



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE)*

---

---

Présentée et soutenue le 29 Novembre 2012 par :

HUGO MÉRIC

**Codage par superposition pour les communications par satellite**

---

---

### JURY

PR CATHERINE DOUILLARD  
PR DIDIER LE RUYET  
DR GUY LESTHIEVENT  
DR MATHIEU DERVIN  
DR FABRICE ARNAL  
DR CAROLINE AMIOT-BAZILE

Télécom Bretagne  
CNAM Paris  
CNES  
Thales Alenia Space  
Thales Alenia Space  
CNES

Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Invité  
Invité

---

### École doctorale et spécialité :

*MITT : Domaine STIC : Réseaux, Télécoms, Systèmes et Architecture*

### Unité de Recherche :

*Equipe MOIS - Modélisation et Ingénierie des Systèmes - ISAE*

### Directeur(s) de Thèse :

*Pr Jérôme Lacan et Pr Marie-Laure Boucheret*

### Rapporteurs :

*Pr Catherine Douillard et Pr Didier Le Ruyet*



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mes deux directeurs de thèse, Jérôme Lacan et Marie-Laure Boucheret. Merci de m'avoir guidé et soutenu pendant ces trois années de thèse. Une mention spéciale pour Jérôme qui a réussi à me supporter au quotidien et m'a insufflé un peu de son optimisme.

Je remercie mes encadrants industriels Fabrice Arnal, Guy Lesthievant et Caroline Amiot-Bazile. Merci de votre encadrement et de votre confiance.

Merci à Catherine Douillard et Didier Le Ruyet qui ont accepté de rapporter cette thèse et qui ont également contribué par leurs nombreuses remarques et suggestions à améliorer la qualité de ce mémoire. Merci à Mathieu Dervin qui a accepté de participer à mon jury.

Merci à la fine équipe du DMIA avec qui j'ai partagé mon quotidien pendant cette thèse : Emmanuel Lochin, Tanguy Pérennou, Fabrice Francès, Patrick Sénac, Yves Caumel. . .

Un grand merci à Yamina Nedjari et Marie-Josée Estepa au TésA pour leur réactivité et leur aide lors des démarches administratives.

Je tiens à remercier tous mes collègues de bureau : Rémi pour avoir souffert régulièrement avec moi sur le bitume ou à la montagne ; Guillaume qui a lancé la mode des bras cassés au bureau ; Jonathan de m'avoir initié à *Bad Piggies* et à la diététique ; Chi qui a miraculeusement survécu à ces trois années dans le même bureau que moi ; Alex qui s'est servi de mon port 22 à des fins éducatives et qui m'a transmis le miroir magique ; sans oublier Thomas, Tuan, Victor, Nico, Dung, Hamdi, Pierre-Ugo, Khanh, Ronan, Rami, Ali et tous les autres. Merci à Alexandre Hamez pour ses remarques sur ce rapport. Merci à Antoine et la Fritte pour les *Mario Kart Night*, les sorties en vtt. . . Grâce à vous tous, la thèse s'est merveilleusement bien passée.

Finalement, je tiens à remercier mes parents pour leur soutien et leurs encouragements pendant mes années d'études.

*Toulouse, décembre 2012*



# Résumé

Les systèmes de communication par satellite d'aujourd'hui reposent principalement sur le multiplexage temporel pour optimiser leurs performances. Chaque utilisateur utilise le canal pendant une fraction de temps connu. Pendant cette période, la modulation et le taux de codage sont choisis de manière à transmettre le plus d'information possible. En pratique, ce schéma est facile à mettre en œuvre ce qui justifie sa popularité. Cependant, il est désormais bien connu que la répartition temporelle n'est pas optimale en termes d'efficacité spectrale offerte aux récepteurs. En effet, la stratégie qui consiste à superposer des données offre de meilleures performances que le multiplexage temporel.

C'est dans ce contexte que s'inscrit la problématique de cette thèse. Le travail réalisé propose des applications du codage par superposition dans le domaine des communications par satellite. Tout d'abord, nous étudions la modulation hiérarchique qui est une implémentation du codage par superposition au niveau de la modulation. Les performances de ce type de modulation sont évaluées d'un point de vue théorique et pratique.

Dans un deuxième temps, nous quantifions l'amélioration en termes d'efficacité spectrale que peut apporter la modulation hiérarchique pour les systèmes de communication par satellite. Les standards de diffusion par satellite DVB-SH et DVB-S2 fournissent un cadre pratique. Nous montrons que des gains non négligeables sont envisageables selon la configuration du système.

Le dernier point abordé concerne un système où des utilisateurs communiquent entre eux à l'aide d'un satellite qui sert de relais. Nous proposons un schéma de communication où plusieurs utilisateurs émettent en même temps en coordonnant leur puissance de transmission. Ainsi, les signaux vont naturellement se superposer. Les récepteurs utilisent deux mécanismes pour le décodage des signaux : le codage réseau couche physique et la démodulation de constellations superposées.

Finalement, les gains de performance obtenus dans les différents domaines par le codage par superposition ouvrent des perspectives pour des travaux futurs.

**Mots-clés :** Codage par superposition, modulation hiérarchique, communications par satellite.



# Abstract

Modern satellite communication systems mainly rely on time sharing to optimize the throughput. Each receiver uses the channel during a given fraction of time. During this period, the transmission parameters (i.e., the modulation and the coding rate) are chosen in order to transmit as much information as possible. The scheme is easy to implement which explains its popularity. However, it is today well established that time sharing is not optimal in terms of spectrum efficiency offered to the receivers. Indeed, the scheme that consists in sending superposed data offers better performance than the time sharing.

This thesis investigates the application of superposition coding in satellite communication systems. First of all, we study the performance of hierarchical modulation which is an implementation of superposition coding at the modulation level. We propose a performance evaluation method for such modulations. We also compare the performance of hierarchical and non hierarchical modulations in terms of spectrum efficiency and link unavailability. These two criteria are very important for broadcast system and we show that hierarchical modulations often offer better performance than non hierarchical modulations.

Then, we study the performance improvement in terms of spectrum efficiency when using hierarchical modulation in satellite communication systems. Two issues are addressed. The first one is how to group the receivers in pairs in order to transmit data with a hierarchical modulation. The second issue is the computation of the spectrum efficiency. We show that significant gains are possible depending on the system configuration.

The last part considers a system where multiple users communicate through a satellite. The satellite acts as a relay in our scenario. We propose a communication scheme where several users emit at the same time with appropriate transmitting power. Thus the signals naturally superpose and generate interference. The receivers use two mechanisms for decoding the signals : physical layer network coding and demodulation of superposed constellations.

Finally, we explain how the performance improvements obtained by superposition coding in several scenarios open perspectives for future work.

**Keywords :** Superposition coding, hierarchical modulation, satellite communications.





# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Résumé</b>	<b>v</b>
<b>Table des matières</b>	<b>ix</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xiii</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xvii</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
1.1 Contexte . . . . .	1
1.1.1 Bref historique des communications par satellite . . . . .	1
1.1.2 Contexte de la thèse . . . . .	2
1.2 Contributions . . . . .	2
1.3 Organisation . . . . .	3
<b>2 Etat de l'art</b>	<b>5</b>
2.1 Capacité d'un canal . . . . .	5
2.2 Canal de diffusion et codage par superposition . . . . .	7
2.2.1 Introduction du canal de diffusion . . . . .	7
2.2.2 Exemples de codage par superposition . . . . .	8
2.2.3 La modulation hiérarchique : implémentation du codage par superposition	11
2.3 Capacité du canal gaussien à entrée discrète et codes correcteurs d'erreurs . . .	11
2.3.1 Capacité du canal gaussien à entrée discrète . . . . .	11
2.3.2 Codes correcteurs d'erreurs . . . . .	13
2.4 Présentation de la modulation hiérarchique . . . . .	16
2.4.1 Principe . . . . .	16
2.4.2 Calcul du taux d'erreur bit . . . . .	18
2.4.3 Exemple d'applications de la modulation hiérarchique . . . . .	20
2.5 Standards de diffusion par satellite : DVB-SH et DVB-S2 . . . . .	24
2.5.1 DVB-SH . . . . .	24
2.5.2 DVB-S2 . . . . .	26
2.5.3 Comparaison de DVB-SH et DVB-S2 . . . . .	26

<b>3</b>	<b>Etude des performances de la modulation hiérarchique</b>	<b>27</b>
3.1	Capacité et modulation hiérarchique . . . . .	27
3.1.1	Canal gaussien . . . . .	27
3.1.2	Quelques résultats pour la 16-QAM hiérarchique . . . . .	31
3.1.3	Région de capacité du canal gaussien contraint par une modulation . . .	33
3.2	Evaluation du seuil de décodage d'un schéma de transmission . . . . .	36
3.2.1	Principe illustré avec des codes atteignant la capacité . . . . .	36
3.2.2	Description de la méthode . . . . .	37
3.2.3	Applications . . . . .	38
3.3	Evaluation des performances dans un cas d'étude . . . . .	39
3.3.1	Description du cas d'étude . . . . .	39
3.3.2	Première solution : $\alpha \leq 1$ . . . . .	40
3.3.3	Deuxième solution : modification de la composition des flux . . . . .	41
3.3.4	Discussions . . . . .	43
3.4	Introduction et étude de la 16-APSK hiérarchique . . . . .	43
3.4.1	Introduction . . . . .	43
3.4.2	Equation liant l'énergie du flux HE aux paramètres de constellation . . .	44
3.4.3	Résolution de l'équation énergétique . . . . .	45
3.4.4	Performances de la 16-APSK hiérarchique . . . . .	47
3.5	Efficacité spectrale et indisponibilité . . . . .	49
3.5.1	Définition de l'indisponibilité . . . . .	49
3.5.2	Application à DVB-SH . . . . .	50
3.5.3	Application à DVB-S2 . . . . .	53
3.5.4	Discussions . . . . .	56
3.6	Conclusion . . . . .	56
<b>4</b>	<b>Application de la modulation hiérarchique pour les systèmes de communication par satellite</b>	<b>57</b>
4.1	Introduction . . . . .	57
4.2	Source avec deux récepteurs . . . . .	58
4.2.1	Multiplexage temporel sans modulation hiérarchique . . . . .	58
4.2.2	Multiplexage temporel avec modulation hiérarchique . . . . .	58
4.2.3	Résultats . . . . .	59
4.3	Source avec six récepteurs . . . . .	61
4.3.1	Multiplexage temporel sans modulation hiérarchique . . . . .	61
4.3.2	Multiplexage temporel avec modulation hiérarchique . . . . .	62
4.3.3	Résultats . . . . .	63
4.4	Source avec $n$ récepteurs . . . . .	64
4.4.1	Calcul des efficacités spectrales atteignables . . . . .	64
4.4.2	Stratégie de regroupement . . . . .	65
4.4.3	Modélisation du canal . . . . .	66
4.4.4	Résultats . . . . .	67

4.5	Discussion sur l'ajout de la 16-APSK hiérarchique dans DVB-S2 . . . . .	70
4.6	Conclusion . . . . .	70
<b>5</b>	<b>Codage par superposition sur la voie retour d'un satellite</b>	<b>73</b>
5.1	Introduction . . . . .	73
5.1.1	Problématique . . . . .	73
5.1.2	Introduction du codage réseau couche physique . . . . .	74
5.1.3	Travaux sur les relais . . . . .	76
5.1.4	Contributions . . . . .	78
5.2	Description du système . . . . .	79
5.2.1	Définitions et hypothèses . . . . .	79
5.2.2	Description du mécanisme . . . . .	79
5.3	Analyse de la capacité . . . . .	81
5.3.1	Bilan de liaison entre un émetteur et un récepteur . . . . .	81
5.3.2	Calcul des puissances de transmission optimales . . . . .	82
5.3.3	Résultats . . . . .	84
5.4	Evaluation des performances dans un cas pratique . . . . .	85
5.4.1	Résultats principaux . . . . .	85
5.4.2	Résultats additionnels . . . . .	88
5.5	Conclusion . . . . .	91
<b>6</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>93</b>
6.1	Conclusion générale . . . . .	93
6.2	Résumé des contributions et perspectives . . . . .	94
6.2.1	Performances de la modulation hiérarchique . . . . .	94
6.2.2	Application de la modulation hiérarchique pour les systèmes de commu- nication par satellite . . . . .	95
6.2.3	Codage par superposition sur la voie retour d'un satellite . . . . .	97
6.3	Publications . . . . .	98
	<b>Bibliographie</b>	<b>99</b>



# Table des figures

2.1	Capacité du canal binaire symétrique . . . . .	6
2.2	Deux canaux binaires symétriques . . . . .	8
2.3	Illustration du codage par superposition pour 2 canaux binaires symétriques . . . . .	8
2.4	Région de capacité pour le canal binaire symétrique avec $p = 0.1$ . . . . .	9
2.5	Canal de diffusion gaussien . . . . .	10
2.6	Région de capacité pour le canal gaussien ( $SNR_1 = 5$ dB et $SNR_2 = 1$ dB) . . . . .	11
2.7	Limites de Shannon . . . . .	12
2.8	Encodeur d'un turbocode . . . . .	13
2.9	Exemple de codeur convolutif . . . . .	14
2.10	Grphe de Tanner . . . . .	15
2.11	Modulation hiérarchique avec une 16-QAM . . . . .	17
2.12	Illustration pour le calcul du TEB d'une BPSK . . . . .	19
2.13	Comparaison du taux d'erreur bit entre la QPSK et la 16-QAM hiérarchique . . . . .	20
2.14	Fournir un contenu local . . . . .	23
2.15	Architecture générale du système DVB-SH . . . . .	25
3.1	Exemple de $\chi_0$ (lignes verticales) et de $\chi_3$ (lignes horizontales) . . . . .	29
3.2	Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique . . . . .	31
3.3	Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique avec $\alpha = 0$ et un <i>mapping</i> de Gray . . . . .	31
3.4	Bits utiles pour le flux HE avec $\alpha$ proche de 0 . . . . .	32
3.5	Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique avec $\alpha = 0$ et le nouveau <i>mapping</i> . . . . .	33
3.6	Exemples de région de capacité . . . . .	34
3.7	Critère pour choisir entre la modulation hiérarchique et la répartition temporelle . . . . .	36
3.8	Capacité normalisée pour DVB-SH . . . . .	37
3.9	$E_s/N_0$ requis (en dB) en fonction de $\alpha$ . . . . .	39
3.10	$E_s/N_0$ requis en fonction du taux de codage, $\alpha = 2$ . . . . .	39
3.11	Seuil de décodage en fonction de $\alpha$ . . . . .	41
3.12	Illustration du mixage de flux . . . . .	41
3.13	$E_s/N_0$ requis (en dB) en fonction de $\alpha$ . . . . .	42
3.14	$E_s/N_0$ requis (en dB) en fonction de la composition des flux . . . . .	42

3.15 Paramètres de constellation . . . . .	44
3.16 Exemple de l'ensemble $\mathcal{S}_{\rho_{he}}$ pour $\rho_{he} = 0.9$ et $\rho_{he} = 0.8$ . . . . .	47
3.17 Performances de la 16-APSK hiérarchique associées au code LDPC du standard DVB-S2 . . . . .	48
3.18 Distribution des rapports signal sur bruit pour plusieurs environnements . . . . .	51
3.19 Indisponibilité vs efficacité spectrale en bande S pour plusieurs environnements. Pour la modulation hiérarchique, chaque point correspond à un taux de codage donné pour les flux HE et LE. . . . .	52
3.20 Spot de diffusion d'un satellite . . . . .	54
3.21 Distribution des atténuations météo . . . . .	54
3.22 Indisponibilité vs efficacité spectrale en bande Ka . . . . .	55
4.1 Région des efficacités spectrales atteignables ( $SNR_1 = 7$ dB et $SNR_2 = 10$ dB) . . . . .	60
4.2 Gain en fonction de ( $SNR_1, SNR_2$ ) . . . . .	60
4.3 Stratégie de regroupement avec six récepteurs . . . . .	62
4.4 Ensemble des efficacités spectrales atteignables pour un couple de récepteurs dont les rapports signal sur bruit sont de 4 dB et 8 dB . . . . .	63
4.5 Efficacité spectrale en fonction de la configuration du système . . . . .	63
4.6 Système de communication avec deux types de terminaux . . . . .	67
4.7 Résultats avec une seule classe de terminal et 500 récepteurs (gains moyens, minimums et maximums sur 100 simulations) . . . . .	68
4.8 Gain en fonction de $SNR_{max}$ pour la stratégie A . . . . .	69
4.9 Résultats avec plusieurs classes de terminal et 500 récepteurs (gains moyens, minimums et maximums sur 100 simulations) . . . . .	70
5.1 Utilisateurs communiquant entre eux à l'aide d'un satellite (aucun lien direct entre les utilisateurs) . . . . .	74
5.2 Stratégies pour une communication bidirectionnelle à l'aide d'un relais : (a) stratégie classique, (b) codage réseau numérique, (c) codage réseau couche physique . . . . .	75
5.3 Utilisation conjointe du codage réseau et de la modulation hiérarchique dans une communication avec relais . . . . .	78
5.4 Ordonnancement des bursts avec 4 utilisateurs ( $N_u = 4$ ) sur le lien montant . . . . .	80
5.5 Modulation superposée avec $N_u = 2$ . . . . .	83
5.6 Capacité (bits/symbole) du cas avec $N_b = 2$ en fonction de $\rho_1$ et $\rho_2$ . . . . .	85
5.7 Comparaison des capacités d'un système TDMA (associée avec une QPSK ou une 16-QAM) et de notre solution avec $N_b = 2$ ou $N_b = 3$ (avec l'allocation optimale de puissance) . . . . .	85
5.8 Symboles reçus, $E_s/N_0 = 10$ dB, $\rho_1 = \rho_2 = 1$ . . . . .	86
5.9 $N_b = 2$ et $N_b = 3$ vs. capacité (avec défaut de synchronisation) . . . . .	87
5.10 $N_b = 2$ vs. TDMA avec une modulation 16-QAM (avec défaut de synchronisation) . . . . .	87
5.11 Comparaison des performances avec et sans synchronisation entre les utilisateurs pour $N_b = 2$ et $N_b = 3$ . . . . .	88

5.12 Capacité (bit/symbole) pour $N_b = 2$ avec $\rho_1 + \rho_2 = 1$ . . . . .	89
5.13 Performances avec $\sum_i \rho_i = 1$ (synchronisation parfaite entre les utilisateurs) . .	90
5.14 Performances avec un écart de puissance par rapport à la consigne ( $N_b = 2$ ) . .	90





# Liste des tableaux

2.1	Applications de la modulation hiérarchique . . . . .	24
2.2	Comparaisons des standards DVB-S2 et DVB-SH . . . . .	26
3.1	DVB-SH - seuils de décodage des flux HE et LE . . . . .	40
3.2	Exemples de configurations vérifiant les contraintes du système . . . . .	43
3.3	Couple $(\gamma, \theta)$ utilisé . . . . .	47
3.4	Seuils de décodage (en dB) de la 16-APSK hiérarchique obtenus avec la méthode basée sur l'information mutuelle . . . . .	49
4.1	Gain en termes d'efficacité spectrale . . . . .	64
5.1	Allocation de puissance en fonction du taux de codage . . . . .	89



# Chapitre 1

## Introduction

### 1.1 Contexte

#### 1.1.1 Bref historique des communications par satellite <sup>1</sup>

Les communications par satellite sont le fruit de recherches menées dans le domaine des télécommunications et des technologies spatiales. La conquête spatiale débuta en 1957 avec le lancement du premier satellite (Sputnik). Le premier satellite commercial, INTELSAT I ou Early Bird, fut lancé en 1965 sur une orbite géostationnaire. Le problème des premiers satellites était un coût élevé pour un service offert faible. Les avancées techniques ont permis de réduire considérablement le coût d'un système de communication par satellite : les lanceurs sont moins chers, les satellites plus lourds...

Les satellites fournissent aujourd'hui de nombreux services. A l'origine, les satellites étaient utilisés pour communiquer d'un point à un autre. Cela était intéressant du fait de la grande zone de couverture d'un satellite. Ainsi, Early Bird a rendu possible la communication entre des stations situées de part et d'autre de l'océan Atlantique. Par la suite, la réduction de la taille des stations terrestres ainsi que la baisse de leur coût a permis d'augmenter leur nombre. Il a alors été possible de tirer avantage de la capacité du satellite à collecter ou diffuser des données. La diffusion par satellite a connu un essor considérable pour fournir des services de télévision. Par exemple, les standards DVB-S et DVB-S2 ont été standardisés par l'ETSI (*European Telecommunications Standard Institute*) et proposent un service de diffusion de télévision numérique. Ces deux systèmes opèrent avec des stations terrestres qui ont des antennes avec un diamètre de 0.5 à 1 m. Des services de diffusion audio numérique existent aussi où les récepteurs ont des antennes d'environ 10 cm. Les premières stations au sol ne pouvaient que recevoir des signaux du satellite. L'introduction d'une voie retour, tout d'abord avec des terminaux VSAT (*Very Small Aperture Terminal*) puis plus récemment dans les standards DVB-RCS et DVB-RCS2, a permis de fournir des services de télévision interactive et Internet. Les performances d'un satellite ne peuvent toutefois pas rivaliser avec un réseau câblé de type ADSL. Cependant, leur utilisation peut s'avérer utile dans des milieux difficiles d'accès et ils peuvent aussi compléter un réseau terrestre. Finalement, les satellites sont utiles pour les communications avec des terminaux mobiles. Cela est rendu possible

---

1. L'historique qui suit est inspiré de [1]

par des constellations comme IRIDIUM (ensemble de satellites non-géostationnaires) ou des satellites tel que INMARSAT 4. De plus, il existe aujourd'hui des systèmes hybrides comme DVB-SH et DVB-NGH qui ont des composants terrestres et satellitaires.

### **1.1.2 Contexte de la thèse**

Les communications par satellite permettent à une source de communiquer avec plusieurs récepteurs. Ce modèle de communication fait référence au canal de diffusion. La théorie de l'information étudie depuis longtemps ce type de canal. Dans le but d'améliorer le débit offert aux récepteurs, le codage par superposition a été introduit aux début des années 1970. Le principe est de superposer les données destinées à plusieurs récepteurs pour les transmettre simultanément. Cette solution donne généralement de meilleurs débits que la solution basée sur le multiplexage temporel (ou répartition temporelle). Il existe différents moyens pour réaliser cette superposition. Cette thèse étudie le codage par superposition au niveau de la modulation. Plus précisément, le travail présenté va s'intéresser à la modulation hiérarchique et à la superposition de modulation qui sont des implémentations du codage par superposition. Les standards DVB-SH et DVB-S2, qui considèrent tous les deux la modulation hiérarchique, serviront de support pour le travail réalisé.

## **1.2 Contributions**

Cette thèse étudie l'application du codage par superposition pour les communications par satellite. Trois contributions sont présentées dans ce manuscrit.

Tout d'abord, une première étude s'intéresse aux performances de la modulation hiérarchique. Cette étude se découpe en deux parties. Premièrement, une partie théorique considère la capacité de la modulation hiérarchique, qui est une implémentation du codage par superposition. Une première comparaison est alors faite entre le codage par superposition et le multiplexage temporel en analysant les débits que chaque solution permet d'obtenir. Deuxièmement, une étude pratique étudie les performances de la modulation hiérarchique et complète la comparaison avec le multiplexage temporel. Nous commençons par proposer une méthode d'évaluation des seuils de décodage pour n'importe quel type de modulation, y compris la modulation hiérarchique, combiné avec un code correcteur d'erreurs. Cette méthode, basée sur la capacité, a l'avantage de donner une estimation fiable et rapide des seuils de décodage sans avoir recours à de longues simulations. Nous proposons ensuite des améliorations de la modulation hiérarchique et évaluons ses performances. La 16-APSK hiérarchique est aussi introduite et étudiée en détail, notamment le choix des paramètres de constellation. Finalement, nous introduisons la notion d'indisponibilité qui nécessite la connaissance de la distribution des rapports signal sur bruit des récepteurs. Cette notion complète l'efficacité spectrale et permet d'avoir une meilleure comparaison du codage par superposition et de la répartition temporelle.

Ensuite, nous étudions l'application de la modulation hiérarchique sur un système de communication par satellite. Cette partie s'intéresse aux performances du codage par superposition sur des systèmes avec deux, six et  $n$  récepteurs. L'utilisation de la modulation hiérarchique nécessite de superposer plusieurs flux de données destinés à des récepteurs diffé-

rents. La principale question est de savoir comment regrouper les récepteurs pour transmettre avec une modulation hiérarchique. Nous proposons plusieurs stratégies de regroupement et nous comparons leurs performances. En particulier, nous présentons une stratégie de regroupement qui permet d'obtenir, en fonction du système, des gains de plus de 10% en comparaison de la répartition temporelle.

Enfin, la dernière partie propose un schéma de transmission pour un système où des utilisateurs communiquent à l'aide d'un satellite qui sert de relais. Notre schéma autorise les transmissions simultanées ce qui entraîne naturellement une superposition des signaux. Les puissances de transmission des différents émetteurs sont adaptées pour optimiser la capacité du système. A la réception, chaque utilisateur met en œuvre un algorithme de codage réseau couche physique pour supprimer son propre signal et démodule avec une modulation superposée. Des simulations réalisées dans le cadre de DVB-S2 montrent que notre schéma permet d'obtenir des gains de plusieurs décibels en comparaison de la solution basée sur le multiplexage temporel.

### **1.3 Organisation**

Cette thèse est organisée comme suit :

- le Chapitre 2 propose un état de l'art ;
- le Chapitre 3 étudie les performances de la modulation hiérarchique ;
- le Chapitre 4 présente les travaux relatifs à l'utilisation de la modulation hiérarchique sur un canal de diffusion ;
- le Chapitre 5 introduit un schéma de transmission pour un canal à interférence avec un relais et évalue les performances de ce schéma ;
- le Chapitre 6 donne les conclusions de cette thèse ainsi que les perspectives.



## Chapitre 2

# Etat de l'art

### 2.1 Capacité d'un canal

En 1948, Claude Shannon donnait naissance à la théorie de l'information [2]. Dans son article, Shannon définit la capacité  $C$  d'un canal, aussi appelée limite de Shannon, et démontre qu'il est possible de transmettre sur un canal bruité des données de manière fiable avec un taux de codage  $R$  tant que la condition  $R < C$  est vérifiée. Par fiable, nous entendons que la probabilité d'erreur lors du décodage, c'est-à-dire la probabilité que le message décodé ne soit pas le message transmis, peut être rendue arbitrairement proche de zéro. Ce résultat est d'autant plus remarquable qu'il est contre-intuitif. En effet, considérons l'exemple du canal binaire symétrique avec probabilité d'erreur  $p$ . Ce canal transmet des données binaires où un 0 se change en 1 (et vice-versa) avec une probabilité  $p$  et les valeurs sont correctement reçues avec une probabilité  $1 - p$ . Pour diminuer la probabilité d'erreur au décodage, le plus naturel est d'utiliser un code à répétition où le décodage se fait par vote majoritaire. Si l'on répète chaque symbole binaire trois fois, la probabilité d'erreur  $P_e$  est

$$P_e = \Pr(\text{nombre d'erreurs} \geq 2) = \binom{3}{2} p^2 (1-p) + \binom{3}{3} p^3 = 3p^2 - 2p^3. \quad (2.1)$$

De manière générale, si on répète chaque symbole  $2n + 1$  fois, la probabilité d'erreur s'écrit

$$P_e = \Pr(\text{nombre d'erreurs} \geq n + 1) = \sum_{k=n+1}^{2n+1} \binom{2n+1}{k} p^k (1-p)^{2n+1-k}. \quad (2.2)$$

Quand  $n \rightarrow \infty$ , on montre que  $P_e \rightarrow 0$  mais  $R = \frac{1}{2n+1} \rightarrow 0$ . Ainsi, la probabilité d'erreur diminue au détriment du taux de codage. Les codes à répétition sont très peu utilisés en pratique. La correction d'erreurs repose le plus souvent sur des codes linéaires où les symboles de redondance sont des combinaisons linéaires des symboles d'information.

En théorie, la capacité du canal binaire symétrique est donnée par

$$C(p) \stackrel{\text{def}}{=} 1 - H_2(p) \quad (2.3)$$

où  $p$  est la probabilité d'erreur et  $H_2(p) \stackrel{def}{=} -p \log_2(p) - (1-p) \log_2(1-p)$  est l'entropie d'une source binaire [3]. La Figure 2.1 représente la fonction  $C(p)$ . Quand  $p = 0$ , le canal est parfait et la capacité est de 1 bit. De même, si  $p = 1$ , les bits sont toujours inversés et la capacité est aussi de 1 bit. Le pire cas est obtenu pour  $p = 1/2$  où la capacité est de 0 bit. Cela se comprend intuitivement car l'incertitude sur le canal est totale.

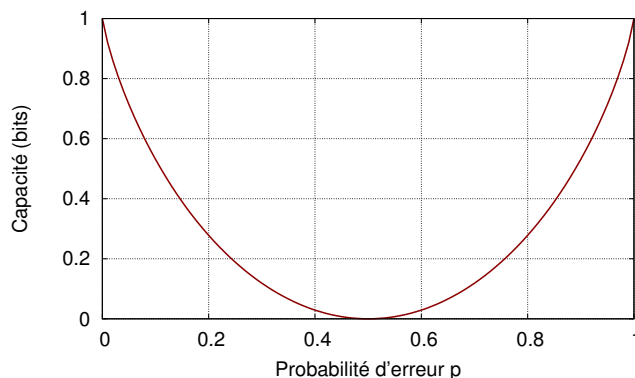


FIGURE 2.1 – Capacité du canal binaire symétrique

D'autres exemples de canaux simples sont présentés dans [3] : canal à effacement, canal symétrique. . . Pour chaque canal, l'objectif est de trouver l'ensemble des *débit atteignables* (*achievable rates*). Pour la traduction de *achievable rates*, nous avons repris le terme "débit" utilisé dans [4].

**Définition 1.** Un débit  $R$  est dit atteignable s'il existe un code avec un taux de codage  $R$  qui a une probabilité d'erreur arbitrairement proche de 0.

Le débit est ici similaire au taux de codage ou rendement d'un code. Par exemple, pour le canal binaire symétrique avec  $p = 0.2$ , on peut lire sur la Figure 2.1 que  $C \approx 0.28$  donc tous les débits  $R$  qui vérifient  $R \leq 0.28$  sont atteignables. Avec cette définition, la capacité d'un canal apparaît comme la borne supérieure des débits atteignables.

Reprenons maintenant l'exemple du canal binaire symétrique. Le résultat de Shannon montre qu'il existe des codes permettant de faire mieux que le code de répétition où la fiabilité s'obtient au détriment du rendement. Cependant, Shannon démontre son résultat en utilisant des codes aléatoires qui présentent un intérêt théorique mais ne donnent aucune idée sur la construction de codes permettant d'atteindre la capacité d'un canal. Il aura fallu près de 50 ans à la communauté scientifique pour relever ce défi [5]. Aujourd'hui, plusieurs classes de code comme les turbocodes [6, 7], les codes LDPC [8, 9] et plus récemment les *spinal codes* [10] permettent de s'approcher au plus près de la limite de Shannon.

Dans son article de 1948, Shannon s'est focalisé sur la capacité des canaux point à point. Dans le cas d'un canal sans mémoire avec un bruit gaussien, les turbocodes ou les codes LDPC ont de très bonnes performances et peu de gains sont possibles. Cependant, d'autres types de canaux ont été définis et étudiés par la suite, on peut citer par exemple :

- le canal à accès multiple où, par exemple,  $m$  stations cherchent à communiquer avec un même récepteur ;



- le canal avec relais où une source communique avec une destination à travers un ou plusieurs relais ;
- le canal de diffusion où une source cherche à communiquer avec  $m$  récepteurs.

Ces canaux mettent en jeu plusieurs sources et/ou destinations. L'objectif est ici de trouver la *région de capacité*.

**Définition 2.** *La région de capacité ou région des débits atteignables est l'ensemble des débits que l'on peut atteindre simultanément sur un canal.*

Après avoir obtenu une région de capacité pour un canal, la question principale est de savoir si cette région est optimale en termes de débits atteignables. De plus, l'obtention d'une région de capacité s'accompagne généralement d'une méthode de codage pour atteindre cette région. On peut citer comme techniques de codage : le codage par superposition, le codage sur papier sale (*dirty paper coding*)... Pour une grande majorité de canaux, la région des débits atteignables n'est pas connue. Le travail réalisé dans cette thèse s'intéresse plus particulièrement au codage par superposition développé pour le canal de diffusion.

## 2.2 Canal de diffusion et codage par superposition

### 2.2.1 Introduction du canal de diffusion

Le canal de diffusion a été introduit et étudié par Cover [11]. Ce canal consiste en une source communicant vers plusieurs récepteurs, typiquement un satellite. Deux scénarios sont envisageables : soit la source transmet des données indépendantes à chaque récepteur, soit la source transmet des données communes. Pour le cas avec données communes, la source peut par exemple transmettre une vidéo encodée avec H.264/SVC [12, 13, 14] qui autorise un décodage partiel du flux de données. Chaque récepteur décode la partie du flux qu'il peut et obtient la vidéo correspondante.

Plusieurs stratégies de transmission sont envisageables sur un canal de diffusion. Considérons une source communiquant avec  $k$  récepteurs tel que le lien entre la source et le récepteur  $i$  a une capacité  $C_i$  ( $1 \leq i \leq k$ ). Nous considérons le cas où les données transmises sont communes à l'ensemble des récepteurs. Tout d'abord, la solution la plus simple pour communiquer sur ce canal est de transmettre les données avec un taux de codage  $R_{min} = \min_{1 \leq i \leq k} C_i$ . Ainsi, chaque récepteur a le même débit  $R_{min}$ . L'approche opposée qui consiste à transmettre avec un taux de codage  $R_{max} = \max_{1 \leq i \leq k} C_i$  est aussi envisageable bien que pénalisante pour presque tous les récepteurs. En effet, la plupart des récepteurs ne peuvent rien décoder et ont un débit nul. La technique suivante est le multiplexage temporel ou répartition temporelle. La source transmet des données avec un taux de codage  $C_i$  pendant une fraction de temps  $\lambda_i \geq 0$  tel que  $\sum_{i=1}^k \lambda_i = 1$ . Cette solution offre au récepteur  $j$  le débit  $\sum_{i \leq j} \lambda_i C_i$ . Bien que ce schéma améliore considérablement les performances, il est possible de faire mieux en utilisant le codage par superposition. Cette méthode a été introduite par Cover dans [11]. Le principe est de superposer les données à envoyer et de les transmettre ensemble. Ce codage obtient de meilleures performances que le multiplexage temporel et est même optimal dans certains cas.

### 2.2.2 Exemples de codage par superposition

Nous allons maintenant illustrer le codage par superposition avec deux exemples tirés de l'article de Cover. Dans les deux exemples, la source transmet des données communes.

#### Canal binaire symétrique

Le premier exemple s'intéresse à deux canaux binaires symétriques. Le canal est représenté sur la Figure 2.2. Le premier utilisateur a un canal parfait et sa capacité est de  $C_1 = 1$  bit. Le second utilisateur a une probabilité d'erreur  $p$  et sa capacité est donnée par  $C_2 = C(p) = 1 - H_2(p)$  bit [3], où  $H_2(p)$  est l'entropie d'une source binaire définie dans la Section 2.1.

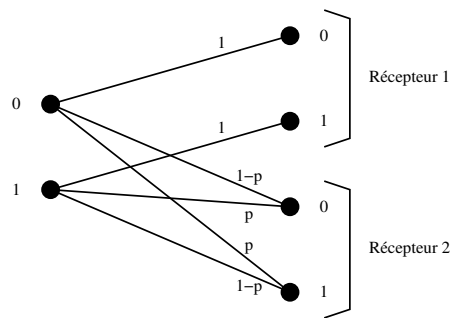


FIGURE 2.2 – Deux canaux binaires symétriques

L'idée de Cover est de transmettre vers le récepteur 2 avec un taux de codage  $R_2 = C_2 - \epsilon$ . Ainsi, le taux de codage est diminué et n'est donc pas optimal pour le récepteur 2. Cependant, la redondance ajoutée permet de corriger plus d'erreurs. Cover va tirer avantage de cette possibilité à corriger plus d'erreurs en superposant des données pour le récepteur 1. La Figure 2.3 illustre ce procédé. On superpose des données pour le récepteur 1 aux mots de code du récepteur 2. Cela génère des mots de code auxiliaires que la source va transmettre. En jouant avec le paramètre  $\epsilon$ , il est possible de modifier la quantité d'information que l'on transmet à chaque récepteur.

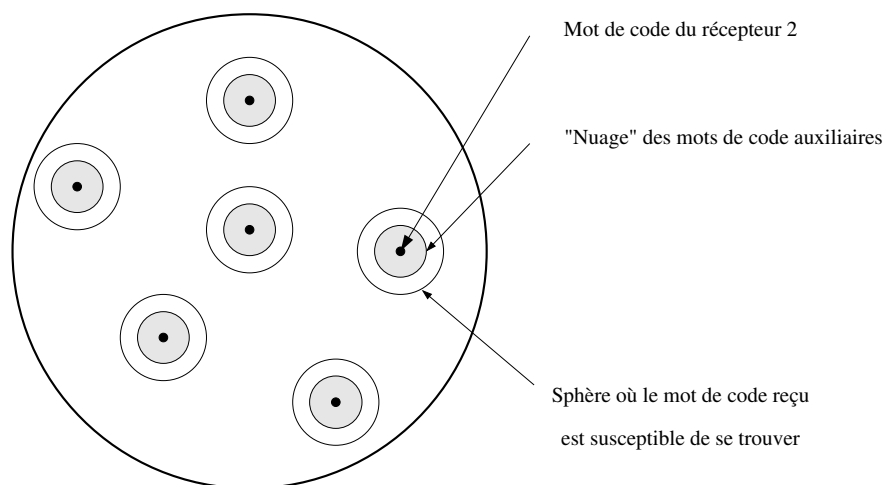


FIGURE 2.3 – Illustration du codage par superposition pour 2 canaux binaires symétriques

Le récepteur 2 décode son mot de code classiquement, où les données pour l'autre utilisateur apparaissent comme du bruit. Le récepteur 1, qui connaît le dictionnaire du récepteur 2 et a un canal parfait, décode le message pour le récepteur 2 puis le message superposé. Finalement, Cover montre que les débits

$$R_1 = C(\alpha(1-p) + (1-\alpha)p) + H_2(\alpha) - \epsilon \quad (2.4)$$

et

$$R_2 = C(\alpha(1-p) + (1-\alpha)p) - \epsilon \quad (2.5)$$

sont simultanément atteignables, où  $0 \leq \alpha \leq 1$ . La Figure 2.4 présente la région de capacité du multiplexage temporel et du codage par superposition pour  $p = 0.1$ . Cet exemple montre que les performances du codage par superposition sont largement meilleures que celles de la répartition temporelle. De plus, la Figure 2.4 est bien représentative des régions de capacité lorsque le récepteur avec le rapport signal sur bruit le plus élevé décode toutes les données. Dans ce cas, un palier est observé dans la région de capacité.

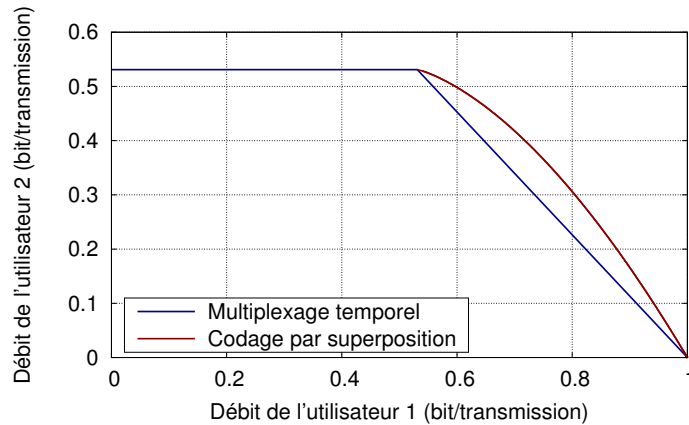


FIGURE 2.4 – Région de capacité pour le canal binaire symétrique avec  $p = 0.1$

### Canal gaussien à temps discret

On s'intéresse maintenant au canal de diffusion gaussien à temps discret avec deux récepteurs. Ce canal est représenté sur la Figure 2.5. Le bruit est modélisé par deux variables aléatoires  $Z_1$  et  $Z_2$  qui sont des lois normales avec une espérance égale à zéro et des variances  $N_1$  et  $N_2$ . Par symétrie, on peut supposer  $N_1 < N_2$ , ainsi le récepteur 1 a un canal moins bruité que le récepteur 2. Lors de la  $i$ -ième transmission, la source émet le réel  $x_i$ , le récepteur 1 reçoit  $y_{1,i} = x_i + z_{1,i}$  et le récepteur 2 reçoit  $y_{2,i} = x_i + z_{2,i}$ . La contrainte de puissance  $S$  du signal transmis s'écrit

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \leq S \quad (2.6)$$

pour n'importe quel signal de longueur  $n$ . Les capacités des récepteurs sont  $C_1 = \frac{1}{2} \log_2 (1 + S/N_1)$  bits/transmission pour le récepteur 1 et  $C_2 = \frac{1}{2} \log_2 (1 + S/N_2)$  bits/transmission pour le récepteur 2 [3]. Ces capacités sont obtenues avec un bruit blanc gaussien de variance  $S$  comme entrée du canal, c'est-à-dire que pour tout  $i$ ,  $\Pr(x_i) = \mathcal{N}(0, S)$ .

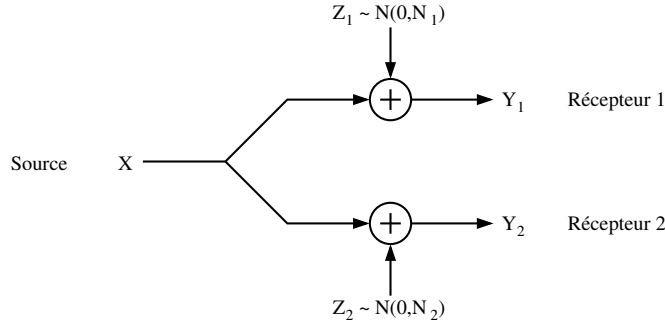


FIGURE 2.5 – Canal de diffusion gaussien

Pour le canal de diffusion, la répartition temporelle permet d'atteindre des débits de la forme  $\lambda(C_2, C_2) + (1 - \lambda)(C_1, 0)$  avec  $0 \leq \lambda \leq 1$ . Le terme  $\lambda$  représente la fraction de temps où la source transmet à  $C_2$ . Dans l'exemple précédent, la superposition se faisait au niveau du code correcteur d'erreurs. Pour le canal gaussien, la superposition se fait en partageant l'énergie disponible entre les récepteurs au moment de la transmission. On note  $\alpha$ ,  $0 \leq \alpha \leq 1$ , la fraction d'énergie allouée au récepteur 1. La source va transmettre la superposition des messages destinés aux récepteurs. Les messages pour le récepteur 2 peuvent être envoyés avec un débit

$$R_2 = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(1 - \alpha)S}{\alpha S + N_2} \right). \quad (2.7)$$

En effet, la puissance dédiée au récepteur 2 est seulement de  $(1 - \alpha)S$ . De plus, le message avec une énergie  $\alpha S$ , destiné au récepteur 1, est perçu par le récepteur 2 comme du bruit et il faut le prendre en compte lors du calcul du rapport signal sur bruit. Pour le récepteur 1, comme nous avons supposé  $N_1 < N_2$ , il peut aussi décoder le message destiné au récepteur 2 et le soustraire à la séquence reçue. A cet instant, le canal 1 est équivalent à un canal gaussien avec une contrainte de puissance  $\alpha S$ . La capacité de ce canal est  $\frac{1}{2} \log_2 (1 + \alpha S/N_1)$ . Ainsi, le raisonnement précédent nous indique que les débits

$$R_1 = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(1 - \alpha)S}{\alpha S + N_2} \right) + \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha S}{N_1} \right) \quad (2.8)$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{(1 - \alpha)S}{\alpha S + N_2} \right) \quad (2.9)$$

sont simultanément atteignables. Remarquons qu'il est possible de faire apparaître le rapport  $S/N_2$  dans l'expression de  $R_1$  et  $R_2$  en écrivant  $\alpha S + N_2 = N_2(1 + \alpha S/N_2)$ . La Figure 2.6 présente un exemple de région de capacité pour le canal gaussien. Cette fois encore, les performances du codage par superposition sont meilleures que celles du multiplexage temporel.

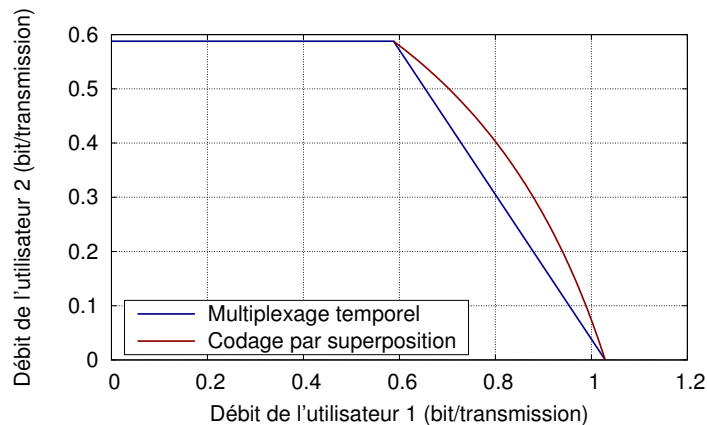


FIGURE 2.6 – Région de capacité pour le canal gaussien ( $SNR_1 = 5$  dB et  $SNR_2 = 1$  dB)

### 2.2.3 La modulation hiérarchique : implémentation du codage par superposition

Nous venons de voir sur deux exemples que le codage par superposition améliore les performances du canal de diffusion par rapport à la répartition temporelle. L'article de Cover présente de nombreux autres exemples où la superposition domine le multiplexage temporel. Dans les deux exemples précédents, la superposition s'est faite soit au niveau du code correcteur, soit au niveau du signal. Avant d'introduire la modulation hiérarchique qui est une implémentation pratique du codage par superposition au niveau de la modulation, nous présentons la capacité du canal gaussien à entrée discrète ainsi que deux types de code correcteur d'erreurs qui approchent la limite de Shannon.

## 2.3 Capacité du canal gaussien à entrée discrète et codes correcteurs d'erreurs

Le travail réalisé dans cette thèse propose d'appliquer le codage par superposition pour des communications par satellite. Après notre présentation du codage par superposition, nous introduisons maintenant des notions relatives à la capacité du canal gaussien à entrée discrète ainsi qu'aux codes correcteurs d'erreurs.

### 2.3.1 Capacité du canal gaussien à entrée discrète

La limite de Shannon d'un canal gaussien à temps discret avec entrée et sortie continues est donnée par

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N_0} \right) \text{ bits par transmission,} \quad (2.10)$$

où  $S$  est la contrainte de puissance du signal et  $N_0$  est la variance du bruit [3]. Le passage de (2.10) à la célèbre formule  $W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right)$  qui donne la capacité (en bits/seconde) du canal gaussien de bande passante limitée  $W$  est expliqué dans [3, Chapitre 9].

Dans la suite de la thèse, nous étudions le canal gaussien à entrée discrète et sortie continue. En effet, les communications numériques modulent les signaux avant de les transmettre.

Considérons le signal d'une onde sinusoïdale de fréquence  $f_0$ ,

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (2.11)$$

où  $f_0$  est une constante,  $A$  est l'amplitude et  $\phi$  la phase. Le principe de la modulation est de faire dépendre le signal à transmettre de l'amplitude  $A$  et/ou de la phase  $\phi$ . Les transmissions numériques reposent sur un ensemble de  $M$  signaux élémentaires (une amplitude et une phase données) pour envoyer les informations. En remarquant que

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) = A \cos(\phi) \cos(2\pi f_0 t) - A \sin(\phi) \sin(2\pi f_0 t), \quad (2.12)$$

chaque signal élémentaire correspond à un point dans le plan complexe (ou plan de Fresnel). Ainsi, dans un système de transmission numérique, les entrées du canal appartiennent à un ensemble  $\chi$  de  $M$  valeurs discrètes.

**Définition 3.** L'ensemble  $\chi$  s'appelle la constellation et les  $M$  valeurs discrètes sont les symboles de la constellation. L'entier  $M$  est appelé l'ordre de la modulation et représente le nombre de symboles dans la constellation.

Chaque symbole d'une modulation d'ordre  $M$  transporte  $\log_2(M)$  bits. Pour tout type de modulation, la limite de Shannon du canal gaussien à entrée discrète dépend du nombre de symboles dans la constellation ainsi que de la distance entre les symboles. Si la modulation est d'ordre  $M$ , alors la capacité est comprise entre 0 et  $\log_2(M)$  bits/symbole. Il est important de noter que toutes les modulations ont des performances inférieures à un canal à entrée continue. Le calcul de la capacité est expliquée dans le Chapitre 3. La Figure 2.7 présente la capacité du canal gaussien à entrée discrète pour quelques modulations ainsi que la limite de Shannon du canal gaussien à entrée et sortie continues. Pour de faibles rapports signal sur bruit, la capacité est quasiment identique pour toutes les modulations alors que les modulations d'ordre élevé sont plus attractives pour des rapports signal sur bruit élevés. En pratique pour un canal gaussien, les modulations d'ordre faible sont préférées à celles d'ordre élevé pour de faibles rapports signal sur bruit. En effet, le récepteur est moins perturbé et donne des informations plus fiables au décodeur. Ainsi, la détérioration des performances des modulations d'ordre élevé est plus grande que le gain en capacité.

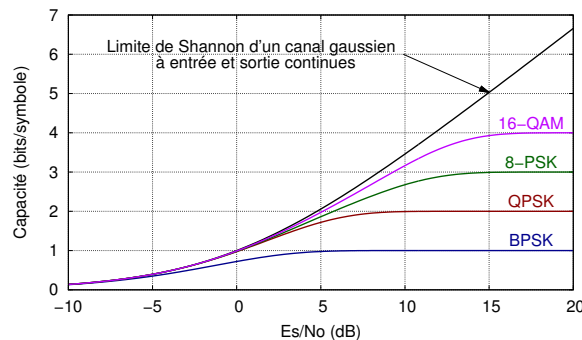


FIGURE 2.7 – Limites de Shannon

La limite de Shannon nous donne le débit utile maximum que l'on peut transmettre sur un canal. En pratique, les transmissions numériques utilisent plutôt l'efficacité spectrale qui est plus adaptée que la notion de débit utile car elle prend en compte la modulation utilisée, le taux de codage mais aussi la bande spectrale occupée.

**Définition 4.** *L'efficacité spectrale est définie par le débit utile transmis par unité de bande spectrale occupée. Elle s'exprime en bit/s/Hz.*

Pour atteindre la limite de Shannon, le principe est d'utiliser des codes correcteurs d'erreurs. La construction de codes correcteurs qui s'approchent de la limite de Shannon est complexe. Nous allons maintenant présenter rapidement deux types de codes très performants : les turbocodes et les codes LDPC. Ces codes sont utilisés dans les standards de diffusion par satellite DVB-SH (voir Section 2.5.1) et DVB-S2 (voir Section 2.5.2), respectivement.

### 2.3.2 Codes correcteurs d'erreurs

Le principe des codes correcteurs d'erreurs est de rajouter de la redondance aux bits d'information à transmettre. Cette redondance sert à lutter contre les erreurs introduites par le canal. Lors de la construction d'un code correcteur, de nombreuses questions se posent : encodage, décodage, complexité...

#### Turbocodes

Jusqu'au début des années 1990, les meilleurs codes correcteurs se situaient à environ 3 dB de la limite de Shannon pour un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) avec des entrées continues. D'un point de vue pratique, cela signifie que les codes nécessitaient alors deux fois plus d'énergie que la quantité minimum prédite par la théorie. Une avancée considérable survint en 1993 avec l'introduction des turbocodes [6]. Le résultat initial montrait que les turbocodes avaient des performances à seulement 0.5 dB de la capacité de Shannon. Aujourd'hui, les turbocodes ont de nombreuses applications : communication sans fil (mobile 3G, WiMAX), communication numérique par satellite (DVB-RCS, DVB-SH)...

Les turbocodes sont en fait la concaténation parallèle de deux codes séparés par un entrelaceur. La Figure 2.8 présente la structure générique d'un turbocode avec deux encodeurs et un entrelaceur. Le multiplexeur sert de convertisseur parallèle-série et fournit les données encodées.

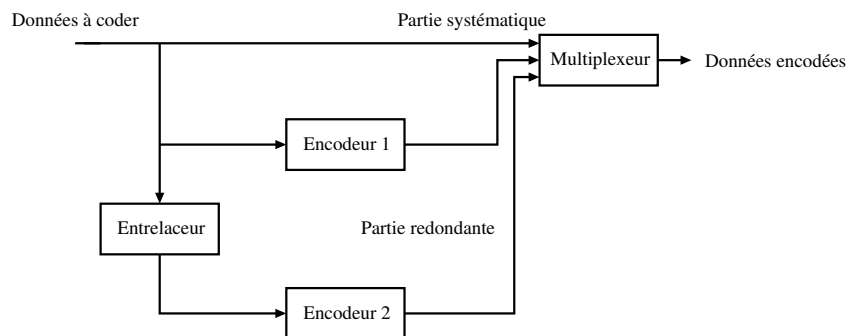


FIGURE 2.8 – Encodeur d'un turbocode

En pratique, les codeurs de la Figure 2.8 sont des codes convolutifs, introduits par Elias en 1955. Un code convolutif traite les données à coder de manière séquentielle. La sortie du codeur à un instant donné dépend de la donnée à encoder à cet instant ainsi que des données précédentes. Ainsi, un code convolutif a une mémoire. L'état du codeur est défini par le contenu de la mémoire. La Figure 2.9 donne un exemple de codeur convolutif avec un rendement 1/2. Ce codeur a une mémoire de trois symboles. Le bit de redondance à l'instant  $i$  est la somme modulo 2 des données aux instants  $i$ ,  $i - 1$  et  $i - 2$ .

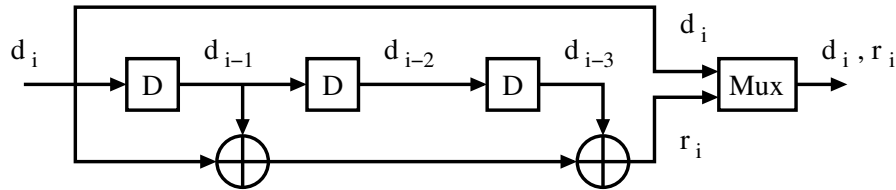


FIGURE 2.9 – Exemple de codeur convolutif

Le décodage des turbocodes met en jeu deux décodeurs SISO (*Soft Input Soft Output*) élémentaires qui s'échangent des informations probabilistes sous la forme de Logarithmes de Rapport de Vraisemblance (LRV). L'objectif d'un décodeur SISO est d'améliorer la qualité des LRV à son entrée. Lors du décodage d'un turbocode, plusieurs échanges d'information ont lieu entre les deux décodeurs SISO ainsi le décodage est dit itératif. De plus, seule l'information extrinsèque qui est propre à chaque décodeur est échangée. Après chaque itération, le turbo-décodeur est capable de mieux estimer les données transmises. Chaque décodeur SISO implémente un algorithme capable d'obtenir l'estimation des LRV pour chaque bit de donnée. On peut citer par exemple les algorithmes SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*) et MAP (*Maximum A Posteriori*) qui sont liés à l'algorithme de Viterbi.

La conception de l'entrelaceur utilisé par le turbocode est aussi très importante. En effet, l'entrelaceur a un fort impact sur les performances asymptotiques du code. Ce point n'est cependant pas abordé ici.

Pour plus de détails sur les turbocodes (encodage, décodage, entrelaceur, implémentation...), les lecteurs peuvent consulter [7, 15]. Concernant les turbocodes utilisés dans DVB-SH, les lecteurs peuvent se référer à [16, 17].

### Codes LDPC

Les codes LDPC, *Low-density Parity-Check*, sont une autre classe de codes permettant d'approcher la limite de Shannon. Proposés par Gallager en 1962 [8], les codes LDPC ont connu un essor considérable dans les années 1990. Les codes LDPC sont construits à partir d'un code très simple, le code de parité. Ce code ajoute un seul bit de redondance aux données binaires à transmettre. Ce bit est ajouté tel que chaque mot de code contienne un nombre pair de 1. Si on considère un code de longueur  $n$ , alors chaque mot de code  $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_n]$  vérifie

$$\sum_{i=1}^n c_i = 0, \quad (2.13)$$



où  $\sum$  désigne l'addition modulo 2. L'équation (2.13) s'appelle une équation de parité. L'équation de parité (2.13) représente la contrainte que doit vérifier chaque mot de code. Le code de parité simple permet de détecter un nombre impair d'erreurs. Il ne peut toutefois pas corriger d'erreurs. Pour détecter et corriger plus d'erreurs, il est nécessaire de mettre en œuvre des codes plus sophistiqués avec plusieurs équations de parité. Par exemple, considérons le code de longueur 6 dont les mots de code  $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6]$  vérifient :

$$c_1 + c_2 + c_4 = 0 \quad (2.14)$$

$$c_1 + c_2 + c_3 + c_6 = 0 \quad (2.15)$$

$$c_2 + c_3 + c_5 = 0. \quad (2.16)$$

Pour représenter les contraintes que doivent respecter les mots de code, la notation matricielle est souvent préférée. Ainsi, les équations précédentes s'écrivent,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_H \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La matrice  $H$  s'appelle la matrice de parité. Chaque ligne de  $H$  correspond à une équation de parité et chaque colonne correspond à un bit du mot de code. Il est aussi possible de représenter graphiquement un code LDPC sous la forme d'un graphe de Tanner. Par exemple, la Figure 2.10 montre le graphe de Tanner associé à la matrice de parité  $H$  définie dans (2.17). Le graphe consiste en deux ensembles de nœuds : les nœuds de parité ou *Check nodes* pour représenter les équations de parité et les nœuds de variable ou *Bit nodes* pour les bits du mot de code.

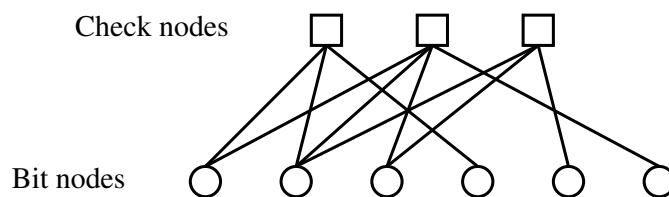


FIGURE 2.10 – Graphe de Tanner

Comme leur nom le suggère, les codes LDPC sont des codes linéaires avec une matrice de parité ayant une faible densité de 1. Cette particularité est essentielle pour deux raisons. Tout d'abord, la capacité de correction est meilleure avec des "petites" équations de parité ce qui permet de réduire le nombre de cycles par exemple. Ensuite, cela évite que la complexité des algorithmes de décodage itératif explose avec la longueur du code.

Les codes LDPC se divisent en deux catégories :

- les codes LDPC réguliers où la matrice de parité contient un nombre constant  $d_c$  de 1

- dans chaque ligne et un nombre constant  $d_v$  de 1 dans chaque colonne ;
- les codes LDPC irréguliers.

Les codes irréguliers possèdent plus de degrés de liberté que les codes réguliers. Ainsi, il est possible d'obtenir de meilleures performances que celles des codes réguliers si la matrice de parité est bien construite.

L'encodage des codes LDPC peut s'avérer complexe si la matrice de parité  $H$  n'a pas de structure particulière. Une solution générique consiste à calculer la matrice génératrice  $G$  du code à partir de la matrice de parité. Par exemple, il est facile de transformer la matrice  $H$  en une matrice systématique  $H_{sys}$  en utilisant le pivot de Gauss. L'inconvénient majeur est que la matrice génératrice obtenue  $G_{sys}$  n'est généralement pas creuse et la complexité d'encodage est alors rédhibitoire. Une autre solution consiste à construire la matrice  $H$  de façon à obtenir un code systématique très simple à encoder. C'est cette solution qui a été adoptée pour le code du standard DVB-S2 qui utilise une famille de codes LDPC appelée *extended Irregular Repeat Accumulate* (eIRA) codes [18].

Le décodage des codes LDPC se fait de manière itérative. Nous allons voir un exemple simple avec le canal à effacement. La source émet des 0 et des 1 qui sont bien reçus avec une probabilité  $1 - p$  et qui sont effacés avec une probabilité  $p$ . Il est important de noter que les bits reçus sont toujours exacts. Le décodeur cherche à déterminer les bits effacés. Le décodage pour le canal à effacement est simple. Le décodeur cherche les équations de parité où un seul bit a été effacé et le décodeur détermine alors la valeur de ces bits. Ainsi, de nouvelles équations de parité vont pouvoir être résolues et le décodage continue. Deux cas se présentent alors : soit le mot de code est entièrement décodé, soit on arrive à un blocage où aucune équation de parité ne contient une seule inconnue et dans ce cas le décodage échoue. Cet exemple illustre bien le décodage itératif des codes LDPC. Pour les communications par satellite, le canal est généralement de type gaussien. Dans ce cas, le décodage des codes LDPC se fait avec un algorithme de propagation de croyance (*Belief Propagation*). Dans cet algorithme, chaque nœud de variable échange avec les nœuds de parité auxquels il est associé des messages sur la valeur estimée de la variable. Les nœuds de parité calculent et retournent alors l'information extrinsèque. Le traitement des nœuds de variable puis des nœuds de parité constitue une itération.

Les codes LDPC sont utilisés dans le standard de radiodiffusion par satellite DVB-S2. Une présentation approfondie des codes LDPC de DVB-S2 est donnée dans [19] qui donne aussi les performances des codes du standard sur le canal AWGN.

## 2.4 Présentation de la modulation hiérarchique

### 2.4.1 Principe

La modulation hiérarchique est une technique pour transmettre des données issues de plusieurs flux dans un même symbole. La Figure 2.11 présente un exemple avec une 16-QAM hiérarchique où des bits issus de deux flux sont combinés dans un même symbole lors de la modulation.

On se focalise maintenant sur la 16-QAM hiérarchique de la Figure 2.11. Les bits de poids fort ou MSB (*Most Significant Bit*) correspondent aux deux bits les plus à gauche dans l'écriture

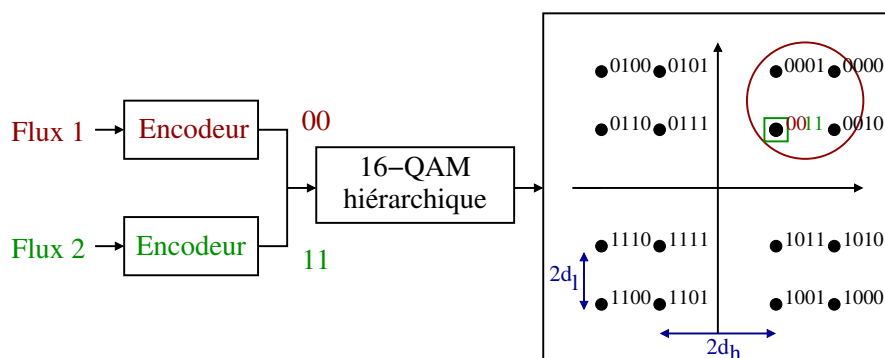


FIGURE 2.11 – Modulation hiérarchique avec une 16-QAM

binaire d'un symbole. Les deux autres bits sont les bits de poids faible ou LSB (*Least Significant Bit*). Dans un quadrant de la constellation, les bits de poids fort sont identiques, alors que les bits de poids faible sont différents. Ainsi, les bits de poids fort sont mieux protégés dans le sens où leur probabilité d'erreur lors d'une transmission sans codage est plus faible. Le *mapping* final est un *mapping* de Gray. Le flux 1 est transmis dans les bits de poids fort alors que le flux 2 utilise les bits de poids faible.

Les modulations hiérarchiques reposent généralement sur des constellations non-uniformes où les symboles ne sont pas répartis uniformément dans le plan. La géométrie de la constellation est décrite avec le(s) paramètre(s) de constellation. Pour la 16-QAM hiérarchique, le paramètre de constellation  $\alpha$  est défini par

$$\alpha = \frac{d_h}{d_l} \quad (2.18)$$

où  $2d_h$  est la distance minimum entre deux symboles dans deux quadrants différents et  $2d_l$  est la distance minimum entre deux symboles dans le même quadrant (voir Figure 2.11). Avec cette définition, on vérifie que  $\alpha \geq 0$ . Quand  $\alpha = 0$ , la constellation ne comporte que 9 symboles car certains symboles se superposent. On a alors une modulation avec un *mapping* non bijectif [20], c'est-à-dire que  $N$  bits sont transmis avec  $M < 2^N$  symboles. La 16-QAM uniforme correspond à  $\alpha = 1$ . A une énergie moyenne par symbole  $E_s$  donnée, quand  $\alpha$  augmente, les points de la constellation dans chaque quadrant s'éloignent des axes I et Q. Cependant, dans un même quadrant les points se rapprochent. Ainsi, quand  $\alpha \rightarrow \infty$ , la constellation converge vers une QPSK.

En définissant le paramètre de constellation d'une QPSK comme la distance minimale entre deux points de la constellation, la 16-QAM hiérarchique de la Figure 2.11 est la superposition d'une QPSK de paramètre  $2(d_h + d_l)$  et d'une QPSK de paramètre  $2d_l$ . Etant donné qu'une QPSK de paramètre  $2d$  a une énergie par symbole de  $2d^2$ , le rapport d'énergie entre les deux QPSK superposées est

$$\frac{E_+}{E_-} = \frac{2(d_h + d_l)^2}{2d_l^2} = (1 + \alpha)^2, \quad (2.19)$$

où  $E_+$  et  $E_-$  ( $E_+ \geq E_-$ ) sont les énergies des QPSK de paramètres  $2(d_h + d_l)$  et  $2d_l$ , respectivement. Ainsi, la modulation hiérarchique partage l'énergie disponible entre plusieurs modulations. On retrouve le principe du canal gaussien présenté dans la Section 2.2.2. Le flux avec le plus d'énergie, appelé flux HE (*High Energy*), transporte le flux 1 et le flux avec le moins d'énergie, appelé flux LE (*Low Energy*), transporte le flux 2. Comme le montre (2.19), la répartition de l'énergie entre les flux est entièrement définie par le paramètre de constellation. Dans la suite du document, nous ferons maintenant référence aux flux HE et LE lors de l'utilisation d'une modulation hiérarchique avec deux flux.

La Figure 2.11 présente la superposition de deux QPSK. Dans le cas général, la superposition de  $n$  QPSK donne une  $2^{2n}$ -QAM hiérarchique. De plus, il est aussi possible d'imaginer la superposition de constellations différentes, par exemple une QPSK avec une 8-PSK, ce qui engendre des constellations "exotiques". Le nombre ainsi que le type de modulation que l'on peut sommer dépendent du domaine d'application. Dans le cadre de la thèse, nous nous sommes intéressés à des scénarios satellites ce qui limite le nombre de superpositions possibles. En effet, les standards DVB-SH et DVB-S2 ne considèrent pas de modulation avec un ordre supérieur à 32 [16, 21].

#### 2.4.2 Calcul du taux d'erreur bit

On cherche maintenant à calculer le taux d'erreur bit (noté TEB) sur un canal gaussien pour les deux flux de la 16-QAM hiérarchique précédente. On fait l'hypothèse d'un bruit blanc gaussien avec la fonction de densité suivante

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}. \quad (2.20)$$

On pose  $\sigma^2 = N_0/2$ . Nous allons aussi utiliser la fonction d'erreur

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx, \quad (2.21)$$

et la fonction d'erreur complémentaire définie par  $erfc(x) = 1 - erf(x)$ .

On commence par s'intéresser au TEB d'une QPSK avec un paramètre de constellation  $2d$ . Chaque symbole porte deux bits. Le calcul du TEB pour chaque bit est identique et est équivalent au calcul du TEB d'une BPSK avec deux symboles situés en  $\pm d$  (voir Figure 2.12). Ainsi, la probabilité d'erreur est donnée par

$$P_{e,qpsk} = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-d)^2}{2\sigma^2}} dx. \quad (2.22)$$

En effectuant le changement de variable  $u = \frac{x-d}{\sqrt{2}\sigma}$ , on obtient

$$P_{e,qpsk} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{-\frac{d}{\sqrt{2}\sigma}} e^{-u^2} \sqrt{2}\sigma du \quad (2.23)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{d}{\sqrt{2}\sigma}}^{\infty} e^{-u^2} du \quad (2.24)$$

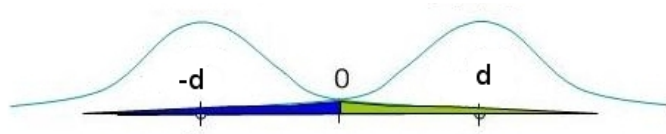


FIGURE 2.12 – Illustration pour le calcul du TEB d'une BPSK

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d}{\sqrt{2}\sigma} \right). \quad (2.25)$$

Nous allons maintenant transformer cette expression en faisant apparaître l'énergie par symbole  $E_s$ . Par définition,

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} a_k^2 \quad (2.26)$$

où  $a_k$  est le module du  $k$ -ième symbole de la constellation et  $M$  est le nombre de symboles de la constellation. Pour une QPSK, on a  $E_s = 2d^2$  et finalement

$$P_{e,qpsk} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right). \quad (2.27)$$

On s'intéresse maintenant au TEB d'une 16-QAM hiérarchique. On note  $d_h$  et  $d_l$  les distances qui apparaissent dans la constellation (voir Figure 2.11). Leur rapport définit le paramètre de constellation  $\alpha = d_h/d_l$ . Commençons par le flux HE. Le bit de poids fort  $i_0$  partage le plan en 2 :  $Q > 0$  correspond à  $i_0 = 0$  alors que  $Q < 0$  correspond à  $i_0 = 1$ . En réalisant une projection sur l'axe Q, le problème est similaire au cas précédent. On trouve

$$P_{i_0} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_h}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_h + 2d_l}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right). \quad (2.28)$$

Pour le bit  $i_1$ , on fait le même raisonnement mais en coupant le plan selon  $I > 0$  et  $I < 0$ . On en déduit la formule exacte

$$P_{i_1} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_h}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_h + 2d_l}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right). \quad (2.29)$$

Pour le flux LE, on peut supposer que la probabilité d'erreur est donnée par celle d'une QPSK avec un paramètre  $2d_l$ . Finalement, le TEB est égal à

$$P_{le} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_l}{\sqrt{2}\sigma} \right). \quad (2.30)$$

Il faut maintenant intégrer  $E_s$  dans le TEB. Le calcul donne

$$E_s = \frac{4 \times 2d_h^2 + 4 \times 2(d_h + 2d_l)^2 + 8 \times (d_h^2 + (d_h + 2d_l)^2)}{16} \quad (2.31)$$

$$= \frac{1}{\alpha^2} (\alpha^2 + (2 + \alpha)^2) d_h^2. \quad (2.32)$$

On en déduit

$$P_{he} = \frac{1}{4} \left( \operatorname{erfc} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + (2 + \alpha)^2}} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{2 + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + (2 + \alpha)^2}} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \right), \quad (2.33)$$

$$P_{le} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + (2 + \alpha)^2}} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right). \quad (2.34)$$

La Figure 2.13 présente les différents TEB pour une QPSK et une 16-QAM hiérarchique. L'évolution des courbes en fonction de  $\alpha$  est intéressante. Pour  $\alpha = 1$ , on retrouve une 16-QAM uniforme. Par contre si  $\alpha \rightarrow \infty$ , on tend vers une QPSK. Ainsi le flux HE se rapproche de la courbe de la QPSK alors que le flux LE s'en éloigne (Figure 2.13b).

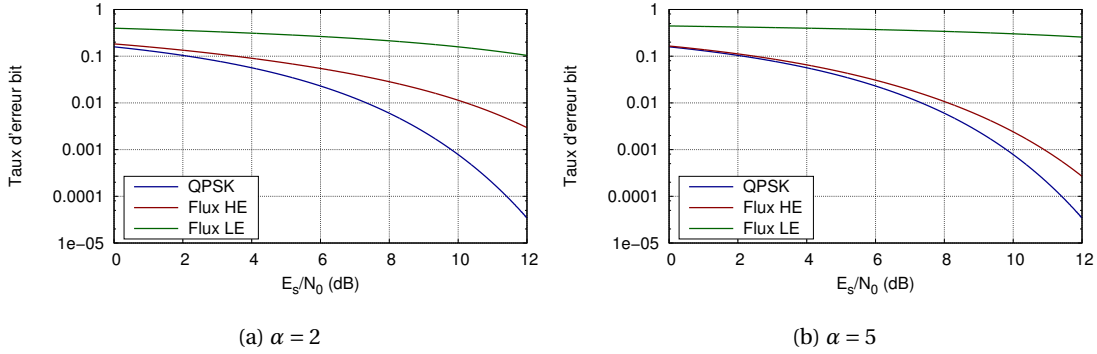


FIGURE 2.13 – Comparaison du taux d'erreur bit entre la QPSK et la 16-QAM hiérarchique

Nous venons de voir comment calculer le TEB d'une 16-QAM hiérarchique. Le calcul du TEB pour n'importe quelle QAM hiérarchique est donné dans [22] où une formule récursive donne le TEB pour chaque flux. De même, le TEB est connu pour les PSK hiérarchiques [23]. Il est à noter que certains travaux essaient d'améliorer les performances de la modulation hiérarchique en proposant par exemple une rotation de la constellation [24, 25, 26] ou en encodant les deux flux ensemble de manière à améliorer le décodage du flux LP [27].

### 2.4.3 Exemple d'applications de la modulation hiérarchique

Bien que la modulation hiérarchique ait été introduite dans le but d'améliorer le débit d'un canal de diffusion, elle est aujourd'hui surtout utilisée pour d'autres applications.

#### Protection inégale

La modulation hiérarchique est de nos jours souvent utilisée pour fournir de la protection inégale [28, 29, 30, 31, 32]. Le principe est de partager l'énergie de manière inégale entre les flux à transmettre. Plus on donne d'énergie à un flux, plus il sera facile de le décoder. Quand on utilise deux flux à des fins de protection inégale, le flux avec le plus d'énergie (le flux HE) est généralement appelé le flux haute priorité et nécessite un rapport signal sur bruit

faible pour être décodé. Ce flux est dédié à la majorité des récepteurs. L'autre flux (le flux LE) est le flux basse priorité et ne peut être décodé que si la qualité du canal est bonne. Si on utilise une 16-QAM hiérarchique à des fins de protection inégale, de grandes valeurs de  $\alpha$  sont utilisées. Par exemple,  $\alpha = 4$  donne 96% de l'énergie au flux HE. La modulation hiérarchique est bien adaptée à la transmission de certains types de données comme par exemple une vidéo encodée avec H.264/SVC [12, 13, 14]. Ce standard encode les vidéos en un seul flux binaire qui comporte plusieurs couches. La couche de base est la plus importante et donne une vidéo de référence. Les autres couches sont des couches d'amélioration qui améliorent la qualité de la vidéo. L'objectif est d'avoir une vidéo qui s'adapte aux données reçues. Dans le standard, les couches d'améliorations permettent d'offrir :

- plusieurs résolutions de vidéo aux récepteurs (*Spatial scalability*) ;
- plusieurs fréquences de vidéo aux récepteurs (*Temporal scalability*) ;
- différentes qualités d'images aux récepteurs (*Quality scalability*).

Dans [28], la couche de base est transmise dans le flux haute priorité alors que la couche d'amélioration est transmise dans le flux basse priorité. Cela assure qu'une majorité des récepteurs recevra la vidéo avec une qualité de base, et les récepteurs avec un bon rapport signal sur bruit auront accès à une meilleure qualité de vidéo. Ainsi, l'utilisation conjointe de la modulation hiérarchique avec H.264/SVC permet d'adapter la qualité de la vidéo avec la qualité du signal reçu. Il faut noter qu'on ne peut envoyer ici qu'un nombre fini de couches : deux si on utilise une 16-QAM hiérarchique, trois si on utilise une 64-QAM hiérarchique... Dans le cadre de DVB-S2, les auteurs de [33, 34] proposent de diffuser des vidéos encodées avec H.264/SVC en utilisant la fonctionnalité *Variable Coding and Modulation*. Cette fonctionnalité autorise de changer la modulation et le taux de codage utilisés pendant la transmission. Il est alors possible de mieux protéger certaines données en choisissant les paramètres de transmission. La comparaison entre les deux solutions n'est pas facile à mettre en œuvre : paramètres d'encodage de la vidéo, débit... Seul [28] propose une comparaison entre les deux schémas de transmission ; la solution basée sur la modulation hiérarchique obtient une meilleure qualité de vidéo en général.

Dans [32], les auteurs utilisent la modulation hiérarchique et un code à effacement à protection inégale pour transmettre de la vidéo. L'étude propose d'optimiser les paramètres du système (taux de redondance du code à effacement et paramètre de constellation pour la modulation hiérarchique) en fonction de l'importance des données à transmettre.

Finalement, [35] présente un système de diffusion vidéo appelé Softcast. Ce travail n'utilise pas la modulation hiérarchique et ne fait pas de protection inégale, mais c'est une solution élégante qui adapte automatiquement la qualité de la vidéo à la qualité du signal reçu. L'idée clé est de s'assurer que la distance entre les mots de code transmis est liée linéairement à la différence entre les valeurs des pixels transmises. Cependant, l'implémentation de Softcast nécessite de modifier la couche physique et la comparaison avec le standard H.264 en termes de compression n'est pas abordée.

### **Transmission sur un canal à évanouissement**

Dans [36], les auteurs proposent de transmettre simultanément de la voix et des données sur un canal à évanouissement avec des contraintes sur le taux d'erreur bit de chaque flux. En fonction de la qualité du canal, le schéma proposé modifie la taille de la modulation, la forme de la constellation ainsi que les bits alloués aux flux de données. Si la qualité du canal est mauvaise, le système utilise une BPSK et ne transmet que la voix. Quand la qualité du canal s'améliore, le système repose sur une  $M$ -QAM hiérarchique. Le bit relatif à la voix est toujours transmis dans le bit le moins significatif de la modulation. Les auteurs ont aussi défini plusieurs régions et sous-régions, qui correspondent à des intervalles de rapport signal sur bruit, où les paramètres de transmission (forme de la constellation et allocation des bits pour les différents flux de données) sont fixés. Finalement, les résultats présentent l'évolution des débits utiles de chaque flux en fonction du rapport signal sur bruit ainsi que les performances en termes de taux d'erreur bit de la solution proposée. L'utilisation de la modulation hiérarchique améliore les performances en comparaison des travaux déjà publiés sur la même problématique.

### **Rétrocompatibilité**

Une autre application est la rétrocompatibilité [37, 38]. Le standard DVB-S2 [21], [39] doit remplacer le standard DVB-S, mais de nombreux récepteurs ont encore une installation conforme au standard DVB-S. Les spécifications de DVB-S2 considèrent la 8-PSK hiérarchique qui est démodulée comme une QPSK par les récepteurs DVB-S. Ainsi, la modulation hiérarchique facilite le passage d'un standard à l'autre en permettant aux récepteurs DVB-S de continuer à recevoir des données.

Le travail présenté dans [38] s'inscrit dans cette problématique. Les auteurs s'intéressent au passage d'un système utilisant la QPSK à un système utilisant la 16-QAM hiérarchique. Le problème vient des récepteurs qui sont déjà installés et qui ne peuvent démoduler que des QPSK. Pour ces récepteurs, le principe est de démoduler la 16-QAM hiérarchique comme une QPSK avec une énergie  $2(d_h + d_l)^2$ . Par la suite, les auteurs étudient l'impact que le nouveau système a sur les anciens récepteurs. Par exemple, un coefficient pour quantifier la pénalité au niveau du TEB est introduit. Ce coefficient représente la puissance additionnelle requise dans le nouveau système pour que les anciens récepteurs aient un TEB identique à celui qu'ils avaient dans le système basé sur la QPSK. Ainsi, il est montré que le passage de l'ancien système au nouveau nécessite pour les récepteurs déjà installés d'avoir un rapport signal sur bruit supérieur d'environ 0.5 dB pour obtenir un TEB de  $2 \times 10^{-2}$  avec un paramètre de constellation  $\lambda = 0.15$ , où  $\lambda = \frac{1}{1+\alpha}$ .

### **Fournir un service personnalisé**

Dans [40], la modulation hiérarchique est utilisée dans un système hybride où un satellite et des relais terrestres diffusent sur la même fréquence et avec la même forme d'onde. Le satellite couvre la globalité de la zone de diffusion et transmet des informations pour toute la population. Les relais, quant à eux, ont une zone de couverture plus réduite et transmettent des services personnalisés tels que des bulletins météorologiques, l'information sur le trafic routier ou des publicités. Ces services ne présentent un intérêt que pour la zone de diffusion



du relais en question. La difficulté est ici de transmettre ce contenu personnalisé avec le satellite qui diffuse sur la même fréquence. La solution la plus simple est de transmettre dans toute la zone de couverture les contenus personnalisés, ce qui entraîne un gaspillage de la bande passante. Le système retenu repose sur l'utilisation de la modulation hiérarchique par les relais terrestres. Le flux LE transmet les données personnalisées, alors que le flux HE transmet les informations pour l'ensemble de la population comme le satellite. La Figure 2.14 présente le schéma proposé dans [40] où le satellite utilise une QPSK et les relais des 16-QAM hiérarchiques avec  $\alpha \geq 1$ .

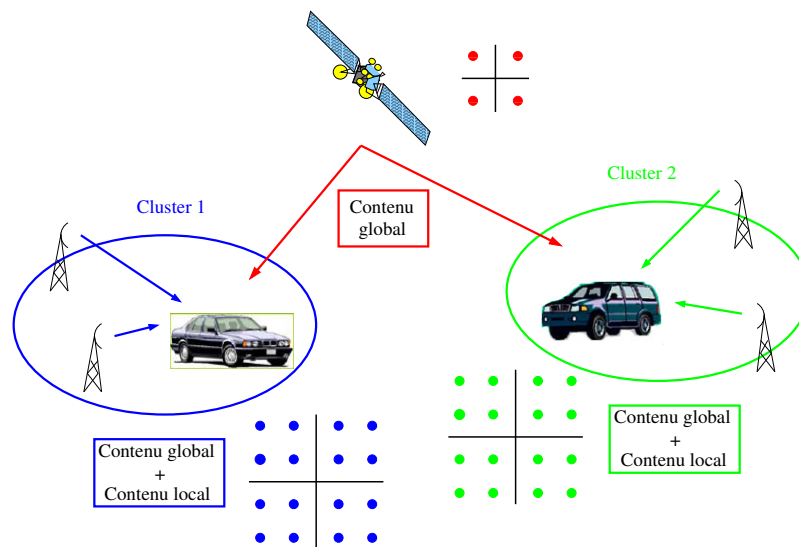


FIGURE 2.14 – Fournir un contenu local

L'article présente les performances de la solution retenue dans trois situations. Tout d'abord, la zone de réception n'est couverte que par le satellite. Dans ce cas, il n'y a pas de problème, le récepteur démodule une QPSK. Ensuite, le récepteur peut se situer très près d'un relais et dans ce cas les performances sont celles d'une 16-QAM hiérarchique. Finalement, les auteurs étudient le cas où le signal du satellite et du/des relais ont la même puissance. En modifiant les récepteurs DVB-SH, les auteurs montrent que la présence du satellite améliore légèrement la performance du flux LE. Ce type de système est aussi utilisé dans le cadre du standard DVB-NGH.

### Résumé non exhaustif des applications de la modulation hiérarchique

Nous venons de voir quatre exemples d'application de la modulation hiérarchique. Cependant, de nombreux autres travaux existent. Ainsi, il est possible d'améliorer les performances d'un système de communication avec relais [41] ou d'un réseau OFDMA [42]. Certains travaux sont à l'intersection de plusieurs domaines. Par exemple [43] fait de la transmission d'image (protection inégale) sur un canal à évanouissement. Finalement, la Table 2.1 présente une liste non exhaustive d'applications de la modulation hiérarchique.

TABLE 2.1 – Applications de la modulation hiérarchique

Applications	Références
Protection inégale	[28, 29, 30, 31, 32]
Rétrocompatibilité	[37, 38]
Adaptation au canal à évanouissement	[36]
Fournir un contenu personnalisé	[40]
Canal avec relais	[41, 44]
Réseau OFDMA	[42]
Protection inégale + canal à évanouissement	[43]

## 2.5 Standards de diffusion par satellite : DVB-SH et DVB-S2

La plupart des travaux présentés dans cette thèse ont pour cadre les standards DVB-SH et DVB-S2 développés par le projet Digital Video Broadcasting (noté DVB). Lancé en septembre 1993, le projet DVB regroupe un ensemble d'industriels dont l'objectif est de définir les spécifications techniques pour la diffusion de télévision numérique et de données. A la fin de l'année 1993, les spécifications pour le standard satellite DVB-S voyaient le jour. Depuis, plusieurs autres standards ont été introduits. Ces standards présentent deux grands types de service : soit des services de type *broadcast* tels que la diffusion de contenu multimédia, soit des services de type *broadband* tels que l'accès à Internet. Les travaux de cette thèse se focalisent sur deux standards satellites qui considèrent la modulation hiérarchique, DVB-SH et DVB-S2. On peut aussi mentionner que les modulations hiérarchiques ont été adoptées dans les standards de diffusion terrestre DVB-T et DVB-NGH pour l'insertion locale de services.

### 2.5.1 DVB-SH

Le standard DVB-SH, *Digital Video Broadcasting - Satellite Handheld*, est un standard de diffusion par satellite vers des terminaux mobiles. Ce standard est dérivé des standards DVB-T et DVB-H définis pour la diffusion terrestre à destination de récepteurs fixes et mobiles ainsi que du standard de diffusion par satellite à destination de récepteurs fixes DVB-S2. L'objectif de DVB-SH est de définir un système efficace de transmission par satellite vers des mobiles dans une bande de fréquence inférieure à 3 GHz. Cette efficacité doit se traduire notamment par un seuil de réception ainsi que par une résistance aux variations du canal mobile satellite. Ce système est principalement défini pour transporter des services de télévision. Toutefois, il supporte aussi d'autres types de services multimédia tels que la diffusion de radio numérique, la diffusion de données ou des services de téléchargement de données.

L'architecture générale du système, illustrée sur la Figure 2.15 (extraite de [16]), est composée d'un composant satellite, assurant une couverture globale, et de composants terrestres (appelés répéteurs), permettant d'assurer une couverture complémentaire principalement dans les zones urbaines. Ces répéteurs peuvent être soit fixes (TR(a) et TR(b)) soit mobiles (TR(c)), et peuvent éventuellement rajouter des contenus non diffusés par le satellite (TR(a)). Dans un but de compatibilité avec les standards terrestres DVB-T et DVB-H, la modulation OFDM a été naturellement adoptée pour les composants terrestres. Pour le composant satel-

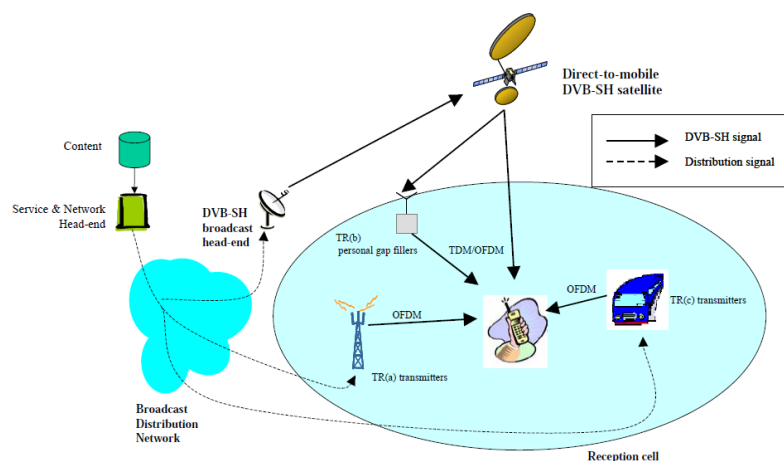


FIGURE 2.15 – Architecture générale du système DVB-SH

lite, deux modulations ont été retenues. Ceci a débouché sur la définition des deux systèmes de référence suivants :

- SH-A où les composants terrestre et satellite utilisent la modulation OFDM ;
- SH-B où les composants terrestres sont en OFDM et le satellite est en TDM.

Le principal problème à résoudre pour ce standard est la capacité à supporter les fortes variations du canal satellite mobile dans cette bande de fréquence. Pour cela, la solution privilégiée est l'utilisation de techniques d'étalement temporel. Ces étalements, qui sont généralement de l'ordre de plusieurs secondes, peuvent poser des problèmes au niveau de la conception du récepteur, notamment en termes de stockage.

Dans les spécifications du standard, DVB-SH considère la 16-QAM hiérarchique [16]. Plusieurs cas d'utilisations ont été identifiées [16, Section 5]. Tout d'abord, la modulation hiérarchique permet d'insérer du contenu local (voir Section 2.4.3). Ensuite, il est possible d'améliorer la qualité des vidéos en utilisant le flux LE pour protéger davantage le flux HE ou pour transmettre une couche d'amélioration de la vidéo si l'encodage est réalisé avec H.264/SVC (voir Section 2.4.3). Une autre utilisation est l'extension de la zone de couverture en utilisant la protection inégale de la modulation hiérarchique combinée avec des taux de codage faibles. L'idée est d'avoir la zone de couverture du flux HE plus grande que celle de la 16-QAM. Dans cette zone, le débit reste néanmoins inférieur à celui offert par la 16-QAM. Cependant, il reste à exploiter le flux LE. Le système limite la zone de couverture du flux LE à celui de la 16-QAM et les auteurs de [16] affirment que, dans la zone de couverture du flux LE, la somme des débits des flux HE et LE est alors supérieure ou égale au débit offert par la 16-QAM. Finalement, la modulation hiérarchique permet de diminuer le temps de zapping pour les systèmes qui utilisent de longs entrelaceurs. Le principe est d'utiliser le flux LE avec un entrelaceur plus court pour transmettre des données auxiliaires. Par exemple, si le flux LE contient les données audio d'un contenu multimédia, alors le son commence à se jouer plus tôt lors d'un changement de chaîne. Une autre possibilité est que le flux LE contienne des données concernant les trames SI de la vidéo.

### 2.5.2 DVB-S2

La norme DVB-S2 est le deuxième standard pour la radiodiffusion par satellite développé par le projet DVB en 2003. Le système DVB-S2 a été conçu pour plusieurs applications satellitaires : diffusion de télévision SD et HD, accès Internet, transmission de données. . . Lors des spécifications, la norme DVB-S2 s'est focalisée sur trois points : les performances de transmission, une souplesse totale (en termes de fonctionnalité et format entrant supporté) ainsi qu'une complexité raisonnable du récepteur. Au niveau des performances, DVB-S2 bénéficie des dernières avancées en matière de modulation et de codage canal. Le standard propose quatre modes de modulation : QPSK, 8-PSK, 16-APSK et 32-APSK. La correction d'erreurs repose sur des codes LDPC avec des longueurs de bloc importantes (64 800 bits et 16 200 bits). Des codes BCH sont concaténés aux codes LDPC dans le but d'éviter les effets de seuil d'erreur. Sur un canal AWGN avec un démodulateur adéquat, les performances indiquent des gains de capacité de 20 à 35% par rapport à DVB-S et DVB-DSNG pour des conditions de transmission équivalentes et une réception de 2 à 2.5 dB plus fiable pour la même efficacité spectrale [21].

De plus, deux nouvelles fonctionnalités sont présentes. La première, appelé *Variable Coding and Modulation*, autorise la modification de la modulation et du taux de codage entre les mots de code. Si une voie retour est disponible, la fonction *Adaptive Coding and Modulation* permet d'optimiser les paramètres de transmission.

Finalement, le standard DVB-S2 considère aussi la modulation hiérarchique avec la 8-PSK hiérarchique. L'objectif est la rétrocompatibilité en permettant aux récepteurs DVB-S existants de rester opérationnels. Ces récepteurs ne décodent que le flux HE. Cependant, les nouveaux récepteurs qui sont plus performants peuvent bénéficier de services supplémentaires à travers le flux LE.

### 2.5.3 Comparaison de DVB-SH et DVB-S2

La Table 2.2 présente une rapide comparaison des standards DVB-SH et DVB-S2. La modulation hiérarchique est considérée dans les deux normes, cependant l'objectif n'est pas le même : protection inégale pour DVB-SH et rétrocompatibilité pour DVB-S2. Les deux standards offrent une grande variété de modulations et taux de codage. Cependant, une étude a montré que l'ensemble des modcods (un couple modulation et taux de codage) de DVB-S2 est surdimensionné. En effet, les performances sont très peu dégradées en utilisant seulement un quart des modcods disponibles [45].

TABLE 2.2 – Comparaisons des standards DVB-S2 et DVB-SH

	DVB-S2	DVB-SH
Modulations	QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK	QPSK, 8-PSK, 16-QAM
Modulations hiérarchiques	8-PSK	16-QAM
Type de code	BCH + LDPC	Turbocodes
Taux de codage	1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	1/5, 2/9, 1/4, 2/7, 1/3, 2/5, 1/2, 2/3
Bande de fréquence	Ka/Ku	S

## Chapitre 3

# Etude des performances de la modulation hiérarchique

Ce chapitre s'intéresse aux performances de la modulation hiérarchique. Dans un premier temps, la capacité de la modulation hiérarchique est étudiée. Ensuite, nous présentons une méthode d'évaluation des performances d'un schéma de transmission (modulation et taux de codage) en utilisant la notion d'information mutuelle. Cette méthode est utilisée par la suite pour étudier la modulation hiérarchique dans divers contextes. Tout d'abord, nous étudions une modulation hiérarchique où la composition des flux a été modifiée pour diffuser de la vidéo. Deuxièmement, nous présentons et étudions la 16-APSK hiérarchique. Finalement, nous comparons les modulations hiérarchiques et non hiérarchiques en termes d'efficacité spectrale et d'indisponibilité.

### 3.1 Capacité et modulation hiérarchique

#### 3.1.1 Canal gaussien

Un canal est défini par un alphabet d'entrée  $\mathcal{X}$ , un alphabet de sortie  $\mathcal{Y}$  et une matrice de transition. La matrice de transition donne la probabilité d'observer  $y \in \mathcal{Y}$  sachant que  $x \in \mathcal{X}$  a été transmis. Nous définissons deux variables aléatoires  $X$  et  $Y$  qui représentent les valeurs d'entrée et de sortie du canal. L'information mutuelle entre  $X$  et  $Y$ , notée  $I(X; Y)$ , mesure la quantité d'information que  $Y$  nous apporte sur  $X$ . Dans le cas de variables aléatoires discrètes, l'information mutuelle est définie par

$$I(X; Y) = \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} \Pr(x) \Pr(y|x) \log_2 \left( \frac{\Pr(y|x)}{\Pr(y)} \right), \quad (3.1)$$

où  $X$  prend ses valeurs dans  $\mathcal{X}$ ,  $Y$  dans  $\mathcal{Y}$  et  $\Pr$  dénote la probabilité (par exemple  $\Pr(y|x) = \Pr(Y = y|X = x)$ ). La généralisation à des variables aléatoires continues se fait en transformant les sommes en intégrales dans (3.1) (voir [3, Chapitre 8] par exemple). En utilisant la notion d'information mutuelle, la capacité d'un canal est donnée par

$$C = \max_{p(x)} I(X; Y), \quad (3.2)$$

où le maximum est calculé sur toutes les distributions de  $X$  possibles. En général, la distribution uniforme maximise la capacité d'un canal.

Nous nous intéressons ici au canal gaussien à entrée discrète et sortie continue. Les entrées discrètes  $\mathbf{x}_i$  sont le résultat de la modulation et appartiennent à un ensemble fini de points  $\chi \subset \mathbb{R}^2$ , la constellation. On note  $|\chi| = M = 2^m$  le nombre de points de la constellation, ainsi chaque symbole transporte  $m$  bits. Lorsque l'on considère un flux utilisant tous les bits de la modulation, le calcul de la capacité est donné dans [7] et la capacité est égale à

$$C = \log_2(M) - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \iint_{-\infty}^{+\infty} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}_i) \log_2 \left( \frac{\sum_{j=1}^M \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j)}{\Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}_i)} \right) d\mathbf{y}. \quad (3.3)$$

Une formule plus détaillée, où les distances entre les symboles de la constellation apparaissent, est donnée dans [7, Chapitre 3]. Cependant, nous nous intéressons à la capacité d'un flux utilisant un sous-ensemble des bits transmis. Par exemple, les flux 1 et 2 de la Figure 2.11 utilisent chacun 2 bits sur 4 possibles. Le principe est de remplacer la variable aléatoire  $X$  par les bits qui composent le flux étudié. Cette idée a été développée pour le calcul de la capacité des modulations codées à bits entrelacés [46]. Dans notre cas, nous supposons que le flux qui nous intéresse utilise  $k$  bits parmi  $m$  et que ces bits sont en position  $i_1, \dots, i_k$ . On définit la variable aléatoire  $B_{i_1, \dots, i_k}$  qui représente la valeur des bits en position  $i_1, \dots, i_k$ . En utilisant les notations de [46], la capacité du flux est donnée par

$$C = \mathbb{E} \left[ \log_2 \left( \frac{\Pr(Y|B_{i_1, \dots, i_k})}{\Pr(Y)} \right) \right], \quad (3.4)$$

où  $\mathbb{E}$  représente l'espérance.

On cherche maintenant à obtenir une expression plus exploitable de (3.4) où le rapport signal sur bruit apparaît. On définit  $b_i$  comme la valeur du  $i$ -ième bit dans l'écriture binaire de  $n$ importe quel symbole de la constellation. Pour tout entier  $i$ , on définit  $l_n(i)$  comme le  $n$ -ième bit dans la représentation binaire de  $i$ , ainsi  $i = \sum_{n=1}^{+\infty} l_n(i) 2^{n-1}$ . A partir de (3.1), nous remplaçons  $X$  par les bits qui composent le flux et  $Y$  par une variable aléatoire continue, alors la capacité du flux est donnée par

$$C = \frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{\Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))}_{\text{somme sur tous les k-uplets possibles}} \log_2 \left( \frac{\Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))}{\Pr(\mathbf{y})} \right) d\mathbf{y}. \quad (3.5)$$

En utilisant la formule de recomposition de Bayes, on peut écrire

$$\Pr(\mathbf{y}) = \frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i)). \quad (3.6)$$

Il faut donc calculer les différents termes  $\Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))$  pour tout  $0 \leq i \leq 2^k - 1$ . On définit  $L_n(\mathbf{x})$  comme le  $n$ -ième bit du label de  $\mathbf{x} \in \chi$  un symbole de la constellation et  $\chi_i$  le

sous-ensemble de  $\chi$  tel que

$$\chi_i = \{\mathbf{x} \in \chi | L_{i_1}(\mathbf{x}) = l_1(i), \dots, L_{i_k}(\mathbf{x}) = l_k(i)\}. \quad (3.7)$$

L'ensemble  $\chi_i$  est fonction de  $i$  ainsi que de la position des bits formant le flux. La Figure 3.1 montre un exemple d'un tel ensemble pour une 16-QAM avec un *mapping* donné. Dans l'exemple, le flux utilise les bits en position 1 et 2, soit  $m = 4$ ,  $k = 2$ ,  $i_1 = 1$  et  $i_2 = 2$ .

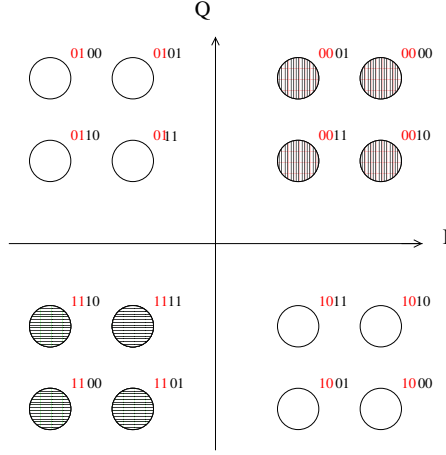


FIGURE 3.1 – Exemple de  $\chi_0$  (lignes verticales) et de  $\chi_3$  (lignes horizontales)

Désormais, on peut écrire la probabilité conditionnelle sous la forme

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i)) &= \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y} | \mathbf{x}) \Pr(\mathbf{x} | \mathbf{x} \in \chi_i) \\ &= \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y} | \mathbf{x}), \end{aligned} \quad (3.8)$$

où  $|\chi_i| = 2^{m-k}$  pour tout  $i$ . De plus, pour le canal gaussien, la probabilité de transition s'écrit

$$\Pr(\mathbf{y} | \mathbf{x}) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2}{N_0}\right). \quad (3.9)$$

Pour terminer, il reste à intégrer (3.6), (3.8) et (3.9) dans (3.5). On commence par développer le  $\log_2$  dans (3.5) comme suit,

$$\begin{aligned} \log_2 \left( \frac{\Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))}{\Pr(\mathbf{y})} \right) &\stackrel{(a)}{=} \log_2 \left( \frac{\Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))}{\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))} \right) \\ &\stackrel{(b)}{=} \log_2(2^k) + \log_2 \left( \frac{\Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))}{\sum_{i=0}^{2^k-1} \Pr(\mathbf{y} | b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))} \right) \end{aligned}$$

où (a) vient de (3.6) et (b) vient du fait que  $\log(ab) = \log(a) + \log(b)$ . Le calcul de l'intégrale

dans (3.5) fait donc apparaître deux termes. Le premier terme s'écrit

$$\begin{aligned}
t_1 &= \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i)) \log_2(2^k) \, d\mathbf{y} \\
&= k \iint_{-\infty}^{+\infty} \Pr(\mathbf{y}) \, d\mathbf{y} \\
&= k.
\end{aligned}$$

Le deuxième terme est égal à

$$\begin{aligned}
t_2 &\stackrel{(a)}{=} -\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i)) \log_2 \left( \frac{\sum_{j=0}^{2^k-1} \Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(j), \dots, b_{i_k} = l_k(j))}{\Pr(\mathbf{y}|b_{i_1} = l_1(i), \dots, b_{i_k} = l_k(i))} \right) \, d\mathbf{y} \\
&\stackrel{(b)}{=} -\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \right) \log_2 \left( \frac{\sum_{j=0}^{2^k-1} \frac{1}{|\chi_j|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_j} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})}{\frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})} \right) \, d\mathbf{y} \\
&\stackrel{(c)}{=} -\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \right) \log_2 \left( \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})} \right) \, d\mathbf{y} \\
&\stackrel{(d)}{=} -\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \right) \log_2 \left( 1 + \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi \setminus \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x})} \right) \, d\mathbf{y} \\
&\stackrel{(e)}{=} -\frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2}{N_0}\right) \right) \log_2 \left( 1 + \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi \setminus \chi_i} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2}{N_0}\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2}{N_0}\right)} \right) \, d\mathbf{y} \\
&\stackrel{(f)}{=} -\frac{1}{2^k \pi} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{\mathbf{R}^2} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right) \right) \log_2 \left( 1 + \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi \setminus \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)} \right) \, d\mathbf{u}
\end{aligned}$$

où (a) vient de (3.6), (b) vient de (3.8), (c) vient du fait que quand on parcourt l'ensemble  $\chi_j$  pour tout  $j$  on parcourt en fait  $\chi$ , (d) est juste une simplification des termes en commun au numérateur et au dénominateur dans le  $\log_2$ , (e) vient de (3.9) et (f) découle du changement de variable  $\mathbf{u} = \mathbf{y}/\sqrt{N_0}$ . Finalement, en regroupant les deux termes, la capacité du flux étudié est égale à

$$C = k - \frac{1}{2^k \pi} \sum_{i=0}^{2^k-1} \iint_{\mathbf{R}^2} \left( \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right) \right) \log_2 \left( 1 + \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi \setminus \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\left\|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{x}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)} \right) \, d\mathbf{u} \quad (3.10)$$

La capacité est une fonction croissante de  $E_s/N_0$  et est positive de par sa définition [3]. On remarque ici que la capacité est bornée supérieurement par le nombre de bits utilisé dans le flux. La Figure 3.2 montre la capacité de la 16-QAM hiérarchique où le flux HE utilise les bits de poids forts et le flux LE les bits de poids faibles. Pour une énergie par symbole  $E_s$  donnée,



quand le paramètre de constellation  $\alpha$  augmente, la capacité du flux HE augmente alors que celle du flux LE diminue. De plus, on remarque que la capacité du flux HE est majorée par celle de la QPSK. Ces deux remarques sont en accord avec l'évolution de la constellation en fonction de  $\alpha$ .

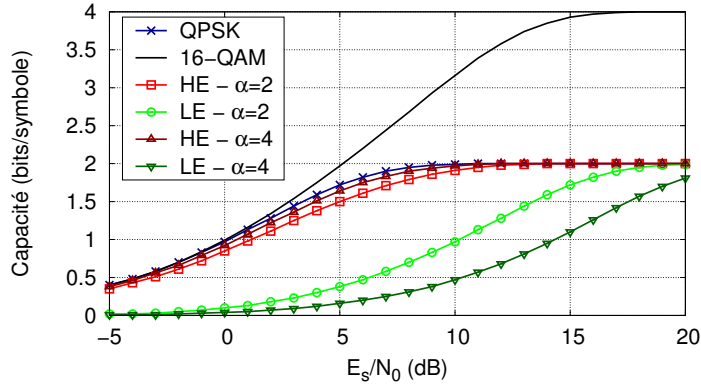


FIGURE 3.2 – Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique

### 3.1.2 Quelques résultats pour la 16-QAM hiérarchique

Pour la 16-QAM hiérarchique, le paramètre de constellation  $\alpha$  vérifie la contrainte  $\alpha \geq 0$ . Quand  $\alpha \rightarrow \infty$ , la 16-QAM tend vers une QPSK (les quatre points dans un même quadrant se rapprochent). Quand  $\alpha$  croît, la capacité du flux HE augmente alors que celle du flux LE diminue. De plus, on vérifie que  $C_{he} \xrightarrow{E_s/N_0 \rightarrow +\infty} 2$  et  $C_{le} \xrightarrow{E_s/N_0 \rightarrow +\infty} 2$  pour  $\alpha > 0$ . On s'intéresse maintenant au cas limite  $\alpha = 0$  qui sera utile pour le Chapitre 5. La Figure 3.3 montre les capacités des flux HE et LE dans ce cas.

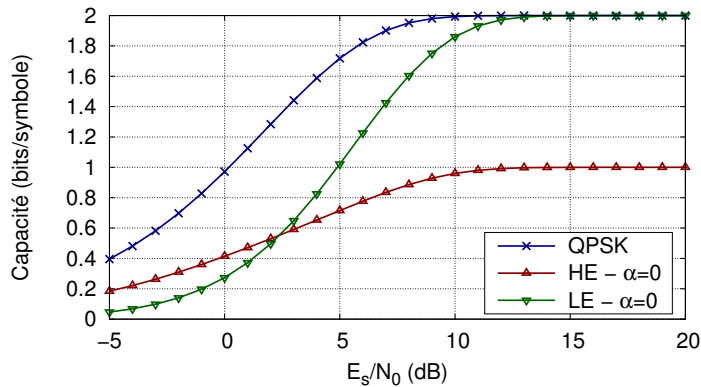


FIGURE 3.3 – Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 0$  et un *mapping* de Gray

On remarque que le flux HE a une capacité plus faible que le flux LE pour des rapports signal sur bruit supérieurs à 2 dB et il vérifie aussi  $C_{he} \xrightarrow{E_s/N_0 \rightarrow +\infty} 1$ . Ceci peut s'expliquer par le

*mapping* utilisé. En effet, le *mapping* influence les performances des deux flux. Considérons  $\alpha$  proche de 0, nous nous intéressons au flux HE. Vu que  $\alpha$  est petit, on retrouve quatre points de la constellation proches de l'origine. Ces points diffèrent sur les deux bits de leur label, il est donc impossible de récupérer de l'information en sortie. Au niveau des axes I et Q, on retrouve aussi des points qui sont proches. Dans ce cas, il n'y a que deux symboles qui sont proches et ces symboles ne diffèrent que d'un bit dans leur label. Ainsi, il est quand même possible de récupérer un bit en sortie. Finalement, sur l'ensemble des points de la constellation, il y a 16/32 bits utiles, soit un bit sur deux. La Figure 3.4 représente ces bits utiles. Ceci explique pourquoi la capacité du flux HE est majorée par 1 quand  $\alpha = 0$ .

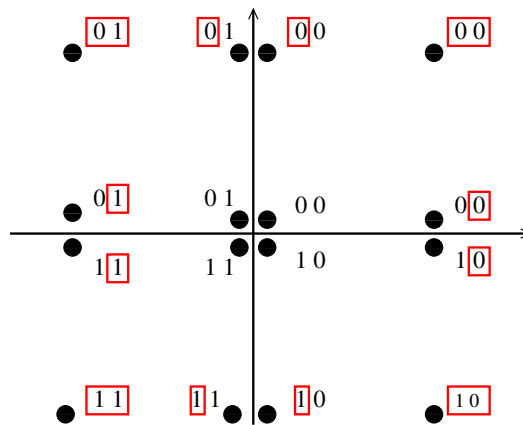


FIGURE 3.4 – Bits utiles pour le flux HE avec  $\alpha$  proche de 0

Sur la Figure 3.3, on impose  $\alpha = 0$  ce qui revient à allouer la même énergie au flux HE et LE. Cependant, les capacités des flux HE et LE sont différentes. Une fois encore, cela vient du *mapping* utilisé. En effet, nous avons bien superposé des QPSK mais pas les *mappings*. En effet, le flux HE est transmis dans les bits de poids fort. Le flux LE est transmis dans les bits de poids faible, mais en changeant de quadrant, le *mapping* des bits de poids faible change aussi. Cela est dû au fait que l'on cherche à avoir un *mapping* de Gray. Si l'on considère une superposition où les *mappings* sont aussi superposés, les capacités des flux HE et LE sont alors égales comme le montre la Figure 3.5. En comparaison de la Figure 3.3, la capacité du flux HE ne change pas, en revanche les performances du flux LE ont été dégradées. Ainsi, en choisissant un *mapping* approprié pour le cas  $\alpha = 0$ , l'égalité au niveau de l'énergie allouée à chaque flux se retrouve au niveau du calcul des capacités, même si cela se fait au détriment de la capacité du flux LE.

Finalement, avec le *mapping* précédent, les capacités des flux HE et LE sont liées à la capacité de la QAM et de la QPSK par les relations

$$C_{he}(E_s/N_0, \alpha) = C_{qam}(E_s/N_0, \alpha) - C_{qpsk}(\rho_- E_s/N_0) \quad (3.11)$$

et,

$$C_{le}(E_s/N_0, \alpha) = C_{qam}(E_s/N_0, \alpha) - C_{qpsk}(\rho_+ E_s/N_0) \quad (3.12)$$

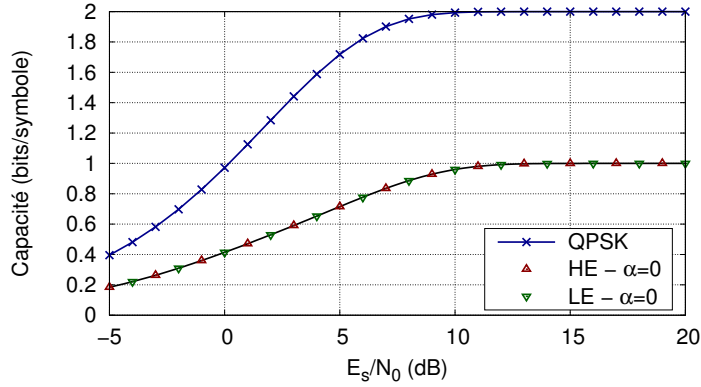


FIGURE 3.5 – Capacité du canal gaussien contraint par une 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 0$  et le nouveau *mapping*

où  $\rho_+$  et  $\rho_-$  sont les fractions d'énergie allouées aux flux HE et LE et vérifient  $\rho_+ + \rho_- = 1$ . Les relations précédentes sont une réécriture de [47, (3.33)]. Quand  $\alpha = 0$ , on a  $\rho_+ = \rho_-$  et donc on retrouve bien l'égalité des capacités observée dans la Figure 3.5. Ces relations seront utiles dans le Chapitre 5 pour justifier la symétrie de plusieurs courbes.

### 3.1.3 Région de capacité du canal gaussien contraint par une modulation

On considère une source qui communique avec deux récepteurs qui ont des rapports signal sur bruit  $SNR_i$ ,  $i = 1, 2$ . Par symétrie, on suppose que  $SNR_1 \leq SNR_2$ . Le canal gaussien (entrée et sortie continues) a été étudié dans [11] et [48], où le codage par superposition a été introduit. De plus, les auteurs ont démontré que ce codage est optimal en termes de débits atteignables. On étudie ici le canal gaussien sans mémoire avec entrée discrète et sortie continue. Nous proposons de comparer la région de capacité du multiplexage temporel et de la modulation hiérarchique qui est une implémentation du codage par superposition. Pour simplifier l'étude, on s'intéresse au cas où la répartition temporelle utilise la QPSK. La superposition de deux QPSK donne une 16-QAM hiérarchique. Nous rappelons la relation entre les énergies allouées aux deux flux

$$\frac{E_{he}}{E_{le}} = (1 + \alpha)^2, \quad (3.13)$$

où  $E_{he}$  et  $E_{le}$  correspondent aux énergies des flux HE et LE. On suppose aussi que l'on transmet des données communes aux deux récepteurs, par exemple deux couches d'une vidéo encodée avec H.264/SVC. Le cas où les contenus sont indépendants se traitent de la même façon. La dernière hypothèse est que le récepteur avec le meilleur rapport signal sur bruit décode les deux flux, alors que l'autre récepteur ne décode que le flux HE. En utilisant une QPSK, la capacité de chaque récepteur est  $C_i = C_{qpsk}(SNR_i)$ ,  $i = 1, 2$ . Avec les hypothèses précédentes, la répartition temporelle donne accès aux débits

$$R_1 = \lambda C_1$$

$$R_2 = \lambda C_1 + (1 - \lambda)C_2, \quad (3.14)$$

où  $\lambda$  ( $0 \leq \lambda \leq 1$ ) est la proportion de temps à transmettre au débit  $C_1$ . Pour la modulation hiérarchique, les débits atteignables sont

$$\begin{aligned} R_1 &= C_{he}(SNR_1) \\ R_2 &= C_{he}(SNR_1) + C_{le}(SNR_2), \end{aligned} \quad (3.15)$$

où  $C_{he}$  et  $C_{le}$  sont les capacités des flux HE et LE.

La Figure 3.6 présente deux exemples de régions de capacité. Ces régions de capacité méritent plusieurs remarques. Tout d'abord, pour la modulation hiérarchique, chaque point correspond à une allocation de puissance spécifique et donc à une valeur de  $\alpha$  particulière d'après (3.13). La fraction d'énergie allouée au flux HE varie entre 0.51 et 0.99 par pas de 0.1, ce qui correspond à une variation de  $\alpha$  entre 0.02 et 8.95. Ensuite, si les débits  $(R_1, R_2)$  sont atteignables, alors tous les débits  $(r_1, r_2)$  vérifiant  $r_1 \leq R_1$  et  $r_2 \leq R_2$  sont aussi atteignables, ce qui correspond géométriquement à un rectangle dont les coins opposés sont  $(0, 0)$  et  $(R_1, R_2)$ . La région des débits atteignables de la modulation hiérarchique correspond à l'ensemble de ces rectangles. De plus, pour la modulation hiérarchique sur la Figure 3.6a, plus on donne d'énergie au flux HE, plus la capacité du récepteur 1 est grande. Quand on diminue l'énergie du flux HE, la capacité du récepteur 1 diminue et la capacité du récepteur 2 augmente si la diminution de  $C_{he}$  est compensée par l'augmentation de  $C_{le}$ . Finalement, la dernière remarque concerne les performances du multiplexage temporel et de la modulation hiérarchique. Sur la Figure 3.6a, la modulation hiérarchique est toujours meilleure que la répartition temporelle car elle donne des débits que le multiplexage temporel ne peut pas offrir. Cependant, le multiplexage temporel peut dominer le codage par superposition comme sur la Figure 3.6b, ce qui n'est *jamais* le cas pour le canal gaussien à entrée et sortie continues [11].

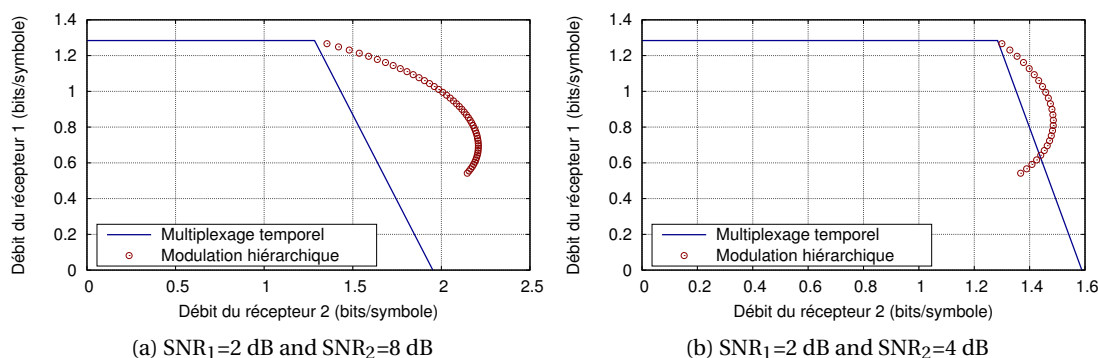


FIGURE 3.6 – Exemples de région de capacité

**Proposition 1.** *Quand  $\alpha$ ,  $SNR_1$  et  $SNR_2$  sont connus, la modulation hiérarchique est meilleure que la répartition temporelle si*

$$\frac{C_{he}(SNR_1)}{C_1} + \frac{C_{le}(SNR_2)}{C_2} \geq 1. \quad (3.16)$$

*Démonstration.* L'idée est d'écrire la condition pour qu'un point soit au-dessus de la droite du multiplexage temporel. Nous supposons ici que les données transmises sont communes aux deux récepteurs. Le résultat reste valable dans le cas de données indépendantes.

Pour trouver l'équation de la droite obtenue avec la répartition temporelle qui passe par les points  $(C_1, C_1)$  et  $(C_2, 0)$ , il suffit de résoudre le système suivant

$$\begin{cases} C_1 = aC_1 + b \\ 0 = aC_2 + b \end{cases} \quad (3.17)$$

La résolution donne

$$y = \frac{C_1}{C_1 - C_2} x - \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2}. \quad (3.18)$$

Ainsi, un couple de débits atteignables  $(R_2, R_1)$  est meilleur que la répartition temporelle si et seulement si le couple vérifie

$$R_1 \leq \frac{C_1}{C_1 - C_2} R_2 - \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2}. \quad (3.19)$$

D'après (3.15), on a  $R_1 = C_{he}(SNR_1)$  et  $R_2 = C_{he}(SNR_1) + C_{le}(SNR_2)$ . On en déduit alors directement (3.16).  $\square$

Ce critère peut être utile dans le cas suivant : les valeurs de  $SNR_1$  et de  $SNR_2$  sont connues et nous cherchons s'il existe  $\alpha$  tel que la modulation hiérarchique soit meilleure que le multiplexage temporel. La Figure 3.7 trace l'évolution de  $\frac{C_{he}(SNR_1)}{C_1} + \frac{C_{le}(SNR_2)}{C_2}$  en fonction de  $\alpha$  pour  $(SNR_1, SNR_2) = (2 \text{ dB}, 8 \text{ dB})$  et  $(SNR_1, SNR_2) = (2 \text{ dB}, 4 \text{ dB})$ . Les régions de capacité pour ces rapports signal sur bruit sont données sur la Figure 3.6. Sur la Figure 3.7a, la condition de la Proposition 1 est vérifiée pour tout  $\alpha$  compris entre 0 et 8 donc la modulation hiérarchique donne toujours des débits meilleurs que la répartition temporelle ce qui se retrouve sur la Figure 3.6a. Dans le cas  $(SNR_1, SNR_2) = (2 \text{ dB}, 4 \text{ dB})$ , la condition (3.16) est vérifiée pour  $\alpha \geq 0.2$ . En effet, sur la Figure 3.6b, un certain nombre de points de fonctionnement de la modulation hiérarchique sont à l'intérieur de la région de capacité du multiplexage temporel.

Finalement, nous avons vu plusieurs régions de capacité sur la Figure 3.6. De plus, quand deux couples de débits  $(R_1, R_2)$  et  $(R_1^*, R_2^*)$  sont atteignables, la répartition temporelle permet d'avoir n'importe quel débit de la forme

$$\tau(R_1, R_2) + (1 - \tau)(R_1^*, R_2^*) = (\tau R_1 + (1 - \tau)R_1^*, \tau R_2 + (1 - \tau)R_2^*), \quad (3.20)$$

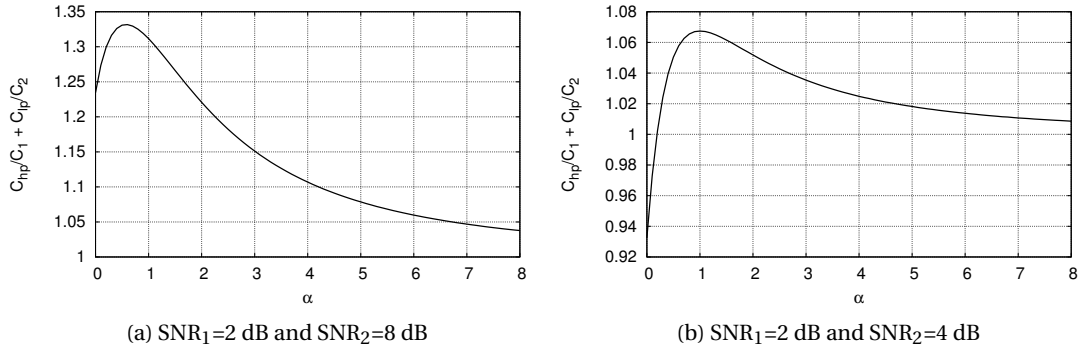


FIGURE 3.7 – Critère pour choisir entre la modulation hiérarchique et la répartition temporelle

où  $0 \leq \tau \leq 1$ . Ainsi, en combinant la modulation hiérarchique et la répartition temporelle, il est possible d'obtenir des débits qu'aucun des deux schémas utilisés seuls ne peut atteindre. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

## 3.2 Evaluation du seuil de décodage d'un schéma de transmission

Nous proposons ici une méthode pour évaluer le seuil de décodage des flux d'une modulation hiérarchique combinée avec un code correcteur d'erreurs. Pour un schéma de transmission donné, le seuil de décodage correspond au rapport signal sur bruit minimum nécessaire pour décoder les données transmises avec une performance souhaitée. De manière générale, l'évaluation des seuils de décodage se fait par des simulations qui nécessitent du temps et des ressources. Une méthode d'estimation des performances de décodage basée sur l'information mutuelle est proposée dans [49]. Cette méthode est appliquée à un canal variant dans le temps. Nous présentons ici une méthode similaire qui donne une bonne estimation des seuils de décodage mais qui nécessite cependant de connaître les performances du code avec une modulation. Il est intéressant de noter que l'information mutuelle est utilisée dans d'autres travaux pour l'estimation de performances [50, 51].

### 3.2.1 Principe illustré avec des codes atteignant la capacité

La méthode s'illustre très bien avec des codes atteignant la capacité. Nous commençons par définir la capacité normalisée d'une modulation.

**Définition 5.** Pour toute modulation, la capacité normalisée est donnée par

$$\bar{C}_{mod}(E_s/N_0) = \frac{1}{m} C_{mod}(E_s/N_0) \quad (3.21)$$

où  $C_{mod}$  est la capacité associée à la modulation et  $m$  est le nombre de bits par symbole (par exemple  $m = 2$  pour une QPSK).

La capacité normalisée est une fonction croissante de  $E_s/N_0$  qui vérifie  $0 \leq C_{mod} \leq 1$ . En fait, la capacité normalisée est équivalente à la notion de taux de codage pour les codes atteignant la capacité. Connaissant une modulation et un taux de codage, il suffit d'inverser la fonction

capacité normalisée pour connaître le seuil de décodage. Considérons par exemple un signal modulé avec une modulation QPSK, le seuil de décodage d'un code atteignant la capacité avec un taux de codage  $R$  est égal à  $\bar{C}_{qpsk}^{-1}(R)$ . Notre méthode repose sur cette observation.

### 3.2.2 Description de la méthode

Avant de décrire notre méthode d'estimation, nous expliquons intuitivement notre démarche. Cela ne constitue pas une preuve du bon fonctionnement de notre méthode, mais ça justifie les bonnes estimations que l'on présentera par la suite. Les performances des turbo-codes de DVB-SH pour un taux d'erreur bit de  $10^{-5}$  sont données dans [16, Table 7.4 et Table 7.5]. A partir de ces performances, nous calculons la capacité normalisée pour les différents taux de codage et modulations du standard. Par exemple, le turbocode avec un rendement 1/2 associé à une modulation QPSK nécessite un rapport signal sur bruit de 1.1 dB, la capacité normalisée est alors  $\frac{1}{2}C_{qpsk}(1.1dB) \approx 0.57$ . La Figure 3.8 regroupe l'ensemble des résultats. Le point important est que pour un taux de codage donné, la capacité normalisée est très proche pour toutes les modulations du standard. Sachant que la capacité normalisée est équivalente à l'information (mutuelle) moyenne que nous apporte chaque bit transmis, nous faisons l'hypothèse suivante : le bilan de liaison nécessaire pour obtenir une performance donnée ne dépend que de l'information disponible à la réception. En reprenant l'exemple précédent, cela signifie que le turbocode avec un rendement 1/2 offre un TEB de  $10^{-5}$  à partir du moment où l'information moyenne par bit est égale à 0.57 quelque soit la modulation utilisée.

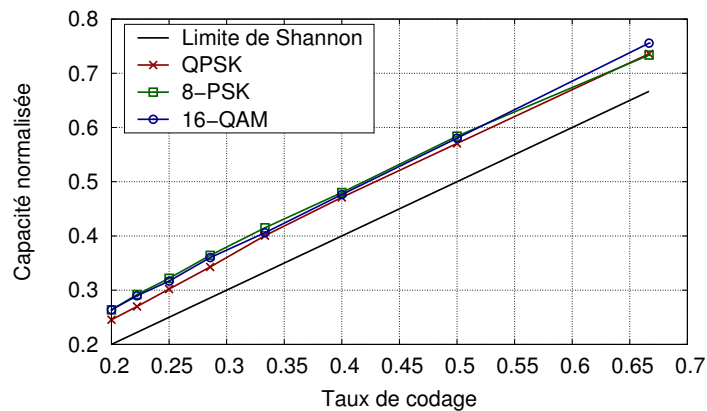


FIGURE 3.8 – Capacité normalisée pour DVB-SH

Nous décrivons maintenant notre méthode d'estimation des seuils de décodage d'un code correcteur d'erreurs pour une performance souhaitée (TEB ou taux d'erreur paquet, noté TEP). Pour un rendement  $R$  donné, le principe est de calculer l'information moyenne par bit nécessaire  $R^*$  au décodage. Le calcul requiert de connaître le seuil de décodage pour une modulation de référence et le taux de codage  $R$ . Ainsi, il faut donc déjà connaître les performances du code avec une modulation de référence, mais par la suite il est possible d'estimer les seuils de décodage pour toutes les autres modulations.

Nous illustrons notre méthode sur un exemple. On étudie la 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 2$  dans le standard DVB-SH. L'objectif est de déterminer les niveaux de  $E_s/N_0$  auxquels

les flux HE et LE atteignent un TEB de  $10^{-5}$ . On suppose que le flux HE utilise le turbocode avec un taux de codage 2/9, alors que le flux LE utilise le taux de codage 1/5. La modulation de référence est la QPSK. Le fonctionnement de notre méthode d'estimation est décrit ci-dessous :

1. En utilisant la courbe de TEB de la modulation QPSK avec un taux de codage  $R$  [16, Table 7.5], nous obtenons le point de fonctionnement  $(E_s/N_0)_{ref}$  correspondant à la performance désirée. Dans les *guidelines* de DVB-SH, on trouve,
  - Pour le taux de codage 2/9 :  $TEB_{QPSK}(-3.4 \text{ dB}) = 10^{-5}$
  - Pour le taux de codage 1/5 :  $TEB_{QPSK}(-3.9 \text{ dB}) = 10^{-5}$
2. Nous calculons ensuite l'information moyenne par bit nécessaire  $R^*$  qui correspond à la capacité normalisée pour la modulation de référence,
  - Pour le flux HE :  $R^* = \bar{C}_{QPSK}(-3.4 \text{ dB}) \approx 0.27$
  - Pour le flux LE :  $R^* = \bar{C}_{QPSK}(-3.9 \text{ dB}) \approx 0.25$
3. Pour la modulation étudiée, nous calculons le rapport  $E_s/N_0$  tel que la capacité normalisée à ce rapport signal sur bruit soit égale à  $R^*$ ,

$$(E_s/N_0)_{HE} = \bar{C}_{HE, \alpha=2}^{-1}(R^* = 0.27) = -2.7 \text{ dB}$$

$$(E_s/N_0)_{LE} = \bar{C}_{LE, \alpha=2}^{-1}(R^* = 0.25) = 6.2 \text{ dB}$$

L'inversion de la fonction capacité normalisée se fait par dichotomie.

Les *guidelines* de DVB-SH donnent les seuils de décodage pour la modulation hiérarchique [16, Figure 7.40]. En retirant les 0.3 dB des pilotes, les seuils de décodage pour les flux HE et LE sont -2.6 dB et 6.2 dB. Cette méthode a été utilisée à plusieurs occasions pendant la thèse : obtention des performances de la 16-APSK hiérarchique (voir le paragraphe qui suit) ou de la 16-QAM hiérarchique qui combine des bits de poids fort et de poids faibles dans ces flux (voir Section 3.3). Les simulations réalisées montrent que cette méthode obtient de très bonnes estimations des performances de décodage pour les standards DVB-SH et DVB-S2. En moyenne, l'erreur est inférieure à 0.5 dB pour ces deux standards.

### 3.2.3 Applications

La méthode décrite précédemment a plusieurs applications directes. Tout d'abord, il est possible d'obtenir les courbes qui donnent le seuil de décodage en fonction du paramètre de constellation  $\alpha$ . La Figure 3.9 illustre les résultats pour les flux HE et LE d'une 16-QAM hiérarchique. Comme nous l'avons déjà fait remarquer, les performances du flux HE sont meilleures quand  $\alpha$  augmente car le flux se voit allouer plus d'énergie. Pour le flux LE, c'est le phénomène inverse.

Il est aussi possible de représenter le seuil de décodage en fonction du rendement pour une valeur de  $\alpha$  fixée. Ceci revient à lire sur la Figure 3.9 les seuils de décodage pour un  $\alpha$  donné. Les résultats sont représentés sur la Figure 3.10. Cette représentation, bien qu'équivalente à la représentation précédente, permet d'observer que la différence des seuils de décodage entre le flux LE et la QPSK est constante (environ 10 dB), ce qui avait déjà été observé dans [52]. Ainsi, on retrouve le fait que le flux LE se comporte comme une QPSK mais avec un paramètre de constellation plus petit.



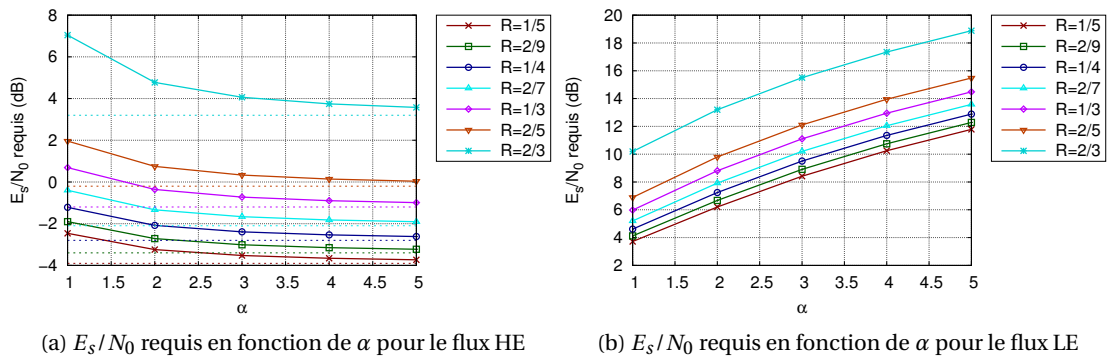


FIGURE 3.9 –  $E_s/N_0$  requis (en dB) en fonction de  $\alpha$

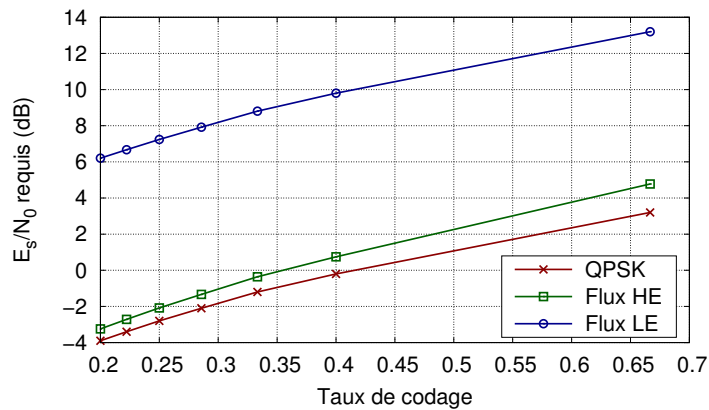


FIGURE 3.10 –  $E_s/N_0$  requis en fonction du taux de codage,  $\alpha = 2$

Une autre application est l'obtention de l'efficacité spectrale. En effet, la méthode précédente nécessite de fixer la performance désirée (TEB ou TEP) et en choisissant de bonnes performances (les *guidelines* de DVB-SH visent un TEB de  $10^{-5}$  et celles de DVB-S2 un TEP de  $10^{-7}$ ), une approximation de l'efficacité spectrale se calcule facilement. Considérons par exemple un code de rendement  $R$  dont le signal est modulé par une QPSK, l'efficacité spectrale est très proche de  $2R$  car, aux TEP et TEB considérés, les erreurs (bit ou paquet) influencent peu les performances.

Dans la suite de ce chapitre, nous évaluons les performances de la modulation hiérarchique dans divers contextes. Les performances sont évaluées par des simulations et/ou avec la méthode présentée dans cette section. L'intérêt d'utiliser les deux solutions est de valider notre méthode d'estimation.

### 3.3 Evaluation des performances dans un cas d'étude

#### 3.3.1 Description du cas d'étude

A partir d'un cas pratique, nous montrons comment modifier la composition des flux de la modulation hiérarchique pour s'adapter à des contraintes systèmes. L'exemple traité dans

cette section a été proposé par Thales Alenia Space. L'objectif est de diffuser un flux SD-TV et un flux HD-TV dans un système DVB-SH avec la 16-QAM hiérarchique. Au niveau applicatif, le débit du flux HD est le double du flux SD. Avec les schémas de transmission du standard, une modulation QPSK avec un taux de codage de 1/3 offre le débit nécessaire à la transmission du flux HD. Ainsi, le débit du flux SD est garanti avec une QPSK de rendement 1/6. Cependant, ce taux de codage n'est pas présent dans le standard et on utilise le rendement 1/5 à la place. Des bits de bourrage sont utilisés pour avoir autant de bits codés dans chaque flux. En plus des contraintes de débit, des exigences sur les seuils de décodage viennent s'ajouter. Ainsi, on veut décoder le flux SD à -0.3 dB et le flux HD à 5 dB. La Table 3.1 montre que ces contraintes ne peuvent pas être respectées avec les options offertes par le standard. En effet, il n'y a pas de souci pour transmettre le flux SD, mais le flux HD n'est jamais décodé avant 8.8 dB.

TABLE 3.1 – DVB-SH - seuils de décodage des flux HE et LE

	$\alpha = 2$	$\alpha = 4$
HE (1/5)	-3.2 dB	-3.6 dB
LE (1/3)	8.8 dB	12.9 dB

Par contre, un apport important de la Table 3.1 est que le flux SD a une marge importante par rapport aux contraintes. Nous allons tirer parti de cela et proposer deux solutions pour répondre aux exigences du système. Le principe des deux solutions est de détériorer les performances de décodage du flux SD pour pouvoir décodé le flux HD plus tôt.

### 3.3.2 Première solution : $\alpha \leq 1$

Comme nous l'avons déjà dit, le principe de la modulation hiérarchique est de partager l'énergie disponible entre plusieurs flux. Cette allocation de l'énergie est en relation directe avec le(s) paramètre(s) de la modulation. En effet, pour la 16-QAM hiérarchique, nous rappelons

$$\frac{E_+}{E_-} = (1 + \alpha)^2, \quad (3.22)$$

où  $E_+$  (resp.  $E_-$ ) est l'énergie allouée au flux HE (resp. LE). Dans le standard DVB-SH, deux valeurs de  $\alpha$  sont définies :  $\alpha = 2$  et  $\alpha = 4$ . Cela revient à allouer 90% et 96% de l'énergie totale au flux haute énergie. La majorité de l'énergie est donc dédiée à un seul des deux flux. L'objectif est de faire de la protection inégale. Cependant, dans notre cas, cela ne permet pas de répondre aux exigences du système. Comme déjà mentionné, le principe est de détériorer les performances de décodage du flux SD pour décodé le flux HD plus tôt. Notre solution propose alors une répartition plus "équitable" de l'énergie. En effet, en jouant sur l'allocation de l'énergie aux flux SD-TV et HD-TV, les seuils de décodage des deux flux sont modifiés. La Figure 3.11 présente les seuils de décodage des flux HE et LE en fonction de  $\alpha$ , où  $0.5 \leq \alpha \leq 6$ . Les résultats montrent que les contraintes sont satisfaites pour  $\alpha = 0.5$  et  $\alpha = 0.6$ . Avec ces deux valeurs, cela revient à allouer 69% ou 72% de l'énergie totale au flux HE. L'utilisation de  $\alpha \leq 1$  peut donc s'avérer utile.

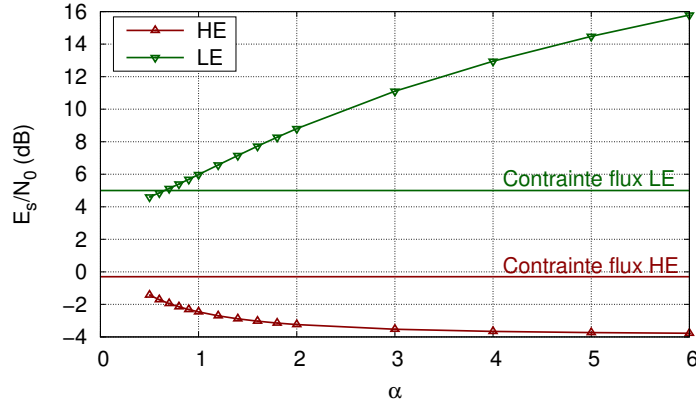


FIGURE 3.11 – Seuil de décodage en fonction de  $\alpha$

### 3.3.3 Deuxième solution : modification de la composition des flux

La deuxième solution consiste à modifier la composition des flux HE et LE [53]. Jusqu'à maintenant, le flux HE était composé des bits les plus protégés, alors que le flux LE était composé des bits les moins protégés. Dorénavant, les flux HE et LE seront composés à la fois de MSB et de LSB. En introduisant des bits moins protégés dans le flux HE, on détériore ses performances. Plusieurs paramètres sont maintenant importants : le paramètre de constellation  $\alpha$  et la proportion de MSB dans chaque flux. On note  $x_{msb}^{he}$  et  $x_{msb}^{le}$  ces proportions. Par construction, on a  $x_{msb}^{he} + x_{msb}^{le} = 1$ . La Figure 3.12 illustre le principe de cette solution.

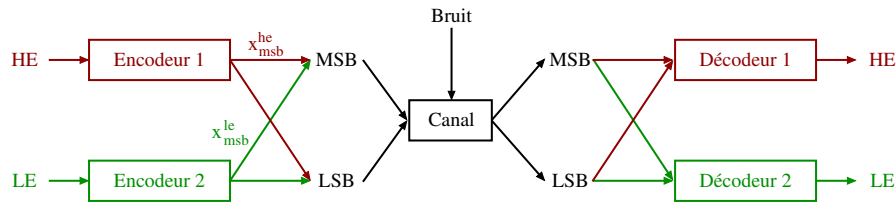


FIGURE 3.12 – Illustration du mixage de flux

Pour étudier les performances de cette solution, nous utilisons la méthode décrite dans la Section 3.2. Cependant, le calcul de la capacité normalisée a besoin d'être modifié. Pour un flux qui contient une fraction  $x_{msb}$  de MSB, sa capacité normalisée se calcule de la manière suivante

$$\bar{C} = x_{msb} \times C_{MSB} + (1 - x_{msb}) \times C_{LSB}, \quad (3.23)$$

où  $C_{MSB}$  et  $C_{LSB}$  représentent la capacité d'un flux utilisant un MSB et un LSB, respectivement. La Figure 3.13 représente le seuil de décodage (en dB) en fonction de  $\alpha$  pour les flux HE et LE. Si un flux vérifie  $x_{msb} > 0.5$ , son seuil de décodage est une fonction décroissante de  $\alpha$ . Il est important de noter que les courbes vont par deux. Ainsi, si le flux HE contient 80% de MSB, alors le flux LE contient 20% de MSB. Les courbes qui vont ensemble sont représentées avec la même couleur dans la Figure 3.13.

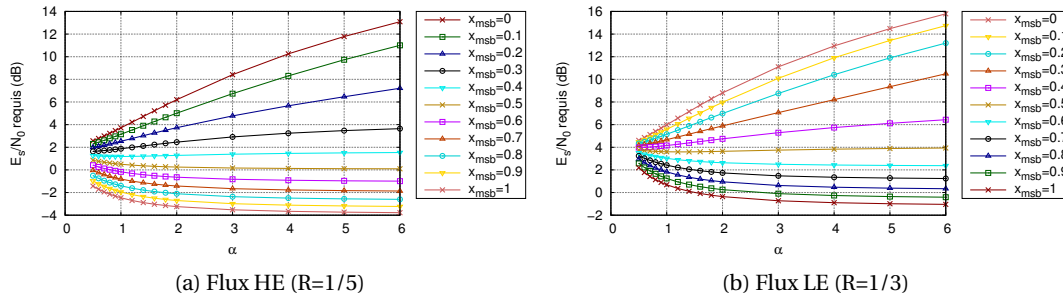


FIGURE 3.13 –  $E_s/N_0$  requis (en dB) en fonction de  $\alpha$

La Figure 3.14 trace le seuil de décodage (en dB) en fonction de la composition du flux pour un  $\alpha$  donné. Cette représentation est équivalente à la précédente. Il faut faire attention que l'abscisse ne correspond pas à la même chose : pour le flux codé en 1/5, cela correspond à la fraction de MSB dans le flux, alors que pour le flux LSB cela correspond à la fraction de LSB. L'avantage de cette représentation est que l'on lit pour une abscisse donnée les performances des deux flux. La Figure 3.14b nous montre que  $\alpha = 4$  ne propose aucune solution au problème. En effet, le flux avec  $R = 1/5$  vérifie la contrainte de décodage tant que  $x_{msb} \geq 0.6$ , alors que le flux codé avec un taux de codage 1/3 nécessite  $x_{msb} \geq 0.5$ . Par contre,  $\alpha = 1$  propose une solution : le flux avec  $R = 1/5$  contient 70% de MSB et donc le flux avec  $R = 1/3$  contient 70% de LSB.

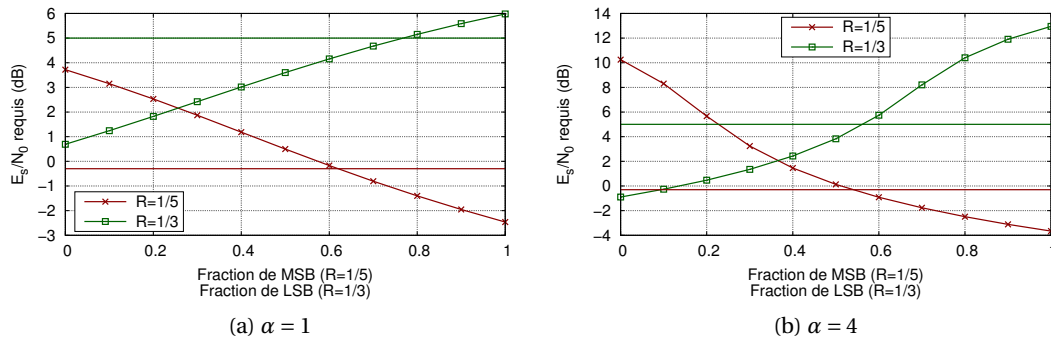


FIGURE 3.14 –  $E_s/N_0$  requis (en dB) en fonction de la composition des flux

Cette deuxième solution offre donc des solutions au problème. Nous n'avons cependant pas donné toutes les solutions possibles. La Table 3.2 donne un aperçu d'autres configurations qui vérifient les contraintes du système. Les trois premières configurations utilisent les taux de codage désirés, alors que la dernière joue aussi avec les taux de codage. Il est important de noter que certaines configurations paraissent naturellement plus avantageuses que d'autres, par exemple la première offre les mêmes débits que la deuxième mais avec des bilans de liaison plus faibles.

TABLE 3.2 – Exemples de configurations vérifiant les contraintes du système

$R_1$	$R_2$	$\alpha$	Fraction de MSB dans le flux 1	$(E_s/N_0)_1$ (dB)	$(E_s/N_0)_2$ (dB)
1/3	1/5	0.5	0	4.61	-1.43
1/3	1/5	1	0.3	4.68	-0.81
1/3	1/5	2	0.4	4.75	-0.65
2/9	2/7	1	0	4.119	-0.398

### 3.3.4 Discussions

Nous avons proposé deux solutions pour répondre au cas d'étude. La deuxième solution est en fait une extension de la première. En effet, la première solution s'intéresse à une plage de valeurs de  $\alpha$  plus grande que celle offerte par le standard. Ceci permet de mieux répartir l'énergie entre les flux. La deuxième solution rajoute un degré de liberté en permettant de modifier la composition des flux tout en gardant la liberté sur les valeurs de  $\alpha$ . En pratique, cette solution nécessite la signalisation de la valeur de  $\alpha$  ainsi que la valeur de  $x_{msb}$  pour un des deux flux. La Table 3.2 montre que, pour un problème donné, la solution n'est pas unique. Pour choisir la configuration à garder, plusieurs critères peuvent être utilisés : débit global, débit d'un des deux flux, marges par rapport aux seuils de décodage... Le choix final revient au fournisseur du service.

## 3.4 Introduction et étude de la 16-APSK hiérarchique

### 3.4.1 Introduction

Le standard DVB-S2 considère la 8-PSK hiérarchique illustrée sur la Figure 3.15a. Le paramètre de constellation est le demi-angle entre deux points d'un même quadrant. Ce paramètre est choisi en fonction des performances désirées par l'opérateur. Dans DVB-S2, la 8-PSK hiérarchique est utilisée à des fins de rétrocompatibilité. Cependant, si l'on cherche à améliorer le compromis indisponibilité/efficacité spectrale (voir Section 3.5) ou l'efficacité spectrale (voir Chapitre 4) d'un système de communication par satellite de type DVB-S2 avec la modulation hiérarchique, la 8-PSK hiérarchique n'offre pas de gains significatifs. Etant donné que la 16-APSK est déjà définie dans le standard DVB-S2, nous proposons d'introduire la 16-APSK hiérarchique dont la constellation est illustrée sur la Figure 3.15b. Deux paramètres ont une influence sur la géométrie de la constellation :  $\gamma = R_2/R_1$  le rapport des rayons des cercles extérieur et intérieur, et  $\theta$  le demi-angle entre deux points du cercle extérieur d'un même quadrant. Cette section s'intéresse au choix de ces deux paramètres et aux performances des constellations résultantes.

La 16-APSK hiérarchique n'est pas un nouveau concept. Par exemple, cette modulation est utilisée pour améliorer un système de diffusion de type DVB-S2 dans [54]. Dans cette étude, la 16-APSK hiérarchique permet de transmettre plus de flux de données tout en assurant la rétrocompatibilité avec les récepteurs déjà installés. Les auteurs expliquent comment se fait le décodage au niveau des récepteurs, mais le choix des paramètres de constellation n'est pas expliqué. Dans [55], les auteurs étudient la conception de modulations 16-APSK pour des communications par satellite. Ils présentent notamment une optimisation de la constellation

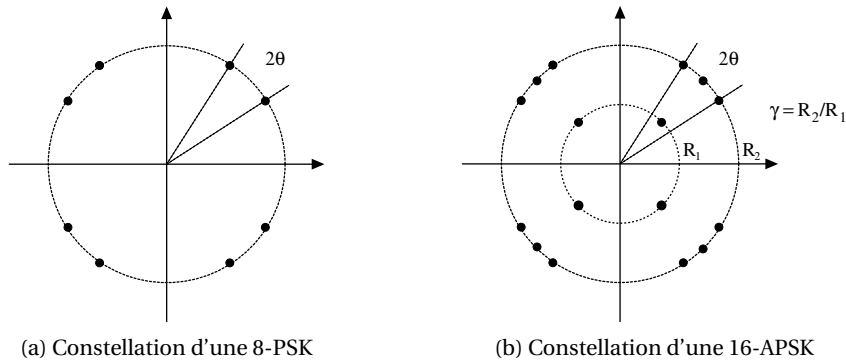


FIGURE 3.15 – Paramètres de constellation

basée sur l'information mutuelle. Cependant, le cas de la modulation hiérarchique n'est pas traité.

Pour choisir les paramètres de constellation  $\gamma$  et  $\theta$ , nous proposons un argument énergétique. La modulation hiérarchique partage l'énergie totale entre les flux HE et LE. Nous étudions l'énergie allouée au flux HE. Dans un premier temps, nous donnons une équation qui lie l'énergie du flux HE aux paramètres de constellation  $\gamma$  et  $\theta$ . Ensuite, pour une allocation d'énergie donnée au flux HE, nous calculons l'ensemble des solutions de l'équation obtenue. Finalement, les performances des modulations retenues sur un canal avec un bruit blanc gaussien sont présentées.

### 3.4.2 Equation liant l'énergie du flux HE aux paramètres de constellation

Nous nous intéressons à l'énergie allouée au flux HE. Cette énergie est donnée par l'énergie d'une QPSK où les symboles sont placés aux barycentres des quatre symboles dans un quadrant. Nous allons donc calculer la position de ces barycentres. En utilisant les coordonnées polaires, les coordonnées du barycentre dans le quadrant supérieur droit sont

$$\frac{R_1 e^{i\pi/4} + R_2 e^{i\pi/4} + R_2 e^{i(\pi/4+\theta)} + R_2 e^{i(\pi/4-\theta)}}{4} = e^{i\pi/4} \frac{R_1 + R_2 + 2R_2 \cos(\theta)}{4}. \quad (3.24)$$

Il faut maintenant introduire l'énergie par symbole  $E_s$  dans l'équation précédente. L'énergie par symbole de la 16-APSK est donnée par

$$\begin{aligned} E_s &= \frac{4R_1^2 + 12R_2^2}{16} \\ &= \frac{1 + 3\gamma^2}{4} R_1^2. \end{aligned} \quad (3.25)$$

En combinant (3.24) et (3.25), la distance du barycentre à l'origine est

$$d_B = \frac{R_1 + R_2 + 2R_2 \cos(\theta)}{4}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1 + \gamma(1 + 2 \cos(\theta))}{4} R_1 \\
&= \frac{1 + \gamma(1 + 2 \cos(\theta))}{4} \frac{2\sqrt{E_s}}{\sqrt{1 + 3\gamma^2}}.
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Ainsi, l'énergie du flux HE est donnée par

$$\begin{aligned}
E_{he} &= E_{qpsk} \\
&= d_B^2 \\
&= \underbrace{\frac{(1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta))^2}{4(1 + 3\gamma^2)}}_{\rho_{he}} E_s.
\end{aligned} \tag{3.27}$$

L'équation (3.27) introduit  $\rho_{he}$  le ratio entre l'énergie du flux HE ( $E_{he}$ ) et l'énergie par symbole ( $E_s$ ). Finalement, l'équation liant l'énergie du flux HE aux paramètres de constellation  $\gamma$  et  $\theta$  s'écrit

$$\rho_{he} = \frac{(1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta))^2}{4(1 + 3\gamma^2)}, \tag{3.28}$$

où  $\rho_{he} \geq 0.5$  est connu,  $\gamma \geq 1$  et  $\theta \geq 0$  sont les inconnus. La contrainte  $\rho_{he} \geq 0.5$  vient du fait que le flux HE contient plus d'énergie que le flux LE. Pour la résolution de l'équation précédente, nous proposons de transformer (3.28) comme suit

$$\begin{aligned}
\cos \theta &= \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{4\rho_{he}(1 + 3\gamma^2)} - 1}{\gamma} - 1 \right) \\
&= f(\gamma, \rho_{he}).
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Le terme  $\cos \theta$  apparaît comme une fonction des paramètres  $\gamma$  et  $\rho_{he}$ . On note  $f(\gamma, \rho_{he})$  cette fonction.

### 3.4.3 Résolution de l'équation énergétique

Nous étudions l'ensemble des couples  $(\gamma, \theta)$  solution de (3.29) où le terme  $\rho_{he}$  est connu. Le principe est d'écrire  $\theta$  en fonction de  $\gamma$ , ainsi l'ensemble des solutions est paramétré par une seule variable. Nous cherchons maintenant quand la double inégalité  $-1 \leq f(\gamma, \rho_{he}) \leq 1$  est vérifiée dans le but d'utiliser la fonction arccos. L'étude de la dérivée de  $f$  montre que la fonction  $f(\gamma, \rho_{he})$  est une fonction croissante de  $\gamma$  quand  $\rho_{he}$  est fixé. Sachant que  $\gamma = R_2/R_1 \geq 1$ , on a

$$f(\gamma, \rho_{he}) \geq f(1, \rho_{he}) \tag{3.30}$$

$$= \frac{1}{2} (4\sqrt{\rho_{he}} - 2) \tag{3.31}$$

$$= 2\sqrt{\rho_{he}} - 1 \tag{3.32}$$

$$\geq \sqrt{2} - 1 \tag{3.33}$$

La fonction  $f(\gamma, \rho_{he})$  est donc positive et vérifie ainsi l'inégalité  $-1 \leq f(\gamma, \rho_{he})$ . Il reste à trouver une borne supérieure de  $f(\gamma, \rho_{he})$ . Commençons par remarquer que

$$f(\gamma, \rho_{he}) \xrightarrow{\gamma \rightarrow +\infty} \frac{1}{2}(2\sqrt{3\rho_{he}} - 1). \quad (3.34)$$

Le terme de droite est une fonction croissante de  $\rho_{he}$  et vaut 1 quand  $\rho_{he} = 0.75$ . Ainsi, pour tout  $\rho_{he} \leq 0.75$ , la double inégalité  $-1 \leq f(\gamma, \rho_{he}) \leq 1$  est vérifiée et il est possible d'utiliser la fonction arccos dans (3.29). L'ensemble des solutions de (3.29) pour  $\rho_{he} \leq 0.75$  est

$$\mathcal{S}_{\rho_{he}} = \{(\gamma, \arccos(f(\gamma, \rho_{he}))) \mid \gamma \geq 1\}. \quad (3.35)$$

Quand  $\rho_{he} > 0.75$ ,  $\gamma$  doit rester borné pour vérifier l'inégalité  $f(\gamma, \rho_{he}) \leq 1$ . Pour déterminer la valeur limite de  $\gamma$ , notée  $\gamma_{lim}$ , il faut résoudre

$$\begin{aligned} f(\gamma, \rho_{he}) = 1 &\Leftrightarrow \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{4\rho_{he}(1+3\gamma^2)} - 1}{\gamma} - 1 \right) = 1 \\ &\Leftrightarrow \sqrt{4\rho_{he}(1+3\gamma^2)} - 1 = 3\gamma \\ &\Leftrightarrow (12\rho_{he} - 9)\gamma^2 - 6\gamma + (4\rho_{he} - 1) = 0. \end{aligned} \quad (3.36)$$

C'est une équation du second degré qui a comme discriminant  $\Delta = 192\rho_{he}(1 - \rho_{he})$ . Les solutions sont

$$s_{1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{192\rho_{he}(1 - \rho_{he})}}{2(12\rho_{he} - 9)}. \quad (3.37)$$

On garde la solution positive

$$\gamma_{lim} = \frac{3 + 4\sqrt{3\rho_{he}(1 - \rho_{he})}}{3(4\rho_{he} - 3)}. \quad (3.38)$$

En imposant  $\gamma \leq \gamma_{lim}$ , on vérifie que  $f(\gamma, \rho_{he}) \leq 1$ . Ainsi, la solution de (3.28) pour  $\gamma > 0.75$  est,

$$\mathcal{S}_{\rho_{he}} = \{(\gamma, \arccos(f(\gamma, \rho_{he}))) \mid 1 \leq \gamma \leq \gamma_{lim}\}. \quad (3.39)$$

Finalement, l'ensemble des solutions de (3.28) est

$$\mathcal{S}_{\rho_{he}} = \{(\gamma, \arccos(f(\gamma, \rho_{he}))) \mid 1 \leq \gamma \leq \gamma_{lim}\}, \quad (3.40)$$

où

$$\gamma_{lim} = \begin{cases} +\infty, & \text{si } \rho_{he} \leq 0.75 \\ \frac{3 + 4\sqrt{3\rho_{he}(1 - \rho_{he})}}{3(4\rho_{he} - 3)}, & \text{si } \rho_{he} > 0.75. \end{cases} \quad (3.41)$$

La Figure 3.16 présente deux exemples de l'ensemble  $\mathcal{S}_{\rho_{he}}$ . Quand  $\rho_{he}$  augmente, les



points dans un quadrant ont tendance à se rapprocher ce qui rappelle l'évolution de la 16-QAM non-uniforme avec  $\alpha$ . Par exemple, quand on fixe  $\gamma = 1$ , on trouve  $\theta \approx 38^\circ$  pour  $\rho_{he} = 0.8$  et  $\theta \approx 26^\circ$  pour  $\rho_{he} = 0.9$ . Ainsi, les points sont beaucoup plus proches dans le cas  $\rho_{he} = 0.9$ . Cela implique que le flux HE est plus facile à décoder, mais en contrepartie le flux LE requiert un rapport signal sur bruit élevé pour être décodé.

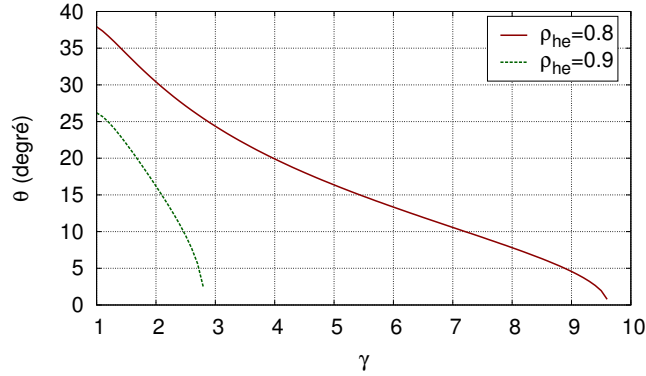


FIGURE 3.16 – Exemple de l'ensemble  $\mathcal{S}_{\rho_{he}}$  pour  $\rho_{he} = 0.9$  et  $\rho_{he} = 0.8$

### 3.4.4 Performances de la 16-APSK hiérarchique

Comme pour la 16-QAM hiérarchique, plusieurs valeurs de  $\rho_{he}$  doivent être choisies. De plus, une fois qu'une valeur de  $\rho_{he}$  est fixée, il reste encore à décider quel couple  $(\gamma, \theta)$  garder dans l'ensemble  $\mathcal{S}_{\rho_{he}}$ . Plusieurs critères sont envisageables et nous avons choisi de conserver le couple qui minimise le seuil de décodage du flux HE moyenné sur les différents taux de codage de DVB-S2. La Table 3.3 résume les paramètres des constellations conservées.

TABLE 3.3 – Couple  $(\gamma, \theta)$  utilisé

$\rho_{he}$	0.75	0.8	0.85	0.9
$\gamma$	2.8	2.3	1.9	1.6
$\theta$	31.5	28.4	25.1	20.9

Pour conclure cette section, nous donnons les performances en termes de taux d'erreur bit des quatre constellations retenues. Les performances ont été évaluées à la fois avec la méthode présentée dans la Section 3.2 et par simulation. La Table 3.4 présente les seuils de décodage obtenus avec la méthode basée sur l'information mutuelle et la Figure 3.17 présente les résultats des simulations (taux d'erreur bit des flux HE et LE). Les simulations ont été réalisées avec la *Coded Modulation Library* développée en Matlab [56] qui implémente les codes LDPC de DVB-S2. Nous utilisons les mots de code de longueur 64 800 bits et le décodage itératif stoppe au bout de 50 itérations si aucun mot de code valide n'a été décodé. Le calcul du TEB se fait au bout de dix échecs au décodage et si le TEB est inférieur à  $10^{-4}$ , la simulation s'arrête. Ce critère d'arrêt est moins contraignant que dans [21] (un taux d'erreur paquet de  $10^{-7}$ ) car les simulations sont très longues. Cependant, nos simulations parviennent à détecter

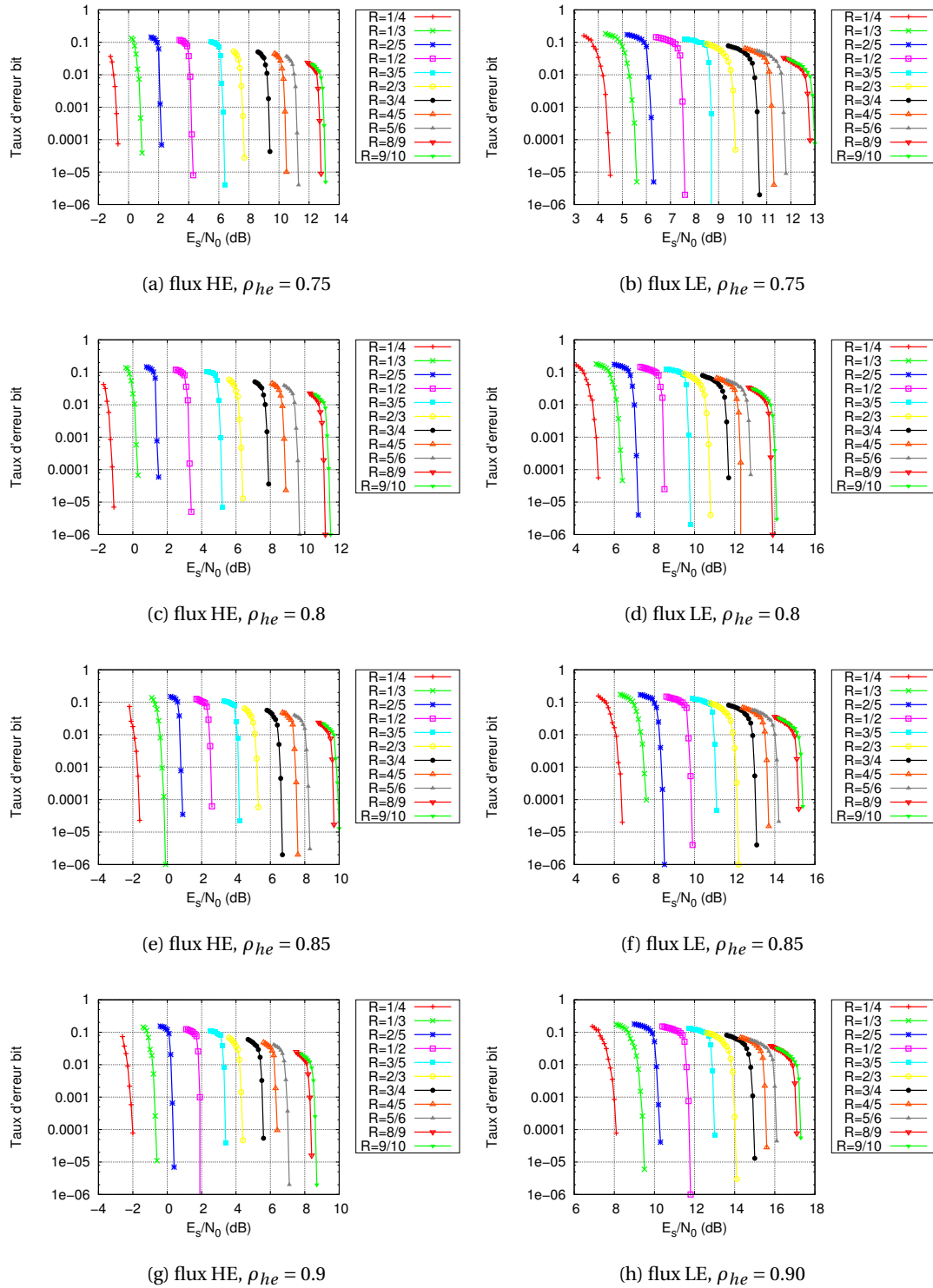


FIGURE 3.17 – Performances de la 16-APSK hiérarchique associées au code LDPC du standard DVB-S2

la zone où le TEB chute rapidement, ce qui est suffisant pour la comparaison avec la méthode de prédiction basée sur l'information mutuelle. Pour conclure, les résultats de notre méthode d'estimation sont proches des seuils observés en simulation.

TABLE 3.4 – Seuils de décodage (en dB) de la 16-APSK hiérarchique obtenus avec la méthode basée sur l'information mutuelle

Coding rate	$\rho_{he} = 75\%$		$\rho_{he} = 80\%$		$\rho_{he} = 85\%$		$\rho_{he} = 90\%$	
	HE	LE	HE	LE	HE	LE	HE	LE
1/4	-0.2	4.4	-0.7	5.1	-1.2	6.2	-1.6	7.9
1/3	1.2	5.3	0.6	6.1	0.1	7.3	-0.4	9.1
2/5	2.5	6.2	1.8	7	1.2	8.3	0.6	10
1/2	4.4	7.4	3.5	8.3	2.7	9.6	2.1	11.4
3/5	6.5	8.6	5.3	9.6	4.3	10.9	3.5	12.7
2/3	8	9.5	6.6	10.5	5.5	11.8	4.6	13.6
3/4	9.6	10.5	8.1	11.5	6.8	12.7	5.7	14.6
4/5	10.7	11.1	9.1	12.1	7.7	13.4	6.6	15.3
5/6	11.5	11.6	9.8	12.6	8.4	13.9	7.2	15.8
8/9	12.9	12.7	11.3	13.7	9.8	15	8.5	16.8
9/10	13.2	12.9	11.6	13.9	10.1	15.2	8.8	17.1

### 3.5 Efficacité spectrale et indisponibilité

Nous nous intéressons ici à un système de communication par satellite où la distribution des rapports signal sur bruit est connue. Prenons par exemple un système de diffusion de télévision numérique par satellite. En augmentant l'efficacité spectrale du système, les récepteurs ont plus de débit et la qualité de la vidéo est meilleure. Cependant, l'augmentation de l'efficacité spectrale nécessite (en conservant la même bande spectrale) d'augmenter le taux de codage et/ou l'ordre de la modulation utilisée. Les données transmises sont alors moins bien protégées et certains récepteurs ne peuvent plus décoder le flux vidéo. Nous introduisons alors la notion d'indisponibilité pour compléter l'efficacité spectrale. Cette partie étudie le compromis entre efficacité spectrale et indisponibilité pour les modulations non hiérarchiques et hiérarchiques dans le cadre de DVB-SH et DVB-S2.

#### 3.5.1 Définition de l'indisponibilité

Dans la partie précédente, nous avons présenté une méthode pour estimer les performances du décodage pour n'importe quel schéma de transmission. Cette méthode peut servir à calculer l'efficacité spectrale. Nous cherchons maintenant à prendre en compte la diversité des réceptions dans un système de communication par satellite. L'indisponibilité est dans ce cas complémentaire de l'efficacité spectrale dans le choix des paramètres de transmission.

**Définition 6.** *L'indisponibilité est définie comme le pourcentage de la population qui ne peut décoder aucun flux.*

Le calcul de l'indisponibilité nécessite la connaissance de la distribution des rapports signal sur bruit des récepteurs dans la zone de couverture à un instant donné. Cette notion complète l'efficacité spectrale dans le sens où le schéma de transmission qui maximise l'efficacité spectrale n'est peut être décodé que par une faible partie de la population. Un compromis doit être trouvé entre une bonne efficacité spectrale et une indisponibilité raisonnable. On considère ici une efficacité spectrale moyenne sur la population qui décode au moins un flux. Dans notre étude, la modulation hiérarchique transmet deux flux. L'efficacité spectrale moyenne est donc donnée par

$$\frac{\mu_{he}\rho_{he} + \mu_{le}\rho_{le}}{\rho_{he}}, \quad (3.42)$$

où  $\mu_x$  est l'efficacité spectrale pour le flux  $x$  et  $\rho_x$  est le pourcentage de la population qui décode le flux  $x$ . Nous supposons que les paramètres de transmission assurent que  $\rho_{le} \leq \rho_{he}$ , c'est-à-dire que le flux HE a toujours un seuil de décodage (noté  $\frac{E_s}{N_0}_{he}$ ) inférieur à celui du flux LE (noté  $\frac{E_s}{N_0}_{le}$ ). Avec cette définition, dans le meilleur des cas toute la population décode les deux flux donc  $\rho_{he} = \rho_{le} = 1$  et l'efficacité spectrale moyenne vaut  $\mu_{he} + \mu_{le}$ .

### 3.5.2 Application à DVB-SH

L'application visée est la diffusion de contenus multimédias d'un satellite vers des téléphones mobiles. La Figure 3.18 présente les distributions des rapports signal sur bruit pour plusieurs environnements en bande S. Ces courbes sont le résultat d'une campagne de mesures réalisée par le CNES en 2008. Les distributions présentées sont des distributions temporelles pour une position donnée qui prennent en compte les effets d'atténuation et de masquage des environnements considérés. Pour la suite, nous supposons que la distribution des rapports signal sur bruit des récepteurs dans la zone de couverture à un instant donné est équivalente à la distribution temporelle à une position donnée (dans la zone de couverture). Une dernière remarque concerne l'entrelaceur de DVB-SH qui "mixe" des rapports signal sur bruit dans un même mot de code, notamment lorsque l'utilisateur se déplace. Cet effet n'est pas pris en compte ici. Ces résultats peuvent donc être considérés comme représentatifs pour un utilisateur fixe.

Les distributions de la Figure 3.18 nous permettent de calculer l'indisponibilité. Lors de la transmission d'un ou de plusieurs flux, l'indisponibilité correspond en fait à la proportion de récepteurs dont le rapport signal sur bruit est inférieur au seuil de décodage de tous les flux.

La Figure 3.19 présente les résultats pour plusieurs environnements en bande S. Nous proposons ici de comparer les performances en termes d'efficacité spectrale et d'indisponibilité pour la QPSK, la 16-QAM et la 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 2$ . Les courbes relatives à la modulation hiérarchique nécessitent quelques explications. Tout d'abord, notre hypothèse  $\rho_{le} \leq \rho_{he}$  implique que pour un rendement du flux HE donné, nous ne représentons que les points qui vérifient la contrainte  $\frac{E_s}{N_0}_{le} \geq \frac{E_s}{N_0}_{he}$ . Ensuite, l'allure en "palier" s'explique car, une fois le paramètre de constellation et le taux de codage du flux HE fixés, l'indisponibilité est connue. Le taux de codage du flux LE ne fait alors varier que l'efficacité spectrale mais pas l'indisponibilité. Ceci est aussi une conséquence de notre hypothèse qui impose  $\frac{E_s}{N_0}_{le} \geq \frac{E_s}{N_0}_{he}$ .

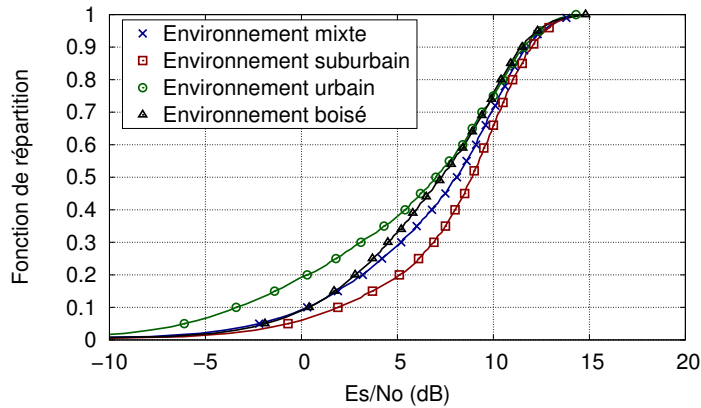
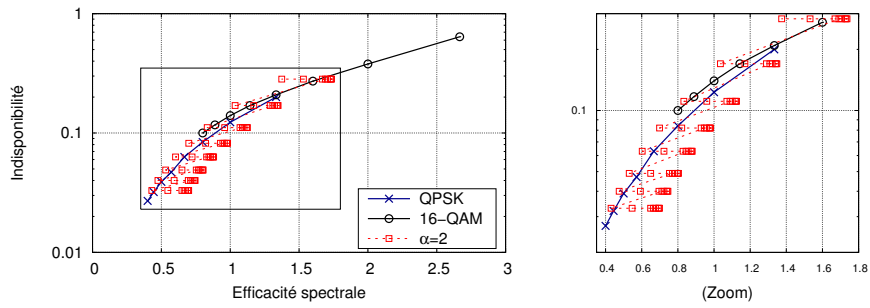


FIGURE 3.18 – Distribution des rapports signal sur bruit pour plusieurs environnements

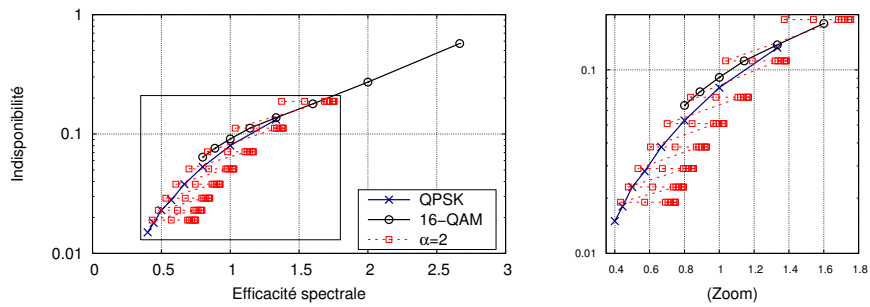
Finalement, le rendement du flux LE a un impact sur l'efficacité spectrale moyenne mais pas sur l'indisponibilité. Quand le rendement du flux LE augmente (pour un rendement du flux HE donné), on s'attend à ce que l'efficacité spectrale moyenne augmente, mais ce n'est pas forcément le cas. En effet, quand le taux de codage du flux LE augmente, le terme  $\mu_{le}$  dans (3.42) augmente mais en même temps le terme  $\rho_{le}$  diminue.

La Figure 3.19 montre aussi l'impact de l'environnement sur les performances. Nous pouvons remarquer que l'environnement a des conséquences sur l'indisponibilité mais pas sur l'efficacité spectrale. Par exemple, si on considère le turbocode avec un taux de codage 1/5 dont le signal est modulé avec une QPSK, l'efficacité spectrale est toujours de 0.4 bit/s/Hz. Cependant, l'indisponibilité est de l'ordre de 0.1 (10%) dans un environnement urbain, alors que dans un environnement suburbain l'indisponibilité est plutôt de l'ordre de 0.01 (1%). Ceci est en accord avec les distributions présentées sur la Figure 3.18 où les récepteurs dans un environnement urbain ont un bilan de liaison moins bon que les autres environnements.

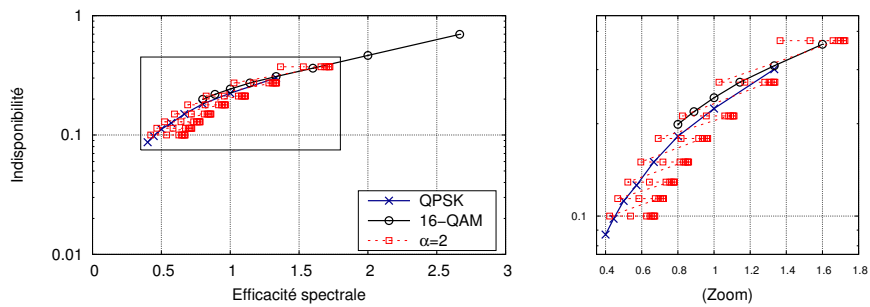
Au niveau des performances, la modulation hiérarchique donne de très bons résultats en comparaison des modulations classiques. En comparaison de la 16-QAM, la modulation hiérarchique propose des indisponibilités bien plus faibles grâce au décodage du flux HE. De plus, l'utilisation de deux taux de codage (pour les flux HE et LE) permet d'offrir une efficacité spectrale moyenne souvent meilleure que celle de la 16-QAM. Pour illustrer cela, considérons le turbocode avec un taux de codage 1/5 et la 16-QAM hiérarchique où le flux HE utilise le turbocode avec un taux de codage 2/5. Les *guidelines* de DVB-SH [16] donnent les seuils de décodage suivant : 0.4 dB pour la 16-QAM et 0.8 dB pour le flux HE. Ainsi, l'indisponibilité est "proche" dans les deux cas. L'efficacité spectrale est aussi la même :  $4 \times 1/5 = 2 \times 2/5 = 0.8$  bit/s/Hz. Cependant, nous n'avons pas pris en compte le décodage du flux LE qui va améliorer l'efficacité spectrale pour le cas hiérarchique. Ainsi, ce n'est pas surprenant que la modulation hiérarchique donne souvent une efficacité spectrale supérieure à celle de la 16-QAM. En comparaison de la QPSK, la modulation hiérarchique permet d'avoir des gains significatifs pour une large plage d'indisponibilité et pour chaque environnement. Considérons par exemple un environnement mixte avec une indisponibilité de l'ordre de



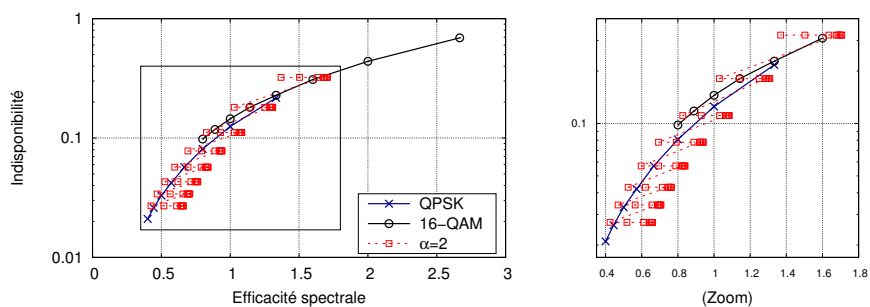
(a) Environnement mixte



(b) Environnement suburbain



(c) Environnement urbain



(d) Environnement boisé

FIGURE 3.19 – Indisponibilité vs efficacité spectrale en bande S pour plusieurs environnements. Pour la modulation hiérarchique, chaque point correspond à un taux de codage donné pour les flux HE et LE.

0.03, la QPSK offre une efficacité spectrale d'environ 0.5 bit/s/Hz contre 0.75 bit/s/Hz pour la 16-QAM hiérarchique, ce qui représente un gain de 50%. Cependant, étant donné que le flux HE a de moins bonnes performances que la QPSK, la modulation hiérarchique ne permet pas d'avoir une indisponibilité aussi faible que celle de la QPSK : pour l'environnement mixte, la QPSK peut atteindre une indisponibilité de 0.027 contre 0.033 pour la 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 2$ . On peut cependant se rapprocher de l'indisponibilité minimum offerte par la QPSK en augmentant le paramètre de constellation, par contre cela se fait au détriment de l'efficacité spectrale car le décodage du flux LE nécessite un meilleur bilan de liaison. Pour conclure sur les performances, les résultats montrent que la modulation hiérarchique propose, en général, un meilleur compromis indisponibilité/efficacité spectrale que les modulations classiques.

Finalement, nous avons comparé l'indisponibilité et l'efficacité spectrale quand tous les récepteurs sont dans un même environnement. La méthode utilisée ici peut être appliquée à des scénarios plus compliqués, mais aussi plus réalistes, où la population n'est pas dans le même environnement par exemple.

### 3.5.3 Application à DVB-S2

Contrairement à DVB-SH, l'application visée est ici la diffusion de contenu multimédia vers des terminaux fixes. Pour la bande Ka, nous ne disposons pas directement des distributions des rapports signal sur bruit des récepteurs. Nous commençons donc par proposer une modélisation du canal avant de présenter les résultats.

**Modèle du canal :** Nous présentons un modèle simple pour estimer la distribution des récepteurs. On considère l'ensemble des récepteurs localisé dans le spot d'un satellite géostationnaire qui diffuse en bande Ka. Le modèle prend en compte deux sources d'atténuation : la position du terminal par rapport au centre du spot et les conditions météorologiques. Concernant les atténuations liées à la position, le principe est de fixer le rapport signal sur bruit au centre du spot  $SNR_{max}$  et d'utiliser le diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique pour modéliser l'atténuation. Une approximation du diagramme de rayonnement est

$$G(\eta) = G_{max} \times \left( 2 \frac{J_1 \left( \sin(\eta) \frac{\pi D}{\lambda} \right)}{\sin(\eta) \frac{\pi D}{\lambda}} \right)^2, \quad (3.43)$$

où  $G_{max}$  est le gain maximum,  $J_1$  est la fonction de Bessel du premier ordre,  $D$  est le diamètre de l'antenne,  $\lambda = c/f$  est la longueur d'onde et  $\eta$  est la direction considérée [57]. Dans nos simulations, on utilisera  $D = 1.5$  m et  $f = 20$  GHz. De plus, on considère un système avec plusieurs spots où la limite du spot est 4 dB en dessous de  $SNR_{max}$ . En supposant une répartition uniforme de la population, la fraction de récepteurs qui ont une atténuation comprise entre deux valeurs données se calcule comme suit : on calcule avec (3.43) les deux angles,  $\eta_1$  and  $\eta_2$ , qui correspondent aux deux valeurs d'atténuation. Cela définit une couronne comme illustrée sur la Figure 3.20. La fraction est finalement donnée par le rapport des aires de la couronne et de l'aire totale du spot.

La Figure 3.21, fournie par le CNES, montre la distribution des atténuations météo dans

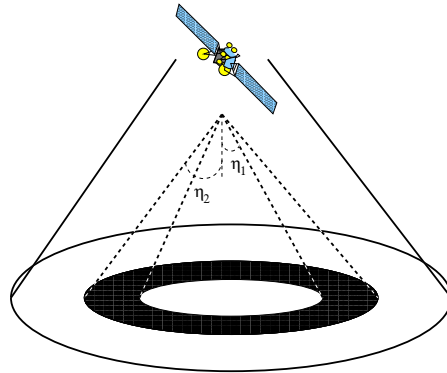


FIGURE 3.20 – Spot de diffusion d'un satellite

la bande Ka de diffusion satellite. Plus précisément, c'est une distribution temporelle pour une position donnée à Toulouse (France). Comme précédemment, nous supposons que la distribution des rapports signal sur bruit des récepteurs dans le spot à un instant donné est équivalente à la distribution temporelle à une position donnée.

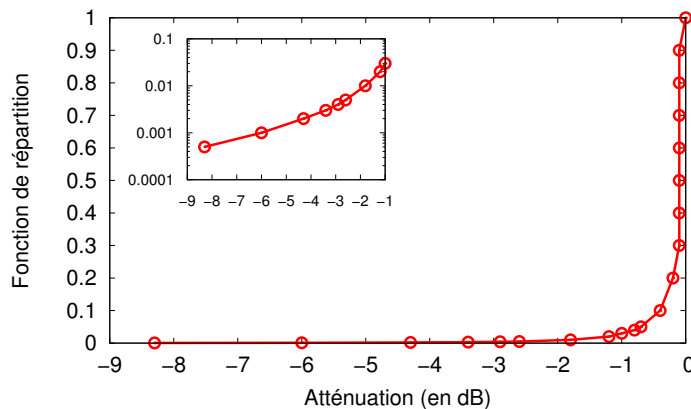


FIGURE 3.21 – Distribution des atténuations météos

Finalement, notre modèle combine les deux sources d'atténuation que nous venons de décrire pour estimer la distribution des rapports signal sur bruit. A partir d'un ensemble de récepteurs, on calcule d'abord l'atténuation due à la position. Ensuite, pour chaque récepteur on tire aléatoirement l'atténuation causée par la météo en accord avec la distribution de la Figure 3.21.

**Modulations :** Le standard DVB-S2 considère la 8-PSK hiérarchique. Cependant, cette modulation ne permet pas d'avoir des gains en comparaison des autres modulations du standard. Nous proposons plutôt d'utiliser la 16-APSK hiérarchique qui a été introduite en détail dans la Section 3.4. L'obtention des paramètres de constellation se base sur la quantité d'énergie allouée au flux HE. Nous rappelons que dans nos simulations le flux HE contient 75%, 80%, 85% ou 90% de l'énergie totale.

**Résultats :** La Figure 3.22 présente les performances de la 16-APSK hiérarchique en termes



d'efficacité spectrale et d'indisponibilité. Chaque courbe a été obtenue avec 50 000 récepteurs où la distribution des rapports signal sur bruit est tirée en accord avec le modèle précédent. Le seul paramètre que l'on fixe est le rapport signal sur bruit au centre du spot en supposant un ciel clair  $SNR_{max}$ .

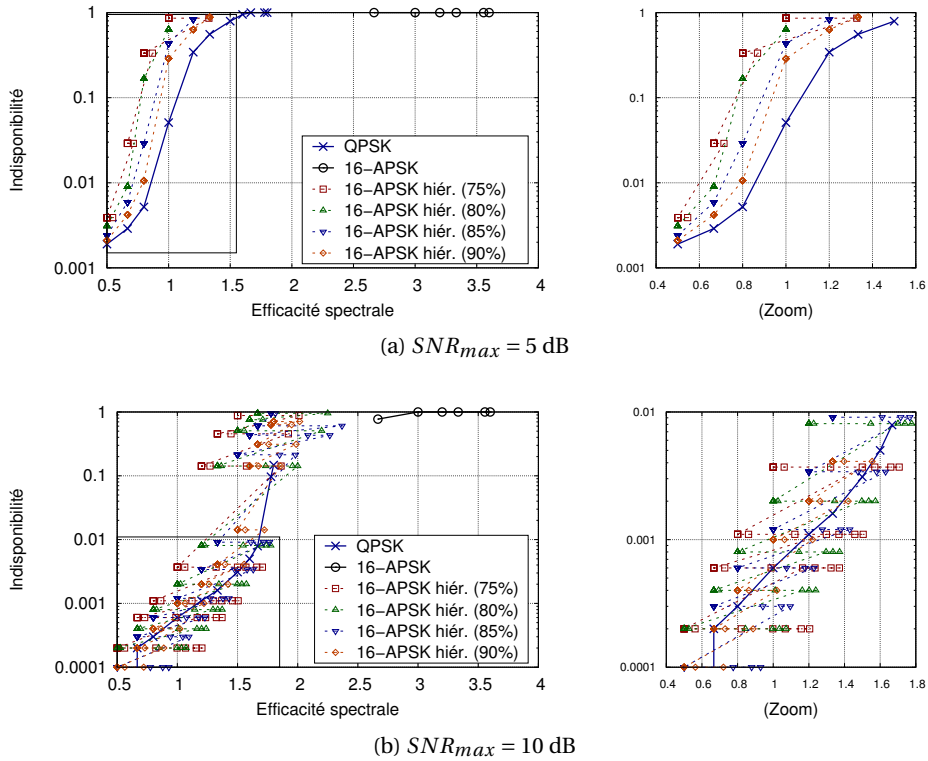


FIGURE 3.22 – Indisponibilité vs efficacité spectrale en bande Ka

Les remarques sont semblables à celles de DVB-SH. Tout d'abord, nous retrouvons la même allure de courbe pour la modulation hiérarchique. Comme précédemment, l'indisponibilité dépend des paramètres de constellation et du taux de codage du flux HE. De plus, l'indisponibilité minimum est obtenue quand 90% de l'énergie est allouée au flux HE.

Concernant les résultats, la 16-APSK obtient les pires performances. Cela s'explique par les taux de codage utilisés dans DVB-S2 pour la 16-APSK. De fait, le plus petit taux de codage est  $2/3$  [21] qui nécessite un bon bilan de liaison pour être décodé. La comparaison entre la modulation hiérarchique et la QPSK dépend ici de la valeur de  $SNR_{max}$ . Pour  $SNR_{max} = 5$  dB, la QPSK donne de meilleurs résultats que la 16-APSK hiérarchique (voir Figure 3.22a). Même si la modulation hiérarchique rivalise au niveau de l'indisponibilité, elle n'améliore pas l'efficacité spectrale. En effet, pour des niveaux de rapports signal sur bruit faibles, le flux LE ne peut être décodé qu'avec des taux de codage petits ce qui ne permet pas de gains. Pour  $SNR_{max} = 10$  dB, les résultats sont beaucoup plus favorables envers la 16-APSK hiérarchique (voir Figure 3.22b). Par exemple, pour une indisponibilité de 0.02%, la modulation hiérarchique permet presque de doubler l'efficacité spectrale.

Finalement, la modulation hiérarchique est, comme pour DVB-SH, une bonne alternative

aux modulations classiques lors de l'optimisation conjointe de l'efficacité spectrale et de l'indisponibilité.

#### 3.5.4 Discussions

Que ce soit pour DVB-SH ou DVB-S2, la modulation hiérarchique propose, en général, un meilleur compromis indisponibilité/efficacité spectrale que les modulations non hiérarchiques. En pratique, les résultats précédents peuvent s'utiliser de la manière suivante. Le point de départ est un objectif d'indisponibilité. Cet objectif peut être une indisponibilité maximale, une indisponibilité moyenne... En partant de cette contrainte, on considère les efficacités spectrales offertes par l'ensemble des schémas de transmission. Le schéma qui donne la meilleure efficacité spectrale et vérifie l'objectif d'indisponibilité est conservée.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux performances de la modulation hiérarchique. Tout d'abord, une formule donnant la capacité d'un flux d'une modulation hiérarchique a été présentée. Cela nous a permis de faire une comparaison des régions de capacité entre le codage par superposition et le multiplexage temporel. Contrairement au canal gaussien à entrée continue, la région de capacité du codage par superposition ne domine pas toujours celle de la répartition temporelle si les entrées sont discrètes.

Nous avons ensuite étudié les performances de la modulation hiérarchique d'un point de vue plus pratique. Une méthode d'estimation des seuils de décodage pour n'importe quel schéma de transmission (modulation et code correcteur d'erreurs) a été présentée. En comparaison des simulations, notre solution ne nécessite pas de longs temps de calcul. Cette méthode a été appliquée sur plusieurs exemples dans le cadre des standards DVB-SH et DVB-S2. Les résultats montrent son efficacité sur les cas de figure traités, c'est-à-dire avec un canal gaussien et des codes proches de la capacité pour les taux d'erreurs visés.

Suite à une étude proposée par Thales Alenia Space, nous avons proposé de considérer des valeurs de  $\alpha \leq 1$  et/ou de modifier la composition des flux de la modulation hiérarchique. Ainsi, il est possible de contrôler les performances de chacun des flux en modifiant ces deux paramètres. En utilisant la méthode d'estimation de performance présentée dans ce chapitre, nous avons montré que ces deux solutions peuvent répondre à des contraintes système que les schémas de transmission proposés dans DVB-SH ne permettent pas de gérer.

Le point suivant est l'étude de la 16-APSK hiérarchique. Cette modulation est utile pour améliorer les performances du standard DVB-S2. En considérant l'énergie allouée au flux HE, nous avons montré comment calculer les paramètres de constellation. Les performances des constellations retenues ont été obtenues par simulations et avec la méthode d'estimation.

Finalement, nous avons complété la comparaison entre les modulations hiérarchiques et non hiérarchiques en introduisant la notion d'indisponibilité. Là encore, le travail s'est focalisé sur les standards DVB-SH et DVB-S2. Notre travail montre que la modulation hiérarchique obtient souvent de meilleurs résultats que les modulations classiques lors de l'optimisation conjointe de l'efficacité spectrale et de l'indisponibilité.

## Chapitre 4

# Application de la modulation hiérarchique pour les systèmes de communication par satellite

Dans ce chapitre, nous étudions les gains en termes d'efficacité spectrale que peut apporter la modulation hiérarchique sur un système de communication par satellite. Les standards DVB-SH et DVB-S2 fournissent un cadre pratique. Nous considérons des systèmes avec deux, six puis  $n$  récepteurs. La principale question est de savoir comment grouper les récepteurs deux par deux pour transmettre avec une modulation hiérarchique. Dans ce chapitre, nous proposons et comparons les performances de plusieurs stratégies de regroupement. Nous montrons que la modulation hiérarchique combinée à une bonne stratégie de regroupement améliore considérablement l'efficacité spectrale offerte aux récepteurs en comparaison d'une solution classique basée sur le multiplexage temporel.

### 4.1 Introduction

Comme nous l'avons déjà fait remarquer à la fin de la Section 3.1.3, l'utilisation conjointe de la modulation hiérarchique avec le multiplexage temporel peut améliorer les débits atteignables d'un canal de diffusion. Dans cette section, nous évaluons les gains en termes d'efficacité spectrale lors de l'utilisation de la modulation hiérarchique sur un système de communication par satellite. Un exemple d'application visée est la diffusion de contenu multi-média. Cette partie propose des stratégies de regroupement nécessaires lors de transmissions avec la modulation hiérarchique et compare les performances du multiplexage temporel couplé ou non avec l'utilisation de la modulation hiérarchique. Nous présentons les résultats pour des systèmes avec deux, six puis  $n$  récepteurs. L'étude avec six récepteurs utilise la 16-QAM hiérarchique. C'est un cas d'étude simple qui montre l'importance de la stratégie de regroupement utilisée. Le principal résultat du chapitre est l'estimation du gain d'efficacité spectrale pour un système DVB-S2 qui utilise la 16-APSK hiérarchique présentée précédemment (voir Section 3.4) et diverses stratégies de regroupement.

## 4.2 Source avec deux récepteurs

Nous considérons une source qui communique avec deux récepteurs dont les rapports signal sur bruit sont  $SNR_i$ ,  $1 \leq i \leq 2$ . Le but est d'obtenir la région des efficacités spectrales atteignables par les deux récepteurs.

**Définition 7.** *La région des efficacités spectrales atteignables est l'ensemble des efficacités spectrales que l'on peut atteindre pour un système de communication par satellite.*

La région des efficacités spectrales est l'équivalent de la région de capacité, sauf qu'on utilise des codes pratiques et pas des codes atteignant la capacité.

Nous comparons maintenant les efficacités spectrales offertes par le multiplexage temporel avec et sans l'utilisation de la modulation hiérarchique dans le contexte d'un système DVB-S2 qui module ces signaux avec les modulations suivantes : QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 8-PSK hiérarchique et 16-APSK hiérarchique.

### 4.2.1 Multiplexage temporel sans modulation hiérarchique

L'efficacité spectrale  $R_i$  du récepteur  $i$  dépend de  $SNR_i$  ainsi que des modulations et des taux de codage disponibles dans le système. Par exemple, si le récepteur décode une QPSK avec un taux de codage  $1/3$ , l'efficacité spectrale est  $2 \times 1/3$  bit/s/Hz. De plus, chaque récepteur est souvent capable de décoder plusieurs schémas de transmission (modulation et taux de codage). L'efficacité spectrale  $R_i$  correspond à la meilleure efficacité spectrale que le récepteur  $i$  peut avoir.

Avec le multiplexage temporel, l'efficacité spectrale moyenne (dans le temps) offert aux récepteurs dépend de la fraction de temps  $t_i$  allouée à chaque récepteur. Dans notre étude, nous cherchons à offrir la même efficacité spectrale à chaque récepteur. Ainsi, nous devons résoudre

$$\begin{cases} t_1 R_1 = t_2 R_2 \\ t_1 + t_2 = 1. \end{cases} \quad (4.1)$$

On vérifie aisément que la fraction de temps allouée à chaque récepteur est

$$(t_1, t_2) = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right). \quad (4.2)$$

Finalement, l'efficacité spectrale offerte aux récepteurs par le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique est

$$R_{ts} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.3)$$

### 4.2.2 Multiplexage temporel avec modulation hiérarchique

Pour obtenir l'efficacité spectrale de cette solution, la première étape est de calculer les efficacités spectrales offertes par toutes les modulations, y compris les modulations hiérarchiques. Quand on utilise la modulation hiérarchique, nous supposons que le récepteur avec

le meilleur rapport signal sur bruit décode le flux LE. On obtient alors un ensemble de points de fonctionnement. Un point de fonctionnement est un couple  $(R_1, R_2)$  où  $R_i$  est l'efficacité spectrale du récepteur  $i$ ,  $1 \leq i \leq 2$ . Les modulations non hiérarchiques donnent des points de fonctionnement de la forme  $(R_1, 0)$  et  $(0, R_2)$ , alors que la modulation hiérarchique donne des efficacités spectrales de la forme  $(R_1, R_2)$ . De plus, à partir des points de fonctionnement  $(R_1, R_2)$  et  $(R_1^*, R_2^*)$ , le multiplexage temporel permet d'atteindre toutes les efficacités spectrales de la forme

$$\tau(R_1, R_2) + (1 - \tau)(R_1^*, R_2^*) = (\tau R_1 + (1 - \tau)R_1^*, \tau R_2 + (1 - \tau)R_2^*), \quad (4.4)$$

où  $0 \leq \tau \leq 1$  est la fraction de temps où l'on transmet à  $(R_1, R_2)$ . L'ensemble des efficacités spectrales atteignables correspond donc à l'enveloppe convexe de tous les points de fonctionnement. Comme nous sommes intéressés par offrir la même efficacité spectrale aux utilisateurs, on calcule l'intersection de l'enveloppe convexe avec la droite  $y = x$ . On note  $R_{hm}$  et  $R_{ts}$  les efficacités spectrales offertes aux deux récepteurs par la stratégie avec ou sans modulation hiérarchique.

### 4.2.3 Résultats

La Figure 4.1 présente un exemple de région d'efficacité spectrale atteignable. Dans cet exemple, un récepteur a un rapport signal sur bruit de 7 dB (récepteur 1) et l'autre 10 dB (récepteur 2). Les points de fonctionnement offerts par les deux solutions,  $(R_{hm}, R_{hm})$  et  $(R_{ts}, R_{ts})$ , sont représentés pour visualiser les gains de la solution avec modulation hiérarchique.

Pour le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique, les performances sont données dans [39, Table 13]. Le récepteur à 7 dB décode la 8-PSK avec un taux de codage de  $2/3$  et obtient une efficacité spectrale  $R_1 = 3 \times 2/3 = 2$  bits/s/Hz. L'autre récepteur décode la 16-APSK avec un rendement de  $3/4$  ce qui lui donne une efficacité spectrale  $R_2 = 4 \times 2/3 \approx 2.7$  bits/s/Hz. C'est la meilleure efficacité spectrale que chaque utilisateur peut obtenir. Les valeurs  $R_1$  et  $R_2$  se retrouvent sur la Figure 4.1 au niveau de l'axe des ordonnées et des abscisses, respectivement. Pour la modulation hiérarchique, les points de fonctionnement de la 16-APSK hiérarchique s'obtiennent à partir de la Figure 3.17. Pour la 8-PSK hiérarchique, nous avons utilisé la méthode d'estimation décrite dans le Chapitre 3. Les droites entre les différents points de fonctionnement observées sur la Figure 4.1 correspondent au multiplexage temporel. Les efficacités spectrales offertes par les deux solutions,  $(R_{hm}, R_{hm})$  et  $(R_{ts}, R_{ts})$  où  $R_{hm} \approx 1.27$  bits/s/Hz et  $R_{ts} \approx 1.14$  bits/s/Hz, correspondent à l'intersection des efficacités spectrales atteignables, avec ou sans la modulation hiérarchique, avec la droite d'équation  $y = x$  pour assurer l'égalité des efficacités spectrales entre les deux récepteurs.

On peut déjà remarquer que sur l'exemple, la 16-APSK hiérarchique obtient de meilleurs résultats que la 8-PSK hiérarchique. De plus, quand  $\rho_{he}$  augmente, l'efficacité spectrale de l'utilisateur avec le plus mauvais rapport signal sur bruit augmente, alors que celle de l'autre utilisateur diminue. Cela s'explique car plus d'énergie est allouée au flux HE et ces performances sont donc meilleures. D'un autre côté, le flux LE se voit allouer moins d'énergie et est donc moins performant. Finalement, la solution qui utilise la modulation hiérarchique obtient

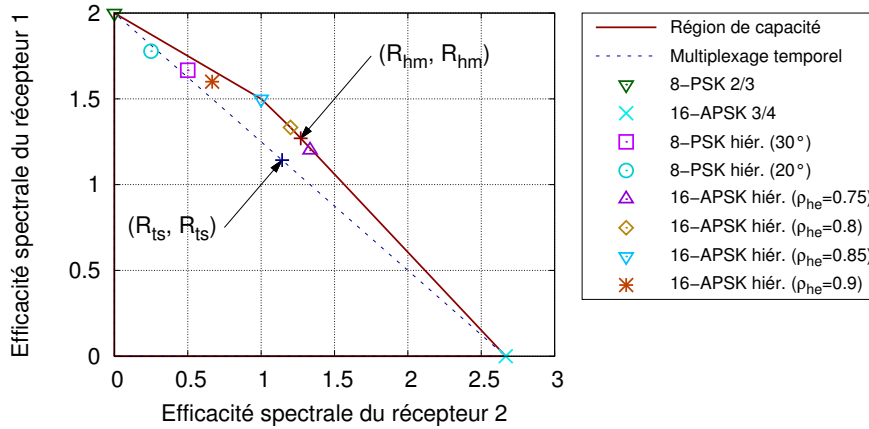


FIGURE 4.1 – Région des efficacités spectrales atteignables ( $SNR_1 = 7$  dB et  $SNR_2 = 10$  dB)

des gains significatifs, de l'ordre de 11% ( $R_{hm}/R_{ts} \approx 1.11$ ), en comparaison de la solution de répartition temporelle sans modulation hiérarchique.

On cherche maintenant à évaluer le gain entre  $R_{hm}$  et  $R_{ts}$  pour l'ensemble des couples  $(SNR_1, SNR_2)$  où  $4 \text{ dB} \leq SNR_i \leq 12 \text{ dB}$  ( $i = 1, 2$ ). Le principe est d'obtenir la région des efficacités spectrales atteignables pour chaque couple  $(SNR_1, SNR_2)$ , d'en déduire  $R_{hm}$  et  $R_{ts}$  (comme sur la Figure 4.1) et finalement de calculer le gain de la solution avec modulation hiérarchique. Les résultats sont donnés sur la Figure 4.2. Les gains apportés par la modulation hiérarchique sont significatifs dans certaines configurations et peuvent même atteindre 20%. En général, les gains sont plus importants quand la différence de rapport signal sur bruit entre les récepteurs est grande. Cette observation sera utile par la suite quand on cherchera à regrouper des utilisateurs en couple. Une dernière remarque concerne les "pics" observés sur la Figure 4.2. Supposons que  $SNR_1$  est fixé, alors  $R_{hm}$  et  $R_{ts}$  sont des fonctions croissantes en escalier de  $SNR_2$ . Le gain de la Figure 4.2 est directement lié au rapport  $R_{hm}/R_{ts}$  ce qui explique les "pics" observés.

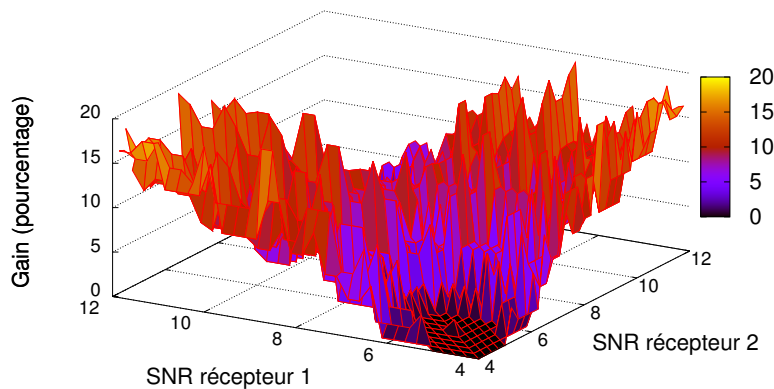


FIGURE 4.2 – Gain en fonction de  $(SNR_1, SNR_2)$

### 4.3 Source avec six récepteurs

Cette section étudie une source qui communique avec six récepteurs ( $Rec_i, 1 \leq i \leq 6$ ). Lors de l'utilisation de la modulation hiérarchique, la superposition des données à transmettre nécessite de regrouper les récepteurs deux par deux. L'objectif de cette partie est de montrer l'importance de la stratégie de regroupement utilisée sur les performances du système. Nous nous plaçons dans un système DVB-SH qui module ces signaux avec les modulation suivantes : QPSK, 16-QAM et 16-QAM hiérarchique.

Le système cherche à modéliser, de manière simple, un spot satellite avec ciel clair. Au centre du spot, le rapport signal sur bruit est élevé et il y a peu de récepteurs, alors qu'en s'éloignant du centre le rapport signal sur bruit diminue mais le nombre de récepteurs augmente. Deux paramètres décrivent le canal : le rapport signal sur bruit au centre du spot  $SNR_{max}$  et  $\Delta$  qui sert à caractériser l'atténuation en fonction de la distance au centre du spot. La distribution des rapports signal sur bruit est comme suit :

- $Rec_1$  a un rapport signal sur bruit de  $SNR_{max} - \Delta$  ;
- $Rec_2$  et  $Rec_3$  ont un rapport signal sur bruit de  $SNR_{max} - 2\Delta$  ;
- $Rec_4, Rec_5$  et  $Rec_6$  ont un rapport signal sur bruit de  $SNR_{max} - 3\Delta$ .

Nous montrons maintenant comment calculer les efficacités spectrales offertes aux récepteurs avec l'utilisation ou non de la modulation hiérarchique.

#### 4.3.1 Multiplexage temporel sans modulation hiérarchique

Comme dans la Section 4.2, nous cherchons à offrir la même efficacité spectrale à tous les récepteurs. Ainsi, (4.1) devient

$$\begin{cases} \forall i, j, t_i R_i = t_j R_j \\ \sum_i t_i = 1. \end{cases} \quad (4.5)$$

La résolution de (4.5) donne une fraction de temps au récepteur  $i$  de

$$t_i = \frac{\prod_{k \neq i} R_k}{\sum_{j=1}^n (\prod_{k \neq j} R_k)}. \quad (4.6)$$

Ainsi, on vérifie que l'efficacité spectrale moyenne offerte à tous les récepteurs est

$$R_{ts} = \frac{\prod_k R_k}{\sum_{j=1}^n (\prod_{k \neq j} R_k)} = \left( \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j} \right)^{-1}. \quad (4.7)$$

En utilisant les différents taux de codage et modulations de DVB-SH [16, Table 7.4], les efficacités spectrales offertes par le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique sont facilement obtenues. Considérons par exemple le système avec les paramètres  $(SNR_{max}, \Delta) = (10 \text{ dB}, 2 \text{ dB})$ , alors  $Rec_1$  a un rapport signal sur bruit de 8 dB et peut décoder la 16-QAM avec un rendement 1/2,  $Rec_2$  et  $Rec_3$  ont un rapport signal sur bruit de 6 dB et peuvent décoder la 16-QAM avec un rendement 2/5 et finalement  $Rec_4, Rec_5$  et  $Rec_6$  ont un rapport signal sur bruit de 4 dB et peuvent décoder la 16-QAM avec un rendement 1/3 (ou la QPSK avec  $R=2/3$ ).

L'efficacité spectrale moyenne est finalement calculée avec (4.7).

### 4.3.2 Multiplexage temporel avec modulation hiérarchique

Pour le multiplexage temporel avec modulation hiérarchique, il faut d'abord regrouper les récepteurs deux par deux pour superposer les données à transmettre. Une possibilité est de grouper  $Rec_1$  avec  $Rec_4$ ,  $Rec_2$  avec  $Rec_5$  et  $Rec_3$  avec  $Rec_6$ . En fait, la performance dépend seulement du rapport signal sur bruit des récepteurs en couple. Ainsi, le regroupement précédent est équivalent en termes de performance au schéma suivant :  $Rec_1$  avec  $Rec_6$ ,  $Rec_2$  avec  $Rec_4$  et  $Rec_3$  avec  $Rec_5$ . Finalement, seulement trois stratégies de regroupement sont possibles. Ces stratégies sont illustrées sur la Figure 4.3 qui présente le nombre de récepteurs en fonction du rapport signal sur bruit. Les deux exemples de regroupement cités précédemment font référence à la stratégie A. Par la suite, nous comparons les performances de ces trois stratégies.

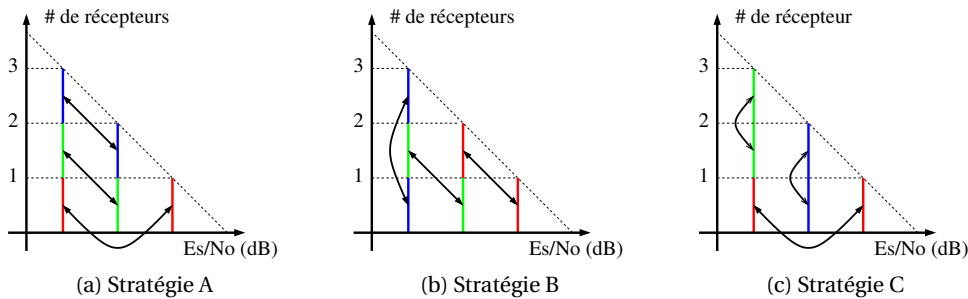


FIGURE 4.3 – Stratégie de regroupement avec six récepteurs

Nous supposons avoir regroupé les récepteurs avec une des stratégies précédentes. Le calcul des efficacités spectrales se fait en deux étapes. Tout d'abord, pour chaque couple de récepteur nous calculons l'efficacité spectrale offerte aux deux récepteurs comme s'ils étaient seuls dans le système. Cela revient au calcul de la Section 4.2 où une source communique avec deux récepteurs. Ensuite, une fois l'efficacité spectrale calculée pour chaque paire, il reste à égaliser les efficacités spectrales entre les couples. Cette étape se fait en allouant à chaque couple une fraction de temps pour utiliser le système.

Nous illustrons le calcul du débit sur un exemple. On considère un système avec un couple de récepteurs dont les rapports signal sur bruit sont de 4 et 8 dB. Supposons que la source communique seulement avec ces deux récepteurs, alors l'ensemble des efficacités spectrales atteignables est représenté sur la Figure 4.4. L'efficacité spectrale offerte aux deux récepteurs  $R_{hm}$  est obtenue en utilisant la 16-QAM hiérarchique ( $\alpha = 1$ ) une fraction de temps  $a_1$  et la 16-QAM une fraction de temps  $a_2$ , où  $0 \leq a_1, a_2 \leq 1$  et  $a_1 + a_2 = 1$ . En effet, sur la Figure 4.4, le point de coordonnées  $(R_{hm}, R_{hm})$  est sur la droite qui relie les points de fonctionnement de la 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 1$  et de la 16-QAM avec un rendement 1/2. Pour le système global avec tous les récepteurs, on calcule les efficacités spectrales de la même façon pour toutes les paires de récepteurs. Il est alors nécessaire d'égaliser les efficacités spectrales entre tous les récepteurs, ce qui se fait avec du multiplexage temporel. Lors de l'égalisation des



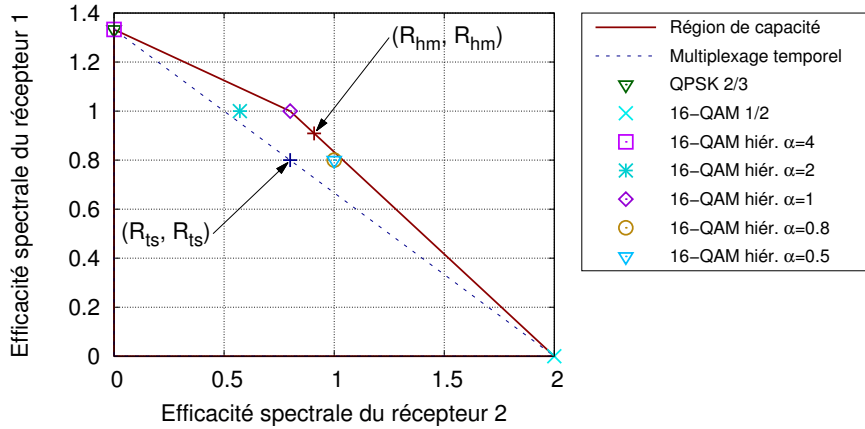


FIGURE 4.4 – Ensemble des efficacités spectrales atteignables pour un couple de récepteurs dont les rapports signal sur bruit sont de 4 dB et 8 dB

efficacités spectrales, les deux récepteurs de notre exemple obtiennent la même fraction de temps  $t$  dans (4.6) car ils ont la même efficacité spectrale  $R_{hm}$ . Ainsi, une fraction totale de temps de  $2t$  est allouée à cette paire de récepteur. Finalement, le système va allouer aux deux récepteurs la 16-QAM hiérarchique avec  $\alpha = 1$  pendant une fraction de temps  $2t \times a_1$  et la 16-QAM pendant une fraction de temps  $2t \times a_2$ .

### 4.3.3 Résultats

Les efficacités spectrales pour les différentes solutions sont données sur la Figure 4.5. L'abscisse correspond aux paramètres  $(SNR_{max}, \Delta)$  et le multiplexage temporel avec modulation hiérarchique correspond aux histogrammes avec la légende Stratégie A, B ou C.

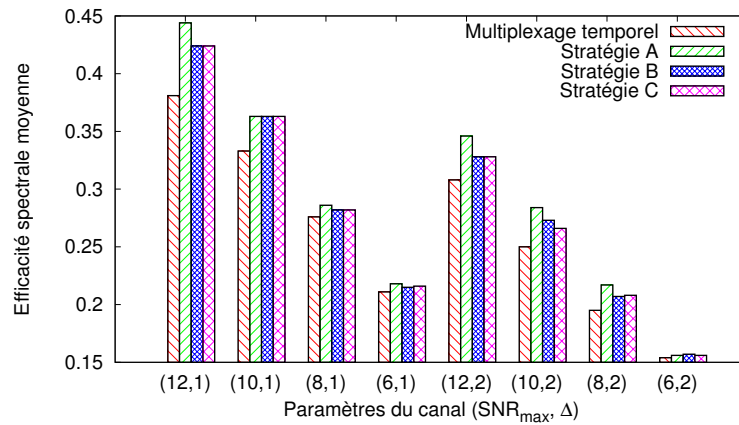


FIGURE 4.5 – Efficacité spectrale en fonction de la configuration du système

Finalement, la Table 4.1 présente les gains en termes d'efficacité spectrale pour plusieurs configurations du canal. On obtient un gain maximum de 17% pour la stratégie A avec  $(SNR_{max}, \Delta) = (12 \text{ dB}, 1 \text{ dB})$ . Pour toutes les stratégies, une amélioration des efficacités spec-

trales est observée en comparaison du multiplexage temporel sans modulation hiérarchique. Cependant, la stratégie A obtient les meilleures performances avec des gains parfois deux fois supérieurs à ceux des autres stratégies. Cela montre que la stratégie de regroupement a un fort impact sur les performances finales du système. De plus, la stratégie A maximise la différence de rapport signal sur bruit moyenne entre les récepteurs en couple. Cela soutient l'observation précédente sur la façon de regrouper les récepteurs.

TABLE 4.1 – Gain en termes d'efficacité spectrale

$(SNR_{max}, \Delta)$	Stratégie A	Stratégie B	Stratégie C
(12 dB, 1 dB)	17%	11%	11%
(10 dB, 1 dB)	9%	9%	9%
(8 dB, 1 dB)	4%	2%	2%
(6 dB, 1 dB)	3%	2%	2%
(12 dB, 2 dB)	12%	6%	6%
(10 dB, 2 dB)	14%	9%	6%
(8 dB, 2 dB)	11%	6%	7%
(6 dB, 2 dB)	1%	2%	1%

## 4.4 Source avec $n$ récepteurs

Cette section considère une source qui communique avec  $n$  récepteurs dans un système de type DVB-S2. Lors de l'utilisation de la modulation hiérarchique, l'étude avec six récepteurs a montré l'importance de la stratégie de regroupement. Le but de cette section est de proposer et de comparer les performances de plusieurs stratégies de regroupement.

### 4.4.1 Calcul des efficacités spectrales atteignables

Le calcul des efficacités spectrales atteignables est similaire au cas avec six récepteurs. Comme pour les études avec deux et six récepteurs, *nous désirons offrir la même efficacité spectrale à tous les récepteurs*.

Pour le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique, le récepteur  $i$  a une efficacité spectrale  $R_i$  qui est fonction de son rapport signal sur bruit et des schémas de transmission disponibles dans le système. L'efficacité spectrale  $R_i$  correspond à la meilleure efficacité spectrale que le récepteur  $i$  peut obtenir. Une fois les efficacités spectrales de chaque récepteur connues, il suffit de calculer les fractions de temps allouées à chaque récepteur. Ceci a déjà été fait dans (4.6).

Pour le multiplexage temporel avec modulation hiérarchique, la première étape est de regrouper les utilisateurs deux par deux pour superposer les données à transmettre avec la modulation hiérarchique. De nombreuses possibilités sont possibles et cela fait l'objet de la section qui suit. On suppose que les couples ont été formés. Le calcul des efficacités spectrales est alors similaire au cas avec six récepteurs. Pour chaque couple, on calcule l'efficacité spectrale offerte comme décrit pour le cas  $n = 2$ . Finalement, les efficacités spectrales entre tous les utilisateurs sont égalisées en utilisant le multiplexage temporel. L'exemple présenté

pour le cas avec six récepteurs reste valable ici.

#### 4.4.2 Stratégie de regroupement

Nous considérons un ensemble de récepteurs où la distribution des rapports signal sur bruit est connue. On note  $SNR_i$  ( $1 \leq i \leq m$ ) les valeurs des rapports signal sur bruit et on suppose que pour tout  $i \leq j$ ,  $SNR_i \leq SNR_j$ . De plus, on suppose que  $n_i$  récepteurs ont un rapport signal sur bruit de  $SNR_i$ . On définit  $N$  comme étant le nombre de couples de récepteurs à former et  $\Delta_{i,j} = |SNR_i - SNR_j|$  pour tout  $i, j$ . Le nombre total de récepteurs vérifie  $\sum_{i=1}^m n_i = 2N$ .

**Définition 8.** Pour n'importe quel regroupement des récepteurs deux par deux, on définit la différence moyenne de rapport signal sur bruit par couple de récepteurs par

$$\Delta_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta_{i_k, j_k}, \quad (4.8)$$

où  $(i_k, j_k)$  représente un couple de récepteurs.

Quand on communique vers deux récepteurs, nous avons déjà remarqué que le gain apporté par la modulation hiérarchique est plus important quand la différence de rapport signal sur bruit entre les deux récepteurs est élevée. A partir de cette observation, nous cherchons à regrouper les récepteurs dans le but de maximiser la différence moyenne de rapport signal sur bruit par couple de récepteurs. Le théorème suivant présente une stratégie qui permet de calculer et d'atteindre ce maximum.

**Théorème 1.** A partir d'un ensemble de récepteurs, on considère la stratégie qui regroupe les deux récepteurs avec la plus grande différence de rapport signal sur bruit et qui répète cette opération jusqu'à ce que tous les récepteurs soient groupés. Cette stratégie maximise  $\Delta_{moy}$ .

*Démonstration.* Tout d'abord, nous calculons une borne supérieure de  $\Delta_{moy}$ . Dans (4.8), pour tout  $k$ , on a (en supposant  $i_k \leq j_k$ )

$$\Delta_{i_k, j_k} = \sum_{l=i_k}^{j_k-1} \Delta_{l, l+1}. \quad (4.9)$$

Ainsi,  $\Delta_{moy}$  peut s'écrire

$$\Delta_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{m-1} a_i \Delta_{i, i+1}, \quad (4.10)$$

où  $a_i \in \mathbb{N}$  pour tout  $i$ . On cherche maintenant à borner  $a_i$ . Le terme  $\Delta_{i, i+1}$  dans (4.10) apparaît seulement si un récepteur avec un rapport signal sur bruit plus petit ou égal à  $SNR_i$  est regroupé avec un récepteur avec un rapport signal sur bruit plus grand ou égal à  $SNR_i + 1$ . Il y a exactement  $\sum_{k=1}^i n_k$  récepteurs dont le rapport signal sur bruit vérifie  $SNR \leq SNR_i$  et  $\sum_{k=i+1}^m n_k$  récepteurs dont le rapport signal sur bruit vérifie  $SNR \geq SNR_{i+1}$ . On en déduit que,

pour tout  $i$ ,  $a_i$  est borné par

$$a_i \leq \min\left(\sum_{k=1}^i n_k, \sum_{k=i+1}^m n_k\right), \quad (4.11)$$

ce qui nous donne une borne supérieure de  $\Delta_{moy}$ .

Nous montrons maintenant que la stratégie proposée permet d'atteindre cette borne, c'est-à-dire que  $a_i = \min(\sum_{k=1}^i n_k, \sum_{k=i+1}^m n_k)$ . On définit  $L$  comme le plus grand entier tel que  $\sum_{i=1}^L n_i \leq N$ . Notre stratégie assure que tous les récepteurs avec un rapport signal sur bruit inférieur ou égal à  $SNR_{L+1}$  sont regroupés avec un récepteur dont le rapport signal sur bruit est supérieur ou égal à  $SNR_{L+1}$ . Ainsi, dans le calcul de  $\Delta_{moy}$ , on vérifie que :

- $\Delta_{1,2}$  apparaît  $n_1 = \min(\sum_{k=1}^1 n_k, \sum_{k=2}^m n_k)$  fois ;
- $\Delta_{2,3}$  apparaît  $n_1 + n_2 = \min(\sum_{k=1}^2 n_k, \sum_{k=3}^m n_k)$  fois ;
- ...
- $\Delta_{L,L+1}$  apparaît  $n_1 + n_2 + \dots + n_L = \min(\sum_{k=1}^L n_k, \sum_{k=L+1}^m n_k)$  fois.

Cette égalité est aussi valable dans (4.11) pour les termes  $\Delta_{i,i+1}$  avec  $i \geq L+1$ . Ainsi, notre stratégie permet d'atteindre la borne précédente, qui est en fait un maximum.  $\square$

La démonstration précédente montre que pour un ensemble de récepteurs, la différence moyenne de rapport signal sur bruit par couple de récepteurs admet un maximum. Nous notons ce maximum  $\Delta_{max}$ . Nous avons proposé un regroupement permettant d'atteindre  $\Delta_{max}$ . Cependant, en fonction de la distribution des rapports signal sur bruit, d'autres stratégies permettent d'atteindre  $\Delta_{max}$ . Par exemple, on considère le cas avec 4 récepteurs qui ont des rapports signal sur bruit de  $SNR_1$  (récepteur 1),  $SNR_2 = SNR_1 + 1$  dB (récepteur 2),  $SNR_3 = SNR_1 + 2$  dB (récepteur 3) et  $SNR_4 = SNR_1 + 3$  dB (récepteur 4). Notre stratégie amène à regrouper le récepteur 1 avec le récepteur 4, et le récepteur 2 avec le récepteur 3. Cependant, en regroupant le récepteur 1 avec le récepteur 3, et le récepteur 2 avec le récepteur 4, on arrive dans les deux cas à  $\Delta_{moy} = 2$  dB.

Pour souligner l'impact de la stratégie de regroupement, nous proposons de comparer les quatre stratégies suivantes :

- Stratégie A : c'est la stratégie décrite dans le Théorème 1 ;
- Stratégie B : on calcule la différence moyenne maximale  $\Delta_{max}$  et on l'utilise pour regrouper les récepteurs avec une différence de rapport signal sur bruit aussi proche que possible de  $\Delta_{max}$ . Cette stratégie permet généralement d'avoir  $\Delta_{moy}$  proche de  $\Delta_{max}$ , mais en comparaison de la stratégie A, la variance des différences de rapports signal sur bruit par paire est plus faible ;
- Stratégie C : on regroupe les récepteurs de manière aléatoire ;
- Stratégie D : on regroupe les récepteurs avec des rapports signal sur bruit le plus proche.

#### 4.4.3 Modélisation du canal

Pour la modélisation du canal de diffusion en bande Ka, nous reprenons la modélisation faite dans la Section 3.5.3. Ce modèle combine deux sources d'atténuation : l'atténuation due à la distance au centre du spot est prise en compte en utilisant le diagramme de rayonnement

d'une antenne parabolique et celle due aux conditions météorologiques est prise en compte en utilisant la distribution des rapports signal sur bruit fournie par le CNES.

#### 4.4.4 Résultats

Deux scénarios sont envisagés. Dans le premier scénario, tous les terminaux ont le même gain en réception (cas homogène). Dans le second cas, nous considérons deux ensembles de récepteurs, un ensemble avec des terminaux personnels et l'autre avec des terminaux professionnels (cas hétérogène). Les terminaux professionnels sont des points d'accès qui relaient les signaux démodulés sur un réseau local composé de plusieurs récepteurs. Comme tous les récepteurs ont la même efficacité spectrale, chaque terminal professionnel reçoit une efficacité spectrale moyenne proportionnelle au nombre de récepteurs qu'il sert. On suppose que les terminaux professionnels ont une qualité de canal supérieure de 5 dB à celle des terminaux personnels. Ce scénario augmente la diversité des rapports signal sur bruit ce qui est intéressant quand on utilise la modulation hiérarchique. La Figure 4.6 illustre un exemple de canal de diffusion avec deux types de terminaux (les grosses antennes représentent les terminaux professionnels). Les deux terminaux professionnels servent chacun trois récepteurs, le système leur offre donc une efficacité spectrale de  $3R$  où  $R$  est l'efficacité spectrale de chaque récepteur.

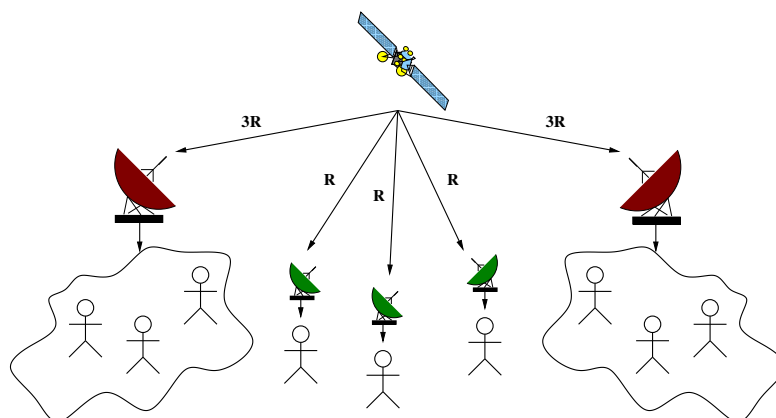


FIGURE 4.6 – Système de communication avec deux types de terminaux

**Terminals homogènes :** La Figure 4.7 présente les résultats pour un canal de diffusion avec 500 récepteurs. Pour chaque simulation, le rapport signal sur bruit de chaque utilisateur est tiré en accord avec le modèle du canal en bande Ka. Une fois le paramètre  $SNR_{max}$  fixé, nous présentons les gains moyens, minimums et maximums sur 100 simulations pour les quatre stratégies de regroupement.

Tout d'abord, la répartition temporelle avec modulation hiérarchique surpasse le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique pour toutes les stratégies de regroupement. En effet, la modulation hiérarchique ne fait qu'ajouter des nouveaux points de fonctionnement et ne peut donc pas dégrader les performances.

Ensuite, pour chaque configuration, les stratégies A et B obtiennent les meilleurs résultats avec un léger avantage pour la stratégie A, qui obtient plus de 9% de gain pour  $SNR_{max} = 10$

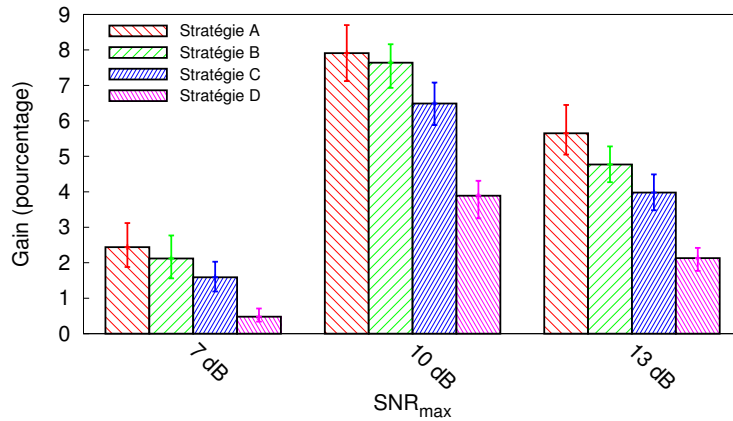


FIGURE 4.7 – Résultats avec une seule classe de terminal et 500 récepteurs (gains moyens, minimums et maximums sur 100 simulations)

dB. Cela est en accord avec les résultats de la Figure 4.2, où les gains les plus importants sont obtenus quand la différence de rapport signal sur bruit est grande entre les deux récepteurs. De plus, la stratégie D qui minimise la différence de rapport signal sur bruit apparaît comme le pire schéma ce qui conforte notre intuition. Les résultats montrent aussi qu’une stratégie aléatoire donne de bons résultats ce qui est particulièrement intéressant car cette stratégie est très simple à mettre en œuvre. Ainsi, la modulation hiérarchique combinée avec une bonne stratégie de regroupement donne des gains intermédiaires entre les stratégies A et D. De plus, les stratégies A, B et C ne nécessitent pas de lourds calculs pour grouper les récepteurs et cela peut être fait en temps réel ce qui est intéressant dans le cadre de communications par satellite.

On remarque que les meilleurs résultats sont obtenus pour  $SNR_{max} = 10$  dB. En effet, la répartition temporelle avec modulation hiérarchique n’est utile que sur un intervalle de rapport signal sur bruit. La Figure 4.8 présente les gains de la stratégie A en fonction de la valeur de  $SNR_{max}$ . Pour des valeurs faibles de  $SNR_{max}$ , les récepteurs n’arrivent pas à décoder le flux LE. Cela explique pourquoi il n’y a pas de gain pour de faibles valeurs de  $SNR_{max}$ . Pour contrer ce phénomène, on peut alors allouer plus d’énergie au flux LE, mais dans ce cas la performance du flux HE est trop dégradée. Pour de grandes valeurs de  $SNR_{max}$ , le multiplexage temporel sans modulation hiérarchique utilise le taux de codage le plus grand possible. Par exemple, si on considère deux récepteurs avec un rapport signal sur bruit supérieur à 13.13 dB, les deux récepteurs peuvent décoder la 16-APSK avec un rendement de 9/10 [39]. La répartition temporelle alloue alors à chaque récepteur le canal pendant la moitié de temps. Pour la solution avec la modulation hiérarchique, un des récepteurs décode le flux HE et l’autre le flux LE. Dans le meilleur des cas, chaque flux est codé avec un rendement 9/10. Chaque récepteur utilise donc le canal tout le temps mais les flux HE et LE ne transportent que 2 bits. Ainsi la solution avec la modulation hiérarchique ne peut pas faire mieux que la répartition temporelle sans modulation hiérarchique. Cet exemple illustre pourquoi le multiplexage temporel avec modulation hiérarchique n’améliore pas les performances pour de grandes

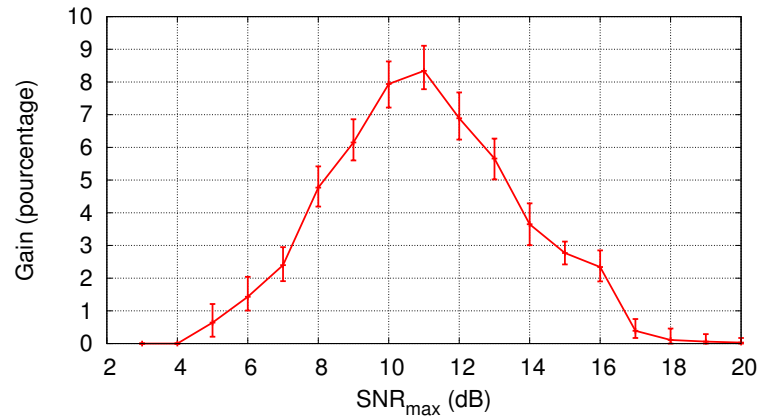


FIGURE 4.8 – Gain en fonction de  $SNR_{max}$  pour la stratégie A

valeurs de  $SNR_{max}$ . Une solution serait d'utiliser des modulations avec des ordres plus élevés comme la 32-APSK. Cependant, les modulations d'ordre élevé sont peu utilisables en pratique dans un contexte satellite et s'appliquent plutôt à des scénarios terrestres.

**Terminaux hétérogènes :** On s'intéresse au scénario où des terminaux professionnels et personnels sont utilisés en même temps. On suppose qu'un seul récepteur est desservi par un terminal personnel alors que plusieurs récepteurs sont desservis par un terminal professionnel (voir Figure 4.6). Nous rappelons qu'un terminal professionnel a un rapport signal sur bruit supérieur de 5 dB à celui d'un terminal personnel. Il est aussi important de noter que l'efficacité spectrale dédiée à un terminal professionnel est proportionnelle au nombre de récepteurs qu'il dessert. L'objectif est toujours d'offrir la même efficacité spectrale aux utilisateurs.

Dans ce scénario, les performances dépendent de la proportion de récepteurs desservis par un terminal professionnel et de  $SNR_{max}$ . Ici,  $SNR_{max}$  correspond au rapport signal sur bruit d'un terminal personnel placé au centre du spot (avec ciel clair). La Figure 4.9 présente les gains en fonction de la proportion de récepteurs desservis par un terminal professionnel. Les simulations mettent en jeu 500 récepteurs et nous présentons les résultats pour 100 simulations. Tout d'abord, les gains sont la plupart du temps meilleurs que pour le cas homogène (voir Figure 4.7). Ceci est en accord avec la Figure 4.2 car la présence de terminaux professionnels augmente la diversité de rapport signal sur bruit. Ce résultat est aussi cohérent avec le travail présenté dans [58]. Finalement, en comparaison du cas homogène, les résultats sont pires dans deux cas : quand  $SNR_{max} = 10$  dB ou  $SNR_{max} = 13$  dB et 90% des récepteurs sont desservis par un terminal professionnel. Dans ces deux cas, on n'augmente pas vraiment la diversité des rapports signal sur bruit, mais plutôt le rapport signal sur bruit moyen. Ainsi, la performance quand  $SNR_{max} = 10$  dB et 90% des récepteurs sont servis par un terminal professionnel est plutôt similaire à la performance observée dans la Figure 4.9 quand  $SNR_{max} = 15$  dB (on a supposé qu'un terminal professionnel a un rapport signal sur bruit supérieur de 5 dB à un terminal personnel).

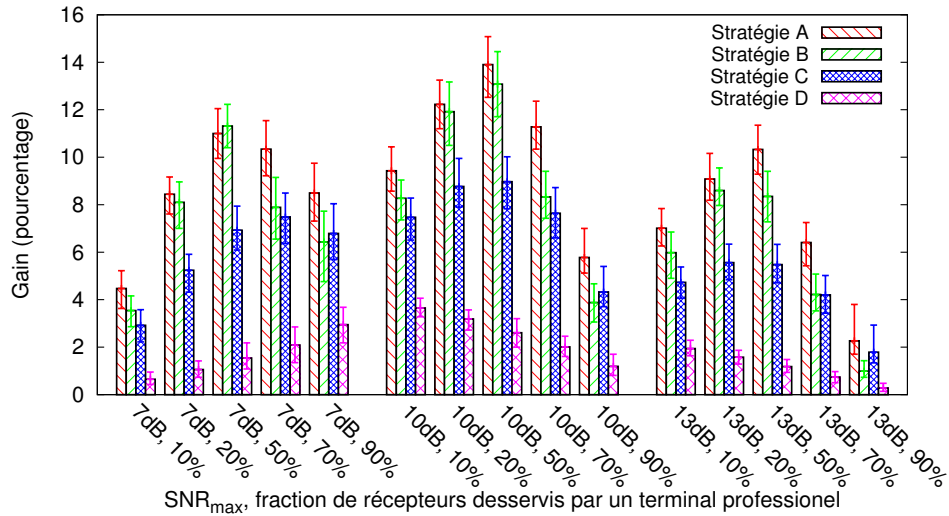


FIGURE 4.9 – Résultats avec plusieurs classes de terminal et 500 récepteurs (gains moyens, minimums et maximums sur 100 simulations)

#### 4.5 Discussion sur l'ajout de la 16-APSK hiérarchique dans DVB-S2

D'un point de vue pratique, l'ajout de la 16-APSK hiérarchique dans le standard nécessite une signalisation supplémentaire. En effet, les paramètres de transmission (modulation et taux de codage) doivent être signalés aux récepteurs. Lors de la transmission d'une trame DVB-S2, la signalisation des paramètres se fait au niveau du PLHEADER [39]. Pour la 16-APSK hiérarchique, il faut signaler le taux de codage du flux HE (11 possibilités), le taux de codage du flux LE (11 possibilités) ainsi que la constellation utilisée (4 possibilités). Cela fait au total  $11 \times 11 \times 4 = 484$  possibilités ce qui demande 9 bits de signalisation ( $\log_2(484) \approx 8.9$ ) qui ne sont pas disponibles dans le standard. Une solution serait de pouvoir reconnaître automatiquement ces paramètres. Par exemple, la reconnaissance de modulations numériques consiste à identifier, au niveau du récepteur, la constellation à laquelle appartiennent les symboles du message transmis. La reconnaissance de modulations a fait l'objet de nombreux travaux. Un état de l'art ainsi que des algorithmes de reconnaissance de modulation sont donnés dans [59]. De même, on peut imaginer des techniques pour éviter la signalisation du taux de codage.

La reconnaissance automatique des paramètres de transmission permettrait donc d'éviter la signalisation nécessaire lors d'une communication. Cependant, il faut vérifier que les performances du système ne soient pas dégradées et si l'augmentation de la complexité au niveau des récepteurs n'est pas trop contraignante.

#### 4.6 Conclusion

Ce chapitre a évalué les gains en termes d'efficacité spectrale apportés par la modulation hiérarchique sur un système de communication par satellite. En considérant des systèmes avec deux, six et  $n$  récepteurs, nous avons montré que l'utilisation de la modulation hiérarchique apporte des gains significatifs pour de nombreuses configurations. Cependant, la modulation



hiérarchique nécessite une stratégie de regroupement adéquate. Nous avons proposé et comparé plusieurs stratégies dans ce chapitre. La stratégie qui maximise l'écart moyen de rapport signal sur bruit entre les récepteurs d'une même paire donne les meilleurs résultats. Cependant, à cause de la nature extrêmement variable du gain en efficacité spectrale (voir Figure 4.2), on peut penser qu'une stratégie de regroupement plus fine, mais probablement beaucoup plus complexe, obtiendrait des gains supplémentaires. La stratégie aléatoire peut être un bon compromis car elle est très facile à mettre en œuvre.



## Chapitre 5

# Codage par superposition sur la voie retour d'un satellite

Ce chapitre introduit un schéma de communication où des utilisateurs communiquent entre eux à travers un satellite qui sert de relais. La première partie de ce chapitre introduit la problématique ainsi que des travaux connexes. Ensuite, nous présentons en détail comment fonctionne notre mécanisme du point de vue de l'émetteur, du relais puis du récepteur. Une analyse, basée sur la capacité du système, montre comment les puissances d'émission des différents émetteurs sont coordonnées. Finalement, la dernière section présente les performances de notre schéma dans un cas pratique.

### 5.1 Introduction

#### 5.1.1 Problématique

On s'intéresse ici à un ensemble d'utilisateurs communiquant entre eux à l'aide d'un relais. Chaque utilisateur communique avec son voisin comme illustré sur la Figure 5.1. De plus, le relais est un satellite. Pour chaque utilisateur, l'accès au satellite se fait généralement dans un intervalle de temps ou une bande de fréquence où l'utilisateur est le seul à pouvoir émettre. Ces deux solutions font référence à l'accès multiple à répartition dans le temps, noté TDMA (*Time Division Multiple Access*), ou à l'accès multiple par répartition en fréquence, noté FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). Ces deux méthodes d'accès ont pour but d'éviter les interférences entre utilisateurs.

L'objectif de ce chapitre est de voir si les résultats relatifs au codage par superposition peuvent s'appliquer sur la voie retour d'un système de communication par satellite. Cela présente un intérêt pour des standards tels que DVB-RCS, *Digital Video Broadcasting - Return Channel via Satellite*, et DVB-RCS2 qui utilisent une voie retour pour fournir des services interactifs par satellite. Contrairement à TDMA et FDMA, le schéma de communication que nous proposons autorise plusieurs utilisateurs à émettre en même temps. L'idée est ensuite d'exploiter les interférences ainsi créées pour augmenter la capacité du système. La superposition se fait ici au niveau des signaux modulés. En théorie de l'information, cette problématique fait référence au canal à interférence avec relais [60].

Le schéma de communication présenté dans ce chapitre repose sur le codage réseau couche physique et la démodulation de signaux superposés. Si les différents émetteurs sont parfaitement synchronisés, le deuxième point est en fait équivalent à démoduler une modulation hiérarchique. Dans la suite de cette section, nous introduisons dans un premier temps le codage réseau couche physique, puis nous montrons comment exploiter des interférences avec le codage réseau couche physique et finalement nous présentons les contributions de ce chapitre.

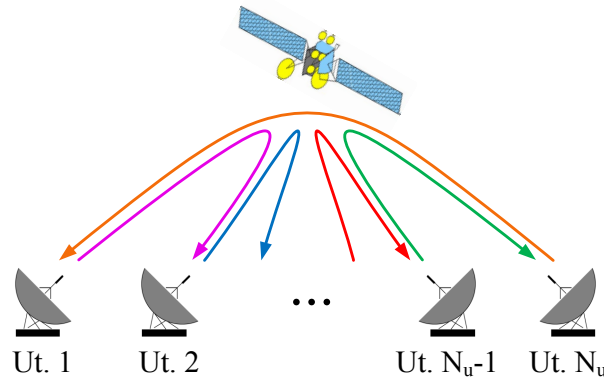


FIGURE 5.1 – Utilisateurs communiquant entre eux à l'aide d'un satellite (aucun lien direct entre les utilisateurs)

### 5.1.2 Introduction du codage réseau couche physique

Le codage réseau couche physique, noté PNC (*Physical layer Network Coding*), a été introduit dans le but d'augmenter le débit de réseaux sans fil [61, 62]. Pour mettre en évidence les avantages de cette technique, nous considérons une communication bidirectionnelle à l'aide d'un relais : deux nœuds, A et B, communiquent l'un vers l'autre à l'aide d'un nœud R qui sert de relais. Il est important de noter qu'il n'existe pas de lien direct entre A et B. Plusieurs stratégies de transmission sont alors possibles.

#### Transmissions classiques

Dans les réseaux traditionnels, les interférences sont généralement évitées en interdisant à A et B de transmettre dans le même intervalle de temps (appelé *slot*) ou bande de fréquence. Un schéma de transmission sans interférence est donné dans la Figure 5.2 (schéma (a)). Tout d'abord, le nœud A transmet son message destiné à B, noté  $S_A$ , au relais. Le relais transmet  $S_A$  au nœud B dans un deuxième slot de temps. Pour retransmettre le message au nœud B, le relais peut utiliser plusieurs stratégies : soit le relais amplifie le signal reçu puis le retransmet, on parle alors de stratégie Amplifier-et-Retransmettre (notée AF pour *Amplify-and-Forward*) ; soit le relais décode le message avant de le retransmettre, c'est une stratégie de type Décoder-et-Retransmettre (notée DF pour *Decode-and-Forward*). De même, la transmission du message de B pour A, noté  $S_B$ , requiert deux slots de temps. Ainsi, ce schéma de transmission nécessite quatre slots de temps pour l'échange des messages  $S_A$  et  $S_B$ .

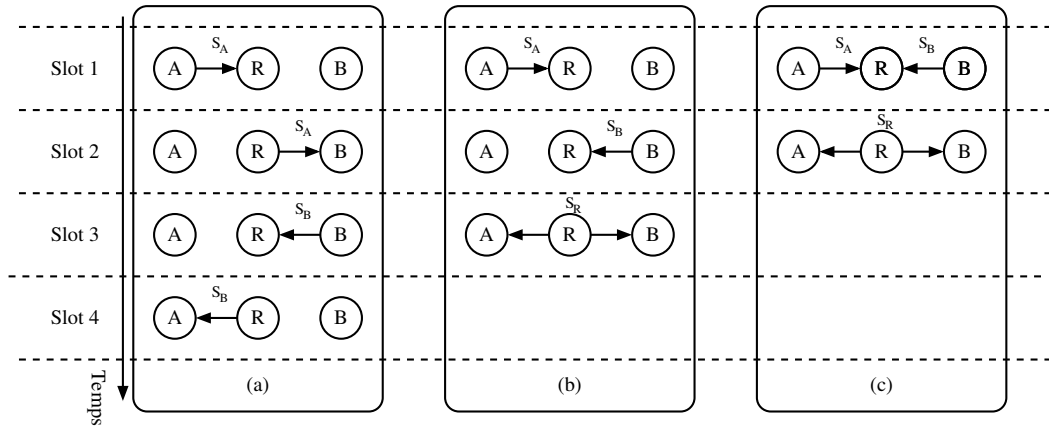


FIGURE 5.2 – Stratégies pour une communication bidirectionnelle à l’aide d’un relais : (a) stratégie classique, (b) codage réseau numérique, (c) codage réseau couche physique

### Codage réseau numérique

Le codage réseau numérique fait référence au *Network Coding* introduit par Ahlswede et al. dans [63]. Nous utilisons le terme "numérique" pour le différencier du codage réseau couche physique. Une solution basée sur le codage réseau numérique est illustrée sur la Figure 5.2 (schéma (b)). Tout d’abord, le nœud A transmet son message au relais. Ensuite, le nœud B transmet son message au relais. Le relais décode alors les deux messages et retransmet le message  $S_R = S_A \oplus S_B$  égale au OU exclusif de  $S_A$  et  $S_B$ . Pour calculer  $S_B$  au nœud A, on utilise le fait que  $S_R \oplus S_A = S_B$ . Le raisonnement est identique au nœud B. Cette solution nécessite trois slots de temps pour l’échange des messages  $S_A$  et  $S_B$ .

### Codage réseau couche physique

Nous venons de voir que le codage réseau numérique permet un gain significatif en comparaison d’une transmission classique. Cependant, il est possible de faire encore mieux en permettant aux nœuds A et B d’interférer. Le but est alors d’exploiter ces interférences, ce qui est l’idée principale du PNC [61, 62]. En comparaison du codage réseau numérique, on somme ici les signaux et pas les données binaires. La Figure 5.2 (schéma (c)) illustre la solution basée sur le PNC. L’échange des messages ne nécessite ici que deux slots de temps : un premier slot qui correspond à une phase d’accès multiple où les nœuds A et B transmettent simultanément leur message au relais, et un deuxième slot où le relais retransmet les signaux reçus ce qui correspond à une phase de diffusion.

Nous détaillons maintenant la Figure 5.2 (schéma (c)) dans le cas où le relais utilise une stratégie AF, qui est la stratégie utilisée dans la suite de ce chapitre. Lors de la phase d’accès multiple, les nœuds A et B émettent leurs signaux,  $s_a(t)$  et  $s_b(t)$ , simultanément. Le signal reçu par le relais en provenance du nœud X (X représente A ou B) s’écrit

$$s'_x(t) = \beta_x \times s_x(t - \tau_x) \times e^{j\phi_x(t)} + n_x(t), \quad (5.1)$$

où  $\beta_x$  est le coefficient d’atténuation dû à la propagation sur le lien entre le nœud X et le relais,

$\tau_x$  est le temps de propagation,  $\phi_x(t)$  est la phase de la porteuse du signal  $s_x(t)$  et  $n_x(t)$  est le bruit. Le terme  $\phi_x(t)$  est égal à

$$\phi_x(t) = \phi_x + 2\pi\Delta f_x t + \Phi_x(t), \quad (5.2)$$

où  $\phi_x$  est la phase de la porteuse à l'instant  $t = 0$ ,  $\Delta f_x$  est l'écart par rapport à la fréquence porteuse du nœud X et  $\Phi_x(t)$  est le bruit de phase du lien entre le nœud X et le relais. Par la suite, nous supposons que  $\phi_x = 0$ .

Le signal reçu par le relais est donné par la somme des deux signaux,  $s'_a(t) + s'_b(t)$ . Le relais amplifie ce signal avec un gain  $G_r$  et le retransmet vers les deux nœuds, ce qui correspond au  $S_R$  de la Figure 5.2 (schéma (c)). Le signal reçu par le nœud X (A ou B) s'écrit

$$r_x(t) = \beta_x \times G_r \times (s'_a(t - \tau_x) + s'_b(t - \tau_x)) \times e^{j\phi'_x(t)} + n_x(t). \quad (5.3)$$

Les termes  $\beta_x$ ,  $\tau_x$  et  $n_x(t)$  ont déjà été définis. L'équation (5.3) introduit la phase  $\phi'_x(t)$  définie par

$$\phi'_x(t) = \phi_r + 2\pi\Delta f_x(t) + \Phi_x(t), \quad (5.4)$$

où la seule nouvelle composante est  $\phi_r$  qui est la phase de la porteuse du relais à l'instant  $t = 0$ . Cette phase est commune pour les deux nœuds. Nous supposons ici encore  $\phi_r = 0$ . Nous connaissons maintenant l'expression des signaux reçus par les deux nœuds. Considérons par exemple le signal  $r_a(t)$  reçu par le nœud A. Celui-ci peut s'écrire sous la forme  $r_a(t) = s''_a(t) + s''_b(t) + n(t)$  où l'on fait apparaître une composante venant de A, une composante venant de B et le bruit. En combinant (5.1) et (5.3), on obtient

$$s''_a(t) = \beta_a^2 \times G_r s_a(t - 2\tau_a) \times e^{j(\phi_a(t - \tau_a) + \phi'_a(t))}, \quad (5.5)$$

$$s''_b(t) = \beta_a \beta_b \times G_r s_b(t - \tau_a - \tau_b) \times e^{j(\phi_b(t - \tau_a) + \phi'_a(t))}. \quad (5.6)$$

Les nœuds A et B utilisent alors des méthodes de détection multi-utilisateurs pour détecter les interférences. Ils estiment ensuite les effets du canal sur leurs signaux : l'atténuation ( $\beta_x$ ), le retard ( $\tau_x$ ) et le déphasage ( $\Phi_x$ ), ainsi que le décalage en fréquence ( $\Delta f_x$ ) dû aux oscillateurs. Si l'estimation du canal est parfaite, A et B peuvent soustraire leur propre composante du signal reçu à l'aide de techniques de suppression d'interférence (*Interference Cancellation*). Par exemple, le nœud A est capable de soustraire  $s''_a(t)$  à  $r_a(t)$ .

### 5.1.3 Travaux sur les relais

De nombreux travaux existent pour améliorer les communications qui mettent en jeu un ou plusieurs relais. Nous présentons plus particulièrement trois axes de recherche. Tout d'abord, une première solution est d'utiliser une modulation superposée au niveau du relais. Une deuxième solution consiste à combiner le codage réseau numérique avec la modulation. Finalement, la dernière proposition illustre le mécanisme que nous proposons dans ce chapitre où nous combinons le codage réseau couche physique avec la modulation hiérarchique.

### **Utilisation de la modulation superposée**

La première solution utilise le principe de modulation superposée [20, 64, 65, 66]. Ce type de modulation résulte de la superposition de signaux avec plusieurs niveaux de puissance. Par exemple, les auteurs de [65] proposent d'interpréter des PAM comme la superposition de BPSK avec des puissances variables. La modulation superposée est donc similaire à la modulation hiérarchique. Pour plus de détails sur les modulations superposées, les lecteurs peuvent se référer à [20] qui présente certaines propriétés des modulations superposées, une méthode de détection adaptée aux modulations non bijectives (c'est-à-dire que  $N$  bits sont associés à  $K < 2^N$  symboles) ainsi que des questions relatives au codage canal pour les modulations superposées.

Une application de la modulation superposée est présentée dans [67]. Les auteurs étudient un réseau sans fil où deux nœuds, A et B, cherchent à communiquer avec un nœud destination D. Dans cette étude, chaque nœud écoute les transmissions de l'autre. Trois schémas de transmission sont comparés. Il y a tout d'abord le multiplexage temporel. Ensuite, un deuxième schéma se base sur l'idée que si la qualité du canal  $A \rightarrow D$  est mauvaise mais que les liens  $A \rightarrow B$  et  $B \rightarrow D$  sont bons, alors le nœud B peut servir de relais pour la communication entre A et D. Le dernier schéma utilise la modulation superposée au niveau du nœud qui sert de relais. Les performances annoncées du dernier schéma sont meilleures d'environ 1.5-2 dB en comparaison de la deuxième solution. Cependant, la question de l'allocation des puissances au moment de la superposition des messages n'est pas traitée et les auteurs donnent simplement les paramètres qui optimisent les performances au niveau des simulations.

### **Combinaison de la modulation et du codage réseau numérique**

Une autre solution pour un système avec relais est de combiner le codage réseau avec la modulation [44, 68, 69]. Par exemple, les auteurs de [44] utilisent le codage réseau numérique avec la modulation hiérarchique. Le principe est illustré sur la Figure 5.3. La source S segmente un paquet en trois blocs et encode chaque bloc. Les données ainsi codées sont transmises dans les flux d'une 64-QAM hiérarchique. En fonction de la distance à la source, les relais sont capables de décoder une partie des données codées. De plus, chaque relais ré-encode les données avant de les transmettre avec une modulation hiérarchique. Il est important de noter que les relais peuvent aussi utiliser lors du ré-encodage les données reçues par d'autres relais. La destination D reçoit alors un certain nombre de blocs et peut décoder le paquet à partir du moment où elle décode correctement trois blocs. Cependant, cette étude ainsi que les autres citées précédemment se focalisent sur le codage réseau numérique et non pas sur le codage réseau couche physique.

### **Combinaison de la modulation et du codage réseau couche physique**

Nous considérons un récepteur qui cherche à démoduler un signal interféré par d'autres émetteurs. La démodulation se fait en deux temps. Tout d'abord, si le récepteur connaît une composante du signal interféré, il peut soustraire cette partie en utilisant une technique de suppression d'interférence. Le *Paired Carrier Multiple Access*, noté PCMA, est une implémentation d'une telle solution [70, 71]. Dans un système de communication par satellite entre

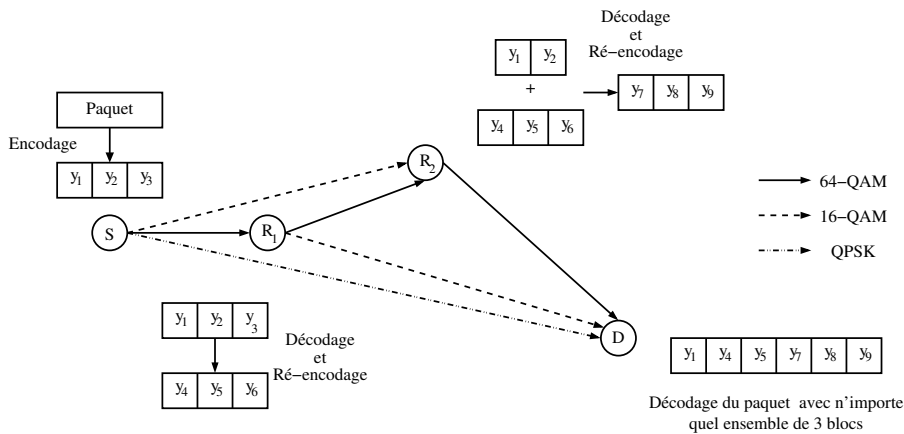


FIGURE 5.3 – Utilisation conjointe du codage réseau et de la modulation hiérarchique dans une communication avec relais

deux utilisateurs, PCMA permet d'utiliser la même fréquence, le même slot de temps et/ou le même code CDMA (*Code Division Multiple Access*) pour transmettre. Développé en 1997 par la société Viasat, PCMA est une méthode de codage réseau couche physique. En théorie, l'utilisation du PNC peut potentiellement multiplier par deux la capacité d'un réseau avec un relais entre deux utilisateurs [72]. Les travaux précédents supposent une synchronisation parfaite en temps, fréquence et phase entre les émetteurs [70, 71, 72]. Des scénarios asynchrones et un déploiement pratique ont été étudiés dans [73] et [74], respectivement. Les travaux récents sont résumés dans [75] qui confirme les avantages du codage réseau couche physique au niveau de la capacité ainsi que son efficacité.

Ensuite, si le récepteur ne connaît aucune partie du signal interféré ou a déjà soustrait la partie connue, le principe est de considérer le signal comme une modulation hiérarchique. Ceci est vrai si les émetteurs sont parfaitement synchronisés, alors qu'en pratique le défaut de synchronisation impacte les symboles reçus. Comme le récepteur n'est intéressé que par une partie du signal, il démodule cette partie comme un flux dans une modulation hiérarchique.

#### 5.1.4 Contributions

Nous nous intéressons ici à un schéma de transmission pour améliorer le débit utile d'un système où  $N_u$  utilisateurs ( $N_u \geq 2$ ) communiquent entre eux à l'aide d'un satellite qui sert de relais. Pour optimiser le débit, les puissances de transmission sont coordonnées entre les émetteurs. L'utilisation d'un satellite comme relais implique d'utiliser des modulations d'ordre faible. Cependant, notre schéma peut être généralisé à d'autres cas comme par exemple avec l'utilisation de relais terrestre. Dans notre scénario, chaque utilisateur cherche à communiquer avec son voisin, ainsi l'utilisateur  $i$  transmet des données pour l'utilisateur  $i + 1$  (modulo  $N_u$ ) où  $1 \leq i \leq N_u$ . Notre travail présente deux contributions. La première contribution est notre schéma de transmission qui combine le codage réseau couche physique avec la modulation hiérarchique. La deuxième contribution est l'étude théorique et pratique des efficacités spectrales de notre solution.



## 5.2 Description du système

### 5.2.1 Définitions et hypothèses

On considère un canal avec un relais partagé entre  $N_u$  utilisateurs. Le relais, de type AF, amplifie tous les signaux qu'il reçoit avec un gain fixe  $G$  avant de les retransmettre, sans aucun décodage. On suppose qu'une telle amplification est toujours possible. Les performances de tels relais ont été étudiées dans [76] par exemple. Le canal est considéré comme étant linéaire et les transmissions sont soumises à un bruit blanc gaussien. Le relais est un satellite comme illustré sur la Figure 5.1. On suppose que chaque utilisateur transmet ses données à son voisin. Pour simplifier les calculs, on suppose que chaque utilisateur a la même énergie maximale par symbole  $E_s$  et le même bilan de liaison. Le système cherche à offrir le même débit à tous les utilisateurs, donc les paramètres de transmission (modulation et taux de codage) sont identiques pour chaque utilisateur. Nous supposons qu'il n'y a pas de lien direct entre les utilisateurs. Le système de communication est divisé en slots de temps et/ou fréquence de même taille. Dans chaque slot, des transmissions simultanées sont possibles. Finalement, on suppose que l'estimation du canal est parfaite. Ainsi chaque récepteur connaît le retard, le décalage en fréquence/phase ainsi que l'atténuation introduits par le canal.

### 5.2.2 Description du mécanisme

#### Emetteur

Chaque utilisateur émet des paquets de  $k$  bits d'information. Tout d'abord, les données sont encodées avec un code correcteur d'erreur de rendement  $R$  qui génère des mots de code de longueur  $n = k/R$  bits. Le signal est modulé avec une QPSK. Chaque mot de code est divisé en  $N_b$  paquets au niveau de la couche physique appelé *burst* ( $N_b \leq N_u$ ). La taille d'un burst est la même pour tous les utilisateurs. Chaque utilisateur transmet ces bursts sur  $N_b$  slots consécutifs avec une énergie par symbole  $\rho_j E_s$  sur le  $j$ -ième slot où  $0 \leq \rho_j \leq 1$  et  $1 \leq j \leq N_b$ . Plus formellement, l'utilisateur  $i$  transmet son  $K$ -ième mot de code ( $K \geq 1$ ) à l'utilisateur  $i + 1$  sur les slots  $(K - 1)N_u + i$  jusqu'à  $(K - 1)N_u + i + N_b - 1$ . Avec ce schéma, on vérifie que :

1. chaque utilisateur transmet son mot de code sur  $N_b$  slots consécutifs ;
2. après avoir transmis un mot de code, chaque utilisateur attend  $N_u - N_b$  slots avant d'en envoyer un nouveau ;
3. exactement  $N_b$  utilisateurs interfèrent sur chaque slot.

Le codage réseau couche physique présenté dans [61] est une configuration particulière de notre solution avec  $(N_u, N_b) = (2, 2)$ . L'accès multiple à répartition dans le temps correspond au cas  $N_b = 1$  et est représenté sur la Figure 5.4a. Les cas  $(N_u, N_b) = (4, 2)$  et  $(N_u, N_b) = (4, 3)$  sont illustrés sur la Figure 5.4b et la Figure 5.4c, respectivement.

Nous considérons maintenant l'énergie transmise par les récepteurs avec les différents ordonnancements de la Figure 5.4. Sur la Figure 5.4a, sur n'importe quel ensemble de quatre slots consécutifs, chaque récepteur ne transmet des données que sur un slot avec une énergie par symbole  $E_s$ . Par contre, sur la Figure 5.4b, chaque récepteur transmet sur deux slots avec une énergie par symbole  $\rho_1 E_s$  et  $\rho_2 E_s$ . Ainsi, un facteur  $\sum_{i=1}^{N_b} \rho_i$  existe entre les énergies transmises par notre solution et la solution basée sur la répartition temporelle. Si  $\sum_{i=1}^{N_b} \rho_i > 1$ ,

Slots		$(K-1)N_u+1$	$(K-1)N_u+2$	$(K-1)N_u+3$	$(K-1)N_u+4$
Ut. 1 → Ut. 2		$E_s$			$E_s$
Ut. 2 → Ut. 3			$E_s$		
Ut. 3 → Ut. 4				$E_s$	
Ut. 4 → Ut. 1	$E_s$				$E_s$

(a) Accès multiple avec répartition dans le temps

Slots		$(K-1)N_u+1$	$(K-1)N_u+2$	$(K-1)N_u+3$	$(K-1)N_u+4$
Ut. 1 → Ut. 2		$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$		$\rho_1 E_s$
Ut. 2 → Ut. 3			$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$	
Ut. 3 → Ut. 4	$\rho_2 E_s$			$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$
Ut. 4 → Ut. 1	$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$			$\rho_1 E_s$ ; $\rho_2 E_s$

(b) Schéma proposé avec  $N_b = 2$

Slots		$(K-1)N_u+1$	$(K-1)N_u+2$	$(K-1)N_u+3$	$(K-1)N_u+4$
Ut. 1 → Ut. 2		$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$	$\rho_3 E_s$	$\rho_1 E_s$
Ut. 2 → Ut. 3			$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$	$\rho_3 E_s$
Ut. 3 → Ut. 4	$\rho_2 E_s$	$\rho_3 E_s$		$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$ ; $\rho_3 E_s$
Ut. 4 → Ut. 1	$\rho_1 E_s$	$\rho_2 E_s$	$\rho_3 E_s$		$\rho_1 E_s$ ; $\rho_2 E_s$

(c) Schéma proposé avec  $N_b = 3$

FIGURE 5.4 – Ordonnancement des bursts avec 4 utilisateurs ( $N_u = 4$ ) sur le lien montant

la quantité d'énergie globale dépensée par un utilisateur est supérieure à celle dépensée avec une stratégie TDMA/FDMA. Cette contrainte peut être gênante si l'utilisateur utilise des appareils de faible capacité tels que des terminaux mobiles. Cependant, d'autres types de terminaux comme les terminaux VSAT sont limités par leur puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE), qui représente la puissance rayonnée par l'antenne, et non pas par leur énergie. Le schéma décrit ainsi que les hypothèses considérées sont appliqués à ce deuxième type de terminaux. Nous traiterons néanmoins les deux cas, à savoir  $\sum_{i=1}^{N_b} \rho_i = 1$  et  $\sum_{i=1}^{N_b} \rho_i > 1$ .

### Relais

Le relais reçoit un signal composé d'une somme de  $N_b$  signaux déformés par le lien montant auquel s'est ajouté du bruit. Il amplifie ce signal d'entrée avec un gain fixe  $G$  et le diffuse vers les utilisateurs dans un autre slot de temps ou sur une autre fréquence. Dans cette étude, nous faisons l'hypothèse que l'amplification est toujours possible.

### Récepteur

L'utilisateur  $i + 1$  est intéressé par les données transmises par l'utilisateur  $i$ . Il décode donc les slots  $(K - 1)N_u + i$  à  $(K - 1)N_u + i + N_b - 1$ . Le signal sur ces slots est une superposition de signaux qui sont passés dans le canal (lien montant et descendant) et provenant de plusieurs

utilisateurs. Dans notre système, le récepteur connaît son signal et les paramètres du canal (hypothèse d'estimation parfaite de canal). Après avoir estimé les effets du canal (atténuation, retard...), le récepteur peut soustraire son propre signal à l'aide d'un algorithme de codage réseau couche physique tel que PCMA et ainsi en déduire une version bruitée des autres signaux. Cette étape s'appelle la suppression d'interférence. Des études récentes montrent que le codage réseau couche physique est très robuste aux erreurs de synchronisation entre les émetteurs [73]. Ainsi, nous supposons que la suppression d'interférence est parfaitement réalisée. Après cette opération, les signaux sur les slots  $(K-1)N_u + i$  à  $(K-1)N_u + i + N_b - 1$  sont des superpositions de QPSK. Par exemple, sur la Figure 5.4b, l'utilisateur 2 observe la superposition de deux QPSK sur le slot  $KN_u + 1$ . En effet, l'utilisateur 2 n'a pas transmis sur ce slot donc l'algorithme de suppression d'interférence ne peut rien soustraire ici. Par contre, l'utilisateur 2 a émis un signal avec une énergie  $\rho_1 E_s$  sur le slot  $KN_u + 2$ . L'algorithme de suppression d'interférence soustrait ce signal du signal reçu et l'utilisateur 2 observe finalement la superposition d'une seule QPSK (avec une énergie  $\rho_2 E_s$ ) sur le slot  $KN_u + 2$ . Pendant la démodulation, le récepteur choisit les données qui lui sont dédiées comme pour le décodage d'un flux d'une modulation hiérarchique. Finalement, les bits démodulés de tous les slots sont assemblés et envoyés au décodeur. La démodulation et le décodage sont identiques pour tous les utilisateurs.

### 5.3 Analyse de la capacité

Cette section commence par faire un bilan de liaison entre un émetteur et un récepteur. Ensuite, nous calculons les puissances de transmission optimales pour maximiser la capacité entre un émetteur et un récepteur dans le cas où chaque utilisateur transmet un signal modulé avec une QPSK et le relais utilise une stratégie AF. Pour l'analyse de la capacité, nous supposons une synchronisation parfaite entre les utilisateurs. Finalement, la dernière sous-section présente les résultats.

#### 5.3.1 Bilan de liaison entre un émetteur et un récepteur

Nous commençons notre étude en évaluant le rapport signal sur bruit entre un émetteur et un récepteur sur n'importe quel slot. Dans notre schéma avec les paramètres  $(N_u, N_b)$ , nous considérons les signaux transmis sur le slot numéro  $q$  ( $q \geq 1$ ). Exactement  $N_b$  utilisateurs transmettent sur ce slot. On note  $e_{p,q}$  les signaux transmis sur le slot  $q$  avec une énergie par symbole  $\rho_p E_s$  ( $1 \leq p \leq N_b$ ). Le signal reçu sur le slot  $q$  au niveau du relais peut s'écrire

$$r_{relay,q}(t) = \beta_u \sum_{p=1}^{N_b} e_{p,q}(t) + n_u(t), \quad (5.7)$$

où  $\beta_u$  est l'affaiblissement de propagation du lien montant,  $n_u(t)$  est le bruit blanc gaussien du lien montant avec une variance  $\sigma_u^2 = N_{0_u}/2$ . Le relais amplifie les signaux reçus avec un gain  $G$  et les retransmet aux utilisateurs. Le signal reçu par chaque utilisateur est

$$r_q(t) = \beta_d \times G \times r_{relay,q}(t) + n_d(t) \quad (5.8)$$

$$= \underbrace{\beta_d \times G \times \beta_u \sum_{p=1}^{N_b} e_{p,q}(t)}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\beta_d \times G \times n_u(t) + n_d(t)}_{\text{bruit}}, \quad (5.9)$$

où  $\beta_d$  est l'affaiblissement de propagation du lien descendant,  $n_d(t)$  est le bruit blanc gaussien du lien descendant avec une variance  $\sigma_d^2 = N_{0d}/2$ . Le rapport signal sur bruit est alors

$$SNR_q = \sum_{p=1}^{N_b} \rho_p \times \frac{E_s G^2 \beta_u^2 \beta_d^2}{N_{0u} \beta_d^2 G^2 + N_{0d}}. \quad (5.10)$$

Pour le schéma TDMA, chaque utilisateur transmet avec une puissance maximale sur chaque slot. Ainsi, le rapport signal sur bruit est

$$SNR_{q,tdma} = \frac{E_s G^2 \beta_u^2 \beta_d^2}{N_{0u} \beta_d^2 G^2 + N_{0d}}. \quad (5.11)$$

On remarque que le terme  $\sum_{i=1}^{N_b} \rho_i$  qui apparaît dans l'énergie transmise par un émetteur au cours du temps (voir Section 5.2.2) se retrouve dans le calcul du rapport signal sur bruit. Ceci est une conséquence directe de l'ordonnancement des bursts.

### 5.3.2 Calcul des puissances de transmission optimales

L'analyse qui suit se base sur la capacité de la modulation superposée. Dans cette partie, nous utilisons le terme modulation superposée qui est plus parlant que modulation hiérarchique. De plus, même si nous sommes des signaux (plusieurs émetteurs qui transmettent simultanément) plutôt que de transmettre avec une modulation superposée (un seul récepteur qui transmet), le problème est équivalent avec l'hypothèse de synchronisation parfaite entre les émetteurs.

On définit un niveau comme les données transmises par un utilisateur, c'est-à-dire 2 bits par utilisation du canal. Comme déjà mentionné, chaque utilisateur transmet ces données sur  $N_b$  slots consécutifs avec des puissances de transmission  $(\rho_1, \dots, \rho_{N_b})$ . On note  $\chi_i$  ( $1 \leq i \leq N_b$ ) les constellations correspondantes qui sont des QPSK avec une énergie par symbole  $\rho_i E_s$ . On définit aussi les constellations superposées  $\chi = \sum_i \chi_i$  et  $\chi_{\setminus i} = \sum_{j \neq i} \chi_j$ . Dans notre schéma,  $N_b$  utilisateurs avec des énergies  $\rho_i E_s$  ( $1 \leq i \leq N_b$ ) transmettent sur chaque slot. Ainsi il y a exactement  $N_b$  niveaux et chaque symbole de la modulation superposée transporte  $2N_b$  bits. Le niveau  $i$  correspond aux données transmises avec l'énergie  $\rho_i E_s$ . Pour toute modulation superposée avec  $L$  niveaux, le *mapping* utilisé assigne les bits en position  $2l - 1$  et  $2l$  au niveau avec la  $l$ -ième ( $1 \leq l \leq L$ ) plus grande énergie. La Figure 5.5 illustre la superposition de deux QPSK et le *mapping* utilisé. Le satellite observe une 16-QAM non-uniforme décrit par le paramètre de constellation  $\alpha$ . Comme pour la modulation hiérarchique, le paramètre  $\alpha$  est directement lié aux puissances de transmission des deux utilisateurs, notées  $\rho^+$  et  $\rho^-$  ( $\rho^+ \geq \rho^-$ ), par la relation suivante

$$\frac{\rho^+}{\rho^-} = (1 + \alpha)^2. \quad (5.12)$$

Par contre, le *mapping* est différent de celui d'une 16-QAM hiérarchique. En effet, l'utilisateur qui transmet avec le plus d'énergie ( $\rho^+$ ) contrôle les bits de poids fort, alors que l'autre utilisateur contrôle les bits de poids faible. Le *mapping* final n'est donc pas un *mapping* de Gray.

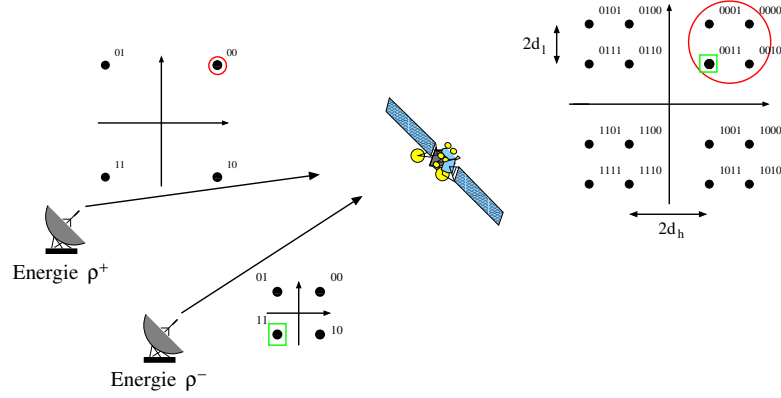


FIGURE 5.5 – Modulation superposée avec  $N_u = 2$

L'obtention de l'allocation de puissance optimale se fait en trois étapes. Tout d'abord, on calcule la capacité sur chaque slot entre un émetteur et un récepteur. Le calcul est similaire à la capacité d'un flux dans une modulation hiérarchique. Pour toute modulation superposée  $\psi$  avec  $L$  niveaux, on note  $C_\psi^l$  la capacité du niveau  $l$  ( $l \leq L$ ). L'expression de  $C_\psi^l$  pour un canal avec un bruit blanc gaussien est donnée dans (3.10).

Ensuite, on calcule le débit de chaque utilisateur. Ce débit correspond en fait à la somme des capacités sur l'ensemble des slots que l'utilisateur décode. Le calcul se fait simplement en inspectant les capacités sur les différents slots décodés. Avec notre schéma, chaque utilisateur décode le signal sur  $N_b$  slots consécutifs. Après la suppression d'interférence, le récepteur obtient sur le premier slot une modulation superposée avec  $N_b$  niveaux et cherche à décoder le niveau avec l'énergie  $\rho_1 E_s$ , ce qui correspond au niveau 1. La capacité sur ce slot est donc  $C_\chi^1$ . Sur les  $N_b - 1$  slots restants, l'utilisateur cherche à décoder un niveau superposé avec  $N_b - 1$  autres niveaux. Plus formellement, après la soustraction de son propre signal avec une énergie  $\rho_i E_s$  ( $1 \leq i \leq N_b - 1$ ), le récepteur observe sur le slot correspondant la constellation  $\chi_{\setminus i}$ . Le récepteur essaie de décoder le niveau avec l'énergie  $\rho_{i+1} E_s$ , ce qui correspond au niveau  $i + 1$ . La capacité correspondante est  $C_{\chi_{\setminus i}}^{i+1}$ . Ainsi, pour un rapport signal sur bruit donné entre un émetteur et un récepteur, le débit

$$R_a(\rho_1, \dots, \rho_{N_b}) = \frac{1}{N_u} \left( C_\chi^1 + \sum_{i=1}^{N_b-1} C_{\chi_{\setminus i}}^{i+1} \right), \quad (5.13)$$

est atteignable, où  $C_{\chi_{\setminus i}}^{i+1}$  est la capacité du  $(i + 1)$ -ième niveau dans la modulation superposée  $\chi_{\setminus i}$ . Pour atteindre le débit dans (5.13), le principe est d'appliquer une répartition temporelle avec des codes atteignant la capacité sur chaque slot. Cependant, pour l'implémentation dans la Section 5.4, nous utilisons un code de grande longueur avec un taux de codage  $(C_\chi^1 + \sum_{i=1}^{N_b-1} C_{\chi_{\setminus i}}^{i+1}) / 2N_b$ . Ce taux de codage est la moyenne des débits atteignables sur

chaque slot. Le coefficient 2 présent au dénominateur vient du fait que nous superposons des modulations QPSK qui transporte 2 bits par symbole.

Finalement, l'allocation de puissance est choisie pour maximiser le débit dans (5.13). En effet, les termes  $C_\chi^l$  et  $R_a$  dépendent du rapport signal sur bruit et de l'allocation de puissance  $(\rho_1, \dots, \rho_{N_b})$ . Pour un rapport signal sur bruit donné, l'allocation de puissance optimale est définie par

$$(\rho_1, \dots, \rho_{N_b}) = \underset{(x_1, \dots, x_{N_b}) \in [0,1]^{N_b}}{\operatorname{argmax}} R_a(x_1, \dots, x_{N_b}). \quad (5.14)$$

### 5.3.3 Résultats

La Figure 5.6 représente  $R_a$  en fonction de l'allocation de puissance dans le cas  $N_b = 2$ . Une première remarque est que  $R_a$  est symétrique par rapport au plan  $\rho_1 = \rho_2$ , ce qui est une conséquence de (3.11) et (3.12). En effet, en supposant  $\rho_1 \geq \rho_2$ , on peut écrire

$$R_a(\rho_1, \rho_2) \stackrel{(a)}{=} \frac{1}{N_u} \left( C_\chi^1 + C_{\chi^{-1}}^2 \right) \quad (5.15)$$

$$\stackrel{(b)}{=} \frac{1}{N_u} \left[ C_{he} \left( (\rho_1 + \rho_2) E_s / N_0, \alpha = \sqrt{\rho_1 / \rho_2} - 1 \right) + C_{qpsk}(\rho_2 E_s / N_0) \right] \quad (5.16)$$

$$\stackrel{(c)}{=} \frac{1}{N_u} C_{qam} \left( (\rho_1 + \rho_2) E_s / N_0, \alpha = \sqrt{\rho_1 / \rho_2} - 1 \right) \quad (5.17)$$

et

$$R_a(\rho_2, \rho_1) \stackrel{(a)}{=} \frac{1}{N_u} \left( C_\chi^2 + C_{\chi^{-2}}^1 \right) \quad (5.18)$$

$$\stackrel{(b)}{=} \frac{1}{N_u} \left[ C_{le} \left( (\rho_1 + \rho_2) E_s / N_0, \alpha = \sqrt{\rho_1 / \rho_2} - 1 \right) + C_{qpsk}(\rho_1 E_s / N_0) \right] \quad (5.19)$$

$$\stackrel{(c)}{=} \frac{1}{N_u} C_{qam} \left( (\rho_1 + \rho_2) E_s / N_0, \alpha = \sqrt{\rho_1 / \rho_2} - 1 \right) \quad (5.20)$$

où (a) est l'écriture de (5.13) avec  $N_b = 2$ , (b) vient de l'hypothèse  $\rho_1 \geq \rho_2$  et (c) vient de (3.11) ou (3.12). De plus, on peut observer que pour des rapports signal sur bruit faibles les utilisateurs transmettent à pleine puissance pour maximiser la capacité. La modulation superposée obtenue est donc une modulation non bijective car les deux émetteurs transmettent à la même puissance. Quand le rapport signal sur bruit augmente, la capacité est maximisée quand un des utilisateurs transmet à pleine puissance et l'autre avec une puissance moindre.

La Figure 5.7 montre la capacité donnée dans (5.13) avec l'allocation de puissance optimale pour  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$ . Les capacités de la QPSK et de la 16-QAM sont aussi représentées. Pour des rapports signal sur bruit compris entre 0 et 5 dB, les systèmes avec  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$  obtiennent des capacités très proches. Ainsi, dans la suite, nous analysons le système avec  $N_b \leq 3$ . Ceci permet d'éviter l'apparition de modulations d'ordre élevé qui ne sont pas envisageables pour des rapports signal sur bruit classiques dans les communications par satellite. En effet, le standard DVB-S2 n'utilise pas de modulation avec un ordre plus grand que 32. Sur les courbes de notre schéma, nous donnons aussi l'allocation de puissance optimale,

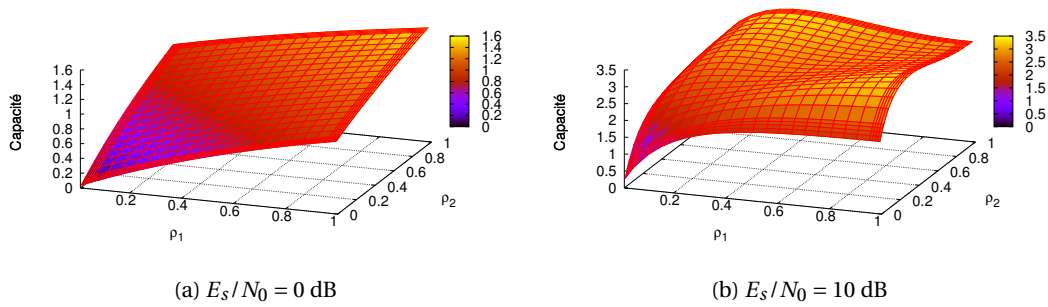


FIGURE 5.6 – Capacité (bits/symbole) du cas avec  $N_b = 2$  en fonction de  $\rho_1$  et  $\rho_2$

définie dans (5.22), pour plusieurs rapports signal sur bruit. Ces allocations sont obtenues en calculant le maximum de la fonction  $R_a$  sur une discrétisation de  $[0, 1]^{N_b}$ . Ces allocations de puissance sont utilisées par la suite dans les simulations.

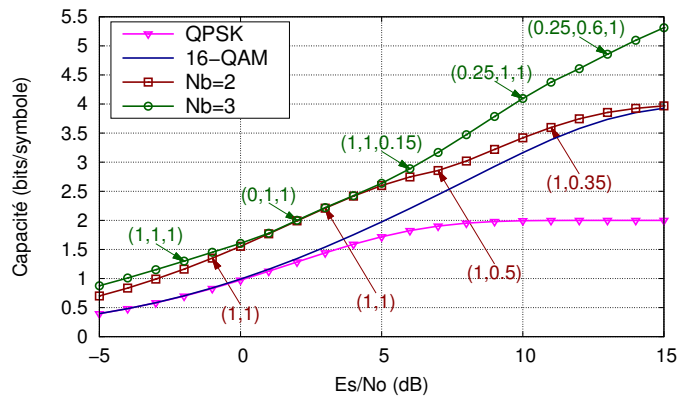


FIGURE 5.7 – Comparaison des capacités d'un système TDMA (associée avec une QPSK ou une 16-QAM) et de notre solution avec  $N_b = 2$  ou  $N_b = 3$  (avec l'allocation optimale de puissance)

## 5.4 Evaluation des performances dans un cas pratique

### 5.4.1 Résultats principaux

Nous étudions maintenant l'efficacité spectrale, noté  $T$ , dans un cas pratique. Pour réaliser la suppression d'interférence et la démodulation de signaux superposés, nous supposons que l'estimation de canal est parfaite. Nous faisons aussi l'hypothèse que tous les utilisateurs ont la même puissance moyenne reçue. La probabilité de ne pas décoder un paquet, notée PLR (pour *Packet Loss Ratio*), dépend du rapport signal sur bruit et de l'allocation de puissance. L'efficacité spectrale est définie comme le nombre moyen de bits transmis par le système par période symbole (notée  $T_{sym}$ ) et par unité de bande spectrale utilisée. Etant donné que les mots de code qui contiennent des erreurs sont supprimés, l'efficacité spectrale du système est

$$T = \log_2(M) \times N_b \times R \times (1 - PLR), \quad (5.21)$$

où  $M$  est l'ordre de la modulation ( $M = 4$  pour une QPSK) et  $R$  est le taux de codage. Toutes les données sont encodées avec les codes LDPC de longueur 16200 bits de DVB-S2 et modulées avec une QPSK. Nous avons utilisé les codes courts de DVB-S2 car les simulations, réalisées avec la librairie CML [56], demandent beaucoup de temps. De plus, nous avons aussi implémenté un entrelaceur pseudo-aléatoire directement après l'encodage avec les codes LDPC. Cet entrelaceur a une longueur de 16200 bits codés et permet d'éviter de longues séquences endommagées à l'entrée du décodeur dues aux interférences entre utilisateurs.

En pratique, il est peu probable que les signaux émis par des sources différentes arrivent à une destination au même instant avec la même fréquence. Pour cette raison, on étudie des scénarios avec un défaut de synchronisation de quelques symboles et un décalage en fréquence  $\Delta f$  entre les différents émetteurs. En se basant sur le standard DVB-RCS, le défaut de synchronisation en temps entre deux utilisateurs est choisi aléatoirement dans l'intervalle  $[0, 4T_{sym}]$  [77, p.42]. Lors des simulations, le décalage en temps est tiré aléatoirement pour chaque mot de code. Les communications de la Terre vers le satellite utilisent les bandes de fréquence 14-14.25 GHz et 29.5-30 GHz [77, Annexe E], donc quand deux utilisateurs interfèrent, le décalage en fréquence  $\Delta f$  est dans l'intervalle  $[0, \Delta f_{max}]$  où  $\Delta f_{max}$  est égal à 2%. La Figure 5.8 montre un exemple de symboles reçus quand deux émetteurs transmettent avec la même puissance. La Figure 5.8a montre les symboles obtenus avec l'hypothèse de synchronisation parfaite et la Figure 5.8b montre les symboles obtenus avec un décalage en fréquence. Comme les émetteurs transmettent à la même puissance, la modulation superposée ne comporte que neuf symboles, ce qui se retrouve bien sur la Figure 5.8a.

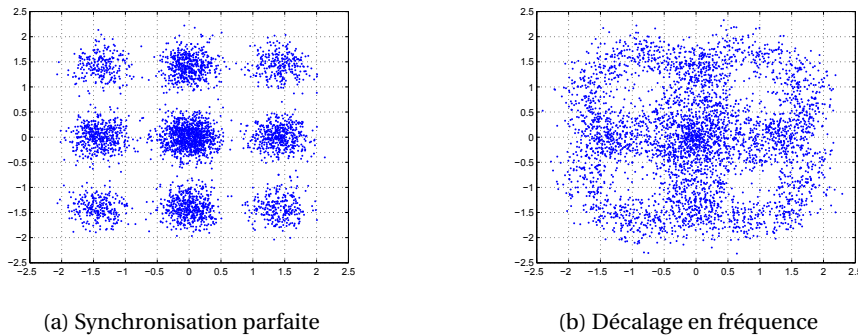


FIGURE 5.8 – Symboles reçus,  $E_s/N_0 = 10$  dB,  $\rho_1 = \rho_2 = 1$

Les efficacités spectrales pour  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$  avec différents taux de codage sont illustrées dans la Figure 5.9. Dans le cas  $N_b = 2$ , la symétrie observée sur la Figure 5.6 n'est plus valable. Les simulations montrent que  $\rho_1 \geq \rho_2$  donne de meilleures performances. On remarque aussi que les codes LDPC sont proches de la capacité. Pour le scénario avec  $N_b = 3$ , malgré la bonne capacité pour des rapports signal sur bruit élevés présentée dans la Figure 5.7, les simulations montrent que les codes LDPC ne peuvent pas décoder des taux de codage supérieurs à  $2/5$ . Le défaut de synchronisation est ici plus pénalisant que pour le cas  $N_b = 2$ . De plus, comme expliqué dans la Section 5.3, le principe pour atteindre la capacité est d'utiliser des codes atteignant la capacité sur chacun des slots et non pas d'utiliser un seul et même



code. Ainsi, une efficacité spectrale supérieure à 2.4 bits par période symbole (par unité de bande spectrale occupée) ne peut pas être atteinte avec  $N_b = 3$ . En conséquence, on fixe  $N_b = 2$  pour garder de bonnes performances en comparaison du multiplexage temporel.

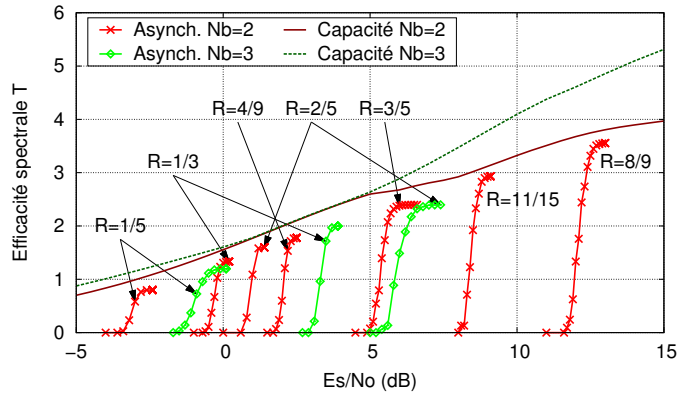


FIGURE 5.9 –  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$  vs. capacité (avec défaut de synchronisation)

La Figure 5.10 présente les résultats pour notre schéma avec  $N_b = 2$  et pour le multiplexage temporel. La première remarque est que notre schéma combiné avec des codes LDPC obtient des efficacités spectrales bien meilleures que le multiplexage temporel. Ainsi, le code avec un rendement 1/5 et les paramètres  $(\rho_1, \rho_2) = (1, 1)$  transmet autant de bits par période symbole que le multiplexage temporel mais 4 dB plus tôt. Cette différence diminue quand le taux de codage augmente mais il reste tout de même significatif, par exemple on conserve une marge de 1 dB pour  $R = 11/15$ . Finalement, nous ne proposons pas de comparaison avec le multiplexage temporel combiné à une modulation QPSK. En effet, nous voyons sur la Figure 5.7 que notre solution dépasse la capacité de la 16-QAM (pour de faibles rapports signal sur bruit) qui est supérieure à la capacité de la QPSK (voir Figure 2.7). Le fait de dépasser la limite de Shannon du canal gaussien contraint par une modulation 16-QAM n'est pas surprenant car en comparaison de la solution basée sur TDMA, l'énergie dépensée par chaque utilisateur est plus grande d'un facteur  $\sum_i \rho_i$ .

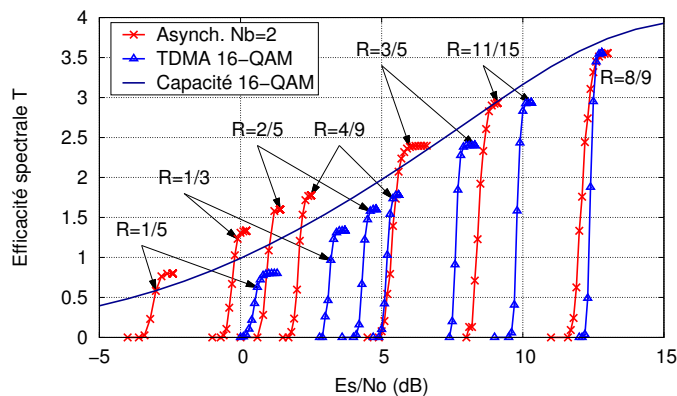


FIGURE 5.10 –  $N_b = 2$  vs. TDMA avec une modulation 16-QAM (avec défaut de synchronisation)

### 5.4.2 Résultats additionnels

Les résultats précédents montrent les bonnes performances du schéma proposé. Nous cherchons ici à évaluer l'impact de nos hypothèses sur ces performances. Tout d'abord, la Figure 5.11 présente les performances obtenues avec et sans synchronisation entre les utilisateurs pour les cas  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$ . Les meilleures performances sont obtenues dans le cas synchrone car les constellations sont parfaitement superposées (voir Figure 5.8a). Cependant, les résultats montrent que, pour des taux de codage faibles, les performances sont très proches. Cela signifie que le code correcteur d'erreurs arrive à compenser les effets dus à la désynchronisation entre les utilisateurs (voir Figure 5.8b par exemple). Cependant, quand le taux de codage augmente ou dans le cas  $N_b = 3$ , les performances avec un défaut de synchronisation se dégradent en comparaison du cas parfaitement synchrone.

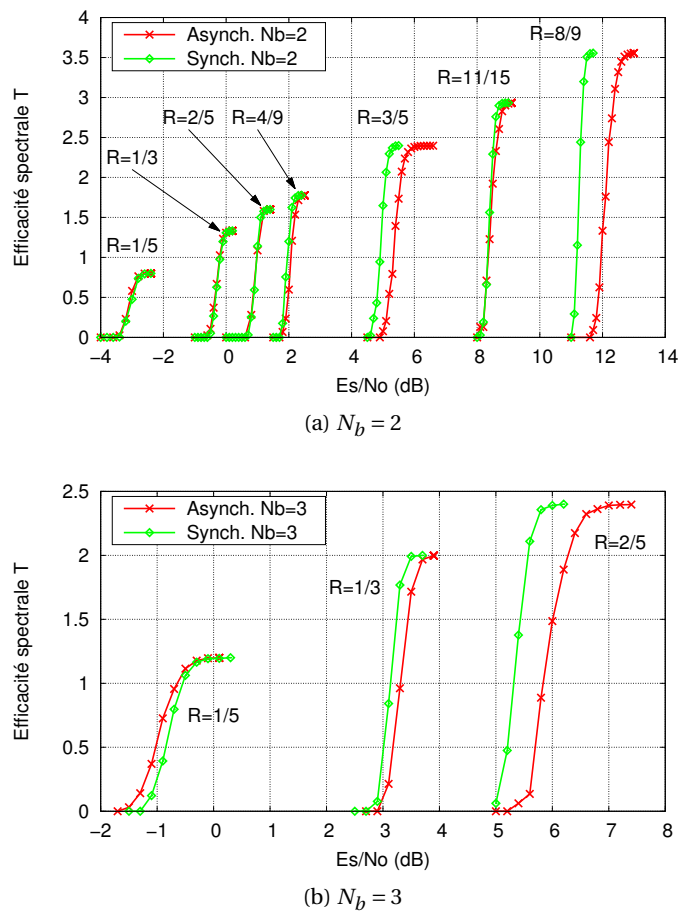


FIGURE 5.11 – Comparaison des performances avec et sans synchronisation entre les utilisateurs pour  $N_b = 2$  et  $N_b = 3$

Ensuite, nous étudions le cas où  $\sum_i \rho_i = 1$ . Ce scénario est intéressant car il permet de transmettre autant d'énergie que la solution basée sur la répartition temporelle. Ainsi, si l'on travaille avec des terminaux mobiles, cela assure de ne pas décharger la batterie plus vite. De plus, d'un point de vue du satellite, l'amplification avec un gain  $G$  peut poser problème

dans notre solution. En effet, sur un slot donné, le satellite reçoit un signal avec une énergie proportionnelle à  $\sum_i \rho_i$ . Le satellite amplifie ce signal avant de le retransmettre. Mais le satellite est lui aussi soumis à une contrainte énergétique et l'amplification peut devenir problématique. En imposant  $\sum_i \rho_i = 1$ , on borne la puissance nécessaire requise au niveau du satellite. La Figure 5.13 présente les résultats avec  $N_b = 2$  et  $\sum_i \rho_i = 1$ . Là encore, parmi tous les couples vérifiant  $\rho_1 + \rho_2 = 1$ , le couple retenu est celui qui maximise la capacité et est défini par

$$(\rho_1, \rho_2) = \underset{(x_1, x_2) \in [0,1]^2, x_1 + x_2 = 1}{\operatorname{argmax}} R_a(x_1, x_2). \quad (5.22)$$

La Figure 5.12 représente la capacité en fonction de  $\rho_1$  avec la contrainte  $\rho_1 + \rho_2 = 1$ . Ces courbes correspondent en fait à une coupe de la Figure 5.6 selon le plan  $\rho_1 + \rho_2 = 1$ .

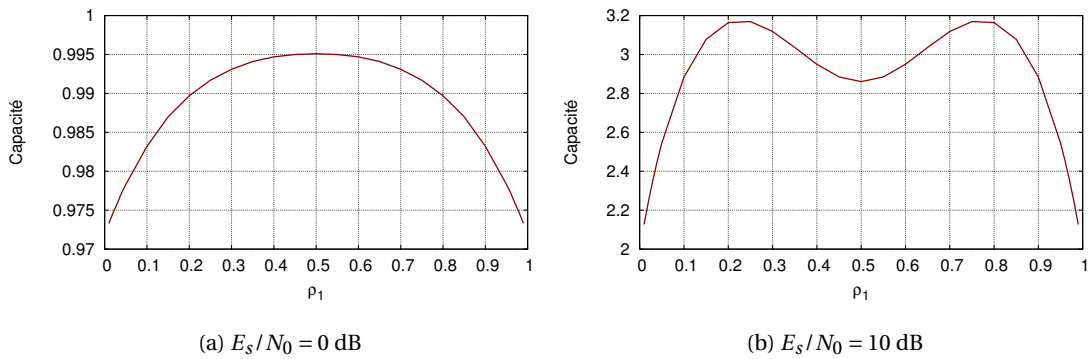


FIGURE 5.12 – Capacité (bit/symbole) pour  $N_b = 2$  avec  $\rho_1 + \rho_2 = 1$

La Table 5.1 donne les paramètres utilisés pour les simulations réalisées avec une synchronisation parfaite entre les utilisateurs. Quand le taux de codage augmente, l'allocation de puissance optimale est de plus en plus inégale, c'est-à-dire qu'un slot se voit allouer beaucoup plus d'énergie que l'autre. En effet, les rendements élevés nécessitent un bon rapport signal sur bruit et on peut alors utiliser des constellations de type hiérarchique.

TABLE 5.1 – Allocation de puissance en fonction du taux de codage

Taux de codage	$\rho_1$	$\rho_2$
1/3	0.5	0.5
2/5	0.5	0.5
4/9	0.4	0.6
3/5	0.3	0.7
11/15	0.25	0.75
8/9	0.2	0.8

La Figure 5.13 présente les résultats avec la contrainte  $\sum_i \rho_i = 1$  et une synchronisation parfaite entre les émetteurs. Les performances avec une allocation de puissance  $(\rho_1, \rho_2)$  ou

$(\rho_2, \rho_1)$  sont identiques, on retrouve ainsi le résultat énoncé précédemment (voir Section 3.1.2). Finalement, le gain par rapport au multiplexage temporel est surtout intéressant pour des faibles taux de codage, par exemple on gagne 0.2 dB pour  $R=2/3$ . Par contre les performances des deux stratégies sont égales pour  $R \geq 3/5$ .

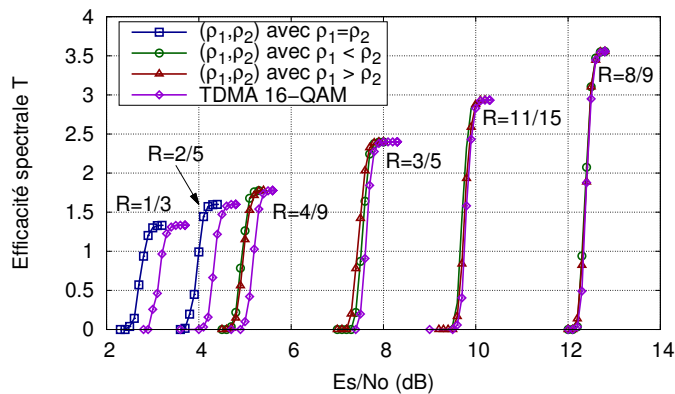


FIGURE 5.13 – Performances avec  $\sum_i \rho_i = 1$  (synchronisation parfaite entre les utilisateurs)

Pour terminer, nous nous intéressons au cas où la puissance de transmission n'est pas exacte pour  $N_b = 2$ . En effet, notre solution demande aux émetteurs de transmettre à une puissance donnée. Cependant, il y a nécessairement un écart par rapport à la consigne et nous aimerions voir comment cela impacte les résultats. Nous étudions plus particulièrement le cas où l'émetteur doit émettre à pleine puissance. Le pire cas serait quand un émetteur transmet avec plus de puissance et l'autre avec moins. Nous supposons ici que les émetteurs commettent une erreur de  $\pm 5\%$ , ce qui correspond à un écart d'environ 0.2 dB avec la puissance demandée. La Figure 5.14 montre que les performances ne sont pas perturbées. Ceci n'est pas étonnant car on voit bien sur les Figures 5.6a et 5.6b que la capacité ne varie pas beaucoup quand les paramètres de puissance varient un peu.

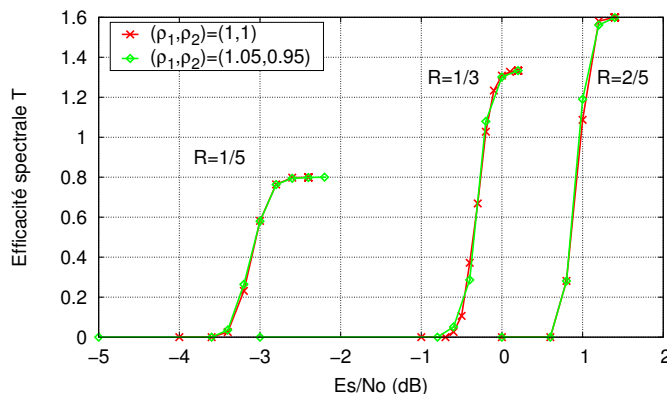


FIGURE 5.14 – Performances avec un écart de puissance par rapport à la consigne ( $N_b = 2$ )

## 5.5 Conclusion

Ce dernier chapitre montre l'intérêt du codage par superposition sur la voie retour d'un système de communication par satellite. Des applications sont donc possibles dans des standards tels que DVB-RCS et DVB-RCS2 qui proposent une voie retour.

Contrairement à la modulation hiérarchique où la superposition des données se fait au niveau d'un seul émetteur, nous proposons ici à plusieurs émetteurs de transmettre en même temps tout en coordonnant leur puissance de transmission. L'objectif est alors d'exploiter les interférences générées pour augmenter l'efficacité spectrale. Dans un contexte satellite, nous avons remarqué que les meilleures performances sont obtenues en autorisant deux utilisateurs à interférer. De plus, les résultats en termes d'efficacité spectrale indiquent des gains significatifs en comparaison de la solution basée sur la répartition temporelle. En effet, les simulations ont montré qu'il est possible d'offrir, avec notre proposition et un bilan de liaison de plusieurs décibels inférieurs, le même débit que la répartition temporelle combinée avec une modulation 16-QAM.

Pour les travaux futurs, de nombreuses pistes restent encore à explorer. Pour l'analyse des débits atteignables, nous avons supposé une synchronisation parfaite ce qui simplifie les calculs. Il est cependant possible de prendre en compte le défaut de synchronisation [78]. Même si l'impact de la synchronisation sur les performances n'est pas toujours significatif (voir Figure 5.11), il serait intéressant de voir si les résultats que l'on obtiendrait seraient proches de ceux proposés.

D'un point de vue pratique, plusieurs améliorations sont envisageables. Tout d'abord, nous avons fait l'hypothèse d'une estimation de canal parfaite pour réaliser la suppression d'interférence et la démodulation. Ainsi, les interférences causées par son propre signal sont entièrement supprimées. Ceci n'est pas réalisable en pratique et il faudrait étudier l'impact d'une estimation imparfaite du canal. Plusieurs travaux existent déjà sur cette problématique [79, 80]. Ce point est le plus important à notre avis.

Ensuite, le relais utilise une stratégie AF. Il serait intéressant de voir ce que d'autres stratégies telles que *Decode and Forward* ou *Compute and Forward* pourraient apporter. Par exemple, considérons notre schéma avec  $N_b = 2$  tel que  $\rho_1 + \rho_2 > 1$ . On suppose que le satellite ne peut pas faire l'amplification du fait que  $\rho_1 + \rho_2 > 1$ . Une stratégie simple, qui a été exploitée dans [81], est de transmettre le OU exclusif des bits reçus avec une QPSK. Ainsi, le satellite émet avec la puissance dont il dispose. Avec notre *mapping*, cela revient à faire le OU exclusif des bits de poids fort avec ceux de poids faible dans l'écriture binaire du symbole démodulé. Une question se pose néanmoins sur le calcul du OU exclusif quand la modulation superposée est non bijective. Par exemple, la constellation de la Figure 5.8a ne comporte que neuf symboles. Le symbole situé à l'origine est en fait la superposition de quatre symboles. Avec le *mapping* utilisé, ces symboles ont pour label 0011, 0110, 1100 et 1001 et dans tous les cas le OU exclusif est égal à 11.

Finalement, voici une liste non exhaustive de points à étudier :

- adapter notre travail quand les récepteurs ont des rapports signal sur bruit quelconques ;
- étudier le cas où les utilisateurs ont des efficacités spectrales différentes ;
- proposer et étudier d'autres schémas de communication, par exemple si plusieurs

- groupes d'utilisateurs partagent un unique satellite et chaque utilisateur veut communiquer avec les autres utilisateurs de son groupe ;
- étudier les performances d'une stratégie d'ordonnancement des paquets plus souple, par exemple en autorisant de changer le nombre d'utilisateurs qui interfèrent d'un slot à l'autre.

## Chapitre 6

# Conclusion et perspectives

Ce chapitre résume les contributions de cette thèse avant de présenter les perspectives de recherche sur les sujets abordés.

### 6.1 Conclusion générale

Cette thèse s'intéresse au codage par superposition pour les communications par satellite. Le codage par superposition a initialement été introduit par Cover pour améliorer les débits d'un canal de diffusion. Le travail présenté ici s'est focalisé sur la modulation hiérarchique qui est une implémentation du codage par superposition.

Les performances de la modulation hiérarchique ont été étudiées dans le Chapitre 3. D'un point de vue théorique, nous avons calculé la capacité du canal gaussien contraint par une modulation hiérarchique et comparé les régions de capacité du multiplexage temporel et du codage par superposition. D'un point de vue pratique, nous avons proposé une méthode d'estimation du seuil de décodage d'un schéma de transmission (modulation associée à un code correcteur d'erreurs). Cette méthode a été utilisée par la suite pour trois applications. Premièrement, nous avons étudié les performances d'une 16-QAM hiérarchique avec deux degrés de liberté, le paramètre de constellation et la composition des flux. Dans le cadre d'un système DVB-SH de diffusion de télévision numérique, il a alors été possible de répondre aux exigences du système en ajustant ces deux degrés de liberté alors que la 16-QAM hiérarchique du standard ne proposait aucune solution. Deuxièmement, nous avons introduit et étudié la 16-APSK hiérarchique. Cette modulation a été introduite dans le but d'améliorer les performances du standard DVB-S2 en termes d'efficacité spectrale et d'indisponibilité. Troisièmement, nous avons complété la comparaison entre la modulation hiérarchique et les modulations non hiérarchiques en introduisant la notion d'indisponibilité. Les résultats montrent que la modulation hiérarchique présente des gains intéressants, par exemple une amélioration de l'efficacité spectrale de 50% pour une indisponibilité de 3% avec un environnement mixte (cas DVB-SH).

Le Chapitre 4 s'est intéressé à l'application de la modulation hiérarchique pour des systèmes de communication par satellite. On se rapproche ainsi de l'application initiale du codage par superposition. Nous avons étudié des systèmes avec deux, six et  $n$  récepteurs.

Les cas avec deux et six récepteurs ont mis en évidence les gains apportés par la modulation hiérarchique. De plus, ces deux exemples ont montré l'importance et l'impact de la stratégie de regroupement sur les efficacités spectrales. Cela nous a permis de nous faire une idée sur les propriétés d'une "bonne" stratégie de regroupement. Finalement, le cas général avec  $n$  récepteurs présente les principaux résultats. Nous proposons et comparons quatre stratégies de regroupement. Les deux scénarios considérés pour les simulations font l'hypothèse de terminaux homogènes ou hétérogènes. Les résultats montrent qu'une utilisation conjointe du multiplexage temporel avec la modulation hiérarchique améliore considérablement les performances du système.

Le Chapitre 5 étudie un schéma de transmission où des utilisateurs communiquent à l'aide d'un satellite qui sert de relais. L'objectif est de voir si le codage par superposition peut s'appliquer sur la voie retour d'un système de communication par satellite. Le schéma proposé est basé sur le codage réseau couche physique et la superposition de modulation. L'idée clé est d'autoriser les transmissions simultanées et d'exploiter les interférences ainsi générées. Une coopération est introduite entre les émetteurs qui adaptent leur puissance de transmission. L'allocation optimale des puissances de transmission est calculée en se basant sur la capacité du système dans un cadre parfait (synchronisation parfaite entre les utilisateurs). Dans un contexte satellite, nous avons remarqué qu'il n'est pas utile de superposer plus de trois signaux. Finalement, notre mécanisme est évalué en termes d'efficacité spectrale et comparé avec l'accès multiple à répartition dans le temps. Nos simulations supposent une estimation parfaite de canal mais prennent en compte un décalage en temps et en fréquence entre les émetteurs. Les résultats sont très encourageants car notre solution permet, en fonction du taux de codage, de gagner plusieurs décibels pour transmettre la même efficacité spectrale que le schéma TDMA.

## **6.2 Résumé des contributions et perspectives**

### **6.2.1 Performances de la modulation hiérarchique**

#### **Contributions**

La première contribution est le calcul de la capacité d'un flux d'une modulation hiérarchique. La formule est valable quelle que soit la modulation utilisée et les bits qui composent le flux. A partir de ce résultat, nous avons montré que les débits atteignables par le codage par superposition ne dominent pas toujours ceux du multiplexage temporel. Ce résultat est intéressant car dans le cas du canal gaussien, le codage par superposition est toujours meilleur que la répartition temporelle.

La deuxième contribution est l'étude des performances de la modulation hiérarchique. Tout d'abord, une méthode d'estimation du seuil de décodage d'une modulation associée à un code correcteur d'erreurs a été proposée. Auparavant, le seul moyen était d'avoir recours à des simulations souvent laborieuses. La méthode présentée repose sur l'hypothèse que le décodage d'un schéma de transmission est possible à partir du moment où la quantité d'information au niveau du récepteur dépasse un certain seuil. Les résultats obtenus au cours de la thèse montrent que cette méthode donne une bonne approximation du seuil de décodage. En moyenne, l'erreur est inférieure à 0.5 dB pour les standards DVB-SH et DVB-S2.



Cette méthode a été utilisée pour trois applications. Premièrement, nous avons proposé et étudié les performances d'une 16-QAM hiérarchique où le paramètre de constellation n'est pas contraint aux valeurs du standard DVB-SH et où la composition des bits qui composent les flux est modifiée. Ces modifications permettent d'ajuster les performances des deux flux. Ces deux propositions ont été testées sur un cas d'étude proposé par Thales Alenia Space. Ce cas d'étude montre les limites du standard sur un exemple concret. En effet, le standard ne peut pas répondre aux exigences désirées, contrairement aux deux solutions proposées. Deuxièmement, nous avons introduit la 16-APSK hiérarchique pour améliorer les performances de DVB-S2 en termes d'efficacité spectrale et d'indisponibilité. En se basant sur l'énergie allouée au flux HE, nous avons montré comment calculer les paramètres de constellation. Les performances des constellations obtenues associées au code LDPC du standard DVB-S2 ont été évaluées. Troisièmement, nous avons complété notre comparaison entre les modulations hiérarchiques et non hiérarchiques. La notion d'indisponibilité a été introduite pour compléter l'efficacité spectrale. L'indisponibilité est définie comme la fraction de la population qui est incapable de décoder tout ou partie des données transmises. Le calcul de l'indisponibilité repose sur des distributions de rapports signal sur bruit fournies par le CNES. Les résultats obtenus montrent que, pour certains canaux, la modulation hiérarchique offre un meilleur compromis que les modulations non hiérarchiques.

### **Perspectives**

Concernant le travail sur l'indisponibilité, il serait intéressant de prendre en compte l'entrelaceur présent dans DVB-SH. En effet, notre étude utilise des distributions de rapports signal sur bruit mais ne considère pas l'entrelaceur qui "mixe" des rapports signal sur bruit différents.

Nos travaux soulèvent aussi des questions d'ordre pratique. En effet, l'ajout de nouvelles constellations requiert une signalisation supplémentaire si le changement de modulation se fait de manière dynamique (cas DVB-S2). Une piste serait d'implémenter un algorithme de reconnaissance de modulation. Cela permettrait d'éviter une partie de la signalisation. Cependant, il faut considérer les performances et la complexité au niveau des récepteurs.

## **6.2.2 Application de la modulation hiérarchique pour les systèmes de communication par satellite**

### **Contributions**

Le but est ici d'améliorer les efficacités spectrales d'un système de communication par satellite en utilisant la modulation hiérarchique. Les régions de capacité présentées dans la Section 3.1 montrent que des gains sont envisageables. La 16-APSK hiérarchique introduite précédemment nous sera utile. En effet, DVB-SH considère déjà la 16-QAM hiérarchique qui permet d'obtenir de bonnes performances. Cependant, DVB-S2 ne considère que la 8-PSK hiérarchique qui ne permet pas d'améliorer significativement les efficacités spectrales. Etant donné que le standard utilise la 16-APSK, nous avons introduit une version hiérarchique de cette modulation.

Cette partie étudie l'apport de la modulation hiérarchique sur un système de communi-

cation par satellite. Avant de s'attaquer au cas général, nous nous sommes intéressés au cas d'une source communiquant avec deux puis six récepteurs. Le cas avec deux récepteurs a montré que des gains significatifs étaient possibles, cependant les gains dépendent fortement des rapports signal sur bruit des deux récepteurs. Les gains les plus élevés s'obtiennent quand la différence des rapports signal sur bruit des deux récepteurs est grande. L'enseignement tiré de cet exemple est qu'il faut être vigilant au choix de la stratégie de regroupement dans un système avec un plus grand nombre de récepteurs.

Le cas avec six récepteurs nous a conforté sur deux points. Tout d'abord, la modulation hiérarchique peut améliorer significativement les performances (cela dépend de la distribution des rapports signal sur bruit). Ensuite, l'impact de la stratégie de regroupement est clairement visible ici. En effet, sur les trois stratégies comparées, les gains peuvent varier du simple au double. La stratégie qui obtient les meilleures performances est celle qui maximise la différence moyenne de rapport signal sur bruit entre les couples de récepteurs.

Le cas général avec  $n$  récepteurs est finalement étudié. La contribution principale est la proposition d'une stratégie de regroupement. Cette stratégie est une procédure itérative qui, à partir d'un ensemble de  $n$  récepteurs, regroupe les deux récepteurs avec la plus grande différence de rapport signal sur bruit et itère ce procédé jusqu'à ce que tous les récepteurs soit regroupés par deux. Nous montrons que cette stratégie permet d'obtenir la différence moyenne de rapport signal sur bruit entre les couples de récepteurs maximum. De plus, trois autres stratégies sont proposées à titre de comparaison. Pour nos simulations, deux scénarios sont envisagés. Le premier considère un ensemble de terminaux homogènes, alors que dans le second scénario certains terminaux ont une meilleure réception. Le deuxième scénario permet d'augmenter la diversité des réceptions. Les résultats pour les deux scénarios recourent les conclusions du cas avec six récepteurs. Ainsi, l'application de la modulation hiérarchique améliore considérablement les efficacités spectrales et la stratégie de regroupement a un fort impact sur les performances. Notre procédé de regroupement itératif obtient les meilleurs résultats, ce qui est cohérent avec les résultats précédents.

## **Perspectives**

L'axe de recherche principal est de trouver la stratégie de regroupement optimale. On pourrait alors comparer les performances avec notre stratégie qui donne déjà de bons résultats. Il serait aussi intéressant de voir la complexité de la stratégie optimale. En effet, notre stratégie est très simple et peut se faire en temps réel ce qui est intéressant en pratique.

De plus, plusieurs améliorations de notre schéma nous semblent possibles. Par exemple, nous avons supposé que, dans une paire de récepteurs, le récepteur avec le meilleur rapport signal sur bruit décode le flux LE. Cependant, notre stratégie de regroupement peut générer beaucoup de couples où les rapports signal sur bruit sont proches. Dans ce cas, on peut imaginer une solution où chaque récepteur décode alternativement le flux HE et le flux LE. Le système peut aussi se compliquer si on s'autorise de mélanger les bits qui composent chaque flux comme dans la Section 3.3.

Finalement, l'implémentation de notre solution dans DVB-S2 n'a pas été étudiée. La principale question est celle de la signalisation des paramètres de constellation et des taux

de codage des différents flux. La signalisation est problématique car elle requiert des bits qui ne sont pas disponibles dans le standard. Cependant, des solutions existent comme la reconnaissance de modulations numériques. Il faut alors déterminer si les performances du système ne sont pas dégradées et si la complexité au niveau du récepteur reste raisonnable.

### **6.2.3 Codage par superposition sur la voie retour d'un satellite**

#### **Contributions**

Les travaux présentés cherchent à améliorer les efficacités spectrales d'un ensemble d'utilisateurs communiquant entre eux à l'aide d'un satellite qui sert de relais. L'objectif est de voir si les résultats relatifs au codage par superposition peuvent s'appliquer sur la voie retour d'un système de communication par satellite. Dans notre système, chaque utilisateur communique avec son voisin. Le principal résultat est la proposition d'un schéma de communication adapté à ce système ainsi que l'évaluation des efficacités spectrales théoriques et pratiques de cette solution.

Le schéma proposé autorise à plusieurs utilisateurs de transmettre en même temps. Le récepteur met alors en œuvre deux mécanismes, le codage réseau couche physique et la démodulation de signaux superposés. La nouveauté est d'utiliser le principe de modulation superposée après avoir supprimé son propre signal. De plus, les émetteurs coordonnent leur puissance de transmission dans le but d'optimiser l'efficacité spectrale.

Le calcul de l'efficacité spectrale théorique permet de déterminer la puissance de transmission optimale pour chaque émetteur. Ce calcul repose sur la capacité d'une modulation superposée. L'allocation de puissance optimale consiste à trouver les puissances de transmission qui maximisent l'efficacité spectrale théorique.

Finalement, un cas pratique est étudié. Les simulations utilisent les codes LDPC de DVB-S2 et prennent en compte un défaut de synchronisation entre les émetteurs. Deux conclusions ressortent de notre travail. Premièrement, dans le cadre de communications par satellite, il n'est pas utile de superposer plus de trois transmissions. En effet, dans la zone de rapport signal sur bruit qui nous intéresse, les gains au niveau de l'efficacité spectrale ne sont pas significatifs. De plus, plus on autorise de transmissions simultanées, plus la complexité du récepteur va augmenter. Deuxièmement, notre solution améliore significativement les performances en comparaison de l'accès multiple à répartition dans le temps. A débit égal, notre mécanisme arrive à gagner plusieurs décibels au décodage, jusqu'à 3 dB pour un taux de codage de 1/5.

#### **Perspectives**

Tout d'abord, notre étude utilise un satellite qui amplifie et retransmet les signaux. Il serait intéressant d'étudier les performances dans d'autres scénarios. Par exemple, si le système autorise deux utilisateurs à transmettre simultanément, le satellite peut alors retransmettre le OU exclusif des données reçues. L'avantage de cette solution est que le satellite n'a pas de problème au niveau de la puissance d'émission.

Ensuite, nous avons fait l'hypothèse d'une estimation parfaite de canal. Cela permet d'annuler entièrement son propre signal. En pratique, cela est difficile à réaliser et il serait intéressant de quantifier l'impact d'une estimation imparfaite sur les performances du système.

Finalement, plusieurs extensions de notre schéma de communication sont envisageables. Par exemple, d'autres scénarios sont à considérer : les efficacités spectrales des utilisateurs sont différents, les utilisateurs communiquent vers un ensemble de récepteurs. . . Cela nécessite de modifier notre stratégie d'ordonnement des bursts, mais le système serait alors plus flexible.

## 6.3 Publications

### Revue internationale

1. **H. Méric**, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, F. Arnal, et M.-L. Boucheret. Combining adaptive coding and modulation with hierarchical modulation in satcom systems. Soumis à *IEEE Transactions on Broadcasting*, Décembre 2011.
2. H. Bui, **H. Méric**, J. Lacan, et M.-L. Boucheret. A cooperative network coding strategy for the interference relay channel. Dans *IEEE Wireless Communications Letters*, Octobre 2012.

### Conférences internationales

3. **H. Méric**, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, F. Arnal, et M.-L. Boucheret. Generic approach for hierarchical modulation performance analysis : Application to DVB-SH. Dans *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, Avril 2011.
4. **H. Méric**, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, F. Arnal, M.-L. Boucheret, Z. Faraj, et G. Lesthievant. Making hierarchical modulation more flexible. Dans *AIAA International Communications Satellite System Conference (ICSSC)*, Novembre 2011.
5. T. Tran Thai, J. Lacan, et **H. Méric**. Error tolerance schemes for H.264/AVC : an evaluation. Dans *IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, Janvier 2012.
6. **H. Méric**, J. Lacan, F. Arnal, G. Lesthievant, et M.-L. Boucheret. Improving broadcast channel rate using hierarchical modulation. Dans *European Wireless (EW)*, Avril 2012.
7. **H. Méric**, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, F. Arnal, et M.-L. Boucheret. Trade-off between spectrum efficiency and link unavailability for hierarchical modulation in DVB-S2 systems. Soumis à *Vehicular Technology Conference*, Octobre 2012.

# Bibliographie

- [1] G. Maral, M. Bousquet, and Z. Sun. *Satellite communications systems*. John Wiley & Sons, 2009.
- [2] C.E. Shannon. A mathematical theory of communication. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, 5(1) :3–55, January 2001.
- [3] T.M. Cover and J.A. Thomas. *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons, 2006.
- [4] S. Boucheron and K. Salamatian. Codage à protection inégale et diffusion. In *Actes du 16ème GRETSI*, September 1997.
- [5] G.D. Forney and D.J. Costello. Channel coding : The road to channel capacity. *Proceedings of the IEEE*, 95(6) :1150–1177, June 2007.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. In *IEEE International Conference on Communications*, volume 2, pages 1064–1070 vol.2, May 1993.
- [7] C. Berrou, K. Amis Cavalec, M. Arzel, A. Glavieux, M. Jezequel, C. Langlais, R. Le Bidan, S. Saoudi, G. Battail, E. Boutillon, Y. Saouter, E. Maury, C. Laot, S. Kerouedan, F. Guilloud, and C. Douillard. *Codes et turbocodes (sous la direction de Claude Berrou)*. Iris. Springer, Paris, 2007.
- [8] R. Gallager. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on Information Theory*, 8(1) :21–28, January 1962.
- [9] C. Sae-Young, G.D. Forney, T.J. Richardson, and R. Urbanke. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit. *IEEE Communications Letters*, 5(2) :58–60, February 2001.
- [10] J. Perry, P. Iannucci, K.E. Fleming, H. Balakrishnan, and D. Shah. Spinal Codes. In *ACM SIGCOMM*, Helsinki, Finland, August 2012.
- [11] T.M. Cover. Broadcast channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-18 :2–14, January 1972.
- [12] H. Schwarz, D. Marpe, and T. Wiegand. Overview of the scalable video coding extension of the H.264/AVC standard. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 17(9) :1103–1120, September 2007.
- [13] M. Wien, H. Schwarz, and T. Oelbaum. Performance analysis of SVC. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 17(9) :1194–1203, September 2007.

- [14] H. Schwarz and M. Wien. The scalable video coding extension of the H.264/AVC standard [standards in a nutshell]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 25(2) :135–141, March 2008.
- [15] M.C. Valenti and J. Sun. Turbo codes. *Chapitre 12 de Handbook of RF and Wireless Technologies*, pages 375–399, 2004.
- [16] ETSI TS 102 584. Digital Video Broadcasting (DVB) ; DVB-SH implementation guidelines issue 2, 2010.
- [17] ETSI EN 302 583. Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3 GHz.
- [18] M.C. Valenti, S. Cheng, and R.I. Seshadri. Turbo and ldpc codes for digital video broadcasting.
- [19] M. Erooz, F.-W. Sun, and L.-N. Lee. DVB-S2 low density parity check codes with near shannon limit performance. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 22(3) :269–279, 2004.
- [20] P.A. Hoeher and T. Wo. Superposition modulation : myths and facts. *IEEE Communications Magazine*, 49(12), 2011.
- [21] A. Morello and U. Reimers. DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 22(3) :249–268, 2004.
- [22] P.K. Vitthaladevuni and M.-S. Alouini. A recursive algorithm for the exact BER computation of generalized hierarchical QAM constellations. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(1) :297–307, 2003.
- [23] P.K. Vitthaladevuni and M.-S. Alouini. Exact BER computation of generalized hierarchical PSK constellations. *IEEE Transactions on Communications*, 51(12) :2030–2037, 2003.
- [24] W. Shu and B.K. Yi. Optimizing enhanced hierarchical modulations. In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–5, 2008.
- [25] S. Jo, J. Choi, and J. Seo. An advanced hierarchical modulation with rotated constellation. In *The 12th International Conference on Advanced Communication Technology*, volume 1, pages 515–518, February. 2010.
- [26] S. Wang, S. Kwon, and B.K. Yi. On enhancing hierarchical modulation. In *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, pages 1–6, 2008.
- [27] S.M.S. Sadough and P. Duhamel. On the interaction between channel coding and hierarchical modulation. In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1–5, June 2009.
- [28] C. Hellge, S. Mirta, T. Schierl, and T. Wiegand. Mobile TV with SVC and hierarchical modulation for DVB-H broadcast services. In *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, May 2009.
- [29] L.-F. Wei. Coded modulation with unequal error protection. *IEEE Transactions on Communications*, 41(10) :1439–1449, October 1993.

- [30] K. Ramchandran, A. Ortega, K.M. Uz, and M. Vetterli. Multiresolution broadcast for digital hdtv using joint source/channel coding. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11(1) :6–23, January 1993.
- [31] M.B. Pursley and J.M. Shea. Nonuniform phase-shift-key modulation for multimedia multicast transmission in mobile wireless networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(5) :774–783, May 1999.
- [32] D. Pradas, A. Bouabdallah, J. Lacan, M.A. Vazquez Castro, and M. Bousquet. Cross-layer optimization of unequal protected layered video over hierarchical modulation. In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–6, 2009.
- [33] S. Mirta, T. Schierl, T. Wiegand, P. Inigo, C. LeGuern, C. Moreau, L. Guarnieri, and J. Tronc. HD video broadcasting using scalable video coding combined with DVB-S2 variable coding and modulation. In *5th Advanced Satellite Multimedia Systems conference and the 11th Signal Processing for Space Communications workshop*, pages 114–121, September 2010.
- [34] N. Girault, O. Smeyers, R. de Gaudenzi, P. Inigo, E. Albery, and T. Schierl. Deployment scenario for scalable video broadcasting over satellite. In *29th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 2011.
- [35] S. Jakubczak and D. Katabi. Softcast : one-size-fits-all wireless video. In *ACM SIGCOMM*, pages 449–450, 2010.
- [36] Md.J. Hossain, P.K. Vitthaladevuni, M.-S. Alouini, V.K. Bhargava, and A.J. Goldsmith. Adaptive hierarchical modulation for simultaneous voice and multiclass data transmission over fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(4) :1181–1194, July 2006.
- [37] E. Chen, J.L. Koslov, V. Mignone, and J. Santoru. DVB-S2 backward-compatible modes : a bridge between the present and the future. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 22(3) :341–365, 2004.
- [38] H. Jiang and P.A. Wilford. A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 51(2) :223–229, June 2005.
- [39] ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB) ; Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
- [40] H. Jiang, P.A. Wilford, and S.A. Wilkus. Providing local content in a hybrid single frequency network using hierarchical modulation. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 56(4) :532–540, December 2010.
- [41] C. Hausl and J. Hagenauer. Relay communication with hierarchical modulation. *IEEE Communications Letters*, 11(1) :64–66, January 2007.
- [42] A. Jdidi, T. Chahed, S.-E. Elayoubi, and H. Besbes. On hierarchical modulation to increase flow-level capacity in OFDMA-based networks. In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1–6, May 2010.

- [43] M. Morimoto, M. Okada, and S. Komaki. A hierarchical image transmission system in a fading channel. In *Fourth IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 769–772, November 1995.
- [44] R.Y. Kim and Y.Y. Kim. Symbol-level random network coded cooperation with hierarchical modulation in relay communication. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 55(3), August 2009.
- [45] V. Boussemart, H. Brandt, and M. Beriooli. Subset optimization of adaptive coding and modulation schemes for broadband satellite systems. In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1–5, May 2010.
- [46] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri. Bit-interleaved coded modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(3) :927–946, 1998.
- [47] A. Guillén i Fàbregas, A. Martinez, and G. Caire. Bit-interleaved coded modulation. *Found. Trends Commun. Inf. Theory*, 5(1-2) :1–153, January 2008.
- [48] P.P. Bergmans and T.M. Cover. Cooperative broadcasting. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-20 :317–324, May 1974.
- [49] W. Chauvet, C. Amiot-Bazile, and J. Lacan. Prediction of performance of the DVB-SH system relying on mutual information. In *5th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 11th Signal Processing for Space Communications workshop*, pages 413–420, September 2010.
- [50] K. Sayana, J. Zhuang, and K. Stewart. Short term link performance modeling for ML receivers with mutual information per bit metrics. In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–6, November 2008.
- [51] IEEE 802.16m evaluation methodology document (emd), 2008.
- [52] Z. Faraj and I. Buret. Mobile tv delivery enhancement using hierarchical modulation. *IET Conference Publications*, 2009(CP552) :731–731, 2009.
- [53] Z. Faraj, J.D. Gayrard, and F. Arnal. Procédé et système de transmission utilisant une modulation hiérarchique adaptative et programmable. *Demande de brevet FR n° 10 04946 pour THALES*, December 2010.
- [54] S.H. Choi, C.S. Sin, S.U. Lee, and J.H. Kim. Channel capacity enhancement scheme for satellite communication system. In *6th International Conference on Information, Communications Signal Processing*, pages 1–4, December 2007.
- [55] R. De Gaudenzi, A. Guillén i Fàbregas, and A. Martinez. Turbo-coded APSK modulations design for satellite broadband communications. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 24(4) :261–281, 2006.
- [56] Coded Modulation Library. <http://www.iterativesolutions.com/index.html>.
- [57] H. Schrank and K. Praba. Optimal aperture for maximum edge-of-coverage (EOC) directivity. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 36(3) :72–74, June 1994.
- [58] A. Jdidi, T. Chahed, S.-E. Elayoubi, and H. Besbes. On hierarchical modulation to increase flow-level capacity in OFDMA-based networks. In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1–6, May 2010.



- [59] A. Puengnim. *Classification de modulations linéaires et non linéaires à l'aide de méthodes Bayésiennes*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [60] O. Sahin, E. Erkip, and O. Simeone. Interference channel with a relay : Models, relaying strategies, bounds. In *Information Theory and Applications Workshop*, pages 90 –95, February 2009.
- [61] S. Zhang, S.C. Liew, and P.P. Lam. Physical-layer network coding. In *ACM MOBICOM*, 2006.
- [62] P. Popovski and H. Yomo. The anti-packets can increase the achievable throughput of a wireless multi-hop network. In *IEEE International Conference on Communications*, June 2006.
- [63] R. Ahlswede, N. Cai, S.-Y.R Li, and R.W. Yeung. Network information flow. *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, 46(4) :1204–1216, 2000.
- [64] J. Schaepperle. Wireless access system and transmission method, 2009. Patent US 2009/0028105.
- [65] C. Schlegel, M.V. Burnashev, and D.V. Truhachev. Generalized superposition modulation and iterative demodulation : A capacity investigation. *J. Electrical and Computer Engineering*, 2010, 2010.
- [66] T. Wo. *Superposition mapping & related coding techniques*. PhD thesis, University of Kiel, 2011.
- [67] E.G. Larsson and B.R. Vojcic. Cooperative transmit diversity based on superposition modulation. *IEEE Communications Letters*, 9(9) :778 – 780, September 2005.
- [68] J.M. Park, S.-L. Kim, and J. Choi. Hierarchically modulated network coding for asymmetric two-way relay systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(5), June 2010.
- [69] J. Sykora and A. Burr. Network coded modulation with partial side-information and hierarchical decode and forward relay sharing in multi-source wireless network. In *European Wireless Conference*, April 2010.
- [70] M. Dankberg. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for satellite communications. *Pacific Telecommunications Conference*, 1998.
- [71] J. Puetz and M. Dankberg. Waveform Advances for Satellite Data Communications. *Pacific Telecommunications Council*, 2001.
- [72] S. Katti, I. Maric, A. Goldsmith, D. Katabi, and M. Medard. Joint relaying and network coding in wireless networks. In *IEEE International Symposium on Information Theory*, 2007.
- [73] S. Zhang, S.-C. Liew, and P.P. Lam. On the synchronization of physical-layer network coding. In *IEEE Information Theory Workshop*, pages 404 –408, October 2006.
- [74] S. Katti, S. Gollakota, and D. Katabi. Embracing wireless interference : Analog network coding. In *ACM SIGCOMM*, 2007.
- [75] B. Nazer and M. Gastpar. Reliable physical layer network coding. *Proceedings of the IEEE*, 99(3) :438 –460, March 2011.

- [76] M.O. Hasna and M.-S. Alouini. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(6) :1963 – 1968, November 2004.
- [77] ETSI TS 101 790. Digital Video Broadcasting (DVB), Interaction channel for Satellite Distribution Systems.
- [78] L. Farkas and T. Kóti. On capacity regions of discrete asynchronous multiple access channels. *CoRR*, abs/1204.2447, 2012.
- [79] A.N. D’Andrea, U. Mengali, and R. Reggiannini. The modified cramer-rao bound and its application to synchronization problems. *IEEE Transactions on Communications*, 42(234) :1391 –1399, Feb/Mar/Apr 1994.
- [80] J.-P. Delmas. Closed-form expressions of the exact cramer-rao bound for parameter estimation of bpsk, msk, or qpsk waveforms. *IEEE Signal Processing Letters*, 15 :405 –408, 2008.
- [81] D. Fang and A. Burr. Rotationally invariant coded modulation for physical layer network coding in two-way relay fading channel. *European Wireless Conference*, pages 1 –6, April 2012.