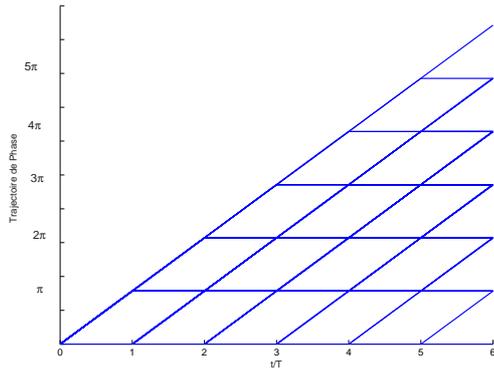
$$\cos(\psi(\underline{u}, t)) = \cos(\theta_n + \theta(u, t - nT))$$

### Exemple

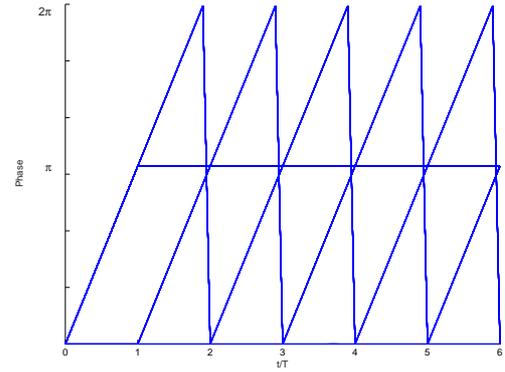
Considérons la IREC binaire avec un indice de modulation  $h = 1/2$ . Cette CPM a été adoptée dans l'exemple du paragraphe 3.2.2. En adoptant la décomposition de Rimoldi, la nouvelle phase du signal s'écrit :

$$\psi(\underline{u}, t) = k\pi + \pi(2u_n - 1)q(t) + \frac{\pi t - nT}{2T}$$

$k$  étant un entier naturel et  $u_n$  est un entier dans  $\{0, 1\}$ . En considérant une valeur modulo  $2\pi$  de la phase on peut remarquer qu'il existe quatre trajectoires possibles sur la durée d'un symbole. La phase du signal aux instants multiples de  $T$  ne peut prendre que deux valeurs possibles à savoir 0 et  $\pi$  alors que le symbole transmis  $u_n$  vaut soit 0 soit 1. Les nouvelles trajectoires de phase ainsi que le nouveau treillis sont illustrés respectivement sur les figures B.1 et B.2. Ces figures sont à comparer avec les figures 3.3 et 3.4. On peut alors remarquer que la décomposition de Rimoldi fait que structure du treillis est indépendante du temps dans ce cas.



**FIG. B.1:** Trajectoires de phase d'une 1 REC binaire avec  $h=1/2$ , avec la décomposition de Rimoldi



**FIG. B.2:** Trajectoire de phase (mod  $2\pi$ ) d'une 1 REC binaire  $h=1/2$ , avec la décomposition de Rimoldi

En adoptant la décomposition de Rimoldi, il est essentiel de tenir compte du fait que le fréquence porteuse doit être décalée par rapport à la fréquence original  $f_0$ . Le signal transmis sur le canal s'écrit sous la forme :

$$s(\underline{u}, t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t + \psi(\underline{u}, t) + \varphi_0) \quad (\text{B.3})$$

$f_1$  est alors la nouvelle fréquence porteuse qui s'écrit :  $f_1 = f_0 - \frac{h(M-1)}{T}$ . Il est important de rappeler que le spectre du signal transmis reste toujours centré autour de la fréquence  $f_0$ . Par conséquent, la variation de la fréquence  $f_1$  suite à une variation des paramètres de la forme d'onde n'induit pas une complexité supplémentaire au niveau de l'opération de synchronisation. Par contre, le récepteur doit tenir compte de cette modification en multipliant le signal reçu en bande de base par le terme  $\exp(j2\pi h(M-1)\frac{t}{T})$ .



## Bibliographie

- [1] Ccstds 101.0-b-6. telemetry channel coding. blue book. issue 6. october 2002.
- [2] Etsi en 300 421 v1.1.2 digital video broadcasting ; framing structure, channel coding and modulation for 11/12 ghz satellite services.
- [3] Etsi en 302 307 v1.1.1 digital video broadcasting, second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications.
- [4] Etsi tr 101 790 v1.1.1 digital video broadcasting ; interaction channel for satellite distribution systems ; guidelines for the use of en301 790.
- [5] John B. Anderson, Tor Aulin, and Carl-Erik Sundberg. *Digital Phase Modulation*. Plenum Press, New York, 1986.
- [6] T. Aulin. Viterbi detection of continuous phase modulated signals. In *National Telecommunications Conference, NTC 80*, pages 14.2.1–14.2.7., Houston, Texas, USA, December 1980.
- [7] T. Aulin, N. Rydbeck, and C.E Sundberg. Continuous phase modulation part ii : Partial response signaling. *IEEE Transactions on Communications*, COM-29, march 1981.
- [8] T. Aulin and C.E Sundberg. Continuous phase modulation part i : Full response signaling. *IEEE Transactions on Communications*, COM-29, march 1981.
- [9] Tor Aulin and Karl-Erik Sundberg. Calculating digital fm spectra by means of autocorrelation. *IEEE Transactions on Communications*, COM-30, May 1982.
- [10] Tor Aulin and Karl-Erik Sundberg. Exact asymptotic behavior of digital fm spectra. *IEEE Transactions on Communications*, COM-30, November 1982.
- [11] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Transactions on Information Theory*, march 1974.
- [12] S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani. *Digital Transmission Theory*. Prentice-Hall, 1987.
- [13] Sergio Benedetto, Dariush Divalsar, Guido Montorsi, and Fabrizio Pollara. Serial concatenation of interleaved codes : Performance analysis, design and iterative decoding. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44, May 1998.
- [14] Sergio Benedetto and Guido Montorsi. Role of recursive convolutional codes in turbo codes. *Electronics Letters*, 31, May 1995.

- [15] C. Berrou and A. Glavieux. Near optimum error correcting coding and decoding :turbo-codes. *IEEE Transactions on Communications*, 44, October 1996.
- [16] S. Ten Brink. Convergence of iterative decoding. *Electronics Letters*, 35, June 1999.
- [17] C. Brutel and J. Boutros. Serial concatenation of interleaved convolutional codes and m-ary continuous phase modulation. *Annales des télécommunications*, June 1999.
- [18] Laurent Castanet. *Techniques Adaptatives de lutte contre les affaiblissements de propagation pour les systèmes de télécommunications par satellite en EHF*. PhD thesis, ENSAE, 2001.
- [19] R. Chaggara, M. L. Boucheret, C. Bazile, E. Bouisson, A. Ducasse, and J .D Gayrard. Adaptive waveform based on continuous phase modulations : Design and performance. In *The 2004 IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications :SPAWC*, Lisbon, Portugal, July 2004. IEEE.
- [20] R. Chaggara, M. L. Boucheret, C. Bazile, E. Bouisson, A. Ducasse, and J .D Gayrard. Continuous phase modulations for future satellite communication systems. In *12th European Signal Processing Conference Eusipco 2004*, Vienna, Austria, September 2004.
- [21] R. Chaggara, M. L. Boucheret, C. Bazile, E. Bouisson, A. Ducasse, and J .D Gayrard. Efficient and adaptive cpm for future satellite communications systems in ka band. In *22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit*, Monterey, California, May 2004.
- [22] R. Chaggara, M. L. Boucheret, C. Bazile, C. Morlet, and J .D Gayrard. Adaptive waveforms for multimedia satellite applications in ka band based on continuous phase modulation. In *Eighth International Workshop on Signal Processing for Space Communications*, Catania, Italy, September 2003.
- [23] W.E. Strak Cheng-Po Liang, Je-hong Jong and Jak R. East. Nonlinear amplifier effects in communications systems. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 47, August 1999.
- [24] Giulio Colavolpe and Riccardo Raheli. Reduced-complexity detection and phase synchronization of cpm signals. *IEEE Transactions on Communications*, 45, September 1997.
- [25] Dariush Divsalar, Samuel Dolinar, and Fabrizio Pollara. Iterative turbo decoder analysis based on density evolution. *IEEE journal on selected areas in communications*, 19, May 2001.
- [26] M. Laddomada F. Daneshgaran and and M. Mondin. Interleaver design for serially concatenated convolutional codes : Theory and application. *IEEE Transactions On Information Theory*, 50, June 2004.
- [27] Hesham El Gamal and A. Roger Hammons. Analyzing the turbo decoder using the gaussian approximation. *IEEE Transactions On Information Theory*, 47, February 2001.
- [28] Michael J. Gertsman and Jhon H. Lodge. Symbol-by-symbol map demodulation of cpm and psk signals on rayleigh flat-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 45, July 1997.

- [29] Johannes Huber and Weiling Liu. An alternative approach to reduced-complexity cpm-receivers. *IEEE Journal On Selected Area In Communications*, 7, December 1989.
- [30] P. Hoeher J. Hagenauer. A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. In *Proceeding IEEE Globecom*, pages 1680–1686, 1989.
- [31] G. D. Forney Jr. The viterbi algorithm. *IEEE Proceeding*, 68 :268–278, March 1973.
- [32] Ghassan Kawas Kaleh. Simple coherent receivers for partial response continuous phase modulation. *IEEE Journal On Selected Area In Communications*, 7, December 1989.
- [33] Pierre A. Laurent. Exact and approximation construction of digital phase modulation by superposition of amplitude modulated pulse (amp). *IEEE Transactions on Communications*, 34, February 1986.
- [34] Vincenzo Lottici, Marco Luise, and Ruggero Reggiannini. Adaptive nonlinear compensation of satellite transponder distortion for high-level data modulations. In *Seventh International Workshop on Digital Signal Processing Techniques for Space Communications*, Sesimbra, Portugal, October 2001. ESA.
- [35] G. Maral and M. Bousquet. *Satellite Communications Systems*. Wiley, fourth edition, 2002.
- [36] Umberto Mengali and Michele Morelli. Decomposition of m-ary cpm signals into pam waveforms. *IEEE Transactions On Information Theory*, 41, September 1995.
- [37] Pär Moqvist. *Multiuser Serially Concatenated Continuous Phase Modulation*. PhD thesis, Chalmers University of Technology Göteborg Sweden, 2002.
- [38] Pär Moqvist and Tor Aulin. Convergence analysis of sccpm with iterative decoding. *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '01*, 2, November 2001.
- [39] Pär Moqvist and Tor M. Aulin. Trellis termination in cpm. *IEEE Electronics Letters*, 36, November 2000.
- [40] Pär Moqvist and Tor M. Aulin. Serially concatenated continuous phase modulation with iterative decoding. *IEEE Transactions on Communications*, 49, November 2001.
- [41] Pär Moqvist and Tor M. Aulin. Signal space dimension reduction for awgn channels with application to cpm. *ISIT*, June 2001.
- [42] Krishna Narayanan and Gorden L. Stüber. Performance of trellis-coded cpm with iterative demodulation and decoding. *IEEE Transactions on Communications*, 49, April 2001.
- [43] Steven Pizzi and Stephen Wilson. Convolutional coding combined with continuous phase modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 33, January 1985.
- [44] Jhon G. Proakis. *Digital Communications*. McGRAW-HILL, fourth edition, 2001.
- [45] T. Richardson and R. Urbanke. The capacity of low-density parity check codes under message-passing decoding. *IEEE Transactions On Information Theory*, 47 :599–618, February 2001.

- 
- [46] B. Rimoldi. A decomposition approach to cpm. *IEEE Transactions on Information Theory*, 34, march 1988.
- [47] Bixio Rimoldi and Quinn Li. Coded continuous phase modulation using ring convolutional codes. *IEEE Transactions on Communications*, 43, November 1995.
- [48] Rita Rinaldo and Ricardo De Gaudenzi. Adaptive coding and modulation for the reverse link of broadband satellite systems. *ESA-ESTEC Internal Report*, 2002.
- [49] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27 :379–423, 623–656, October 1948.
- [50] C. E. Sundberg. Continuous phase modulation : A class of jointly power and bandwidth efficient digital modulation schemes with constant amplitude. *IEEE Communications Magazine*, 24, April 1986.
- [51] S. Ventouras. Fade slope characteristics. *NRPP Research Note n157*, July 1995.
- [52] S. Ventouras and J.R Norbury P.G. Davies. Olympus-based propagation measurements in southern uk. *9th International Conference on Antennas and Propagation, Eindhoven, The Netherlands*, Avril 1995.
- [53] Jason P. Woodard and Lajos Hanzo. Comparative study of turbo decoding techniques : An overview. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(6) :2208–2233, November 2000.
- [54] Jhon M. Wozencraft and I. M Jacobs. *Principles of Communication Engineering*. John Wiley and Sons, second edition, 1967.
- [55] Jungpil Yu, Marie-Laure Boucheret, and Robert Vallet. Design of turbo codes interleaver by loop distribution. In *ISIT*, page 54, Lausanne Switzerland, June 2002.