



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 24 Juin 2016 par :

RAMI ALI AHMAD

Mécanismes de fiabilité bi-directionnels "couches basses" pour les communications par satellite

PR DIDIER LE RUYET
PR PIERRE DUHAMEL

DR FABRICE ARNAL
PR JÉRÔME LACAN

JURY

CNAM

Laboratoire de Signaux et
Systèmes

Thales Alenia Space
ISAE-Supaero

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Directeur de thèse

École doctorale et spécialité :

MITT : Réseaux, Télécoms, Systèmes et Architecture

Unité de Recherche :

ISAE-ONERA MOIS

Directeur(s) de Thèse :

Pr Jérôme Lacan

Rapporteurs :

Pr Didier Le Ruyet et Pr Pierre Duhamel

*Si la vie nous prive, elle nous comblera,
et si elle nous réjouit, elle nous peînera,
et si un jour nous nous égarons, elle nous guidera . . .*

و إن حرمتنا ستعطينا، و إن أفرقتنا ستبكيننا
و إذا ضللتنا يوماً فلأسوفك تُهديننا . . .

Remerciements

C'est avec une certaine émotion et beaucoup de sincérité que je voudrais remercier toutes les personnes ayant soutenu et apprécié mon travail.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse, Jérôme Lacan, qui a réussi à me supporter au quotidien avec son optimisme. Merci pour ton soutien et tes conseils pendant ces trois ans de thèse.

Je remercie mes encadrants industriels Fabrice Arnal, Mathieu Gineste et Laurence Clarac. Merci de votre encadrement et de vos conseils qui m'ont aidé tout au cours de cette thèse.

Merci à Pierre Duhamel et Didier Le Ruyet qui ont accepté de rapporter cette thèse et de participer au jury. Merci pour vos commentaires pertinentes pour améliorer la qualité du manuscrit.

Merci à l'équipe DISC de l'ISAE-Supaero avec qui j'ai partagé mon quotidien pendant cette thèse : Alain Haït, Emmanuel Lochin, Tanguy Pérennou, Fabrice Francés, Ahlem Mifdaoui, Pierre De Saqui Sannes, Christophe Garion. . .

Un grand merci à Corinne Mailhes, Marie-Josée Estepa et Isabelle Vasseur au TésA, à Pascale Snini au CNES et à Odile Riteau à l'ISAE, pour leur réactivité et leur aide lors des démarches administratives.

Je tiens à remercier tous mes collègues de bureau : Victor et Karine qui m'ont soutenu et m'ont encouragé tout au long de la thèse et avec qui j'ai partagé des moments inoubliables au laboratoire et aussi pendant nos sorties ; jonathan avec qui c'était un plaisir de partager le bureau et aussi d'organiser des sorties et des soirées ; sans oublier Tuan, Viet, Vincent, Khanh, Hamdi, Gwilherm, Ahmed, Antoine, Anaïs, Bastien, Henric et tous les autres. D'autre part, je tiens à remercier mes amis Chafic, Mays, Darine, Douaa et Hussein qui m'ont motivé tout au long de la thèse. Grâce à vous tous, la thèse s'est bien passée.

Mes plus profonds remerciements vont à ma famille, mes parents, mon frère et ma sœur. Tout au long de mon cursus, ils m'ont toujours soutenu, encouragé et aidé. Mes parents qui ont tout donné pour que je puisse atteindre mon objectif. Qu'ils trouvent, dans la réalisation de ce travail, l'expression de ma plus affectueuse gratitude.

Toulouse, Juin 2016

Résumé

Dans le cadre des communications par satellite, les caractéristiques du lien satellite-terre rendent difficile la mise en œuvre des systèmes de télécommunications. Pour certaines applications et certains protocoles (comme TCP), le problème principal est le délai de propagation qui atteint 500 ms pour l'aller-retour du signal via un satellite géostationnaire. Un autre problème est la perte des données due aux caractéristiques du canal de transmission. Pour ces différentes raisons, des protocoles assurant la fiabilité de communications doivent être mis en place sur un lien satellite.

Le but de cette thèse est de proposer un mécanisme qui assure la fiabilité de la communication tout en maximisant l'efficacité d'utilisation de la bande passante. Le protocole HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest), qui combine les codes correcteurs d'erreurs et les techniques de retransmission, est reconnu pour sa capacité à atteindre le meilleur compromis fiabilité/débit. Cependant, ce mécanisme, qui est désormais utilisé dans la plupart des standards terrestres, doit être optimisé pour pouvoir être utilisé sur un lien satellite.

Dans un premier temps, nous proposons une méthode de fiabilisation basée sur l'HARQ statique, où le nombre de bits à envoyer à chaque transmission est fixé à l'avance. Cette méthode s'adresse particulièrement aux services qui tolèrent un certain délai avant la réception du message. À partir de la connaissance de la distribution statistique du canal, elle définit grâce à un algorithme d'optimisation la probabilité de décodage optimale à chaque transmission. Le nombre de bits à envoyer est calculé en fonction de ces probabilités et de la distribution d'information mutuelle du canal.

Dans un deuxième temps, nous introduisons une version adaptative de la méthode précédente. Cette nouvelle approche permet de calculer le nombre de bits à envoyer en prenant en compte les variations du canal pendant la communication. En effet, au lieu d'envoyer un nombre de bits fixe pour chaque transmission, le récepteur calcule le nombre de bits à envoyer en fonction de l'état du canal pendant la transmission actuelle. Le nombre de bits calculé est renvoyé dans un acquittement vers l'émetteur.

Finalement, nous présentons une structure de trame couche physique dans le cadre des mécanismes HARQ proposés et nous évaluons ses performances en faisant varier les paramètres du système. L'objectif est de trouver l'ordre de grandeur optimal des tailles de trames et des codes correcteurs d'erreurs à utiliser et de définir la meilleure stratégie de transmission à adopter par l'émetteur.

Mots-clés : HARQ, communications par satellite, délai, efficacité, information mutuelle.

Abstract

As part of a satellite communications system, the characteristics of the communication links make it difficult to set up telecommunications systems. For certain applications and protocols (TCP for example), the main problem is the propagation delay which reaches 500 ms for the round trip of the signal via a geostationary satellite. Another problem is the loss of data due to the characteristics of the transmission channel. For these reasons, protocols that ensure the reliability of communications must be set up on a satellite link.

The aim of this thesis is to propose a mechanism that ensures the reliability of communication and maximize the utilization efficiency of the available bandwidth. HARQ protocol (Hybrid Automatic Repeat reQuest) is known for its ability to achieve the best compromise reliability/throughput. However, this mechanism which is now used in most terrestrial standards, is not well adapted for a satellite link.

First, we propose a reliability method based on static HARQ. This method is specifically for services that tolerate some delay before the reception of the message. It consists in defining the probability of decoding at each transmission, using an optimization algorithm that we propose. The number of bits to be sent is calculated based on these probabilities and the distribution of the mutual information, assuming knowledge of the statistical distribution of the channel attenuation.

Secondly, we introduce an adaptive version of the proposed method. Unlike the method proposed previously, this new approach calculates the number of bits to be sent by taking into account variations of the channel state during the communication. In fact, instead of sending a fixed number of bits at each transmission, the receiver calculates the number of bits to be sent depending on the channel state during the current transmission.

Finally, we propose a frame structure for a physical layer that implements the proposed mechanisms and evaluate their performance by varying the system parameters. The aim is to find the optimal order of frame sizes and codes to be used and also to define the best strategy of transmission to be adopted by the transmitter.

Keywords : HARQ, satellite communications, delay, efficiency, mutual information.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Résumé	vii
Table des matières	ix
Table des figures	xiii
Liste des tableaux	xvii
1 Introduction	1
1.1 Contexte de la thèse	2
1.2 Contributions	3
1.3 Organisation	4
2 Etat de l'art	5
2.1 Canal	6
2.1.1 Canal Gaussien	6
2.1.2 Canal Land Mobile Satellite (LMS)	7
2.2 Codes correcteurs d'erreurs	9
2.2.1 Turbocodes	10
2.2.2 Codes LDPC	11
2.2.3 Codes Fontaine	13
2.2.3.1 Codes Luby Transform (LT)	13
2.2.3.2 Codes Raptor	13
2.2.3.3 Codes Strider	14
2.2.3.4 Codes Spinal	15
2.2.4 Poinçonnage	16
2.3 Limites de performance et capacité du canal	16
2.3.1 Information mutuelle	17

2.3.2	Capacité du canal	18
2.4	Codage et modulation adaptatifs	19
2.4.1	Principe de l'ACM	20
2.4.2	Estimation de la qualité du canal	20
2.5	Automatic repeat request (ARQ)	21
2.5.1	Types de ARQ	21
2.5.1.1	Stop and wait	21
2.5.1.2	GO-back-N	22
2.5.1.3	Selective repeat	22
2.5.2	Applications	23
2.6	Hybrid automatic repeat request (HARQ)	23
2.6.1	Types de HARQ	23
2.6.1.1	HARQ type I	23
2.6.1.2	HARQ type II	24
2.6.1.3	HARQ type III	25
2.6.2	Applications	25
2.7	HARQ dans les systèmes terrestres	26
2.7.1	IEEE 802.16-2005	27
2.7.2	IEEE 802.16m	27
2.7.3	3GPP Long Term Evolution (Release 8)	28
2.7.4	3GPP Long Term Evolution - Advanced	28
2.8	Conclusion	29
3	Méthode de fiabilisation basée sur l'HARQ statique pour les services tolérants au délai dans les communications par satellite	31
3.1	Introduction	32
3.2	Description de la méthode proposée	33
3.2.1	Principe	33
3.2.2	Délai maximal théorique et nombre de transmissions autorisé	34
3.2.3	Probabilité de décodage à chaque transmission	35
3.2.4	Efficacité	36
3.2.5	Information mutuelle accumulée	37
3.2.5.1	Calcul de $IM_{requis}^{(j+1)}$	39
3.2.5.2	Calcul de $IM_{acc}^{(j)}$	41
3.2.6	Optimisation de probabilités de décodage	42
3.2.6.1	Principe	42
3.2.6.2	Algorithme d'optimisation	44
3.2.7	Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation proposée	44
3.2.8	Exemple de calcul	45
3.3	Évaluation de performance	47
3.3.1	Paramètres système	47
3.3.2	Outil de simulation	48

3.3.3	Comparaison de la méthode proposée avec d'autres schémas HARQ . . .	49
3.3.3.1	Environnement open	50
3.3.3.2	Environnement suburbain	55
3.3.3.3	Environnement ITS	57
3.3.4	Discussion	61
3.4	Conclusion	63
4	HARQ adaptatif pour les services tolérants au délai dans les communications par satellite	65
4.1	Introduction	66
4.2	Description de la méthode proposée	66
4.2.1	HARQ adaptatif pour les services tolérants au délai	67
4.2.2	Optimisation de probabilités de décodage	69
4.2.3	Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation adaptative proposée . . .	71
4.2.4	Exemple de calcul	71
4.3	Évaluation de performance	73
4.3.1	Comparaison de la méthode adaptative proposée avec L'HARQ statique et d'autres schémas	74
4.3.1.1	Environnement open	75
4.3.1.2	Environnement suburbain	77
4.3.1.3	Environnement ITS	78
4.3.2	Discussion	79
4.4	Conclusion	80
5	Structure de trame et encapsulation et leur impact sur la performance de techniques de fiabilisation proposées	81
5.1	Introduction	82
5.2	Le Standard DVB-RCS+M	82
5.2.1	Mode d'adaptation	82
5.2.2	L'adaptation de flux	83
5.2.3	Codes correcteurs d'erreurs	83
5.2.4	Modulation	83
5.2.5	Tramage au niveau couche physique	84
5.3	Structure de trame et encapsulation dans le cadre des méthodes HARQ proposées	85
5.3.1	Fragmentation et encapsulation	85
5.3.2	Structure de trame couche physique et codage	85
5.3.3	Mécanisme d'agrégation de plusieurs mots de code	87
5.4	Évaluation de performance	88
5.4.1	Résultats	90
5.4.2	Discussion	90
5.5	Conclusion	97

6 Conclusion et perspectives	99
6.1 Résumé des contributions	100
6.2 Perspectives	101
6.3 Publications	102
Bibliographie	103

Table des figures

2.1	Modèle du canal AWGN	7
2.2	Les trois taux de variation du signal reçu	8
2.3	Codeur d'un turbocode	10
2.4	Exemple de codeur convolutif	11
2.5	Représentation graphique d'un code LDPC	12
2.6	Code Strider de bout en bout [1]	15
2.7	Schéma du codeur de codes Spinal [2]	16
2.8	Diagramme de Venn pour diverses mesures d'information liées à des variables corrélées X et Y.	17
2.9	Limites de Shannon	19
2.10	Go-back-N ARQ	22
2.11	Selective Repeat ARQ	23
2.12	Chase combining HARQ	24
2.13	Incremental redundancy HARQ	24
2.14	HARQ type III	25
2.15	Mémoire tampon circulaire.	29
2.16	Quatre versions différentes de débit d'un bloc de code donné peuvent être produites en faisant varier le paramètre RV.	29
3.1	Traces du canal LMS en bande S pour différents types d'environnement avec une vitesse de terminal mobile 60 Km/h	32
3.2	Selective Repeat ARQ	35
3.3	Incremental redundancy HARQ	35
3.4	Nombres de bits à envoyer à chaque transmission, dans le cas où un maximum de 4 transmissions est autorisé	36
3.5	Exemple de calcul de IM_{cible} en utilisant la courbe de performance du code considéré et la courbe de l'information mutuelle (modulation QPSK).	37
3.6	Exemple d'une fonction de répartition inverse des coefficients d'atténuation du canal LMS	40

3.7	La fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS	40
3.8	La fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu et les différentes zones qui correspondent aux probabilités définies à chaque transmission	42
3.9	Procédures mises en œuvre par l'émetteur et le récepteur	46
3.10	Exemple numérique du calcul de nombres de bits à envoyer (Environnement ITS, $E_s/N_0 = 7$ dB, Turbo code (8920,1/6), trois transmissions maximales, $WER_{cible} = 10^{-4}$).	47
3.11	Les courbes d'efficacité obtenues avec l'équation théorique et les simulations (Environnement open).	49
3.12	Efficacité obtenue dans l'environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	51
3.13	Délai moyen obtenu dans l'environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	52
3.14	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l'environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	52
3.15	Comparaison de l'efficacité obtenue dans l'environnement open avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	53
3.16	Zoom sur les différentes courbes d'efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10$ dB.	54
3.17	Comparaison de délais obtenus dans l'environnement open avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	54
3.18	Efficacité obtenue dans l'environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	56
3.19	Délai moyen obtenu dans l'environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	56
3.20	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l'environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	57
3.21	Comparaison de l'efficacité obtenue dans l'environnement suburban avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	58
3.22	Zoom sur les différentes courbes d'efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10$ dB.	58
3.23	Comparaison de délais obtenus dans l'environnement suburban avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	59
3.24	Efficacité obtenue dans l'environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	60
3.25	Délai moyen obtenu dans l'environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	60
3.26	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l'environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	61

3.27	Pourcentage de mots de code décodés avec succès obtenu à la fin de la communication dans l'environnement ITS avec les différents schémas HARQ considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	61
3.28	Comparaison de l'efficacité obtenue dans l'environnement ITS avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 . . .	62
3.29	Zoom sur les différentes courbes d'efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10dB$	63
3.30	Comparaison de délais obtenus dans l'environnement ITS avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0	63
4.1	Procédures mises en œuvre par l'émetteur et le récepteur dans le cas adaptatif	72
4.2	Exemple numérique sur le calcul de nombres de bits à envoyer (Environnement ITS, $E_s/N_0 = 7$ dB, Turbo code (8920, 1/6), trois transmissions maximales, $WER_{cible} = 10^{-4}$).	73
4.3	Efficacité obtenue dans l'environnement open.	76
4.4	Délais moyens obtenus dans l'environnement open.	76
4.5	Efficacité obtenue dans l'environnement suburbain.	78
4.6	Délais moyens obtenus dans l'environnement suburbain.	78
4.7	Efficacité obtenue dans l'environnement ITS.	79
4.8	Délais moyens obtenus dans l'environnement ITS.	80
5.1	Format de flux à la sortie de l'adaptateur de mode	83
5.2	Format de BBFRAME à la sortie de l'adaptateur de flux	83
5.3	Format des données avant entrelacement de bits	84
5.4	Structure de PLFrame (DVB-RCS+M)	84
5.5	Encapsulation et encodage	86
5.6	Exemple d'encapsulation et d'encodage pour un message (IP) de 50 octets . .	87
5.7	Mécanisme d'agrégation de plusieurs mots de code(méthode adaptative) . . .	89
5.8	Courbes de performance de différents codes considérés pour une modulation QPSK.	91
5.9	Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 50 octets.	91
5.10	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 50 octets.	92
5.11	Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 500 octets.	92
5.12	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 500 octets.	93

5.13	Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 1500 octets.	93
5.14	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 1500 octets.	94
5.15	Efficacité obtenue avec les méthodes considérées en utilisant les codes (4040,1/6) et (3040,1/6), et trames à petite taille, pour des messages IP de taille 1500 octets	95
5.16	Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les méthodes considérées en utilisant les codes (4040,1/6) et (3040,1/6), et trames à petite taille, pour des messages IP de taille 1500 octets	96
5.17	Efficacité obtenue avec la méthode adaptative en considérant le code (4040,1/6) et trames à petite et grande taille, pour des messages IP de taille 1500 octets . .	97

Liste des tableaux

2.1	Moyennes de paramètres (en dB) du modèle de Loo pour les différents états et différents angles d'élévation	9
2.2	Les différents MODCOD possibles dans DVB-S2	21
3.1	Tableau de probabilités de décodage à chaque transmission, avec un maximum de N_{trans} transmissions autorisées	36
3.2	Un exemple de tableau contenant les différentes combinaisons de services cibles et types d'environnement ainsi que les nombres de bits optimaux correspondants	44
3.3	Les valeurs de probabilités considérées pour comparer l'efficacité théorique avec celle obtenue par simulations.	49
3.4	Les valeurs de probabilités optimales trouvées avec l'algorithme d'optimisation pour l'environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	51
3.5	Probabilités considérées pour l'environnement open.	53
3.6	Les valeurs de probabilités optimales trouvées avec l'algorithme d'optimisation pour l'environnement Suburban et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	55
3.7	Probabilités considérées pour l'environnement suburban.	57
3.8	Valeurs de probabilités optimales trouvées avec l'algorithme d'optimisation pour l'environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	59
3.9	Probabilités considérées pour l'environnement ITS.	62
4.1	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ statique pour l'environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	75
4.2	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ adaptatif pour l'environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	75
4.3	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ statique pour l'environnement suburban et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	77
4.4	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ adaptatif pour l'environnement suburban et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	77

4.5	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ statique pour l'environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	79
4.6	Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ adaptatif pour l'environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.	79
5.1	Paramètres d'encapsulation, de codage et de tramage	85
5.2	Tailles de trame, codes et overhead considérés pour différentes tailles de message IP	90

Chapitre **1**

Introduction

Sommaire

1.1 Contexte de la thèse	2
1.2 Contributions	3
1.3 Organisation	4

1.1 Contexte de la thèse

L'évolution de deux technologies, missiles et micro-ondes, après la Deuxième Guerre Mondiale, a donné naissance aux systèmes de communications par satellite¹. Cette époque a commencé avec le lancement du premier satellite artificiel (Sputnik) en 1957. Suite à ce lancement, plusieurs satellites ont été lancés. Nous pouvons citer par exemple le premier satellite géostationnaire SYNCOM lancé en 1963. INTELSAT (ou Early Bird) était le premier satellite géostationnaire commercial lancé en 1965 et qui a inauguré la longue série INTELSATs.

Le développement des techniques micro-ondes a permis la réalisation des antennes multi-faisceaux dont les faisceaux s'adaptent à la forme des continents, ainsi que la réutilisation de fréquence d'un faisceau à un autre et l'incorporation des amplificateurs de transmission à puissance plus élevée.

Les systèmes de communication par satellite ont été conçus originellement pour permettre les communications entre deux points, de manière similaire aux communications filaires. L'étalement de la couverture de satellite a été utilisé pour installer des liens à longue distance, ce qui a permis à Early Bird d'établir des liens entre deux stations installées sur les cotés opposés de l'Océan Atlantique.

L'augmentation de la taille et de la puissance des satellites a eu comme conséquence la réduction des tailles des stations terrestres et par suite la réduction de leur coût, ce qui a abouti à une croissance du nombre de stations. Cette croissance a rendu possible la transmission ou réception de signaux de diffusion (en anglais, Broadcast). La transmission dans ce cas peut être d'un seul émetteur vers plusieurs récepteurs distribués sur une zone large, ou inversement de plusieurs stations vers une seule station centrale, souvent appelée Hub. Plusieurs standards de diffusion par satellite ont été définis, parmi lesquels le standard Digital Video Broadcasting by Satellite (DVB-S) développé en 1991 et sa deuxième génération DVB-S2 et l'extension optionnelle DVB-S2X qui ont été standardisées par l'institut européen de standard télécommunication (en anglais, European Telecommunication Standard Institute-ETSI).

Les satellites ne peuvent pas être en compétition avec les systèmes terrestres, comme l'ADSL (en anglais, Asymmetric Digital Subscriber Line), pour délivrer les services d'internet et de téléphonie dans les zones à haute densité de population. En revanche, les satellites complètent les réseaux terrestres aux alentours des villes et dans les zones rurales quand la distance vers le routeur téléphonique est très longue. Les communications par satellite sont aussi utiles dans les déserts et l'océan.

Les satellites sont aussi efficaces pour les communications mobiles. La série INMARSAT a fourni, depuis la fin des années 1970, les services de signal de détresse ainsi que les services de téléphonie et de données mobiles pour les bateaux et les avions et plus récemment pour les stations terrestres portables (Mini M ou Satphone). Les communications mobiles personnelles utilisant les téléphones cellulaires sont disponibles à partir des constellations de satellites non-géostationnaires comme Globalstar et Iridium, ainsi qu'à partir des satellites géostationnaires comme INMARSAT 4, ACES et THURAYA.

Pour une communication par satellite, l'un des problèmes principaux est le délai de transmission (500 ms pour un aller-retour entre l'émetteur et le récepteur via un satellite

1. L'historique qui suit est inspiré de [3]

géostationnaire par exemple). Ce délai introduit une désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Ceci réduit par exemple significativement les performances globales du protocole de transport TCP qui limite automatiquement son débit même si une partie de la bande passante est disponible. Les erreurs de transmission sont un autre problème dans les communications par satellite vers les mobiles. L'objectif de cette thèse est de proposer un mécanisme qui assure la fiabilité des communications et qui optimise l'utilisation de la bande passante tout en fournissant un service approprié aux applications.

1.2 Contributions

Dans cette thèse nous proposons un mécanisme qui assure la fiabilité des communications par satellite en optimisant l'utilisation de la bande passante. Nous nous intéressons dans notre étude au cas de canaux difficiles (les canaux mobiles par exemple) qui sont caractérisés par le changement rapide de leur état et les très fortes atténuations. Les services cibles de ce mécanisme sont ceux qui acceptent un délai maximal pour la réception de messages envoyés. Nous les appelons services tolérants au délai. Par délai de réception de message, nous entendons le temps entre la transmission de message par l'émetteur et la bonne réception par le récepteur qui lui permet de passer le message aux couches hautes. Ce temps comprend les différentes retransmissions effectuées avant que le message ne soit correctement reçu. Le protocole HARQ (en anglais, Hybrid Automatic Repeat reQuest) est reconnu pour sa capacité à atteindre le meilleur compromis fiabilité/débit. Cependant, ce mécanisme, qui est désormais utilisé dans la plupart des standards terrestres, doit être optimisé pour pouvoir être utilisé sur un lien satellite. HARQ utilise les codes correcteurs d'erreurs avec le mécanisme ARQ. Il consiste à envoyer, à chaque fois que le récepteur reçoit un message, un acquittement (positif ou négatif) informant l'émetteur si le message a été correctement reçu ou non.

Dans la première contribution, nous proposons une méthode de fiabilisation basée sur le protocole HARQ statique dans le contexte des communications par satellite. Nous considérons l'HARQ type-II qui est aussi appelé IR (en anglais, Incremental Redundancy) où l'émetteur ne transmet pas le message ou le mot de code (la sortie de l'encodeur qui contient les bits utiles et les bits de redondances) tout entier dès la première transmission. À chaque fois que l'émetteur reçoit un acquittement négatif, il transmet des bits de redondances supplémentaires de façon incrémentale. À partir de la connaissance de la distribution statistique du canal, la méthode proposée définit la probabilité de décodage voulue à chaque transmission. Elle calcule à l'avance le nombre de bits à envoyer à chaque transmission en utilisant la probabilité de décodage et la notion d'information mutuelle. Ensuite, nous proposons un algorithme d'optimisation de valeurs de probabilités à définir. L'objectif est d'améliorer l'efficacité d'utilisation de la bande passante tout en respectant les contraintes de délai requises par le service.

Notre deuxième contribution est l'introduction d'une version adaptative de la méthode statique proposée. HARQ dans cette proposition n'est plus statique, c'est à dire que le nombre de bits à envoyer à chaque transmission n'est pas fixé à l'avance. La méthode HARQ adaptative que nous proposons s'adapte aux variations du canal à chaque transmission. Elle calcule à chaque fois le nombre de bits nécessaire pour décoder à la prochaine transmission avec une probabilité de décodage prédéfinie, en utilisant la quantité d'information mutuelle reçue

pendant les transmissions précédentes. Ces valeurs de probabilités de décodage sont calculées à l'aide de l'algorithme d'optimisation que nous modifions pour intégrer la version adaptative.

Dans la dernière partie de la thèse, nous proposons un format de trame pour une couche physique avec des tailles définies et nous évaluons la performance de nos propositions en faisant varier les paramètres du système. Nous présentons nos propres considérations et nous évaluons la performance des différentes méthodes proposées. L'objectif est de trouver l'ordre de grandeur des tailles de trames et également de définir la stratégie de transmission à adopter par l'émetteur.

1.3 Organisation

Cette thèse est organisée comme suit :

- le Chapitre 2 présente un état de l'art ;
- le Chapitre 3 propose une méthode de fiabilisation basée sur l'HARQ statique pour les services tolérants au délai ;
- le Chapitre 4 introduit une version adaptative de la méthode proposée ;
- le Chapitre 5 propose une structure de trame pour une couche physique implémentant les mécanismes proposés et montre la performance de ces mécanismes avec ces considérations ;
- le Chapitre 6 tire les conclusions de cette thèse et propose des perspectives.

Chapitre 2

Etat de l'art

Sommaire

2.1 Canal	6
2.1.1 Canal Gaussien	6
2.1.2 Canal Land Mobile Satellite (LMS)	7
2.2 Codes correcteurs d'erreurs	9
2.2.1 Turbocodes	10
2.2.2 Codes LDPC	11
2.2.3 Codes Fontaine	13
2.2.4 Poinçonnage	16
2.3 Limites de performance et capacité du canal	16
2.3.1 Information mutuelle	17
2.3.2 Capacité du canal	18
2.4 Codage et modulation adaptatifs	19
2.4.1 Principe de l'ACM	20
2.4.2 Estimation de la qualité du canal	20
2.5 Automatic repeat request (ARQ)	21
2.5.1 Types de ARQ	21
2.5.2 Applications	23
2.6 Hybrid automatic repeat request (HARQ)	23
2.6.1 Types de HARQ	23
2.6.2 Applications	25
2.7 HARQ dans les systèmes terrestres	26
2.7.1 IEEE 802.16-2005	27
2.7.2 IEEE 802.16m	27
2.7.3 3GPP Long Term Evolution (Release 8)	28
2.7.4 3GPP Long Term Evolution - Advanced	28
2.8 Conclusion	29

La fiabilité et l'efficacité sont les deux problématiques principales abordées dans le cadre de cette thèse. Ce chapitre a pour but de présenter différentes techniques qui assurent la fiabilité et améliorent l'utilisation du canal et les applications dans les systèmes réels. Mais avant d'expliquer ces techniques, nous présenterons plusieurs types de canaux, leurs modèles ainsi que quelques notions de bases qui les caractérisent.

2.1 Canal

Un canal est un milieu quelconque où des symboles sont propagés entre un ou plusieurs émetteurs et un ou plusieurs récepteurs. Dans ce qui suit, nous présenterons deux types de canaux utilisés dans des contextes différents dans les communications par satellite : le canal gaussien et le canal Land Mobile Satellite.

2.1.1 Canal Gaussien

Dans la théorie des communications, il est souvent supposé que les signaux transmis sont affectés par un bruit donné. Le bruit le plus commun est le bruit blanc gaussien additif. Dans ce cas, on a ce qu'on appelle un Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (en anglais, Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel). Comme son nom l'indique, ce bruit possède les caractéristiques suivantes :

- Additif : il est ajouté à n'importe quel bruit qui pourrait être intrinsèque au système d'information.
- Blanc : il a une puissance uniforme sur toute la bande de fréquences pour le système d'information.
- Gaussien : il a une distribution normale dans le domaine temporel d'une valeur moyenne égale à zéro.

Même si dans la réalité, le bruit est généralement plus complexe, ce modèle est très couramment utilisé. Notons qu'il ne tient pas compte de la sélectivité en fréquence, des non-linéarités ou de la dispersion. Le canal AWGN est un bon modèle pour beaucoup des liens satellitaires des services fixes et les communications spatiales profondes (en anglais, Deep Space Communications). Le canal AWGN est souvent utilisé comme un modèle de canal dans lequel la seule déficience est une addition linéaire à large bande ou un bruit blanc avec une densité spectrale constante et une amplitude qui régit une distribution gaussienne.

Dans les communications numériques, un signal peut être représenté par une variable aléatoire continue Y . Cette valeur peut être décomposée en deux parties :

$$Y = X + Z \tag{2.1}$$

où X est la composante porteuse de l'information et Z est la composante du bruit.

Le canal Gaussien peut être défini comme étant un canal à temps discret avec entrée X et sortie Y (2.1), dont Z a une distribution Normale de variance N_0 , $Z \in N(0, N_0)$.

Si on considère P la puissance moyenne maximale du canal, on a une contrainte sur les entrées du canal qui nécessitent que pour un mot de code donné (x_1, x_2, \dots, x_k) transmis sur le

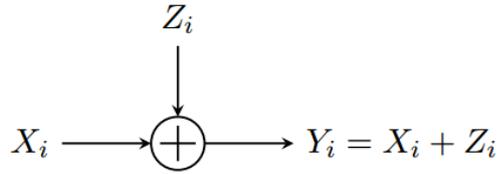


FIGURE 2.1 – Modèle du canal AWGN

canal, on a :

$$\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i^2 \leq P \quad (2.2)$$

2.1.2 Canal Land Mobile Satellite (LMS)

Comme son nom l'indique, le canal Land Mobile Satellite (LMS) [4] concerne les communications mobiles par satellite. Pour ce type de canal, les modèles fournissant uniquement des fonctions de répartition (en anglais, Cumulative Distribution Function (CDF)) ne sont pas suffisants. Il y a beaucoup de différences entre la propagation sur une liaison terrestre et sur une liaison satellitaire. Contrairement au cas terrestre, où les angles d'élévation utilisés sont relativement faibles ($<5^\circ$), le cas LMS comprend une large gamme d'angles d'élévation, surtout si des satellites non géostationnaires sont utilisés. Une autre différence est que les polarisations circulaires sont utilisées au lieu de polarisations linéaires pour surmonter les effets de l'ionosphère.

Le canal LMS peut présenter des différences importantes en fonction de l'angle d'élévation et de l'environnement dans lequel le terminal mobile est situé. Si des satellites sur l'orbite géostationnaire (GEO) sont utilisés, on trouve des angles d'élévation relativement faibles. D'autres orbites tels que l'orbite basse (Low Earth Orbit-LEO), médium (Medium Earth Orbit-MEO) ou haute (High Earth Orbit -HEO) fournissent des angles d'élévation plus élevés pour les transmissions mobiles satellitaires. Cela rend les choses plus faciles à surmonter pour les effets d'ombre (en anglais, Shadowing effects) causés par les caractéristiques artificielles et/ou naturelles autour du mobile.

En outre, le type d'environnement dans lequel le mobile évolue change considérablement les caractéristiques du canal qui affectent le signal transmis. Plusieurs catégories d'environnement ont été traditionnellement employés pour la planification des systèmes cellulaires terrestres (qui peut également être utilisé pour des applications de planification LMS) : urbains, suburbains, ruraux, ouvert, etc. On peut aussi citer d'autres types d'environnement tels que Intermediate Tree Shadow (ITS) et Heavy Tree Shadow (HTS).

Une modélisation de référence du canal LMS est basée sur une chaîne de Markov à trois états. Ces états représentent les conditions d'ombrage (shadowing conditions) suivantes [4] :

- État 1 : événements de ligne de vue (en anglais, line of sight (LOS))
- État 2 : événements d'ombrage modérés

- État 3 : événements d'ombrage profonds

Ce modèle considère que les variations du signal dans chaque état (cités ci-dessus) suivent la distribution de Loo [5]. On peut distinguer trois types de variations (Figure 2.2 [6]) :

- Variations très lentes
- Variations lentes
- Variations rapides

Les variations très lentes correspondent à des événements d'ombrage (shadowing events) causés par des caractéristiques simples ou groupées : arbres, maisons, Les variations lentes sont causées par les non-uniformité des obstacles, par exemple, différentes densités de branches dans un groupe d'arbres. Les variations rapides sont causées par les trajets multiples. Le modèle suppose que les variations lentes et très lentes décrivent le comportement du signal direct seul, tandis que les variations rapides décrivent la composante de trajets multiples.

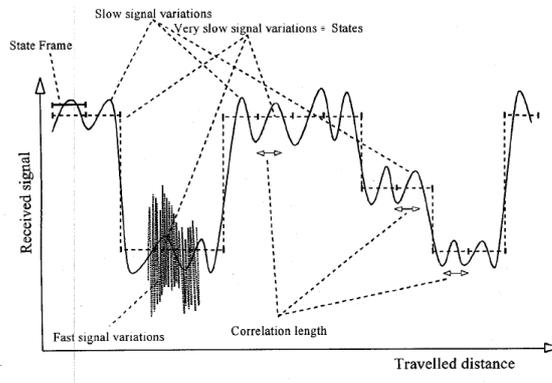


FIGURE 2.2 – Les trois taux de variation du signal reçu

Distribution de Loo

La distribution de Loo considère que le signal reçu est composé de la somme des deux composantes, le signal direct et les trajets multiples. Le signal direct est supposé avoir une distribution log-normale avec une moyenne α (dB) et un écart type Ψ (dB), tandis que la composante de trajets multiples est caractérisée par sa puissance moyenne MP (dB). L'expression de la densité de probabilité de la distribution de Loo est représentée dans l'équation suivante :

$$p(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp \left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0} - \frac{r^2 + z^2}{2b_0} \right] I_0 \left(\frac{rz}{b_0} \right) dz \quad (2.3)$$

où b_0 décrit la puissance de la composante des trajets multiples, d_0 décrit la variance du signal direct et μ sa valeur moyenne. Les valeurs de α et MP ont comme référence le niveau de la ligne de vision qui correspond à $LOS \equiv 0$ dB. Les expressions de ces nouvelles variables sont données par :

$$\alpha = 20 \log_{10}(e^{\mu})$$

$$\Psi = 20 \log_{10}(e^{\sqrt{d_0}})$$

$$MP = 10 \log_{10}(2b_0).$$

Les moyennes de différents paramètres (α , l'atténuation du signal direct en dB , Ψ , l'écart type du signal direct en dB , et MP , la puissance moyenne de trajets multiples, également en dB) du modèle de Loo pour les différents états et différents angles d'élévation sont donnés dans le tableau (2.1) [4].

Environnement	Élévation	LOS			Ombrage modéré			Ombrage profond		
		α	Ψ	MP	α	Ψ	MP	α	Ψ	MP
Open	40°	0.1	0.37	-22.0	-1.0	0.5	-22.0	-2.25	0.13	-21.2
	60°	0.0	0.12	-24.9	-0.7	0.12	-26.1	-1.4	0.25	-23.1
	70°	-0.1	0.25	-22.5	-0.5	0.28	-24.5	-0.75	0.37	-23.24
	80°	0.1	0.16	-22.4	-0.4	0.15	-23.5	-0.72	0.27	-22.0
Suburban	40°	-1.0	0.5	-13.0	-3.7	0.98	-12.2	-15.0	5.9	-13.0
	60°	-0.3	0.91	-15.7	-2.0	0.5	-13.0	-3.8	0.34	-13.2
	70°	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	80°	-0.4	0.58	-13.7	-2.5	0.2	-16.0	-4.25	3.0	-25.0
Intermediate tree shadow	40°	-0.4	1.5	-13.2	-8.2	3.9	-12.7	-17.0	3.14	-10.0
	60°	-0.2	0.75	-14.0	-3.1	1.9	-15.5	-	-	-
	70°	-0.8	0.75	-10.0	-3.3	1.1	-10.75	-7.7	2.9	-10.2
	80°	-0.6	1.87	-9.25	-2.5	1.55	-10.0	-4.6	2.0	-13.4
Heavy tree shadow	40°	-	-	-	-10.1	2.25	-10.0	-19.0	4.0	-10.0
	60°	-	-	-	-7.7	4.0	-10.1	-10.8	2.7	-10.0
	70°	-	-	-	-4.5	4.6	-12.1	-7.5	2.0	-7.0
	80°	-0.9	3.0	-9.1	-3.1	3.4	-9.0	-8.0	5.0	-7.0
Urbain	40°	-0.3	0.73	-15.9	-8.0	-4.5	-19.2	-24.4	4.5	-19.0
	60°	-0.35	0.26	-16.0	-6.3	1.4	-13.0	-15.2	5.0	-24.8
	70°	-0.5	1.0	-19.0	-5.6	1.2	-10.0	-12.3	4.1	-16.0
	80°	-0.25	0.87	-21.7	-6.6	2.3	-13.0	-11.0	8.75	-24.2

Tableau 2.1 – Moyennes de paramètres (en dB) du modèle de Loo pour les différents états et différents angles d'élévation

2.2 Codes correcteurs d'erreurs

Les codes correcteurs d'erreurs peuvent être utilisés pour assurer la fiabilité de la communication, dans les cas où le canal introduit une forte perte sur le signal transmis. Les codes correcteurs d'erreurs consistent à ajouter des bits de redondance aux bits d'information à transmettre. Ces bits de redondance servent à protéger le message à transmettre contre les erreurs introduites par le canal. Traditionnellement, les codes étaient rangés en deux grandes

familles, les codes convolutifs et les codes algébriques (encore appelés codes en bloc). Les codes convolutifs sont plutôt utilisés pour la protection de données en flot continu, tandis que les codes algébriques sont plus appropriés pour la protection de blocs de données indépendants les uns des autres.

Dans cette section, nous présenterons les techniques de codage dites "modernes", c'est à dire les turbocodes, les codes LDPC ainsi que certains codes de type "Fontaine". Même si certains de ces codes peuvent utiliser des techniques convolutives, ce sont tous des codes en bloc.

2.2.1 Turbocodes

Les turbocodes sont une classe de codes correcteurs d'erreurs (FEC) à haute performance [7][8]. Ces codes, développés autour de 1990 à 1991 (mais publié en 1993) [9], ont été les premiers codes pratiques qui ont une performance proche du maximum théorique, c'est à dire de la capacité du canal. Les turbocodes trouvent une utilisation dans les communications mobiles : par exemple dans des standards de l'Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) et Long Term Evolution (LTE), dans les communications par satellite : Deep Space Communications et Digital Video Broadcasting - Return Channel via Satellite (DVB-RCS) et Digital Video Broadcasting - Satellite Handheld (DVB-SH) [10][11], ainsi que dans d'autres applications où les concepteurs cherchent à obtenir une transmission d'information fiable sur les liaisons de communication limitées en bande passante ou en latence en présence de bruit.

Les turbocodes sont une concaténation de deux codes convolutifs séparés par un entrelaceur. La structure générale du codeur d'un turbocode est présentée dans la Figure 2.3, avec deux codeurs et un entrelaceur. Les sorties de deux codeurs sont multiplexées avec les données à coder pour avoir comme sortie les données codées.

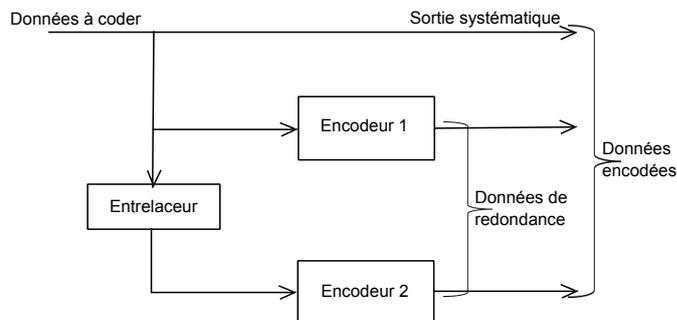


FIGURE 2.3 – Codeur d'un turbocode

Comme indiqué précédemment, les turbocodes sont basés sur des codes convolutifs. C'est en 1955 que Peter Elias introduit la notion de code convolutif [12]. L'exemple de codeur décrit dans la publication est reproduit dans la Figure 2.4. C'est un codeur systématique, dont le message codé contient en même temps le message à transmettre et l'information redondante. Le codeur présenté dans cette figure est conçu avec un registre à décalage de trois éléments mémoire. Le bit de redondance à l'instant i , r_i est le résultat de la somme modulo 2 de la donnée à l'instant i , d_i et des données présentes aux instants précédents $i - 1$ et $i - 3$.

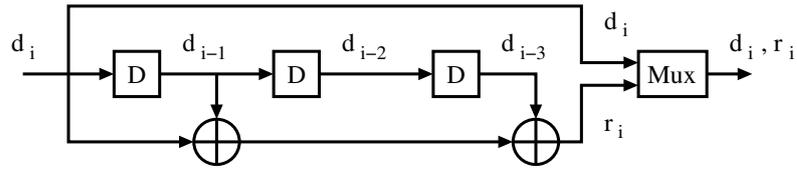


FIGURE 2.4 – Exemple de codeur convolutif

Lorsqu'ils sont utilisés dans un turbocode, les décodeurs des codes convolutifs utilisent la technique Soft-input-Soft-output (SISO). Le décodeur du turbocode utilise les deux décodeurs SISO élémentaires qui s'échangent des informations probabilistes sous la forme de Logarithmes de Rapport de Vraisemblance (LRV). Au niveau du récepteur, les données systématiques et les deux séquences encodées sont passées au décodeur. Dans un premier temps, le décodeur convolutif tente de décoder les diverses entrées. Ensuite, ces données sont renvoyées par l'intermédiaire du trajet de rétroaction à l'autre décodeur après entrelacement. Ce procédé est appliqué de manière itérative entre les deux décodeurs convolutifs. Après quelques itérations, une bonne estimation de bits d'informations est généralement obtenue. Le décodeur SISO a pour objectif l'amélioration de la qualité des LRV à son entrée. Grâce à ce mécanisme de rétroaction (en anglais, feedback), les turbocodes atteignent de performances proches de la capacité de Shannon. Les décodeurs SISO implémentent des algorithmes pour faire l'estimation des LRV, comme l'algorithme Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA) par exemple et Maximum A Posteriori (MAP) qui sont liés à l'algorithme de Viterbi.

2.2.2 Codes LDPC

Les codes LDPC (Low Density Parity Check) appartiennent à la famille de codes en bloc. Ils ont été inventés en 1962 par Gallager [13] dans le cadre de sa thèse. Ils n'ont pas été utilisés pendant 30 ans, mais après l'invention des Turbocodes, ils ont été redécouverts par MacKay et al [14], Wilberg [15] et Sipser et al [16] au milieu des années 90. Ces codes sont construits à partir du code élémentaire le plus simple : le code de parité qui consiste à ajouter un seul bit de redondance à des sous-ensembles de données binaires à transmettre. Le bit est ajouté de telle façon que le nombre de bits qui égalent 1 du sous-ensemble soit pair. Alors, si un sous-ensemble de bits est de longueur n , b_1, b_2, \dots, b_n , vérifient l'équation de parité suivante :

$$\sum_{i=1}^n b_i = 0 \quad (2.4)$$

où \sum dans ce cas est l'addition modulo 2. Le code de parité permet de détecter un nombre impair d'erreurs mais il ne peut pas corriger ces erreurs. Pour pouvoir détecter et corriger d'erreurs, il faut modifier le code en ajoutant plusieurs équations de parité. Considérons par exemple, un code de longueur 7 et $[b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7]$ où les bits de ce mot de code vérifient :

$$\begin{aligned}
b_2 + b_3 + b_5 &= 0, \\
b_1 + b_4 + b_7 &= 0, \\
b_1 + b_3 + b_6 &= 0.
\end{aligned}
\tag{2.5}$$

La représentation matricielle est souvent utilisée pour représenter les contraintes que les mots de code doivent respecter. Les équations de parité de l'équation (2.5) s'écrivent de cette manière :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_H \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice H s'appelle la matrice de parité. Chaque colonne de cette matrice correspond à un bit de mot de code et chaque ligne correspond à une équation de parité. Il y a une troisième possibilité pour représenter les contraintes que doivent respecter les mots de code. Cette possibilité est la représentation sous forme de graphe. La Figure 2.5 montre le graphe associé à la matrice H de notre exemple. On peut distinguer deux types de nœuds dans ce graphe, les nœuds de variable ou bit nodes pour les bits du mot de code et les nœuds de parité ou check nodes pour représenter les équations de parité.

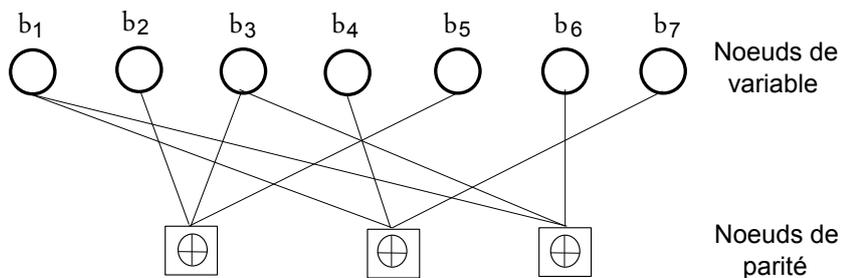


FIGURE 2.5 – Représentation graphique d'un code LDPC

Le terme "faible densité" dans la nomenclature de LDPC vient du fait que la matrice de parité H contient un faible nombre de 1.

Il y a deux sous-classes dans les codes LDPC :

- Les codes LDPC réguliers
- Les codes LDPC irréguliers

On dit qu'un code LDPC est régulier quand la matrice de parité H contient un nombre constant d_c de 1 dans chaque ligne, et un nombre constant d_v de 1 dans chaque colonne.

Les codes irréguliers possèdent plus de degrés de liberté que les codes réguliers. Ils peuvent atteindre des performances meilleures que celles des codes réguliers.

Les codes LDPC sont utilisés dans le standard de radiodiffusion par satellite DVB-S2 (Digital Video Broadcasting - Satellite). On trouve dans [17] une présentation détaillée des codes LDPC de DVB-S2 et de leurs performances sur le canal AWGN.

2.2.3 Codes Fontaine

Les codes Fontaine (aussi connus sous le nom des codes rateless) sont une classe de codes à effacement dont la principale propriété est qu'un nombre de symboles de codage potentiellement illimité peut être généré à partir des symboles source. Les symboles source peuvent idéalement être récupérés à partir de n'importe quel sous-ensemble des symboles de codage de taille égale ou légèrement supérieur au nombre de symboles source. Le terme fontaine ou rateless se réfère au fait que ces codes ne présentent pas un taux de codage fixe. Plusieurs codes peuvent être qualifiés de codes Fontaine (rateless) : Codes Luby Transform, codes Raptor, codes Strider, codes Spinal. Ces différents codes sont présentés dans les paragraphes suivants.

2.2.3.1 Codes Luby Transform (LT)

Les codes Luby Transform (codes LT) sont la première classe de codes Fontaine pratiques. Ils ont été inventés par Michael Luby en 1998 et publiés en 2002 [18]. La caractéristique distinctive des codes LT est qu'ils emploient un algorithme particulièrement simple basé sur le OU exclusif (\oplus) pour coder et décoder le message. Les codes LT sont des codes rateless car l'algorithme de codage peut produire, en principe, un nombre infini de paquets.

Le processus de codage commence par diviser le message en k blocs de longueur à peu près égale. Les paquets codés sont ensuite produits à l'aide d'un générateur de nombres pseudo-aléatoire.

- D'une façon aléatoire, le degré d du prochain paquet est choisi en fonction d'une distribution donnée. La contrainte sur d est $1 \leq d \leq k$.
- d blocs parmi k sont choisis.
- L'encodage du prochain message se fait en réalisant un OU exclusif entre les d blocs choisis.
- Une forme d'un code de détection d'erreur (tel qu'un contrôle de redondance cyclique-CRC) s'applique sur le paquet avant sa transmission.

2.2.3.2 Codes Raptor

Les codes Raptor (**rapide tornado**) sont la première classe connue des codes Fontaine avec encodage et décodage en temps linéaire. Ils ont été inventés par Amin Shokrollahi en 2000/2001 et publiés en 2004 [19]. Les codes Raptor sont une amélioration théorique et pratique significative des codes LT.

Les codes Raptor sont formés par la concaténation de deux codes. Un code à effacement avec un taux de codage fixe, ce taux étant généralement assez élevé, est appliqué comme un "pré-Code" ou "code externe". Ce pré-code peut être lui-même une concaténation de plusieurs codes, par exemple dans le code normalisé par le 3rd Generation Partnership Project (3GPP)

un code de contrôle de parité à haute densité (en anglais, High Density Parity Check) est concaténé avec un code LDPC régulier. Une autre possibilité est la concaténation d'un code de Hamming avec un LDPC.

Le code interne prend en entrée le résultat de l'opération de pré-codage et génère une séquence de symboles de codage. Le code interne est une forme de codes LT. Chaque symbole de codage est le résultat d'un OU exclusif (\oplus) d'un ensemble de symboles de la sortie du pré-code choisis au hasard. Ce nombre de symboles est choisi en fonction d'une distribution de probabilité spécifique.

Les codes Raptor peuvent être systématique ou non-systématique. Dans le cas systématique, les k symboles source à encoder sont inclus dans les données codées. Par contre, pour le cas non-systématique, les k symboles source à encoder sont utilisés uniquement comme entrée pour l'opération de pré-codage.

2.2.3.3 Codes Strider

Les codes Strider (**stripping decoder**)[1] sont une autre classe de codes Fontaine. Ils considèrent un code statique, un deuxième code et une modulation à partir d'une certaine valeur seuil de rapport signal sur bruit (en anglais, signal to noise ration (SNR)), pour le rendre "rateless" (Figure 2.6). Les codes Strider sont basés sur l'idée de la transformation de distance minimale (en anglais, Minimal Distance Transformation (MDT)). MDT prend un nombre de symboles à partir du code statique et les envoie dans un espace différent où la distance minimale entre les deux points les plus proches peut être réglée pour répondre aux exigences du code statique.

Considérons une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) avec le code statique. Une approche simple pour amplifier la distance minimale est de prendre le symbole x , et de le transmettre plusieurs (M) fois, mais en multipliant chaque transmission par un nombre complexe d'amplitude unitaire et une phase aléatoire $r_i = e^{j\theta_i}$ (la puissance d'émission ne change pas). Le récepteur reçoit donc les symboles suivants après que le bruit soit ajouté :

$$\vec{y} = \vec{r}x + \vec{n} \quad (2.6)$$

où \vec{r} est le vecteur de longueur M de nombres complexes aléatoires formés par les coefficients de chaque transmission, et \vec{n} est le vecteur bruit pour les M transmissions.

Pour bien expliquer comment le code Strider procède pour produire le paquet pour la transmission, on suppose qu'à la sortie du code statique on a k blocs de L symboles complexes chacun (qui dépend de la modulation considérée). Le code Strider combine linéairement les k blocs codés pour créer un seul paquet à transmettre. Par exemple, pour créer le premier symbole dans ce paquet on fait le calcul suivant :

$$s_1 = r_1 x_{11} + r_2 x_{21} + \dots + r_k x_{k1} \quad (2.7)$$

où x_{i1} est le premier symbole complexe du $i^{\text{ème}}$ bloc, et r_i est le $i^{\text{ème}}$ coefficient complexe utilisé pour créer la combinaison linéaire. Le calcul est répété avec les mêmes coefficients pour tous les symboles L dans chaque bloc.

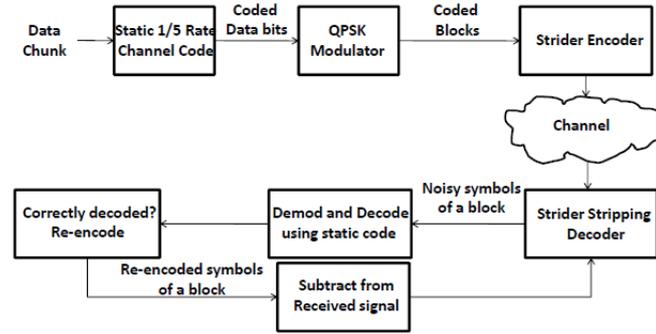


FIGURE 2.6 – Code Strider de bout en bout [1]

Supposons que le récepteur a besoin de M paquets avant de pouvoir décoder les k blocs. On peut exprimer le $i^{\text{ème}}$ symbole de chacun des M paquets reçus de la façon suivante :

$$\vec{y}_i = R\vec{x}_i + \vec{n} \quad (2.8)$$

où \vec{y}_i est un vecteur de longueur M constitué par les symboles en $i^{\text{ème}}$ position dans les paquets reçus, et \vec{x}_i est le vecteur d'entrée de longueur k constitué par les symboles en $i^{\text{ème}}$ position dans les k blocs codés. R est la matrice $M \times k$ comprenant les coefficients utilisés dans la création des combinaisons linéaires pour les M paquets transmis, dont chaque ligne correspond à un paquet reçu. Enfin, \vec{n} est le vecteur bruit.

2.2.3.4 Codes Spinal

Les codes Spinal sont une nouvelle famille de codes rateless, proposés par les chercheurs Perry, Balakrishnan et Shah du MIT en 2011 [2]. Ils appliquent une fonction de hachage aléatoire sur les bits de message à transmettre pour produire des bits pseudo-aléatoires, qui peuvent être directement envoyés sur une constellation Gaussienne ou uniforme pour la transmission.

Le message à l'entrée, M , est divisé en n messages de k bits chacun, $M = m_1 m_2 \dots m_n$. Le codage se fait par une fonction de hachage h et un RNG (random number generator).

$$h : \{0, 1\}^v \times \{0, 1\}^k \rightarrow \{0, 1\}^v \quad (2.9)$$

$$s_i = h(s_{i-1}, m_i)$$

s_i est de dimension v , s_0 doit être connu au niveau de l'émetteur et du récepteur.

La Figure 2.7 présente le schéma du codeur utilisé dans les codes Spinal. Chaque RNG génère une séquence de mots pseudo-aléatoires de c bits $x_{i,j}$ qui sont convertis en symboles de sortie en utilisant une fonction pour la constellation.

$$\begin{aligned}
 \text{RNG} : \{0,1\}^v \times N &\rightarrow \{0,1\}^c \\
 s_i &= h(s_{i-1}, m_i)
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

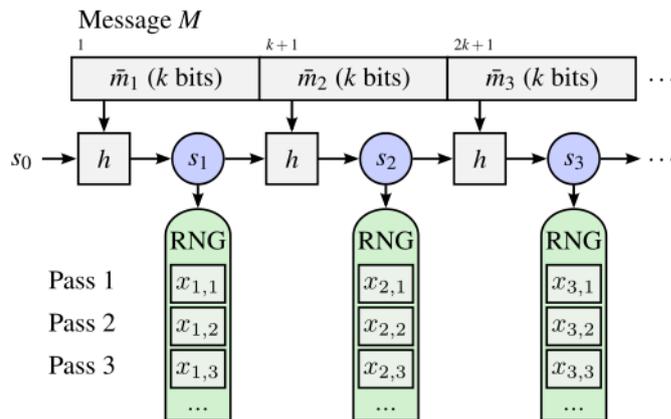


FIGURE 2.7 – Schéma du codeur de codes Spinal [2]

2.2.4 Poinçonnage

Dans la théorie des codes, le poinçonnage (en anglais, puncturing) est le processus consistant à supprimer certains bits de parité après codage avec un code correcteur d'erreurs. Cela a le même effet qu'un encodage avec un code correcteur d'erreur qui a un taux de codage plus élevé, ou moins de redondance. Cependant, avec le poinçonnage le même décodeur peut être utilisé quel que soit le nombre de bits qui ont été poinçonnés. Même si cette opération peut altérer les performances du décodeur, elle augmente la flexibilité du système sans augmenter significativement sa complexité.

Dans certains cas, un motif prédéfini de poinçonnage est utilisé dans un codeur. L'opération inverse, dite dépoinçonnage, est mise en oeuvre par le décodeur.

L'importance du poinçonnage est que dans les cas où l'état du canal est "bon" l'émetteur transmet peu de bits de redondance, tout en assurant la fiabilité et en améliorant l'efficacité d'utilisation de la bande passante que l'émetteur dispose.

Le poinçonnage est utilisé dans la plupart des standards terrestres tels que Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) au cours du processus d'adaptation de débit. Il est également utilisé dans Wi-Fi, General Packet Radio Service (GPRS) et Enhanced Data for Global Evolution (EDGE), ainsi que dans le Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T) et les normes Digital Radio Mondiale (DRM).

2.3 Limites de performance et capacité du canal

Les études qui ont été faites sur les performances des codes ont montré que pour n'importe quel code il y a des limites à la capacité de correction. Les premières valeurs de ces limites ont été découvertes par Claude Shannon (1947-1948). Ces limites dépendent de la taille de mot

de code, du rendement et du type de bruit. Shannon, dans son article [20], montre qu'il est possible d'assurer la fiabilité de communication sur un canal bruité à condition d'utiliser un code avec taux de codage R plus petit que la capacité du canal C .

2.3.1 Information mutuelle

Pour caractériser un canal, il faut tout d'abord calculer l'information mutuelle mesurée en Shannon (Sh). L'information mutuelle est définie comme étant la quantité d'information partagée par le symbole X à l'entrée d'un canal et le symbole correspondant Y à sa sortie. Pour un canal à entrée et sortie discrètes, cette information est donnée par [7] :

$$I(X; Y) = \sum_X \sum_Y \Pr(X, Y) \log_2 \frac{\Pr(X|Y)}{\Pr(X)} = \sum_X \sum_Y \Pr(X, Y) \log_2 \frac{\Pr(X, Y)}{\Pr(X) \Pr(Y)} \quad (2.11)$$

Les sommes dans cette expression sont étendues à toutes les valeurs discrètes que peuvent prendre X et Y dans un alphabet donné. $\Pr(X, Y)$ est la probabilité conjointe de X et de Y , $\Pr(X|Y)$ la probabilité de X conditionnellement à Y . La première égalité définit $I(X; Y)$ comme la quantité d'information moyenne que la connaissance de Y apporte à celle de X .

La caractérisation du canal doit prendre en considération non seulement la mesure de l'information mutuelle mais aussi l'entropie de la source. L'entropie peut être définie comme le nombre de bits nécessaires pour représenter un symbole et il est donné par :

$$H(X) = \sum_X \Pr(X) \log_2(\Pr(X)) \quad (2.12)$$

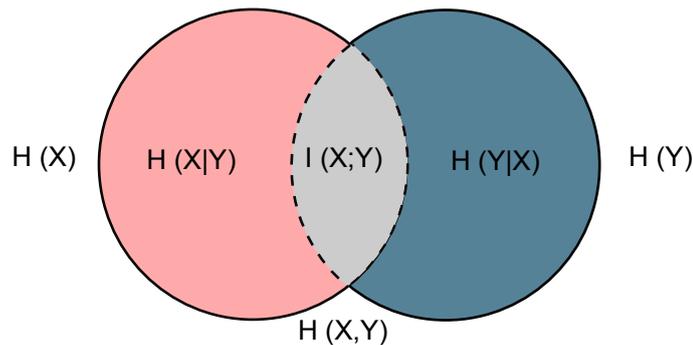


FIGURE 2.8 – Diagramme de Venn pour diverses mesures d'information liées à des variables corrélées X et Y .

La zone correspondant à la réunion des deux cercles est l'entropie conjointe $H(X, Y)$. Le cercle de gauche (rouge et gris) est l'entropie individuelle $H(X)$, la partie rouge de cercle est l'entropie conditionnelle $H(X|Y)$. Le cercle sur la droite (bleu et gris) correspond à l'entropie de Y . La partie bleue est $H(Y|X)$. La zone grise est l'information mutuelle $I(X; Y)$.

2.3.2 Capacité du canal

On définit la capacité d'un canal comme le maximum de l'information mutuelle de ses variables aléatoires d'entrée et de sortie par rapport à toutes les distributions possibles de la variable d'entrée.

$$C = \max_{X,Y} I(X; Y) \quad (2.13)$$

Dans le cas le plus général, l'entrée et la sortie du canal sont des vecteurs de dimension N . Cette dimension dépend du système de modulation. Par exemple $N = 1$ pour une modulation d'amplitude et $N = 2$ pour une modulation de phase à plus de deux états. Lorsque l'entrée et la sortie du canal sont des grandeurs réelles, et non plus des valeurs discrètes, les probabilités sont remplacées par des densités de probabilité et les sommes dans la relation (2.11) deviennent des intégrales. Pour des réalisations x et y des variables aléatoires X et Y , l'information mutuelle peut être écrite de la manière suivante :

$$I(X; Y) = \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty}}_{2N \text{ fois}} p(x) p(y|x) \log_2 \frac{p(y|x)}{p(y)} dx dy \quad (2.14)$$

L'équation (2.14) est valable pour tous les types d'entrées, continues et discrètes, de dimension N quelconque. Le maximum de cette équation est atteint pour des entrées équiprobables, pour lesquelles on a :

$$p(y) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M p(y|x_i) \quad (2.15)$$

où M est l'ordre de la modulation. La capacité C peut alors être écrite sous la forme suivante [7] :

$$C = \log_2(M) - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty}}_{N \text{ fois}} p(y|x_i) \log_2 \left(\frac{\sum_{j=1}^M p(y|x_j)}{p(y|x_i)} \right) dy \quad (2.16)$$

L'équation (2.16) peut être écrite sous d'autres formes particulières, en fonction du type de bruit sur le canal, du type d'entrée et de sortie (continues ou discrètes) et de la modulation utilisée.

Capacité d'un canal gaussien à entrée discrète

Prenons le cas où l'entrée du canal est discrète, notée $x = x_i$, $i = 1, \dots, M$. Les entrées x_i appartiennent à un ensemble de M valeurs discrètes et sont de dimension N , soit $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN}]$. Pour un bruit de variance $N_0/2$, la probabilité de transition du canal gaussien

est donnée par :

$$p(y|x_i) = \prod_{n=1}^N p(y_n|x_{in}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{(y_n - x_{in})^2}{N_0}\right) \quad (2.17)$$

Supposons que les entrées prennent les M valeurs possibles d'une façon équiprobable. On définit d_{ij} , un vecteur de dimension N qui correspond à la distance entre les symboles x_i et x_j , donné par : $d_{ij} = (x_i - x_j)/\sqrt{N_0}$. En utilisant (2.16), on peut déduire la capacité du canal gaussien à entrée discrète, pour tout type de modulation :

$$C = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{i=1}^M \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty}}_{N \text{ fois}} \exp(-|t|^2) \log_2 \left[\sum_{j=1}^M \exp(-2td_{ij} - |d_{ij}|^2) \right] \quad (2.18)$$

où t est un vecteur d'intégration de dimension N et C est exprimée en bit/symbole. La Figure 2.9 montre les limites de Shannon pour différentes modulations.

d_{ij} augmente quand le rapport signal sur bruit augmente (N_0 diminue) et la capacité tend vers $\log_2(M)$.

Pour le calcul final, on exprime d_{ij} en fonction de E_b/N_0 selon la modulation.

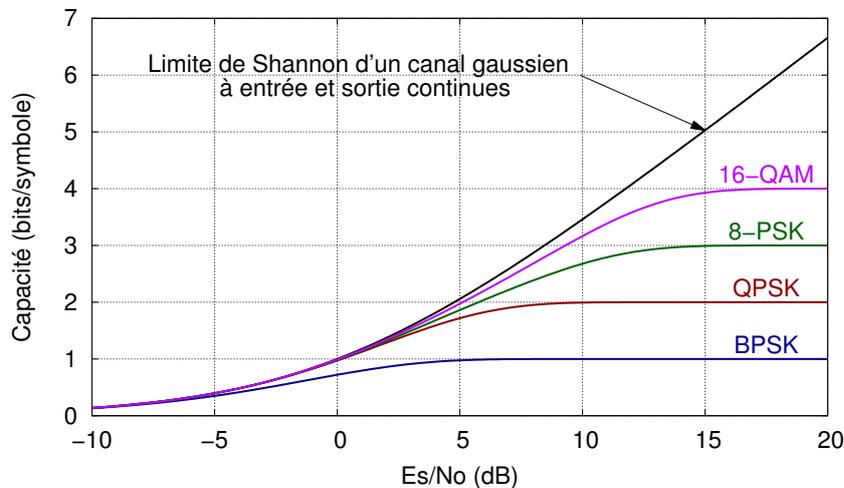


FIGURE 2.9 – Limites de Shannon

2.4 Codage et modulation adaptatifs

Le codage et modulation adaptatifs (adaptive coding and modulation-ACM) est une technique de codage/modulation qui s'adapte au canal. Elle consiste à adapter les codes correcteurs d'erreurs et les modulations utilisés en fonction de la qualité du canal. La qualité du signal reçue par le récepteur peut dépendre de plusieurs facteurs, la météo (par exemple la pluie), les changements de niveau de l'onde radio (en anglais, Radio Frequency (RF)), les

interférences ou la position du récepteur.

2.4.1 Principe de l'ACM

Afin d'améliorer la capacité du système, dont les canaux sont variables dans le temps tout en maintenant un "taux d'erreur binaire" (TEB) prévisible, l'ordre de modulation ainsi que le FEC sont modifiés par ajustement du taux de codage en fonction des variations de la qualité du canal de transmission. Dans le cas d'une atténuation élevée par exemple, soit un SNR (rapport signal sur bruit) faible, la taille de la constellation de la modulation est réduite, ce qui permet d'obtenir une transmission plus robuste. Réciproquement, en période d'atténuation faible ou de gain élevé, la taille de la constellation de la modulation est augmentée pour permettre un accroissement du débit tout en maintenant une faible probabilité d'erreur.

Par exemple, prenons le cas où les modulations disponibles sont le QPSK et le 16-QAM. Dans le cas où le canal est "bon", on utilisera la modulation 16-QAM, qui offre un meilleur débit mais une plus faible robustesse. Par contre, si le canal est dégradé, on utilisera la modulation QPSK, qui offre un débit plus faible, mais qui est plus robuste.

Également, pour le choix de taux de codage à utiliser l'émetteur adapte le taux de codage en fonction de l'état du canal. Dans le cas où le canal est "bon", l'émetteur diminue le nombre de bits de redondance, ce qui correspond à une augmentation du taux de codage. Par contre, quand l'état du canal se dégrade, l'émetteur augmente le nombre de bits de redondance en diminuant le taux de codage.

Traditionnellement, les systèmes Code Division Multiple Access (CDMA) ont utilisé la méthode de contrôle de puissance rapide (en anglais, fast power control) pour l'adaptation de lien. Plus tard, l'ACM a offert une méthode alternative d'adaptation de lien qui permet d'augmenter la capacité globale du système. Avec l'ACM, la puissance du signal d'émission est maintenue constante sur un intervalle de trame, et le format de modulation et de codage est modifié pour correspondre aux conditions de qualité du signal ou au canal actuels.

Une bonne performance de la méthode ACM nécessite une estimation précise de la qualité du canal à la réception et un chemin fiable de rétroaction entre cet estimateur et l'émetteur vers lequel le récepteur renvoie l'information de l'état de canal (en anglais, Channel State Information (CSI)).

2.4.2 Estimation de la qualité du canal

Le récepteur estime les conditions prévisibles du canal pour le prochain intervalle de transmission et transmet cette estimation à l'émetteur. Le système adaptatif ne peut fonctionner efficacement dans un environnement avec des variations faibles de la qualité du canal, que si le système a connaissance des estimations précédentes de la qualité du canal.

Le choix du mode approprié de la modulation et du codage à utiliser (Modulation Coding : MODCOD) lors d'une nouvelle transmission est fait au niveau de l'émetteur en s'appuyant sur la prévision de l'état du canal. Un seuil de SNR garantit un TEB au-dessous d'une valeur limite TEB_0 , qui est définie par le système pour chaque méthode à chaque fois que le SNR est au-dessus du seuil.

À partir du TEB , les seuils de SNR sont obtenus en fonction de leurs caractéristiques pour

un mode de modulation sur un canal AWGN.

L'ACM est utilisé sur les réseaux Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX), Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) et Long Term Evolution (LTE). Il est utilisé aussi dans des standards satellitaires tel que Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation (DVB-S2) [21].

Dans DVB-S2, le MODCOD est représenté par 5 bits. Le taux de codage est choisi dans l'ensemble $\eta_C = [1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10]$ et l'ordre de modulation est choisi dans l'ensemble $\eta_{MOD} = [2, 3, 4, 5]$. Les couples modulation/taux de codage valides correspondant aux MODCOD possibles sont donnés dans le tableau 2.2.

Mode	MOD COD	Mode	MOD COD	Mode	MOD COD	Mode	MOD COD
QPSK 1/4	1 _D	QPSK 5/6	9 _D	8PSK 9/10	17 _D	32PSK 4/5	25 _D
QPSK 1/3	2 _D	QPSK 8/9	10 _D	16PSK 2/3	18 _D	32PSK 5/6	26 _D
QPSK 2/5	3 _D	QPSK 9/10	11 _D	16PSK 3/4	19 _D	32PSK 8/9	27 _D
QPSK 1/2	4 _D	8PSK 3/5	12 _D	16PSK 4/5	20 _D	32PSK 9/10	28 _D
QPSK 3/5	5 _D	8PSK 2/3	13 _D	16PSK 5/6	21 _D	Reserved	29 _D
QPSK 2/3	6 _D	8PSK 3/4	14 _D	16PSK 8/9	22 _D	Reserved	30 _D
QPSK 3/4	7 _D	8PSK 5/6	15 _D	16PSK 9/10	23 _D	Reserved	31 _D
QPSK 5/6	8 _D	8PSK 8/9	16 _D	32PSK 4/5	24 _D	Dummy PLFRAME	0 _D

Tableau 2.2 – Les différents MODCOD possibles dans DVB-S2

2.5 Automatic repeat request (ARQ)

Dans les systèmes où le canal introduit des fortes erreurs sur les données transmises, il est nécessaire de mettre en place des mécanismes supplémentaires pour assurer la fiabilité de la communication. La retransmission automatique (Automatic repeat request -ARQ) est une des méthodes possibles. Cette méthode consiste à ce que le récepteur envoie un acquittement positif pour accuser la bonne réception des données envoyées par l'émetteur.

2.5.1 Types de ARQ

Il y a plusieurs types de protocoles ARQ, on peut citer : stop and wait, Go-back-N, selective repeat [22].

2.5.1.1 Stop and wait

Le stop and wait est la forme la plus simple de ARQ. Il consiste à envoyer une trame de données et attendre un acquittement (ACK) de la part du récepteur, confirmant la bonne réception de la trame, pour pouvoir passer à une autre trame. Pendant le temps d'attente, l'émetteur n'envoie aucune autre trame. Une fois le délai d'expiration prédéfini (appelé timeout) passé sans avoir reçu un ACK, l'émetteur renvoie la même trame de données.

Le Stop and wait est une forme simple de ARQ, mais il est peu efficace. En effet, vu que l'émetteur envoie une trame et attend un temps donné avant d'envoyer une nouvelle trame, il

n'utilise pas au maximum la bande passante dont il dispose. C'est particulièrement gênant pour les systèmes où le temps de propagation est élevé (communications par satellite par exemple).

2.5.1.2 GO-back-N

Pour rendre le stop and wait plus efficace et essayer de mieux utiliser la bande passante, une nouvelle forme de ARQ a été proposée. Cette forme s'appelle le Go-back-N. Elle consiste à envoyer des nouvelles trames de données pendant le temps d'attente d'un acquittement selon une fenêtre de trames avec une taille prédéfinie.

Le Go-back-N est plus efficace que le stop and wait. L'inconvénient de ce modèle est que si l'émetteur ne reçoit pas un acquittement après l'expiration du délai d'attente, il revient alors en arrière et émet une nouvelle fenêtre de trames à partir de la première perte. La Figure 2.10 représente un exemple de fonctionnement du Go-back-N ARQ avec une fenêtre de taille 4.

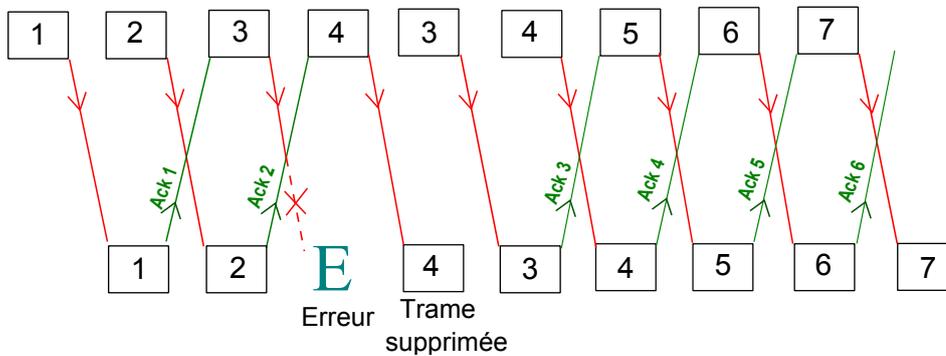


FIGURE 2.10 – Go-back-N ARQ

2.5.1.3 Selective repeat

L'idée de base du selective repeat est que le récepteur accepte les trames sans qu'elles ne soient dans l'ordre et demande seulement la retransmission des trames erronées en envoyant un acquittement négatif (NACK).

Le processus de transmission continue à envoyer un nombre de trames spécifié par une taille de fenêtre, même après la perte d'une trame. Le processus de réception continue à accepter et acquitter les trames envoyées après une erreur initiale. Le récepteur garde le numéro de séquence de la première trame qui n'a pas été reçue, et met ce nombre dans chaque acquittement envoyé. Si le récepteur ne reçoit pas une trame, l'émetteur continue à envoyer des trames jusqu'à ce que la fenêtre soit vidée. La Figure 2.11 représente un exemple de selective repeat ARQ avec une fenêtre de taille 4.

Le récepteur doit avoir suffisamment d'espace de stockage dans la mémoire tampon pour stocker les paquets désordonnés mais qui ne sont pas erronés quand une erreur est détectée dans un paquet reçu précédemment.

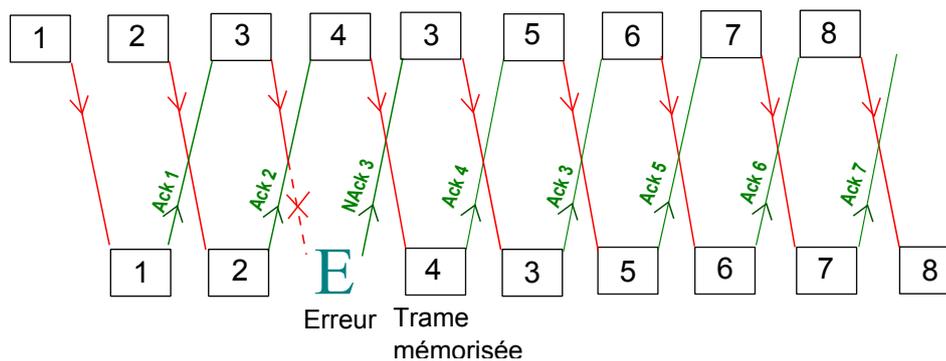


FIGURE 2.11 – Selective Repeat ARQ

2.5.2 Applications

L'ARQ est utilisé avec des applications qui acceptent un certain retard, comme la navigation web et le streaming audio/ vidéo. Il est largement utilisé dans les systèmes de communication, Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) et Wi-Fi. Toutefois, il ne peut pas être utilisé dans la transmission de voix, comme par exemple dans le GSM.

2.6 Hybrid automatic repeat request (HARQ)

Dans le but d'obtenir une efficacité meilleure que celle de ARQ, les techniques d'"hybrid automatic repeat request" (HARQ) combinent l'ARQ avec des codes correcteurs d'erreurs (en anglais, forward error correction (FEC)). En effet, l'utilisation de FEC permet de corriger un certain nombre d'erreurs sans retransmission. Si le FEC est incapable de corriger toutes les erreurs, le récepteur envoie un NACK pour demander la retransmission à l'émetteur.

2.6.1 Types de HARQ

Il y a plusieurs types de HARQ. Ceux-ci sont classifiés en fonction de la manière dont ils envoient les trames et les retransmissions. Deux méthodes de retransmissions sont possibles : l'émetteur envoie la même trame de données que celle déjà envoyée ou bien il envoie de nouveaux bits de redondances.

2.6.1.1 HARQ type I

Dans ce premier type, appelé aussi Chase combining (CC), le récepteur stocke la trame reçue erronée et demande à l'émetteur de transmettre la même trame de données codées. La trame considérée est le mot de code contenant les bits d'information utiles et les bits de parité (bits de redondance) générés selon un code et taux de codage donnés. Au niveau du récepteur, le décodeur combine les multiples copies de la trame transmise pondérées par les rapports signal sur bruit (SNR) reçus.

Le Chase Combining est une forme simple de HARQ, elle nécessite une petite mémoire au niveau du récepteur.

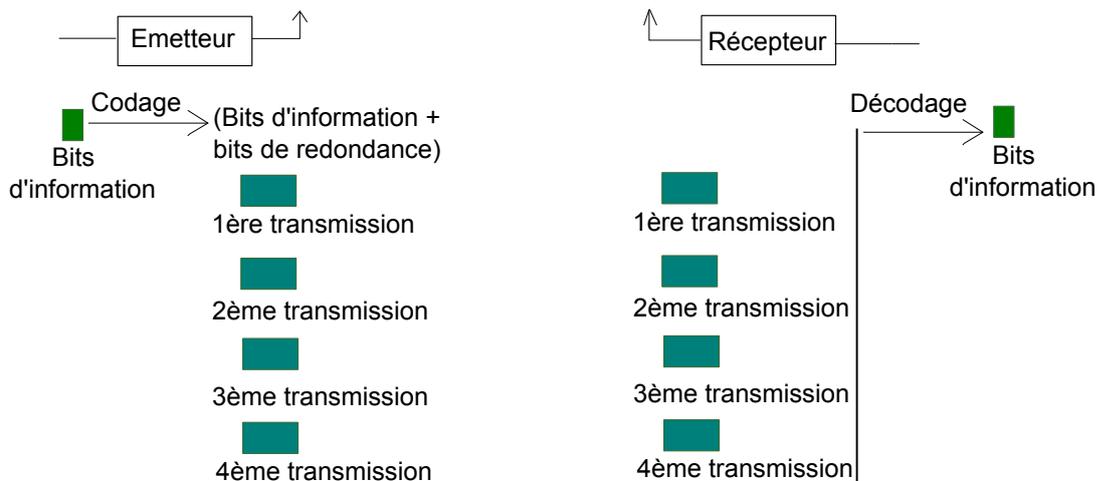


FIGURE 2.12 – Chase combining HARQ

2.6.1.2 HARQ type II

Cette technique est appelée incremental redundancy (IR). Contrairement à la méthode précédente qui transmet des simples répétitions des trames codées, la technique IR transmet des informations redondantes supplémentaires de façon incrémentale si le décodage ne réussit pas à partir de la première transmission. Il peut y avoir un nombre arbitraire de retransmissions, en fonction de l'objectif spécifique au service. La Figure 2.13 présente un exemple d'HARQ IR où un maximum de 4 transmissions sont autorisées. À partir des bits d'information l'encodeur génère le mot de code (bits d'information + bits de redondance). L'émetteur ne transmet pas le mot de code tout entier d'un seul coup, il le divise sur les différentes transmissions. Sur la figure chaque bloc correspond à un seul bit, les numéros (1, 2, 3 et 4) correspondent au numéro de transmission et les blocs qui portent le même numéro et la même couleur correspondent aux bits envoyés pendant la même transmission.

De manière générale, la méthode Incremental Redundancy a de meilleures performances que celle de Chase Combining. En effet, la diversité obtenue avec les bits de redondance supplémentaires permet d'obtenir un gain en terme d'efficacité.

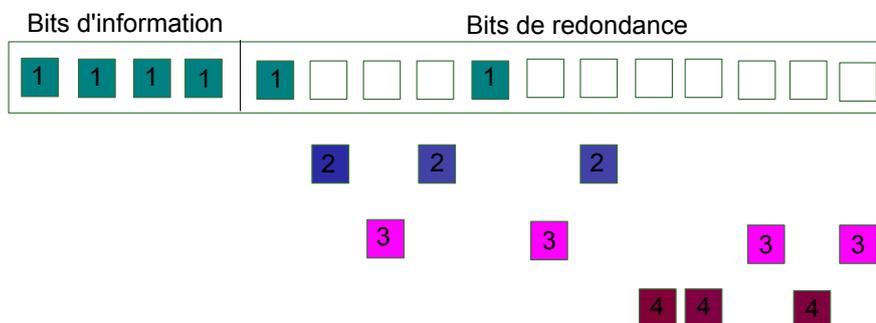


FIGURE 2.13 – Incremental redundancy HARQ

2.6.1.3 HARQ type III

La méthode HARQ est de type III quand les paquets envoyés à chaque transmission sont différents et auto-décodables [23].

La méthode Incremental redundancy type III nécessite une taille de mémoire au niveau du récepteur plus grande que celle dans le cas de Chase Combining. La taille de la mémoire correspond au nombre de bits codés de l'ensemble des paquets codés transmis.

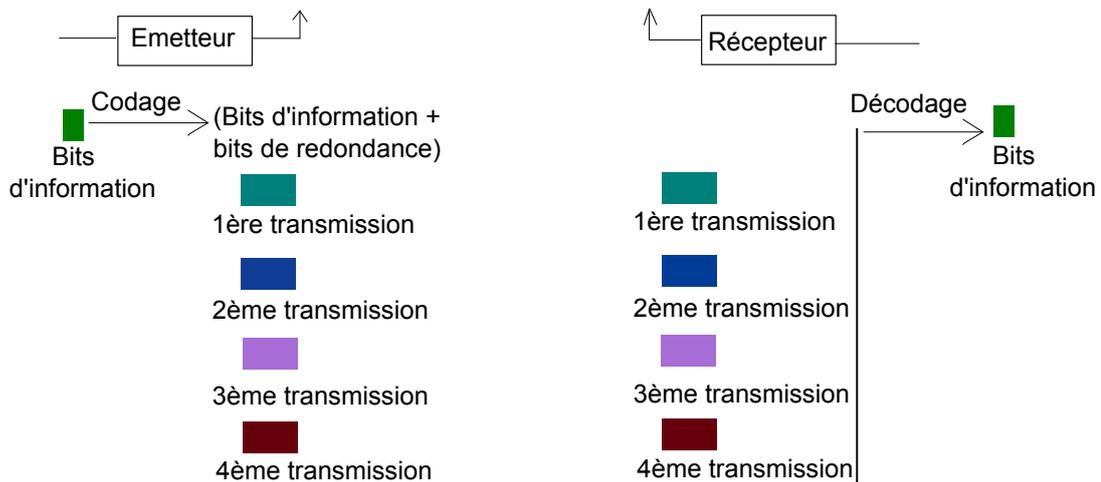


FIGURE 2.14 – HARQ type III

2.6.2 Applications

La méthode HARQ est utilisé dans les standards High-Speed Downlink Packet Access (HSDPA) et High Speed Uplink Packet Access (HSUPA) qui permettent une transmission de données à haute débit (sur la liaison descendante et montante, respectivement) pour les réseaux de téléphonie mobile tels que Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), et dans la norme de l'accès haut débit sans fil mobile IEEE 802.16-2005, aussi connu comme "WiMAX mobile". Il est également utilisé dans les réseaux sans fil, Evolution-Data Optimized (EVDO) et Long Term Evolution (LTE).

Les retransmissions adaptatives utilisant les techniques ACM et HARQ ont été étudiées dans des nombreux articles dans le but d'évaluer ou d'optimiser leurs performances dans certains contextes. D'autres contributions ont proposé la combinaison d'ACM et HARQ. Par exemple, les auteurs de [24] proposent de faire une combinaison des blocs de transmission au niveau du récepteur, pour un canal à évanouissements plats par blocs (block flat-fading channel). Dans [25] une approche basée sur les états de canal pour l'ACM pour les communications mobiles par satellite est présenté. L'ACM a aussi été étudié dans [26] avec un codage multi-couche (Multi Layer Coding MLC) pour la voie aller et une adaptation en boucle ouverte sur le lien de retour. Dans [27] une analyse approfondie de l'estimation du canal et des techniques d'adaptation de la couche physique a été faite.

Souvent, HARQ est analysé sous l'hypothèse que chaque transmission ou retransmission utilise le même nombre de symboles (ou, de manière équivalente - le même taux de

transmission) et utilise la même puissance [28]. L'HARQ adaptatif a été étudié dans [29] pour des codes LDPC poinçonnés. Un mécanisme optimisé d'HARQ-IR basé sur les codes LDPC poinçonnés sur le canal binaire à effacement (Binary Erasure Channel BEC) a été proposé dans [30]. Certaines techniques de retransmission adaptatives basées sur l'information mutuelle ont été étudiés dans [31] et [32]. L'article [33] considère des transmissions HARQ-IR (Incremental Redundancy) sur des canaux bloc-fading indépendants. L'émetteur, n'ayant aucune connaissance de l'état de canal actuel peut allouer le taux de transmission, connaissant les statistiques du canal, ou bien adapter les taux de transmissions en utilisant l'état de canal pendant les dernières transmissions, connu par le récepteur. Divers aspects de ce problème ont déjà été analysés dans la littérature. Par exemple, l'allocation de puissance basé sur des acquittements discrétisés (et à jour) a été utilisé dans [34] pour augmenter le throughput. [35] a utilisé des acquittements qui ne sont pas à jour (c'est à dire que l'émetteur ne connaît pas l'état de canal actuel mais il connaît l'état pendant les transmissions précédentes) pour diminuer la probabilité de non décodage via l'adaptation de puissance. [36] utilise l'adaptation de puissance avec des acquittements à jour mais discrétisés. Dans [37] l'adaptation de puissance dans un contexte portant des similitudes avec l'HARQ a été adressée. [38] portait sur le problème de répartition de puissance pour deux transmissions HARQ.

L'allocation des taux de transmission a été analysée dans [39] pour un nombre infini de transmissions et retransmissions et un truncated HARQ a été pris en compte dans [40]. Les taux d'adaptation et d'allocation ont été étudiés pour les canaux à évanouissements corrélés dans [41] [42]. Les stratégies d'adaptation taux/puissance, pour un nombre infini de transmissions, ont été analysées dans [43] en utilisant des contraintes de délai et de débordement de la mémoire tampon. En utilisant des régimes avec une modulation et/ou codage prédéfinis, le problème de l'allocation des taux de transmission a été analysé dans [44] et [45], tandis que l'adaptation de taux a été étudié dans [46] [47] [48].

2.7 HARQ dans les systèmes terrestres

La méthode HARQ est désormais devenue un outil fondamental dans les communications sans fil cellulaires (Cellular Wireless Communications) modernes. Cependant, les différentes normes 802.16e et ses évolutions ou celles basées sur 3GPP ne considèrent pas HARQ de la même façon. Dans ce qui suit, nous allons détailler les implémentations des protocoles de retransmission dans différents systèmes, en se basant sur une étude qui a été faite sur ARQ et HARQ dans les systèmes de communication mobiles [49]. Avant de rentrer dans les détails de différents systèmes, nous allons introduire deux notions : Service Data Unit (SDU) et Payload Data Units (PDU). Les paquets de données entrant dans la fonction fragmentation/paquetisation (fragmentation/packing) sont appelés Medium Access Control (MAC) SDU dans IEEE 802.16 et Radio Link Control (RLC) SDU dans 3GPP LTE. Pour désigner ces deux familles de standard, nous allons utiliser les termes génériques de SDU. Pour les unités de données de charge utile (après fragmentation/paquetisation de SDU), nous utiliserons le terme PDU. Les SDU sont tout d'abord segmentées et/ou paquetisées et peuvent être protégées par un premier protocole ARQ. Les PDU de sortie peuvent être disposés dans des paquets gérés par un processus HARQ.

2.7.1 IEEE 802.16-2005

Le standard IEEE 802.16-2005 [50] définit la notion de connexion de transport. Une connexion de transport transporte le trafic de données d'un flux de service donné avec une qualité de service (QoS) déterminée entre deux entités au niveau MAC (Medium Access Control) dans une seule direction. Un terminal peut avoir plusieurs connexions de transport actifs. La mise en œuvre de ARQ est obligatoire, et il peut être activé ou non sur une connexion.

Lorsque ARQ est activé, les SDU MAC sont divisés en blocs ARQ de taille fixe, négociée à l'établissement de la connexion. Chaque bloc ARQ est identifié par un numéro de série de bloc (en anglais, Block Serial Number (BSN)), qui est utilisé au niveau du récepteur pour la demande de retransmission. Les SDU peuvent être fragmentés mais les limites des fragments doivent coïncider avec les limites des blocs ARQ. L'émetteur retransmet les blocs ARQ qui ne sont pas reçus (il reçoit un NACK) et il déplace la limite de fenêtre glissante quand les ACK sont reçus.

Dans la norme IEEE 802.16-2005, l'utilisation du mécanisme HARQ est facultative et il peut être mis en œuvre seulement au niveau de la couche OFDMA-PHY (Orthogonal Frequency Division Multiple Access Physical Layer). Un paquet HARQ est formé par la concaténation d'un ou plusieurs PDU qui sont complétés (en anglais, padded) pour atteindre une taille donnée. Si la taille du paquet est supérieure à 4800 bits, il se divise en deux ou plusieurs blocs FEC.

Deux stratégies HARQ sont autorisées : IR et CC. Pour IR, seulement 4 versions de redondance (Redundancy Version (RV)) peuvent être utilisées dans la norme. Elles peuvent être répétées un certain nombre de fois dans un ordre arbitraire. L'HARQ est adaptatif dans le sens où la modulation ou le RV, par exemple, peuvent être changés à chaque retransmission afin d'exploiter au mieux les variations du canal.

Le nombre maximal de retransmissions varie. La valeur par défaut est fixée à quatre. Chaque connexion prend en charge plusieurs canaux HARQ. Ils se distinguent en utilisant un identifiant de canal HARQ (en anglais, HARQ Channel Identifier (ACID)). Le nombre de canaux HARQ par borne dépend de sa capacité, mais le nombre maximum est 16. Chaque canal HARQ est géré séparément.

Les turbocodes convolutifs et les codes convolutifs sont obligatoires dans la norme IEEE 802.16-2005. Les codes LDPC sont facultatifs. Différentes trames sont définies dans la norme.

2.7.2 IEEE 802.16m

Dans IEEE 802.16m [51] [52], un PDU contient un bloc ARQ (données provenant uniquement d'une seule connexion) ou plusieurs blocs ARQ (données provenant de plusieurs connexions). Le nombre de blocs ARQ dans un PDU coïncide avec le nombre de connexions dans le PDU. En outre, les retransmissions de blocs ARQ peuvent être refragmentés dans des sous-blocs ARQ. L'émetteur peut demander au récepteur un rapport, afin de connaître son état.

Pour réduire la latence introduite par HARQ, une nouvelle trame physique a été introduite. Une super-trame de 20 ms est divisée en 4 trames de 5 ms. Pour une bande passante de 5, 10 ou 20 MHz, chaque trame radio de 5 ms se compose de 8 sous-trames pour des intervalles de

garde égaux à 1/8 et 1/16 ou 7 sous-trames pour une intervalle de garde égal à 1/4.

La stratégie IR dans IEEE 802.16m est obligatoire et inclut CC comme cas particulier. En liaison descendante (Down Link (DL)), HARQ est adaptatif et asynchrone. Toutefois, dans la liaison montante (Up Link (UL)), HARQ est synchrone, adaptatif ou fixe (mode par défaut) suivant la signalisation. Lorsque la méthode IR fixe est utilisée dans la liaison montante, des sous-paquets doivent être transmis dans un ordre séquentiel fixe. Les bits ou symboles de retransmissions peuvent être envoyés dans un ordre différent sur les sous-porteuses, pour exploiter la diversité fréquentielle, ou sur les antennes (si le MIMO Multiple Input Multiple Output est utilisé), pour exploiter la diversité spatiale.

Le seul codage canal obligatoire défini dans IEEE 802.16m est le turbocode convolutif, tandis que le codage convolutif est utilisé pour l'encodage des canaux de contrôle (control channels).

2.7.3 3GPP Long Term Evolution (Release 8)

Les standards IEEE 802.16m, LTE and LTE-Advanced (LTE-A) bénéficient globalement des mêmes innovations. Par conséquent, il y a peu de différences entre les différents systèmes.

Dans LTE, la réorganisation dans HARQ se fait dans la couche contrôle de liaison radio (Radio Link Control (RLC) layer) sans tenir compte de l'utilisation éventuelle d'ARQ. La méthode ARQ est structurée de manière flexible, comme dans IEEE 802.16m. Elle offre la possibilité de refragmentation des données retransmises et demande des rapports d'état du récepteur.

L'HARQ, dans les deux sens UL et DL, est organisé en plusieurs processus de SAW (stop and wait) parallèles, dont le nombre maximum est de 8. Comme dans IEEE 802.16m, HARQ dans DL est asynchrone et adaptatif, tandis que dans UL il est synchrone et adaptatif ou non adaptatif. Cependant, la couche physique est différente puisque sur l'UL LTE implémente un transporteur unique (single carrier) FDMA, tandis que IEEE 802.16m est construit au-dessus de OFDMA. Les codes utilisés dans LTE sont les codes convolutifs et les turbocodes convolutifs. Le standard LTE utilise HARQ IR. Il y a 4 versions de redondance (RV) différentes. Ces implémentations sont basées sur une mémoire tampon dite circulaire (l'implémentation du bloc d'adaptation de débit (rate matching block)) présentée dans la Figure 2.15 [53].

Les transmissions HARQ sont indexées avec la version de redondance (RV), qui informe le récepteur si la Transport Block (TB) actuellement transmis est nouveau (0) ou si il correspond à la $n^{\text{ème}}$ retransmission, jusqu'à un maximum de 3 (1,2 ou 3). Pour une taille de TB cible, G , l'adaptateur de débit peut produire 4 versions différentes poinçonnés de TB codé original, en fonction de la valeur de RV (voir Figure 2.16 [54]). Les autres paramètres du processus d'adaptation de débit sont Q_m (ordre de modulation), NIR (taille de la mémoire tampon au niveau récepteur) et N_l (nombre de couches utilisées dans le codage canal).

2.7.4 3GPP Long Term Evolution - Advanced

L'HARQ dans LTE-A est très similaire à l'HARQ de LTE. Seules, quelques petites adaptations ont été intégrées pour faire face à la modification de la bande passante disponible, en tenant compte du fait que LTE-A est censé avoir une bande passante qui peut atteindre 100MHz. Typiquement, pour ce cas, on peut penser à traiter 5 processus HARQ de plus ; chacun d'entre

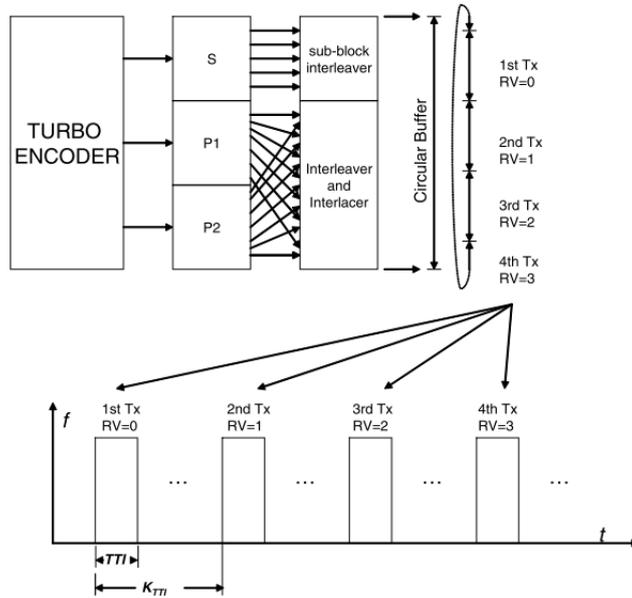


FIGURE 2.15 – Mémoire tampon circulaire.

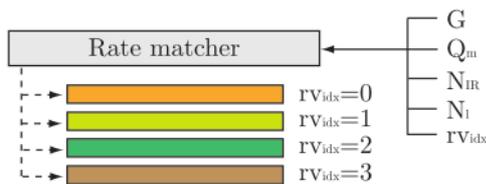


FIGURE 2.16 – Quatre versions différentes de débit d'un bloc de code donné peuvent être produites en faisant varier le paramètre RV.

eux travaillant sur une partie de 20 MHz de la bande passante totale disponible.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux modèles de canaux différents, le canal LMS et le canal Gaussien. Pour caractériser un canal nous avons rappelé les notions de capacité du canal et d'information mutuelle. Différentes techniques assurant la fiabilité et améliorant l'utilisation du canal ont aussi été exposées : les codes correcteurs d'erreurs, l'Adaptive coding and modulation (ACM), l'Automatic Repeat Request (ARQ) et l'Hybrid ARQ (HARQ). Leurs applications dans les communications mobiles ont aussi été présentées.

Méthode de fiabilisation basée sur l'HARQ statique pour les services tolérants au délai dans les communications par satellite

Sommaire

3.1	Introduction	32
3.2	Description de la méthode proposée	33
3.2.1	Principe	33
3.2.2	Délai maximal théorique et nombre de transmissions autorisé	34
3.2.3	Probabilité de décodage à chaque transmission	35
3.2.4	Efficacité	36
3.2.5	Information mutuelle accumulée	37
3.2.6	Optimisation de probabilités de décodage	42
3.2.7	Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation proposée	44
3.2.8	Exemple de calcul	45
3.3	Évaluation de performance	47
3.3.1	Paramètres système	47
3.3.2	Outil de simulation	48
3.3.3	Comparaison de la méthode proposée avec d'autres schémas HARQ	49
3.3.4	Discussion	61
3.4	Conclusion	63

Ce chapitre introduit une méthode de fiabilisation basée sur le protocole HARQ dans le contexte des communications par satellite. La méthode proposée s'adresse particulièrement aux services qui acceptent un certain délai. Dans un premier temps, nous présenterons une méthode utilisant la probabilité de décodage à chaque transmission et la notion d'information mutuelle. Ensuite, nous proposerons un algorithme d'optimisation dont le but est d'améliorer l'efficacité. Nous clôturerons le chapitre par une évaluation de performance de cette méthode, dans laquelle nous considérerons un service donné dans le contexte de communications par satellite.

3.1 Introduction

Dans le contexte d'une transmission d'un satellite à un terminal mobile, le type d'environnement que le terminal traverse change considérablement les caractéristiques du canal qui affectent le signal transmis (voir Chapitre précédent, Section 2.1.2). La Figure 3.1 représente des traces du canal LMS en bande S pour différents types d'environnement (Open, Suburban, ITS), obtenues avec un simulateur de propagation basé sur le modèle à trois états (Section 2.1.2) fourni par le Centre National d'Études Spatiales (CNES). Dans cette figure, nous pouvons remarquer que les variations et les atténuations ne sont pas du même ordre pour les différents types d'environnement.

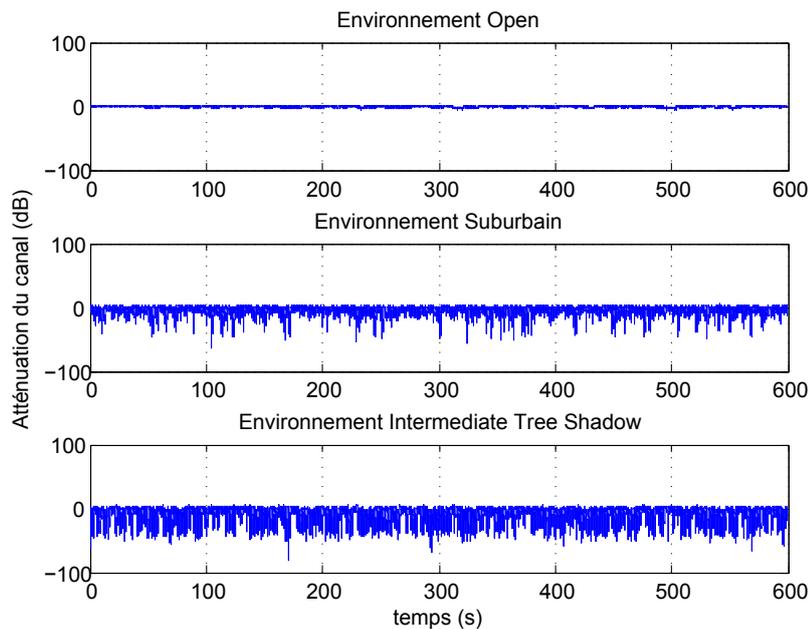


FIGURE 3.1 – Traces du canal LMS en bande S pour différents types d'environnement avec une vitesse de terminal mobile 60 Km/h

Les services cibles de notre étude sont ceux qui acceptent un certain délai avant que le message ne soit complètement transmis. On les appelle des services tolérants au délai. Par contraintes de délai, nous entendons qu'il y a certains services qui ont des contraintes sur la transmission d'un pourcentage des messages avec un délai donné. Par exemple, certains ser-

vices aéronautiques définissent des contraintes de délai pour la livraison de 95 % des messages [55]. Dans [56], nous trouvons les qualités de service cibles pour quelques services utilisés dans le cadre du standard de communications bidirectionnel par satellite DVB-S2/DVB-RCS. Nous pouvons citer quelques types de service qui acceptent un délai maximal de quelques secondes pour la délivrance du message : web browsing, file download, e-mail, instant messaging, P2P networks, video streaming et audio streaming. Une étude, faite par les organismes Eurocontrol et FAA (Federal Aviation Administration) sur le Concept et les exigences de communications pour le futur système radio d'ATS (Air Traffic Services) [57], identifie différents services qui acceptent un certain délai avant la réception du message.

Dans le chapitre précédent nous avons expliqué en détail les différents types d'ARQ : stop and wait, go-back-n et selective repeat. Go-back-n définit une fenêtre de trame avec une taille prédéfinie. Pendant le temps d'attente d'un acquittement, l'émetteur transmet un certain nombre de trames selon la taille de cette fenêtre. Si l'émetteur reçoit un acquittement négatif, il revient au début de la fenêtre à partir de la trame dont il a reçu l'acquittement négatif et il renvoie les trames déjà envoyées. Dans les cas de communications par satellite, ou n'importe quelle liaison où le délai aller-retour est important, la taille de la fenêtre doit être assez élevée car le temps d'attente dépend de ce délai. Avec la stratégie go-back-n, nous perdons en terme d'efficacité d'utilisation de la bande passante dont dispose l'émetteur étant donné que celui-ci envoie parfois la même trame plusieurs fois même si le récepteur n'en a pas besoin. Avec l'autre type d'ARQ, selective repeat, nous n'avons pas ce problème vu que l'émetteur retransmet seulement la trame acquittée négativement. Dans le chapitre précédent, nous avons aussi détaillé deux types d'HARQ souvent utilisés : chase combining (CC) et incremental redundancy (IR). Le type chase combining envoie toujours la même trame pendant les différentes retransmissions qui correspond à un message donné que le récepteur n'a pas réussi à décoder dès la première transmission, tandis que le type incremental redundancy transmet différentes trames pour le même message pendant les différentes retransmissions. Cette stratégie d'HARQ-IR améliore l'efficacité d'utilisation de la bande passante.

Pour assurer la fiabilité de la communication, optimiser l'efficacité d'utilisation de la bande passante et respecter les contraintes de délai appropriées au service, nous proposons une méthode basée sur l'HARQ-IR. Par efficacité, nous entendons le nombre de bits utiles reçus parmi tous les symboles envoyés (utiles+redondances). Les bits utiles sont les bits à l'entrée de l'encodeur, et les bits de redondance sont les bits supplémentaires obtenus après le codage. L'optimisation de l'efficacité offre comme avantage la possibilité d'augmenter le nombre d'utilisateurs partageant la même bande passante.

Les travaux principaux que nous présentons dans ce chapitre ont été publiés dans [58].

3.2 Description de la méthode proposée

3.2.1 Principe

Notre objectif est de proposer un mécanisme qui assure la fiabilité de communications par satellite et qui améliore l'efficacité d'utilisation de la bande passante en se servant de la possibilité de faire plusieurs retransmissions pour chaque message pour les services tolérants au délai. Nous avons, dans un premier temps, étudié la performance d'HARQ-IR combiné avec

ARQ-selective repeat (ARQ-SR). Pour gérer la transmission de différentes trames, l'émetteur suit la stratégie ARQ-SR. Il continue à transmettre des trames tant qu'il n'a pas reçu d'acquiescement. Quand il reçoit un acquiescement négatif, il renvoie une nouvelle trame qui correspond au mot de code qui était acquiescé négativement. Cette stratégie est illustrée par un exemple sur la Figure 3.2. Le T_i sur cette figure correspond à une trame transmise pour le mot de code ayant un numéro de séquence égal à i . Quand l'émetteur reçoit un acquiescement négatif pour le mot de code numéro 3, il retransmet une nouvelle trame qui correspond à ce mot de code, T_3 . Le nombre de bits à envoyer dans la trame à chaque transmission pour chaque mot de code est définie selon la stratégie HARQ-IR décrite dans la Figure 3.3. Nous présentons sur cette figure un mot de code (à la sortie de l'encodeur) où le nombre de bits d'information (à l'entrée de l'encodeur) égale à 4 et le taux de codage est $1/4$. Les b_i correspondent aux bits envoyés de ce mot de code dans une même trame à la $i^{\text{ème}}$ transmission. Les différents b_i portant la même couleur forment une trame à envoyer au récepteur. Le nombre de transmissions et le nombre de bits à envoyer à chaque transmission sont pris juste à titre d'exemple pour expliquer la stratégie de transmission. Pour faire le lien avec la Figure 3.2, nous considérons que le mot de code présenté sur la Figure 3.3 est celui qui porte le numéro de séquence 3. A la première transmission, l'émetteur envoie une trame T_3 contenant les bits b_1 . Suite à une erreur, le récepteur envoie un acquiescement négatif à l'émetteur. Ce dernier transmet une nouvelle trame T_3 contenant les bits b_2 . Le récepteur combine les deux trames reçues pendant les deux transmissions et les passe à l'entrée de décodeur.

La version classique statique de l'HARQ-IR consiste à envoyer à chaque transmission ou retransmission un nombre de bits fixé sans prendre en considération les variations du canal. Dans la thèse, nous nous intéressons au cas des canaux qui présentent des grandes variations dans l'état du canal en fonction du temps. Prendre des valeurs fixes pour les nombres de bits à transmettre sans prendre en considération les variations du canal (qui peuvent être très fortes parfois, avec ce type de canal) aboutit à la dégradation de la performance du protocole HARQ. Cette dégradation de performance se traduit par une perte d'efficacité d'utilisation de la bande passante dont dispose l'émetteur ou par une diminution de la fiabilité de la communication surtout quand le nombre de retransmissions autorisées n'est pas assez grand pour compenser la perte. Nous proposons alors de calculer les nombres de bits à envoyer en fonction d'une certaine probabilité de décodage prédéfinie à chaque transmission. Ces valeurs de probabilités sont calculées à l'aide d'un algorithme d'optimisation pour maximiser l'efficacité tout en respectant les contraintes de délai du service cible. Nous expliquerons par la suite les différentes phases de calcul et d'optimisation.

3.2.2 Délai maximal théorique et nombre de transmissions autorisé

Le délai maximal de délivrance du message D_{max} , accepté par le service cible, peut être écrit en fonction de : la longueur du code considéré N_{bits} , du débit de transmission R_b (supposé constant dans le modèle), du nombre maximal de transmissions autorisées N_{trans} , du délai aller-retour RTT et du délai de traitement de données au niveau du récepteur (à chaque transmission) D_r . Sachant que D_{max} est le délai maximal autorisé au niveau du récepteur, le délai du dernier acquiescement envoyé du récepteur vers l'émetteur n'est pas

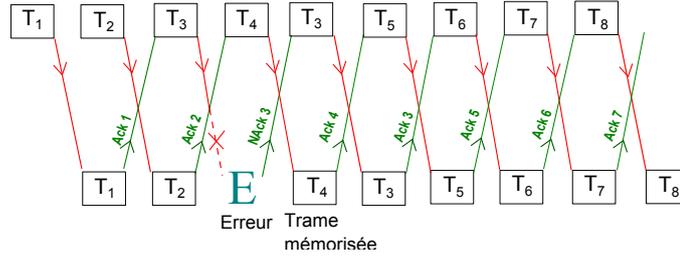


FIGURE 3.2 – Selective Repeat ARQ

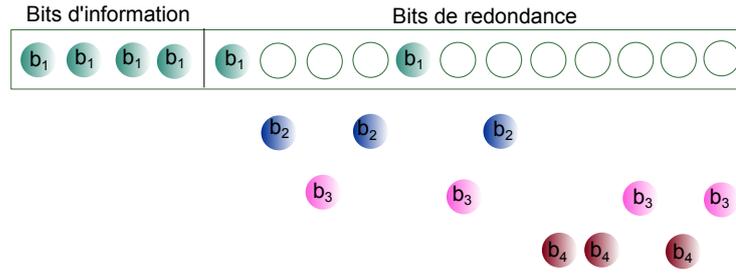


FIGURE 3.3 – Incremental redundancy HARQ

inclus dans D_{max} . Dans ce cas, on a :

$$D_{max} \geq N_{bits}R_b + N_{trans}RTT - \frac{RTT}{2} + N_{trans}D_r, \quad (3.1)$$

Ensuite, le nombre maximal de transmissions autorisées N_{trans} à effectuer avec HARQ, peut être calculé en fonction du type de service cible et de ses contraintes de délai, du type de la communication par satellite (Geo (Geostationary Orbit), LEO (Low Earth Orbit), MEO (Medium Earth Orbit), etc.) et d'autres paramètres, en utilisant l'équation suivante :

$$N_{trans} = \left\lfloor \frac{D_{max} + \frac{RTT}{2} - N_{bits}R_b}{RTT + D_r} \right\rfloor \quad (3.2)$$

où $\lfloor \cdot \rfloor$ désigne la fonction partie entière.

3.2.3 Probabilité de décodage à chaque transmission

En fonction de ce qui précède, nous avons proposé une amélioration de la version classique statique de HARQ-IR, dans laquelle on suppose connaître le type d'environnement dans lequel le terminal mobile se déplace. Nous supposons aussi la connaissance préalable de la distribution statistique des atténuations du canal pour chaque type d'environnement, et plus précisément la fonction de répartition (en anglais, Cumulative Distribution Function (CDF)). La CDF donne la probabilité d'obtenir une atténuation du canal inférieure ou égale à une valeur donnée. La méthode proposée consiste à définir une probabilité de décodage fixe à chaque transmission ou retransmission, P_j à la $j^{\text{ème}}$ transmission ($(j-1)^{\text{ème}}$ retransmission).

P_j est la probabilité de décoder un message donné à la $j^{\text{ème}}$ transmission, sachant qu'il n'a pas été décoder avec succès lors des transmissions et retransmissions précédentes. Les valeurs des P_j sont choisies en fonction des contraintes de délai du service cible et fixées dès le début de la communication. La somme des P_j dépend de la fiabilité globale de la communication requise par le service cible.

Transmission	1 ^{ère}	2 ^{ème}	...	$N_{trans}^{\text{ème}}$
Probabilité	P_1	P_2	...	$P_{N_{trans}}$

Tableau 3.1 – Tableau de probabilités de décodage à chaque transmission, avec un maximum de N_{trans} transmissions autorisées

3.2.4 Efficacité

En utilisant la CDF et les probabilités de décodage à chaque transmission, nous pouvons calculer les différents nombres de bits $N_{tx}^{(j)}$ à envoyer à chaque transmission qui aboutissent en moyenne aux probabilités de décodage considérées. Le calcul de différents $N_{tx}^{(j)}$ nous permettra de calculer l'efficacité en utilisant l'équation suivante [30] :

$$E = \frac{R \cdot \sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j}{\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)} \log_2(M) \quad (bits/Symbol) \quad (3.3)$$

où :

- R : taux de codage du code considéré ;
- P_j : probabilité de décodage à la $j^{\text{ème}}$ transmission ;
- M : l'ordre de modulation considérée ;
- N_{trans} : Nombre de transmissions maximal autorisé ;
- $q_l = \frac{N_{tx}^{(l)}}{N_{bits}}$: le rapport du nombre de bits envoyés à la $l^{\text{ème}}$ transmission sur le nombre de bits total, N_{bits} , qui peut être envoyé pour un mot de code donné (longueur du code considéré).

La Figure 3.4 illustre un exemple d'un mot de code, de longueur N_{bits} obtenu après codage de k bits utiles avec un code donné de taux de codage $R = \frac{k}{N_{bits}}$. Dans cet exemple, le nombre de transmissions maximal autorisées est $N_{trans} = 4$.

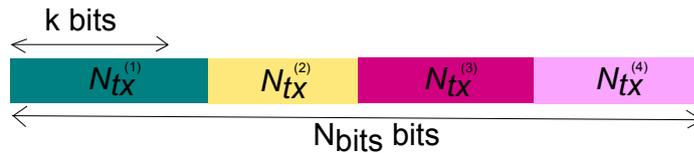


FIGURE 3.4 – Nombres de bits à envoyer à chaque transmission, dans le cas où un maximum de 4 transmissions est autorisé

Dans ce qui suit nous expliquons les différentes étapes à suivre pour calculer les différents $N_{tx}^{(j)}$.

3.2.5 Information mutuelle accumulée

L'information mutuelle (IM) est utilisée pour prédire la performance de la couche physique dans certains réseaux terrestres sans fil [59]. La prédiction de performance de la couche physique de DVB-SH basée sur l' IM a été étudiée et validée dans [60]. Ainsi, on peut utiliser l' IM pour estimer le taux d'erreur de mots (en anglais, Word Error Rate (WER)). L' IM peut être utilisée pour décider si le mot de code est décodé avec un certain WER donné ou non. Pour que le mot de code soit décodé avec un certain WER donné, noté WER_{cible} , il faut qu'il accumule une quantité d'information mutuelle supérieure ou égale à une certaine quantité d'information mutuelle seuil, noté IM_{cible} , qui correspond à WER_{cible} . Dans notre contribution, nous nous servons de cette caractéristique de l' IM pour estimer le nombre de bits à envoyer à chaque transmission.

Pour calculer IM_{cible} qui correspond au WER_{cible} , on utilise la courbe de performance du code considéré. En se servant de la courbe de performance on peut calculer la valeur de $(E_s/N_0)_{cible}$ qui correspond au WER_{cible} . En mettant la valeur de $(E_s/N_0)_{cible}$ trouvée, dans l'équation (2.18) on obtient la valeur de IM_{cible} en question (voir Figure 3.5).

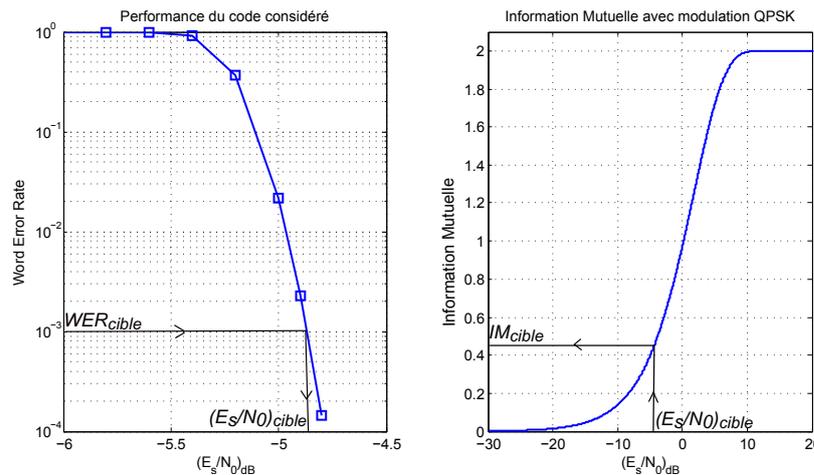


FIGURE 3.5 – Exemple de calcul de IM_{cible} en utilisant la courbe de performance du code considéré et la courbe de l'information mutuelle (modulation QPSK).

Considérons x_k un symbole à l'entrée du canal, E_{s_k} son énergie, n_k une réalisation de bruit avec une variance $N_0/2$ et $|\rho_k|^2$ l'atténuation du canal. Le symbole reçu à la sortie du canal, y_k , peut être écrit de la manière suivante :

$$y_k = |\rho_k|^2 \sqrt{E_{s_k}} x_k + n_k \quad (3.4)$$

Pour des entrées équiprobables, l' IM correspond à la capacité du canal. Pour calculer l' IM dans le cas d'un canal gaussien, on utilise l'équation (2.18) présentée dans la Section

2.3.2 qui prend comme paramètre d'entrée $|\rho_k|^2 \frac{E_s}{N_0}$.

Après la transmission d'un certain nombre de bits d'un mot de code donné, ce mot de code accumule une certaine quantité d'information mutuelle. Cette information mutuelle peut être calculée connaissant le nombre de bits transmis et le coefficient d'atténuation affectant les bits transmis. Dans ce modèle, nous considérons un E_s/N_0 de référence, qui est une valeur fixe de E_s/N_0 dans un contexte ciel clair (pour un terminal donné et sans atténuation). Notre modèle suppose que le canal est stationnaire pendant le temps de transmission des bits de la $j^{\text{ème}}$ transmission pour un mot de code donné. L' IM obtenue à la $j^{\text{ème}}$ transmission pour un mot de code donné peut être calculée comme suit :

$$IM^{(j)} = N_{tx}^{(j)} \cdot IM\left(|\rho^{(j)}|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0}\right), \quad (3.5)$$

où :

- $|\rho^{(j)}|^2$ est le coefficient d'atténuation affectant les bits transmis à la $j^{\text{ème}}$ transmission pour un mot de code donné ;
- $N_{tx}^{(j)}$ est le nombre de bits transmis à la $j^{\text{ème}}$ transmission ;
- $IM(\cdot)$ est la fonction fournissant la valeur de l' IM pour une valeur de E_s/N_0 donnée sur canal gaussien.

L' IM par bit accumulée, $IM_{acc}^{(j)}$, pour un mot de code, dès la première transmission jusqu'à la $j^{\text{ème}}$, est donnée par :

$$IM_{acc}^{(j)} = \frac{N^{(j-1)} IM_{acc}^{(j-1)} + IM^{(j)}}{N^{(j)}}, \quad (3.6)$$

où :

- $N^{(j)}$ est le nombre de bits total transmis pour un mot de code donné jusqu'à la $j^{\text{ème}}$ transmission ;
- $IM_{acc}^{(0)} = 0$.

Notons que $|\rho^{(j)}|^2$ est inconnu au niveau émetteur, car le récepteur n'envoie pas une information sur la qualité du canal dans l'acquiescement.

Pour décoder un mot de code avec un WER_{cible} , il faut que l' IM totale accumulée sur toutes les transmissions effectuées soit plus grande qu'une quantité IM_{cible} donnée qui correspond WER_{cible} . Un mot de code décodé avec WER_{cible} , doit vérifier la relation suivante :

$$N^{(j)} IM_{acc}^{(j)} \geq N_{bits} IM_{cible} \quad (3.7)$$

où N_{bits} , est le nombre de bits total du mot de code.

Définissons $IM_{requis}^{(j+1)}$ comme étant le niveau d'information mutuelle, tel que la quantité d'information mutuelle par bit reçue sur le canal considéré est supérieure à ce niveau avec une certaine probabilité P . $IM_{requis}^{(j+1)}$ vérifie l'équation :

$$\Pr\left(IM_{reçue} \geq IM_{requis}^{(j+1)}\right) = P \quad (3.8)$$

$N_{requis}^{(j+1)}$ est défini comme étant le nombre de bits à transmettre à la $(j + 1)^{\text{ème}}$ transmission. Il faut noter qu'il n'y a pas de différence entre les deux valeurs $N_{requis}^{(j+1)}$ et $N_{tx}^{(j+1)}$. Nous avons fait cette distinction simplement pour indiquer que N_{tx}^{j+1} correspond au nombre de bits transmis pendant une transmission précédente et $N_{requis}^{(j+1)}$ correspond au nombre de bits estimé et à transmettre à la prochaine transmission. Pour un mot de code non décodé avec succès à la $j^{\text{ème}}$ transmission, celui ci est décodé à la prochaine retransmission avec une probabilité P_{j+1} prédéfinie si et seulement si $IM_{requis}^{(j+1)}$ et $N_{requis}^{(j+1)}$ vérifient la relation suivante :

$$N^{(j)} IM_{acc}^{(j)} + N_{requis}^{(j+1)} IM_{requis}^{(j+1)} \geq N_{bits} IM_{cible} \quad (3.9)$$

Comme nous cherchons à améliorer l'efficacité, le nombre de bits à transmettre à la prochaine retransmission, $N_{requis}^{(j+1)}$, est le nombre de bits minimal qui vérifie la relation (3.9) :

$$N_{requis}^{(j+1)} = \frac{N_{bits} IM_{cible} - N^{(j)} IM_{acc}^{(j)}}{IM_{requis}^{(j+1)}} \quad (3.10)$$

N_{bits} et IM_{cible} sont propres au code considéré, ensuite ces deux valeurs sont considérées comme constantes lorsque le code à utiliser et que le WER requis par le service cible sont fixés. $IM_{requis}^{(j+1)}$ et $IM_{acc}^{(j)}$ sont les paramètres clés pour le calcul du nombre de bits à transmettre à la $(j + 1)^{\text{ème}}$ transmission. Dans ce qui suit, nous expliquons en détail comment procéder pour calculer ces deux valeurs, pour chaque transmission, en fonction des probabilités de décodage prédéfinies.

3.2.5.1 Calcul de $IM_{requis}^{(j+1)}$

$IM_{requis}^{(j+1)}$ correspond au niveau d'information mutuelle tel que la quantité d'information mutuelle par bit reçue sur le canal considéré est supérieure à ce niveau avec une certaine probabilité. Connaissant la valeur de l'atténuation du canal $|\rho|^2$ et la valeur de E_s/N_0 nous obtenons l'information mutuelle reçue avec :

$$IM_{reçue} = IM\left(|\rho|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0}\right) \quad (3.11)$$

où $IM(\cdot)$ est la fonction fournissant la quantité d'information mutuelle sur canal gaussien et qui prend comme entrée $|\rho|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0}$.

Comme expliqué précédemment, $\frac{E_s}{N_0}$ est une valeur de référence qui correspond aux conditions ciel clair et qui prend une valeur constante (pour un terminal donné). La variation

de IM dépend donc seulement de la variation de $|\rho|^2$.

Pour faciliter la compréhension de la méthode utilisée, nous allons utiliser la fonction de répartition inverse. La Figure 3.6 présente un exemple d'une fonction de répartition inverse des coefficients d'atténuation du canal LMS. À partir de cette figure et de l'équation (3.11), nous pouvons tracer la courbe de la Figure 3.7 qui représente la fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS.

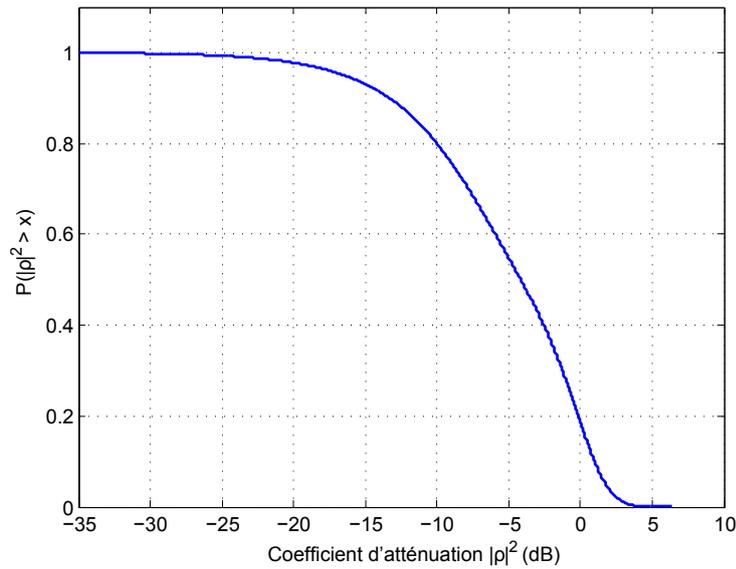


FIGURE 3.6 – Exemple d'une fonction de répartition inverse des coefficients d'atténuation du canal LMS

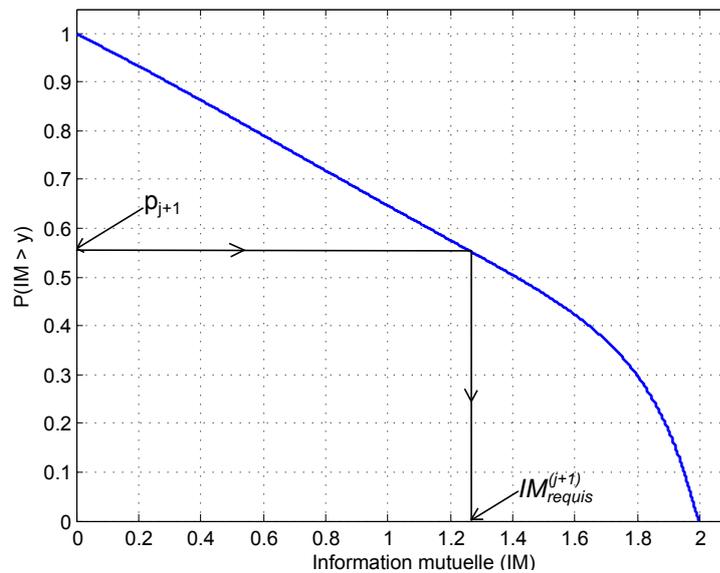


FIGURE 3.7 – La fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS

Pour simplifier le calcul de $IM_{requis}^{(j+1)}$, nous considérons ces deux événements :

- A_{j+1} : décoder avec succès avant ou pendant la $(j+1)^{ème}$ transmission,
- $\overline{A_{j+1}}$: ne pas décoder à la $(j+1)^{ème}$ transmission.

On a donc :

$$\begin{aligned} \Pr(A_{j+1}) &= \Pr(A_{j+1} \cap A_j) + \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}), \\ \Pr(A_{j+1}) &= \Pr(A_j) + \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}), \end{aligned} \quad (3.12)$$

Notons que la probabilité de décoder exactement à la $(j+1)^{ème}$ transmission est $P_{j+1} = \Pr(A_{j+1}) - \Pr(A_j)$, P_{j+1} peut être écrite de la manière suivante :

$$\begin{aligned} P_{j+1} &= \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}), \\ P_{j+1} &= \Pr(A_{j+1} | \overline{A_j}) \Pr(\overline{A_j}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Si nous désignons par p_{j+1} la probabilité $\Pr(A_{j+1} | \overline{A_j})$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} P_{j+1} &= p_{j+1} \left(1 - \sum_{k=1}^j P_k\right), \\ p_{j+1} &= \frac{P_{j+1}}{\left(1 - \sum_{k=1}^j P_k\right)}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Alors il suffit de calculer p_{j+1} en utilisant (3.14) et de se servir de la fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS (Figure 3.7) pour trouver $IM_{requis}^{(j+1)}$.

3.2.5.2 Calcul de $IM_{acc}^{(j)}$

À la $j^{ème}$ transmission, seuls les mots de code accumulant des quantités d'information mutuelle supérieures ou égales au niveau d' IM qui correspond à la probabilité $\sum_{i=1}^j P_i$ sont décodés (voir Figure. 3.8). Pour être sûrs que le nombre de bits à estimer pour la $(j+1)^{ème}$ transmission aboutira à une probabilité de décodage P_{j+1} , $IM_{acc}^{(j)}$ doit correspondre à la valeur minimale de l'information mutuelle dans la zone $(j+1)$ (voir Figure. 3.8).

La zone j sur la Figure 3.8 correspond aux quantités d'information mutuelle comprises entre les deux niveaux d' IM qui correspondent à $\sum_{i=1}^{j-1} P_i$ et $\sum_{i=1}^j P_i$. La figure est un exemple pour un cas où le nombre de transmission maximal autorisé est égale à 3.

Enfin, pour calculer $N_{requis}^{(j+1)}$ nous utilisons l'équation (3.10) après avoir calculé $IM_{requis}^{(j+1)}$ et $IM_{acc}^{(j)}$. $N^{(j)}$ est la somme de tous les nombres de bits déjà calculés pour toutes les transmissions précédentes.

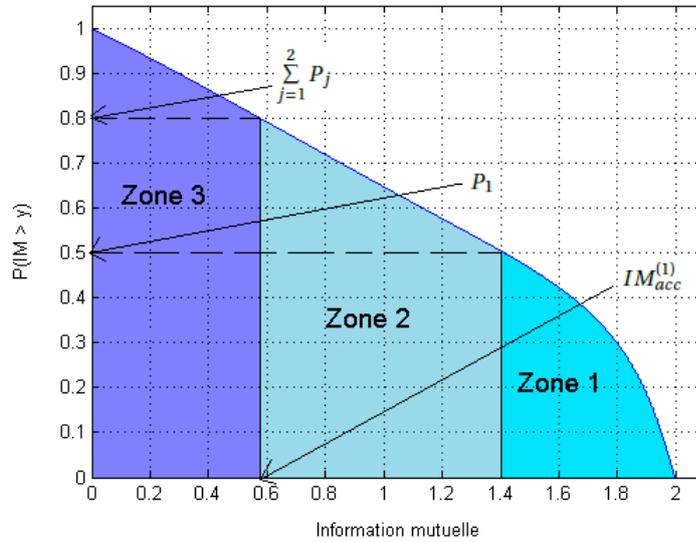


FIGURE 3.8 – La fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu et les différentes zones qui correspondent aux probabilités définies à chaque transmission

3.2.6 Optimisation de probabilités de décodage

Notre but est d'optimiser l'efficacité tout en respectant les contraintes de délai requises par le service. La valeur de l'efficacité dépend de plusieurs paramètres : E_s/N_0 , nombre de transmissions autorisées, nombre de bits envoyés à chaque transmission. Envoyer un grand nombre de bits dès la première transmission peut dégrader l'efficacité même s'il améliore la rapidité de décodage. La probabilité de décodage considérée à chaque transmission a une influence directe sur le nombre de bits envoyés. Nous présentons ci-dessous une méthode permettant d'optimiser l'efficacité en exploitant la possibilité de contrôler la probabilité de décodage à chaque transmission.

3.2.6.1 Principe

Pour calculer les valeurs de probabilités optimales, nous allons reprendre l'équation de l'efficacité (3.3) et nous allons trouver les valeurs qui maximise cette équation.

Supposons que le service cible exige une fiabilité de 100 % (à la fin tous les mots de code transmis doivent être décodés), alors $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j = 1$. Maximiser l'équation (3.3) revient alors à

minimiser son dénominateur $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$, pour R constant.

Selon la méthode décrite dans la Section précédente (3.2.5) utilisant l'information mutuelle, le nombre de bits à envoyer à la $j^{ème}$ transmission est calculé selon l'équation (3.10) (supposant que le canal est stationnaire sur le temps de transmission de $N_{tx}^{(j)}$).

L'équation (3.10) peut être écrite sous la forme :

$$N_{requis}^{(j+1)} = \frac{N_{bits}IM_{cible} - \sum_{l=1}^j N_{tx}^{(l)}IM_{acc}^{(j)}}{IM_{requis}^{(j+1)}} \quad (3.15)$$

En divisant l'équation (3.15) par N_{bits} , nous obtenons l'expression suivante de q_{j+1} :

$$q_{j+1} = \frac{IM_{cible} - \sum_{l=1}^j q_l IM_{acc}^{(j)}}{IM_{requis}^{(j+1)}} \quad (3.16)$$

Notre but est de trouver la combinaison de probabilités de décodage à chaque transmission $[P_1, P_2, \dots, P_{N_{trans}}]$, qui minimise $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$, et ainsi qui maximise l'efficacité (3.3). Pour chaque combinaison de probabilités, nous devons calculer les q_l , $l = 1, \dots, N_{trans}$. Notons que le calcul de chaque q_l (3.16), dépend de tous les q_i , $i = 1, \dots, l-1$, déjà calculés. Les valeurs de $IM_{acc}^{(j)}$ et $IM_{requis}^{(j+1)}$ sont calculées comme indiqué dans les sections 3.2.5.2 et 3.2.5.1 respectivement.

Il faut juste noter que dans le cas présenté, nous avons pris en considération une seule contrainte sur les probabilités de décodage : $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j = 1$. En réalité, il y a des services qui imposent des contraintes de délai sur la délivrance d'un pourcentage des messages (Section 3.2.3). Dans ce cas, il faut prendre ces contraintes en considération quand nous calculons les différentes combinaisons de probabilités possibles. Par exemple, si un service demande la livraison de 95 % de messages pendant les deux premières transmissions et 99 % après trois transmissions, il faut ajouter ces deux contraintes :

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= 0.95, \\ P_1 + P_2 + P_3 &= 0.99 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Notons que d'un point de vue pratique, les probabilités optimales de décodage et les nombres de bits optimaux ($N_{tx}^{(j)}$) à envoyer à chaque transmission sont calculés une seule fois pour un service cible, un type d'environnement et E_s/N_0 donnés. Ils peuvent être sauvegardés dans un tableau, tel que le Tableau 3.2, utilisé par l'émetteur pour déterminer le nombre de bits à transmettre en fonction du service, de l'environnement et du E_s/N_0 .

Définissons $C_i = [P_1^i P_2^i \dots P_{N_{trans}}^i]$, une combinaison de probabilités de décodage qui vérifie les contraintes de délai exigées par le service cible. On note P_j^i la probabilité de décodage à la $j^{\text{ème}}$ transmission dans la $i^{\text{ème}}$ combinaison. Nous définissons aussi $f(c_i)$ le dénominateur de (3.3), comme étant la fonction-coût à minimiser, $f(c_i) = \sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$.

(Service 1, Environnement 1, E_s/N_0)	$N_{tx_1}^{(1)}$	$N_{tx_1}^{(2)}$	$N_{tx_1}^{(3)}$	$N_{tx_1}^{(4)}$
(Service 1, Environnement 2, E_s/N_0)	$N_{tx_2}^{(2)}$	$N_{tx_2}^{(2)}$	$N_{tx_2}^{(3)}$	$N_{tx_2}^{(4)}$
(Service 2, Environnement 1, E_s/N_0)	$N_{tx_3}^{(1)}$	$N_{tx_3}^{(2)}$	-	-
(Service 2, Environnement 2, E_s/N_0)	$N_{tx_4}^{(1)}$	$N_{tx_4}^{(2)}$	-	-

Tableau 3.2 – Un exemple de tableau contenant les différentes combinaisons de services cibles et types d’environnement ainsi que les nombres de bits optimaux correspondants

Pour trouver la combinaison c_i qui minimise $f(c_i)$ nous pouvons utiliser l’un des algorithmes d’optimisation connus (méthodes à région de confiance, méthodes de points intérieurs, etc.). Toutefois, ces algorithmes dépendent fortement des valeurs initiales à prendre en considération, ce qui fait que nous ne sommes pas sûrs que le minimum estimé par l’algorithme d’optimisation est un minimum global et non pas local. Nous avons donc choisi d’utiliser la méthode force brute. L’algorithme calcule toutes les combinaisons c_i possibles et pour chaque combinaison il calcule la valeur $f(c_i)$ correspondante. Pour optimiser le temps de calcul, nous considérons au début des intervalles de 10% sur les valeurs de probabilités de décodage testées. Une fois que nous avons les probabilités de décodage optimales avec 10% de précision, nous appliquons à nouveau l’algorithme d’optimisation juste autour des valeurs trouvées mais avec une de précision de 1% cette fois-ci, ce qui nous permet de réduire le temps de calcul dans la phase d’optimisation.

Cette méthode fonctionne très bien quand le nombre de transmissions maximal autorisé n’est pas très élevé. Quand ce nombre dépasse 5, le calcul devient relativement long. Comme nous l’avons déjà dit, il est facile d’intégrer dans l’algorithme plusieurs contraintes imposées par le service sur le délai et les probabilités de décodage. Le fait d’avoir plusieurs contraintes diminue le temps de calcul, vu que le nombre de combinaisons des probabilités possibles devient plus petit.

3.2.6.2 Algorithme d’optimisation

Dans cette partie, nous présentons l’algorithme (Algorithme 1) que nous utilisons pour trouver les valeurs de probabilités optimales en essayant toutes les combinaisons possibles.

3.2.7 Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation proposée

Dans ce qui suit, nous présentons un schéma détaillé de la méthode proposée (Figure 3.9). Ce schéma commence par la phase d’initialisation (qui se fait seulement au début de la communication), qui consiste à choisir le service cible et à estimer le type d’environnement que le terminal mobile traverse et l’état du canal actuel. Le terminal satellite envoie ces données à l’émetteur, où les phases de transmission et d’acquiescement de chaque mot de code commencent. Pendant la phase de transmission, l’émetteur considère les informations système (type d’environnement, service cible, etc) et consulte le tableau contenant les nombres de bits (déjà optimisés) à envoyer à chaque transmission et le nombre de transmission maximal autorisé (Tableau 3.2). A la première transmission et pour chaque mot de code l’émetteur

Algorithm 1 Algorithme d'optimisation de probabilités de décodage

Entrée : Contraintes de délai, distribution statistique du canal (la *CDF*), code considéré, E_s/N_0

Sortie : Tableau de probabilités de décodage optimales $proba_{optimal}$

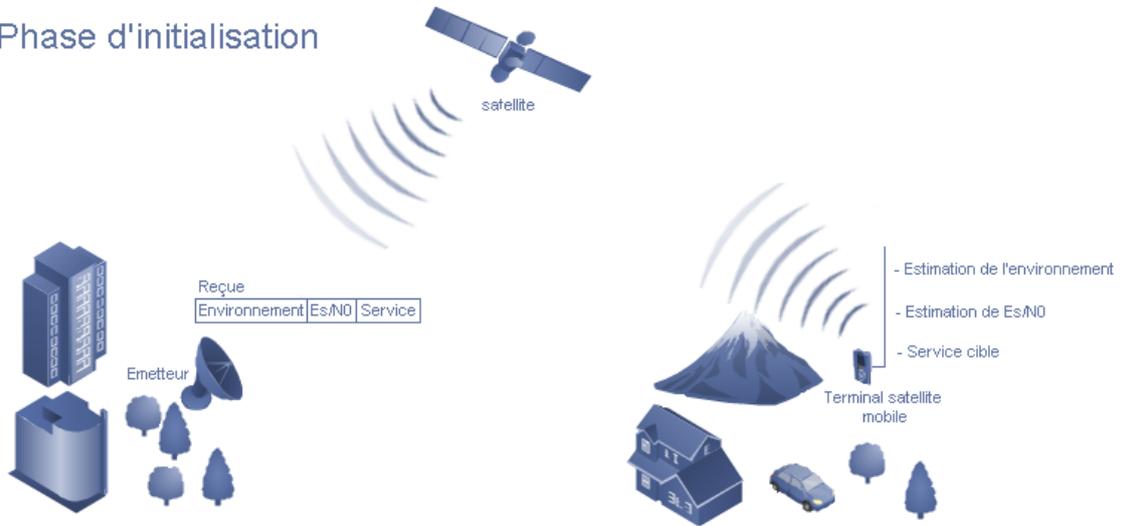
- 1: **{Étape 1}** Calcul de toutes les combinaisons de probabilités possibles $Comb_{proba}$ (précision=10%)
 - 2: **{Étape 2}** Initialisation :
 $min = 100$ % Donner une valeur élevée à l'équation à minimiser
 $tab_{q_j} = zeros(1, N_{trans})$
% Balayer toutes les combinaisons de probabilités calculées
 - 3: **loop** $k=1 : length(Comb_{proba})$
 - 4: **{Étape 3}** Initialiser $Proba_{tab} = Comb_{proba}(k)$ % ensemble des P_j
 - 5: **loop** $j=1 : N_{trans}$
 - 6: **{Étape 4}** $P_j = Proba_{tab}(j)$
$$p_j = \frac{P_j}{(1 - \sum_{k=1}^{j-1} P_k)}$$
 - 7: **{Étape 5}** Utiliser p_j et la courbe de variation de *IM* en fonction de probabilité pour calculer $IM_{requis}^{(j)}$
 - 8: **{Étape 6}** Calcul de $IM_{acc}^{(j-1)}$
 - 9: **{Étape 7}** Calcul de q_j
 - 10: **{Étape 8}** $tab_{q_j}(j) = q_j$
 - 11: **end loop**
 - 12: **{Étape 9}** $val = \sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$
 - 13: **if** $val < min$ **then**
 - 14: $min = val$
 - 15: $proba_{optimal} = Comb_{proba}(k)$
 - 16: **end if**
 - 17: **end loop**
 - 18: **{Étape 10}** Répéter à nouveau les mêmes étapes de 1 à 9, mais en considérant des valeurs de probabilités autour de valeurs trouvées et avec une précision de 1%
-

transmet $N_{tx2}^{(1)}$ bits . Après la réception de données envoyées par l'émetteur, commence la phase d'acquiescement où le récepteur transmet un acquiescement (positif ou négatif) informant l'émetteur si le mot de code a été bien décodé ou non. Les phases de transmission et d'acquiescement pour chaque mot de code se répètent tant que le mot de code n'est pas encore décodé ou que le nombre de transmissions maximal accepté pour un mot de code n'est pas atteint.

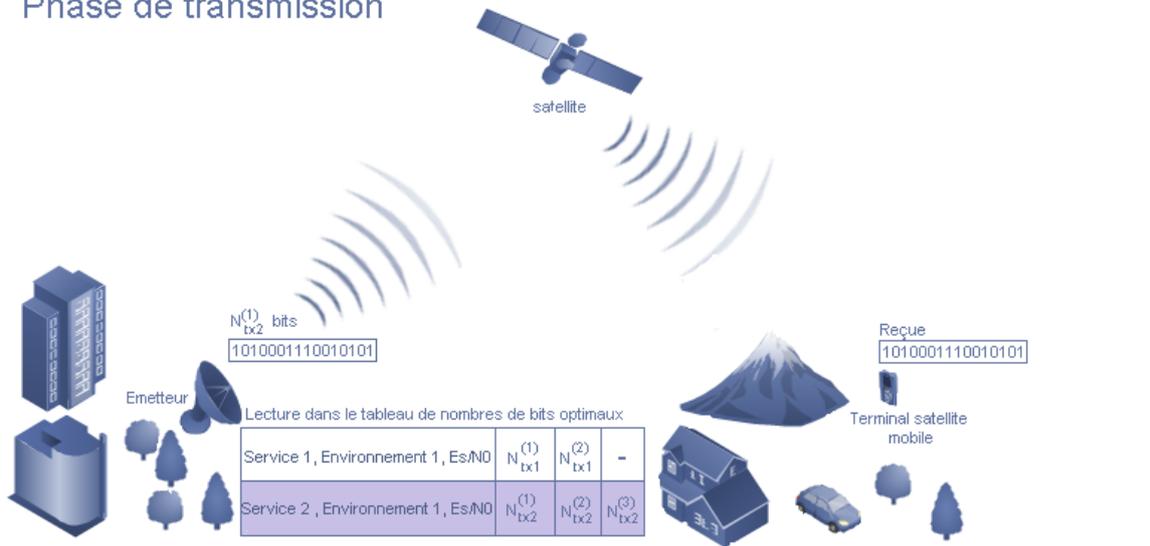
3.2.8 Exemple de calcul

La Figure 3.10 illustre un exemple concret du calcul du nombre de bits à envoyer à chaque transmission en utilisant les probabilités de décodage prédéfinies et la CDF des coefficients d'atténuation du canal. Nous remarquons, selon le calcul dans cet exemple, que le nombre de bits à envoyer à la 3^{ème} transmission, $N_{requis}^{(3)}$, est supérieur à la longueur du mot de code. Pour que la somme de nombres de bits transmis pendant les trois transmissions ne

Phase d'initialisation



Phase de transmission



Phase d'aquittement



FIGURE 3.9 – Procédures mises en œuvre par l'émetteur et le récepteur

dépasse pas la longueur du mot de code, nous recalculons à nouveau $N_{requis}^{(3)}$ de tel sorte que $\sum_{j=1}^3 N_{requis}^{(j)} = N_{bits}$.

Transmission	1	2	3
Probabilité	0.5	0.3	0.2

$$p_1 = 0.5 \quad p_2 = \frac{0.3}{1 - 0.5} = 0.6 \quad p_3 = \frac{0.2}{1 - 0.8} = 1 \quad \text{Avec l'équation (3.14)}$$



Section 3.2.5.1 (Figure 3.7)

$$IM_{requis}^{(1)} = 1.4146 \quad IM_{requis}^{(2)} = 1.1342 \quad IM_{requis}^{(3)} = 0.002$$

$$IM_{acc}^{(0)} = 0 \quad IM_{acc}^{(1)} = 0.5775 \quad IM_{acc}^{(2)} = 0.002 \quad \text{Section (3.2.5.2)}$$

$$N_{requis}^{(1)} = \frac{N_{bits} IM_{cible} - N^{(0)} IM_{acc}^{(0)}}{IM_{requis}^{(1)}} = \frac{21761 - 0}{1.4146} = 15383 \text{ bits} \quad \text{Avec l'équation (3.10)}$$

$$N_{requis}^{(2)} = \frac{N_{bits} IM_{cible} - N^{(1)} IM_{acc}^{(1)}}{IM_{requis}^{(2)}} = \frac{21761 - 15383 * 0.5775}{1.1342} = 11354 \text{ bits}$$

$$N_{requis}^{(3)} = \frac{N_{bits} IM_{cible} - N^{(2)} IM_{acc}^{(2)}}{IM_{requis}^{(3)}} = \frac{21761 - (15383 + 11354) * 0.002}{0.002} = 1.08 * 10^7 \text{ bits}$$

$$\sum_{j=1}^3 N_{requis}^{(j)} > N_{bits}$$

$$\rightarrow N_{requis}^{(3)} = N_{bits} - \sum_{j=1}^2 N_{requis}^{(j)} = 53520 - (15383 + 11354) = 26783 \text{ bits}$$

FIGURE 3.10 – Exemple numérique du calcul de nombres de bits à envoyer (Environnement ITS, $E_s/N_0 = 7$ dB, Turbo code (8920,1/6), trois transmissions maximales, $WER_{cible} = 10^{-4}$).

3.3 Évaluation de performance

Dans cette Section, nous évaluons la performance de la méthode proposée par simulations dans différents contextes et différents environnements pour divers cas possibles. Avant de montrer les résultats obtenus par simulations, nous présentons les différents paramètres système que nous avons pris en considération et les différents schémas HARQ considérés.

3.3.1 Paramètres système

Les paramètres système que nous avons considérés dans la suite de ce chapitre sont les suivants :

- Orbite Satellite : Géostationnaire (GEO)
- Délai aller-retour (en anglais, Round Trip Time (RTT)) : 500 ms
- Bande de fréquence : S
- Élévation : 40°
- Canal land mobile satellite (LMS)
- Vitesse du terminal mobile : 60 Km/h

- Distance parcourue : 10 Km
- Code correcteur d'erreurs (FEC) définis dans CCSDS [61] Turbo Codes
- Taux de codage : 1/6
- Longueur du mot de code (N_{bits}) : 53520 bits (bits d'information : 8920 bits)
- Modulation : Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)
- Temps symbole : $4 \cdot 10^{-6}$ secondes, débit binaire (R_b) : 500 Kbps
- WER_{cible} (pour décodage) : 10^{-4}

3.3.2 Outil de simulation

Les simulations correspondent à dix minutes de communication entre l'émetteur et le récepteur, pendant lesquelles 300 Mb sont transmis. Nous supposons que la synchronisation ne se perd jamais. Les mots de code transmis sont identifiés par des numéros de séquence qui ne sont jamais perdus. Nous supposons également que la liaison retour ne présente pas d'erreurs et que les acquittements peuvent être transmis immédiatement. Le délai aller-retour RTT ne prend en compte que le délai de propagation en espace libre.

Dans notre simulateur, nous n'implémentons pas de vrais codeur et décodeur. Nous avons déjà expliqué que l'information mutuelle peut être utilisée pour étudier la performance d'un code et estimer le WER (Section 3.2.5). Cette caractéristique est utilisée au niveau du récepteur, dans le simulateur, pour décider si le mot de code a été décodé avec succès ou non à la $j^{ème}$ transmission. Cette décision se fait en utilisant l'équation (3.7). Pour calculer IM_{cible} nous utilisons les performances de CCSDS Turbo codes (8920,1/6) présentées dans [61]. Le fait de ne pas implémenter des vrais codeur et décodeur a un avantage sur la réduction des temps des simulations, vu que le temps de calcul diminue.

Les deux paramètres à étudier dans ces simulations sont : l'efficacité et le délai. Ces deux paramètres sont reliés positivement, c'est à dire que quand l'un augmente l'autre augmente et vice versa. Pour optimiser l'efficacité, l'idéal serait d'augmenter autant que possible le délai, tout en respectant les contraintes de délai imposées par le service cible.

Dans le simulateur, l'efficacité mesurée est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$E = \frac{k \cdot N_{mc}}{N_{symp}} \quad (3.18)$$

où :

- k est le nombre de bits d'information (à l'entrée de l'encodeur) ;
- N_{mc} est le nombre de mots de code décodés avec succès, à la fin de la communication ;
- N_{symp} est le nombre total de symboles envoyés pendant la communication.

L'équation (3.3) peut être considérée comme étant l'équation théorique de l'efficacité, tandis que (3.18) est utilisée pour calculer l'efficacité obtenue par simulations. Pour vérifier que ces deux équations donnent les mêmes valeurs d'efficacité, nous avons simulé notre méthode dans un environnement open en considérant les valeurs de probabilités de décodage présentées dans le Tableau 3.3 (ces valeurs n'ont pas été optimisées, elles sont prises à titre d'exemple).

Transmission	1	2	3
Probabilité	0.3	0.5	0.2

Tableau 3.3 – Les valeurs de probabilités considérées pour comparer l’efficacité théorique avec celle obtenue par simulations.

Sur la Figure 3.11, nous comparons les courbes d’efficacité obtenues en utilisant l’équation théorique (3.3) et l’équation (3.18) appliquée sur les données produites par simulations.

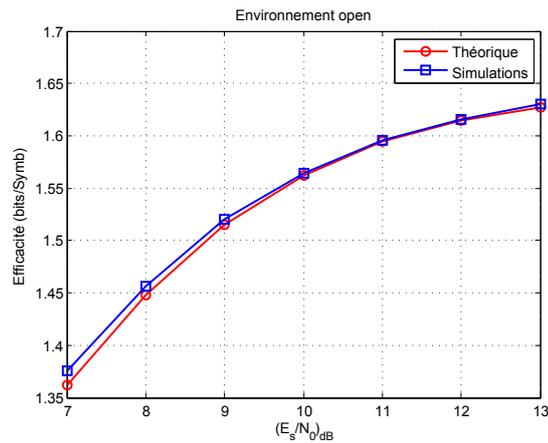


FIGURE 3.11 – Les courbes d’efficacité obtenues avec l’équation théorique et les simulations (Environnement open).

Nous pouvons constater que l’efficacité obtenue avec les simulations et celle calculée avec l’équation théorique sont très similaires. Ce résultat est très intéressant car il indique que nous pouvons estimer l’efficacité sans même faire des simulations, en connaissant le type d’environnement et les valeurs de probabilités de décodage considérées.

Le délai maximal au niveau du récepteur correspondant à un mot de code donné, D_{max} , calculé à partir de l’équation (3.1). En supposant que le délai de traitement de données au niveau du récepteur (à chaque transmission), D_r , est négligeable, D_{max} est donné par :

$$D_{max} \geq N_{bits} \cdot R_b + N_{trans} \cdot RTT - \frac{RTT}{2} \quad (3.19)$$

3.3.3 Comparaison de la méthode proposée avec d’autres schémas HARQ

Pour évaluer la méthode proposée, nous allons évaluer la performance de notre méthode en terme d’efficacité dans le cas où la seule contrainte de délai est le délai maximal acceptable. Les probabilités de décodage considérées sont celles calculées selon l’algorithme d’optimisation décrit dans la Section précédente.

Nous comparons ces résultats à ceux obtenus avec deux autres schémas. Ainsi, on définit les trois schémas suivants :

- HARQ statique : la méthode proposée où l’on prend en considération les valeurs de

probabilités de décodage calculées avec l'algorithme d'optimisation, et ensuite les nombres de bits correspondants ;

- HARQ référence : l'émetteur transmet à chaque transmission le même nombre de bits (qui correspond à la longueur du mot de code divisé par le nombre de transmissions maximal), qui est égal dans ce cas à 17840 bits ;
- CCM (Constant Coding and Modulation) : Exigence de 100 % de décodage dès la première transmission. Il n'y a pas des retransmissions possibles et le taux de codage est le même pour tous les mots de code (pour un E_s/N_0 donné).

Pour ces simulations, nous allons prendre en considération un service qui supporte un délai maximal D_{max} égal à 1.5 secondes. En appliquant l'équation (3.19), le nombre de transmissions maximal autorisées est égal à 3 pour HARQ statique et HARQ référence. Pour le CCM, une seule transmission est autorisée. Le CCM nous permettra de montrer l'intérêt d'avoir plusieurs transmissions autorisées sur l'efficacité.

Comme mentionné dans la Section 3.3.1 (Paramètres système), nous prenons en considération le canal LMS dans les simulations. Nous avons expliqué dans la Section 2.1.2 que le type d'environnement dans lequel le terminal mobile évolue change considérablement les caractéristiques du canal qui affectent le signal transmis. Ainsi, il est important d'évaluer la performance de notre méthode dans plusieurs types d'environnements. Les environnements pris en considération sont : open, Suburban et ITS. Pour chaque environnement, nous comparons les performances des trois schémas présentés ci-dessus. Les probabilités de décodage à considérer et les nombres de bits correspondants pour HARQ statique et CCM changent en fonction du type d'environnement et de la valeur de E_s/N_0 .

Pour les trois environnements considérés nous allons évaluer la performance de chaque schéma sur l'intervalle de $(E_s/N_0)_{dB}$ allant de 7 dB à 13 dB. Pour les valeurs de $(E_s/N_0)_{dB}$ inférieures à 7 dB, il n'est pas évident de décoder tous les mots de code avec les environnements ITS et suburban même si nous avons considéré un code robuste (8920, 1/6). Cela est dû au fait que les atténuations sont trop fortes avec ces deux types d'environnement (Figure 3.1) par rapport à la capacité de correction maximale du code considéré.

3.3.3.1 Environnement open

Après avoir utilisé l'algorithme d'optimisation des valeurs de probabilités de décodage pour l'environnement open et en considérant un maximum de trois transmissions, nous avons obtenu le tableau de probabilités de décodage présenté dans Tableau 3.4.

Après avoir simulé les trois schémas considérés dans cet environnement, l'efficacité obtenue est présentée sur la Figure 3.12. Nous pouvons remarquer, que les valeurs de probabilités de décodage optimales trouvées qui correspondent à l'HARQ statique, ont donné la meilleure efficacité parmi les trois schémas considérés. Le gain en terme d'efficacité par rapport à l'HARQ référence varie entre 44 % et 63 %. Le gain par rapport au CCM, varie entre 3.5 % et 46 %.

Le CCM dans ce cas a une performance, en terme d'efficacité, meilleure que celle d'HARQ référence. En effet, pour chaque valeur de E_s/N_0 , le CCM calcule le nombre de bits suffisant pour décoder tous les mots de code dès la première transmission. Dans un environnement

Transmission	1	2	3
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.58	0.38	0.04
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.69	0.28	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.69	0.28	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.71	0.27	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.71	0.27	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.71	0.27	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.80	0.19	0.01

Tableau 3.4 – Les valeurs de probabilités optimales trouvées avec l’algorithme d’optimisation pour l’environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

open et avec le code robuste considéré (8920, 1/6), le décodeur n’a pas besoin de tous les bits de redondance pour décoder. Le nombre de bits estimé diminue quand la valeur de E_s/N_0 augmente. Cependant, l’HARQ référence transmet, à chaque transmission, un nombre de bits fixé et constant pour n’importe quelle valeur de E_s/N_0 (17840 bits à chaque transmission). Ce nombre de bits est suffisant pour décoder tous les mots de code dès la première transmission dans l’environnement open et avec les valeurs de E_s/N_0 considérées (de 7 à 13 dB). Ceci explique le fait que l’efficacité obtenue avec l’HARQ référence est la même pour toutes les valeurs de E_s/N_0 et moins bonne que celle obtenue avec le CCM.

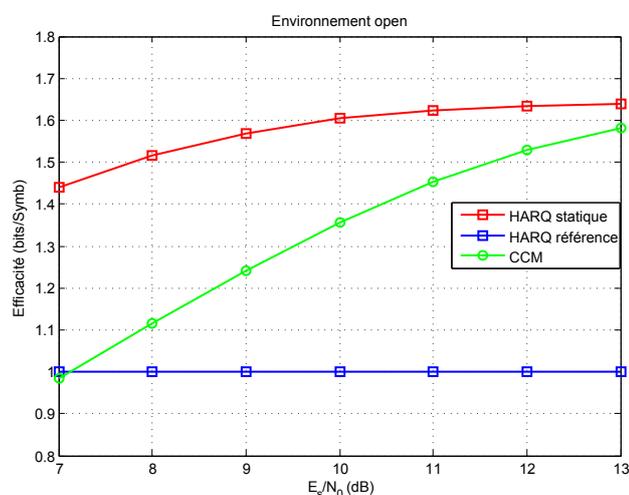


FIGURE 3.12 – Efficacité obtenue dans l’environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

Sur la Figure 3.13 nous montrons le délai moyen obtenu avec les différents schémas. L’HARQ référence et le CCM obtiennent des délais inférieurs à celui obtenu avec l’HARQ statique. En revanche l’efficacité obtenue avec ce dernier est meilleure. Les Figures 3.13 et 3.12 illustrent bien le compromis entre l’efficacité et le délai. Rappelons que nous avons fait le choix d’améliorer l’efficacité en priorité tout en respectant les contraintes de délai imposées par le service.

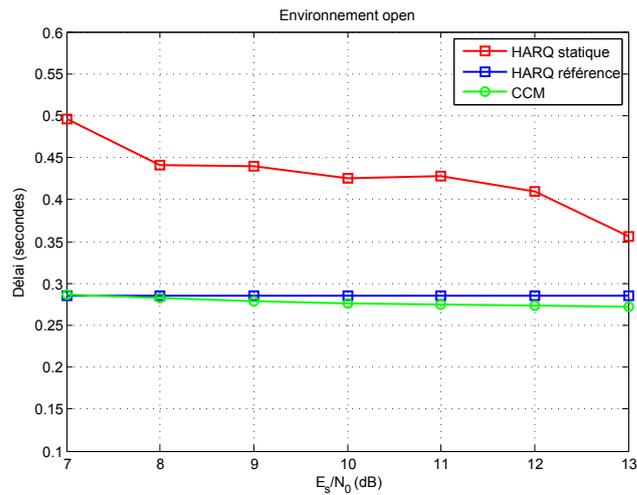


FIGURE 3.13 – Délai moyen obtenu dans l’environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

Pour montrer que la méthode proposée respecte bien les contraintes de délai requises par le service cible (qui correspondent dans nos simulations à un délai maximal de 1.5 secondes pour la délivrance de chaque mot de code), nous présentons dans la Figure 3.14 les délais moyens, maximaux et minimaux obtenus avec chaque schéma. Il est clair que les délais maximaux obtenus ne dépassent pas le délai maximal requis par le service qui est dans ce cas 1.5 secondes. De plus, le délai moyen obtenu avec l’HARQ statique est plus proche du délai minimal, ce qui montre qu’on améliore l’efficacité tout en essayant aussi d’améliorer le délai moyen. Comme nous l’avons déjà dit, le nombre de bits envoyé à la première transmission, dans le cas d’HARQ référence, est suffisant pour décoder n’importe quel mot de code dès la première transmission. Ceci explique le fait que les délais moyens, minimaux et maximaux coïncident dans ce cas-là.

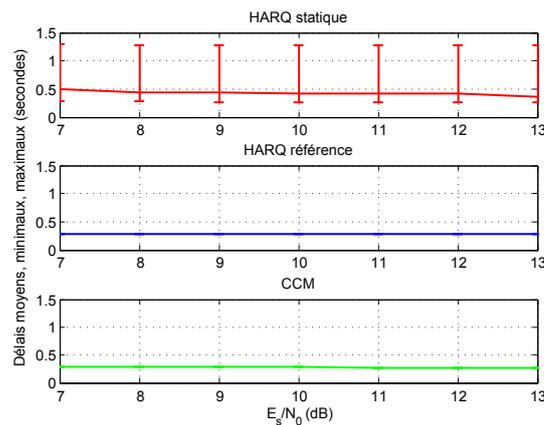


FIGURE 3.14 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l’environnement open avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

Le pourcentage de mots de code décodés obtenu avec les trois schémas considérés est de

100%. Ceci montre que nous avons réussi à fiabiliser la communication.

Comme nous pouvons le remarquer sur le tableau 3.4, les valeurs de probabilités de décodage optimales varient en fonction de E_s/N_0 . Cependant, pour vérifier que les valeurs de probabilités considérés sont celles qui maximisent l'efficacité et montrer l'intérêt de considérer des valeurs de probabilités différentes à chaque E_s/N_0 , nous allons simuler notre méthode dans l'environnement open, en considérant que le tableau de probabilité de décodage ne change pas quand la valeur de E_s/N_0 varie. Nous considérons les quatre schémas ci-dessous (les valeurs de probabilités sont indépendantes de la valeur de E_s/N_0), ces tableaux de probabilité correspondent aux différentes valeurs optimales dans le tableau 3.4 :

Transmission	1	2	3
Schéma 1	0.58	0.38	0.04
Schéma 2	0.69	0.28	0.03
Schéma 3	0.71	0.27	0.02
Schéma 4	0.80	0.19	0.01

Tableau 3.5 – Probabilités considérées pour l'environnement open.

La Figure 3.15 présente les différentes courbes d'efficacité obtenues avec le tableau de probabilité optimal (Tableau 3.4) et les quatre schémas considérés (Tableau 3.5). Nous pouvons remarquer que l'écart de gain obtenu avec le cas optimal par rapport aux schémas considérés n'est pas important dans un environnement open.

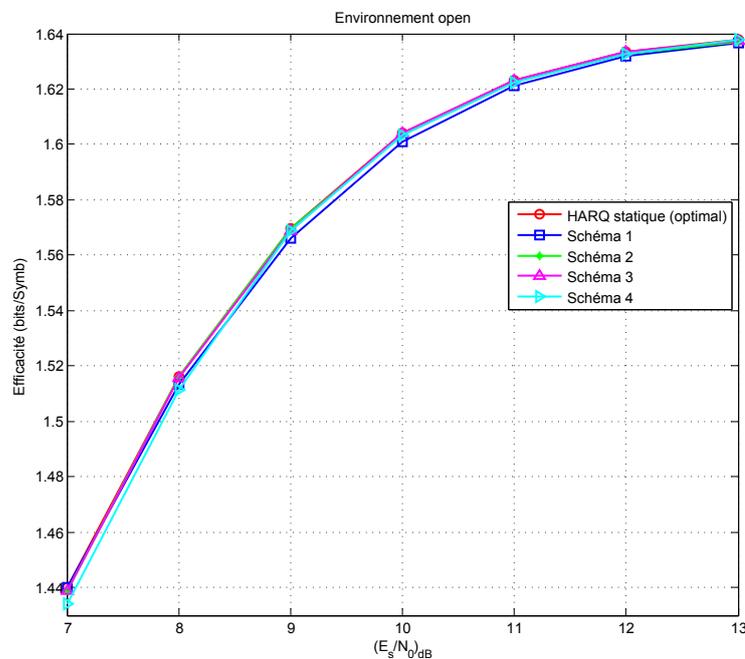


FIGURE 3.15 – Comparaison de l'efficacité obtenue dans l'environnement open avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

La Figure 3.16 est un zoom sur les valeurs d'efficacité obtenues autour de 10 dB.

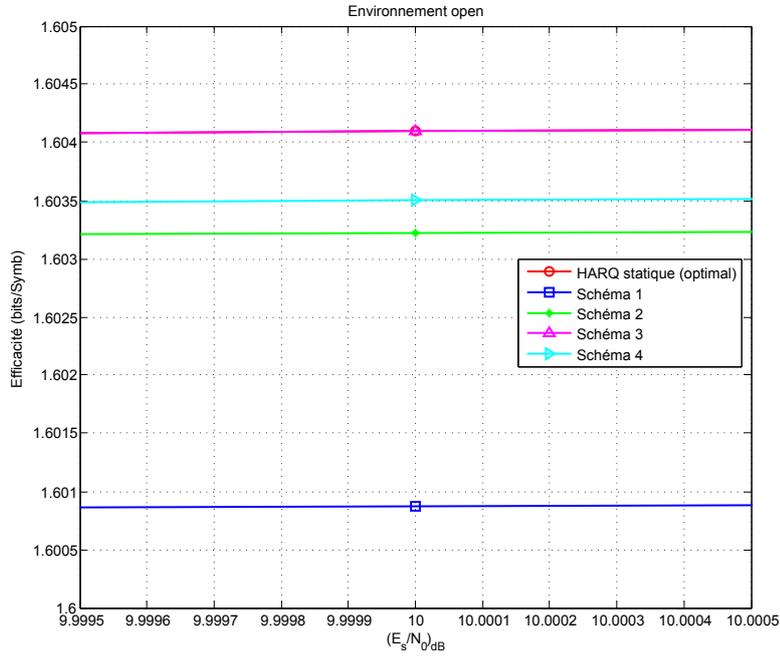


FIGURE 3.16 – Zoom sur les différentes courbes d'efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10$ dB.

Sur la Figure 3.17 nous présentons les délais obtenus avec le cas optimal et les quatre schémas considérés, dans un environnement open.

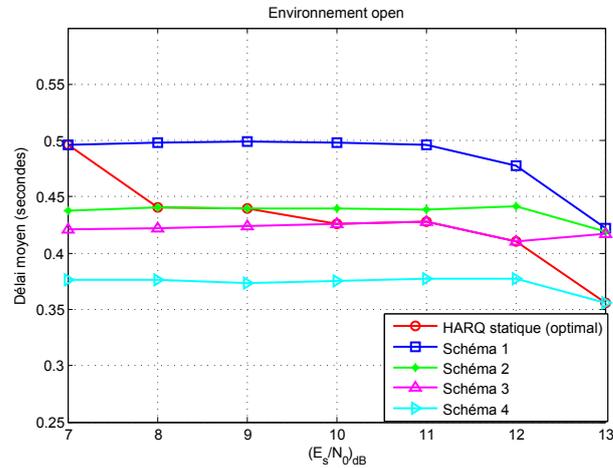


FIGURE 3.17 – Comparaison de délais obtenus dans l'environnement open avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

Selon les trois figures 3.15, 3.16 et 3.17 nous pouvons constater que dans un environnement open parfois nous perdons en terme de délai pour avoir un gain qui n'est pas très élevé en terme d'efficacité. Finalement, c'est un choix que nous avons fait, exploiter les contraintes de délai au maximum pour maximiser l'efficacité.

3.3.3.2 Environnement suburbain

Le Tableau 3.6 présente les différentes valeurs de probabilités optimales à considérer pour l'environnement Suburban, obtenues avec l'algorithme d'optimisation.

Transmission	1	2	3
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.66	0.27	0.07
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.71	0.23	0.06
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.77	0.19	0.04
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.80	0.17	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.80	0.17	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.81	0.17	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.81	0.17	0.02

Tableau 3.6 – Les valeurs de probabilités optimales trouvées avec l'algorithme d'optimisation pour l'environnement Suburban et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

Après avoir simulé les trois schémas considérés dans un environnement Suburban, l'efficacité obtenue est présentée dans la Figure 3.18. Tout comme dans le cas de l'environnement open, l'efficacité obtenue dans l'environnement Suburban avec les valeurs de probabilités optimales est meilleure que les efficacités obtenues avec les autres schémas. Le gain d'efficacité obtenu avec notre méthode par rapport à l'HARQ référence varie de 11 % à 41 %, tandis qu'un gain entre 200 % et 315 % est obtenu par rapport au CCM. Il est à noter que les valeurs d'efficacité obtenues dans un environnement Suburban sont inférieures à celles obtenues dans un environnement open où les atténuations sont moins fortes. L'HARQ référence dans ces conditions a une performance meilleure que celle du CCM. Dans un environnement suburbain, pour assurer le décodage de chaque mot de code avec une seule transmission, l'émetteur transmet le mot de code en entier dès la première transmission. Ceci explique le fait d'avoir une efficacité presque constante, pour toutes les valeurs de E_s/N_0 considérées, et égale à peu près $1/3$ (nous pouvons calculer cette valeur en utilisant l'équation 3.3, à condition de connaître le pourcentage de mots de code décodés).

La Figure 3.19 présente les résultats obtenus en terme de délai moyen dans un environnement Suburban avec les trois schémas considérés. Le délai obtenu avec le CCM est constant en fonction de E_s/N_0 , cela est dû au fait que l'émetteur a transmis le même nombre de bits pour tous les mots de code et qui ont été décodé dès la première transmission. En ce qui concerne l'HARQ référence, le délai diminue quand la valeur de E_s/N_0 augmente. Ceci est dû au fait que le pourcentage des mots de code décodés dès la première transmission augmente quand la valeur de E_s/N_0 augmente.

Nous présentons sur la Figure 3.20 les différents délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les trois schémas considérés dans un environnement Suburban.

Selon les pourcentages de décodage obtenus à la fin de la communication avec les trois schémas, la fiabilité est assurée avec l'HARQ statique et l'HARQ référence (décodage de 100 % des mots de code), par contre avec le CCM le pourcentage de décodage varie entre 98 % (à 7 dB) et 100 % (à 13 dB). Cela est dû au fait que le CCM correspond à une seule transmission

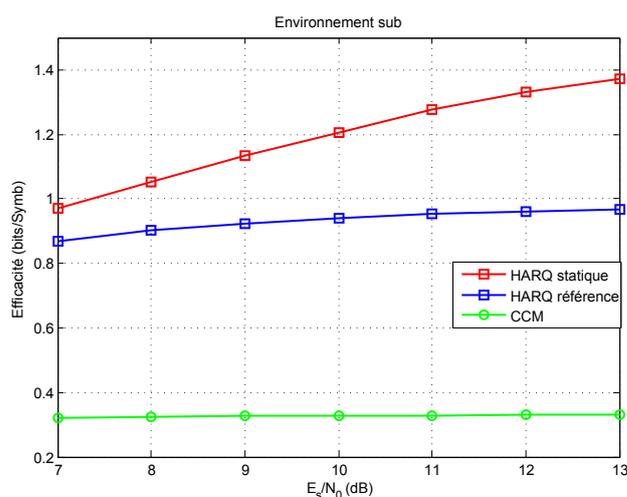


FIGURE 3.18 – Efficacité obtenue dans l’environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

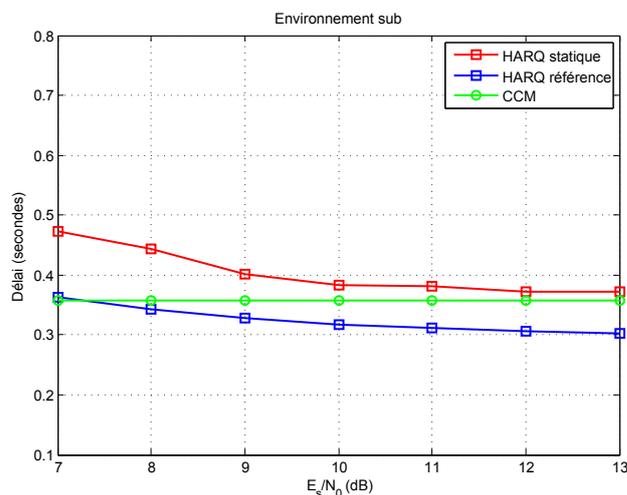


FIGURE 3.19 – Délai moyen obtenu dans l’environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

autorisée, et les mots de code non décodés avec succès sont les mots de codes dont l’émetteur a envoyé tous les bits d’un seul coup ($8920 * 6 = 53520$ bits) mais l’état du canal étant très mauvais, le récepteur ne pouvait pas décoder le mot de code.

Comme dans le cas open, les valeurs de probabilités de décodage optimales varient en fonction de E_s/N_0 aussi dans le cas de l’environnement suburban (Tableau 3.6). Cependant, pour vérifier que les valeurs de probabilités considérés sont celles qui maximisent l’efficacité et montrer l’intérêt de considérer des valeurs de probabilités différentes à chaque E_s/N_0 , nous allons simuler notre méthode dans l’environnement suburban, en considérant que le tableau de probabilité de décodage ne change pas quand la valeur de E_s/N_0 varie. Nous considérons les cinq schémas ci-dessous (les valeurs de probabilités sont indépendantes de la valeur de

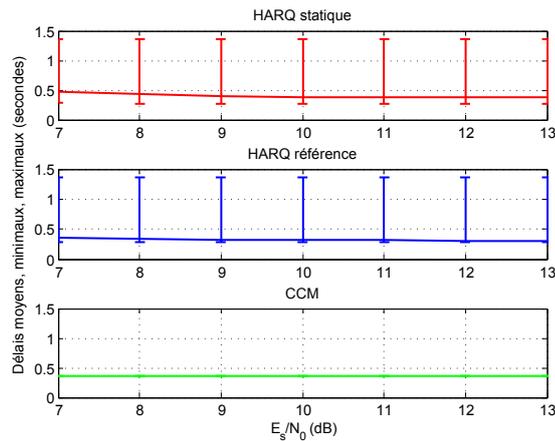


FIGURE 3.20 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l’environnement Suburban avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

E_s/N_0), ces tableaux de probabilité correspondent aux différentes valeurs optimales dans le tableau 3.6 :

Transmission	1	2	3
Schéma 1	0.66	0.27	0.07
Schéma 2	0.71	0.23	0.06
Schéma 3	0.77	0.19	0.04
Schéma 4	0.80	0.17	0.03
Schéma 5	0.81	0.17	0.02

Tableau 3.7 – Probabilités considérées pour l’environnement suburban.

La Figure 3.21 présente les différentes courbes d’efficacité obtenues avec le tableau de probabilité optimal (Tableau 3.6) et les cinq schémas considérés (Tableau 3.7). Nous pouvons remarquer que dans un environnement suburbain, avec le cas optimal nous avons un gain remarquable en terme d’efficacité par rapport aux différents schémas considérés.

La Figure 3.22 est un zoom sur les valeurs d’efficacité obtenues autour de 10 dB. Par exemple, à 10 dB, le gain obtenu avec le cas optimal par rapport au schéma 1 est autour de 3.4%.

Sur la Figure 3.23 nous présentons les délais obtenus avec le cas optimal et les différents schémas considérés, dans un environnement suburbain.

De même, dans un environnement suburbain, même si parfois nous perdons en terme de délai nous avons un gain remarquable en terme d’efficacité.

3.3.3.3 Environnement ITS

Les valeurs de probabilités optimales à considérer pour l’environnement ITS, obtenues avec l’algorithme d’optimisation sont présentées dans le Tableau 3.8.

Dans ce qui suit nous présentons les résultats des simulations obtenues dans un envi-

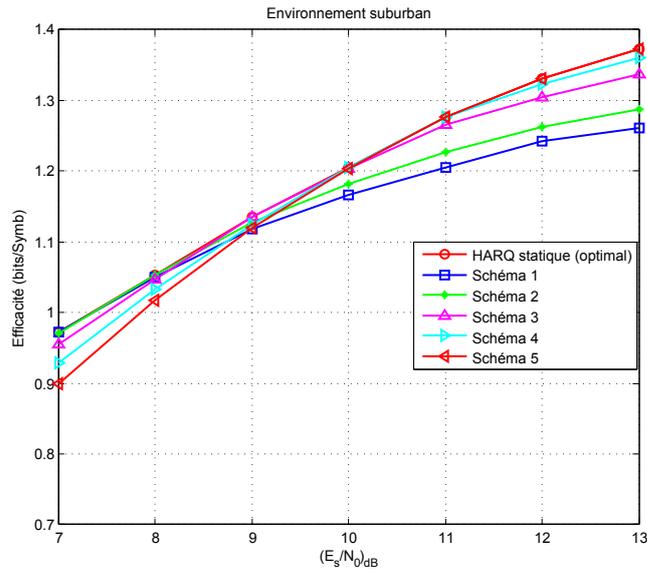


FIGURE 3.21 – Comparaison de l’efficacité obtenue dans l’environnement suburbain avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

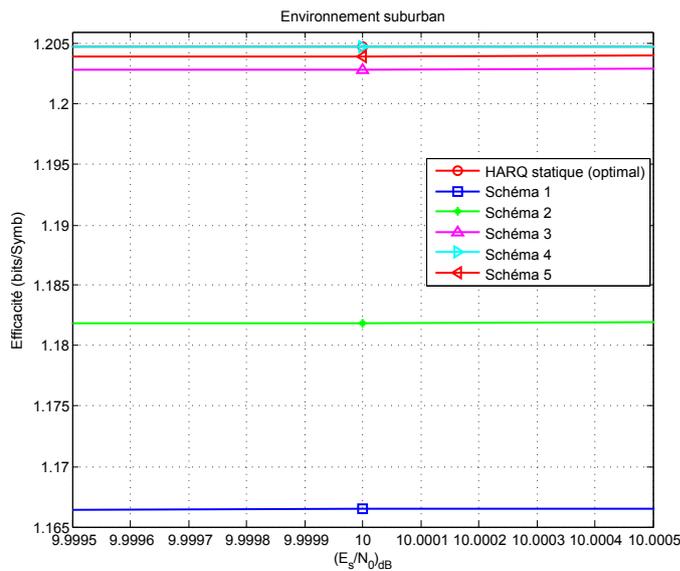


FIGURE 3.22 – Zoom sur les différentes courbes d’efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10dB$.

ronnement ITS. L’efficacité obtenue est présentée dans la Figure 3.24. L’efficacité est encore moins bonne que celles obtenues dans les deux environnements open et Suburban car les atténuations dans l’environnement ITS sont beaucoup plus fortes. Même avec des atténuations fortes, notre méthode (HARQ statique) a donné des gains assez élevés par rapport aux autres stratégies considérés. Le gain d’efficacité par rapport à l’HARQ référence varie entre 4 % et 22 % tandis que ce gain par rapport au CCM est toujours élevé, entre 140 % et 230 %. Le CCM, dans ces conditions, a donné une efficacité inférieure à celle qu’on peut obtenir avec le

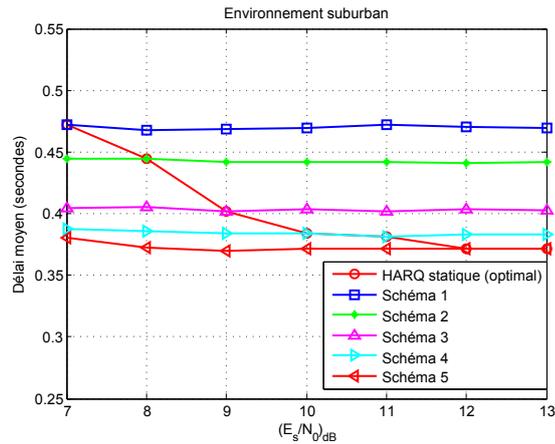


FIGURE 3.23 – Comparaison de délais obtenus dans l’environnement suburban avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

Transmission	1	2	3
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 dB$)	0.49	0.31	0.2
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 dB$)	0.54	0.29	0.17
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 dB$)	0.55	0.30	0.15
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 dB$)	0.59	0.29	0.12
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 dB$)	0.63	0.27	0.1
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 dB$)	0.66	0.26	0.08
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 dB$)	0.68	0.25	0.07

Tableau 3.8 – Valeurs de probabilités optimales trouvées avec l’algorithme d’optimisation pour l’environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

code considéré ayant un taux de codage 1/6 (en appliquant l’équation 3.3). Cela est dû au fait que le pourcentage de mots de code décodé n’est pas 100%.

Dans la Figure 3.25 nous montrons le délai moyen obtenu avec les différents schémas. Comme dans le cas d’environnement suburban, le délai moyen obtenu dans un environnement ITS et avec le CCM est constant en fonction de E_s/N_0 . Nous présentons dans la Figure 3.26 les délais moyens, maximaux et minimaux obtenus avec chaque schéma.

Finalement, nous présentons dans la Figure 3.27 le pourcentage des mots de code décodés avec succès à la fin de la communication pour les trois schémas considérés. ITS est un environnement dont les atténuations sont très fortes (Figure 3.1), ce qui explique le fait de ne pas avoir une fiabilité à 100 % avec les trois schémas pour les deux valeurs de E_s/N_0 , 7 et 8 dB. Ceci pourrait être résolu en considérant un code plus robuste que celui considéré (8920,1/6) ou un nombre de transmissions supérieur à celui considéré (3 transmissions). Pour le CCM, le pourcentage de décodage varie entre 86.5 % et 96.5 % et il est inférieur à ceux obtenus avec les deux autres schémas. Cela peut être expliqué de la même manière que pour l’environnement suburban.

Pour vérifier que les valeurs de probabilités considérées sont celles qui maximisent l’ef-

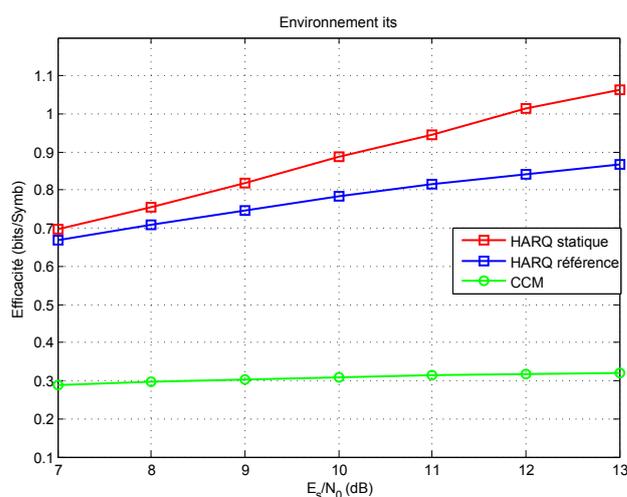


FIGURE 3.24 – Efficacité obtenue dans l’environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

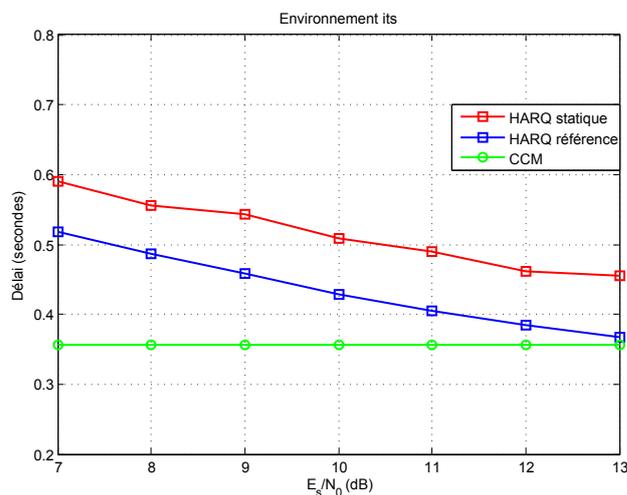


FIGURE 3.25 – Délai moyen obtenu dans l’environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

fficacité et montrer l’intérêt de considérer des valeurs de probabilités différentes à chaque E_s/N_0 , nous allons procéder de la même manière que dans les cas open et suburban. Nous considérons les six schémas présentés dans le Tableau 3.9 (les valeurs de probabilités sont indépendantes de la valeur de E_s/N_0), ces tableaux de probabilité correspondent aux différentes valeurs optimales dans le Tableau 3.8.

La Figure 3.28 présente les différentes courbes d’efficacité obtenues avec le tableau de probabilité optimal (Tableau 3.8) et les six schémas considérés (Tableau 3.9). Nous pouvons remarquer que dans un environnement ITS, avec le cas optimal nous avons un gain important en terme d’efficacité par rapport aux différents schémas considérés.

La Figure 3.29 est un zoom sur les valeurs d’efficacité obtenues autour de 10 dB. Par

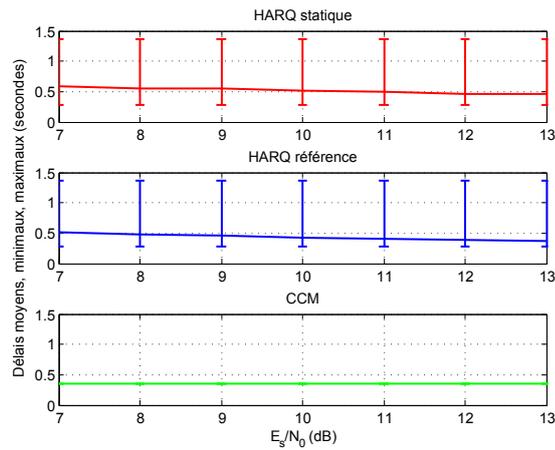


FIGURE 3.26 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus dans l’environnement ITS avec les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

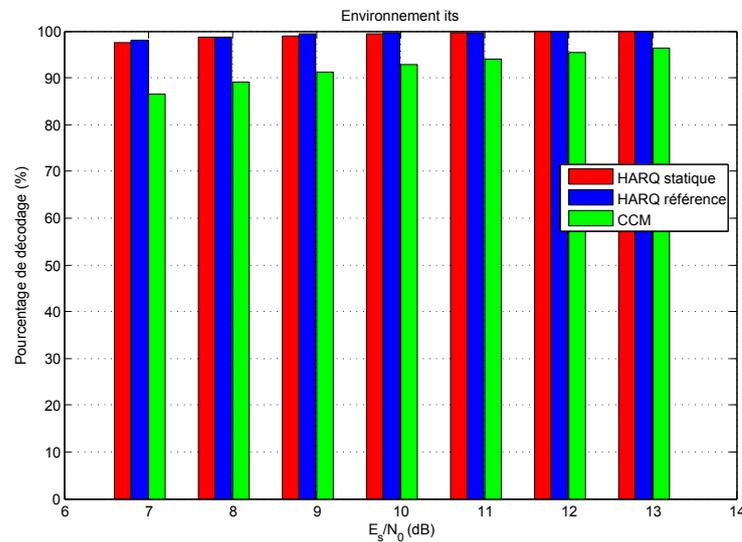


FIGURE 3.27 – Pourcentage de mots de code décodés avec succès obtenu à la fin de la communication dans l’environnement ITS avec les différents schémas HARQ considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

exemple, à 10 dB, le gain obtenu avec le cas optimal par rapport au schéma 1 est autour de 8.7%.

Sur la Figure 3.30 nous présentons les délais obtenus avec le cas optimal et les différents schémas considérés, dans un environnement ITS.

3.3.4 Discussion

Les résultats obtenus avec les simulations pour évaluer la performance de la méthode que nous proposons (HARQ statique) en la comparant avec la performance d’autres stratégies (HARQ référence et CCM), montrent que nous avons un gain en terme d’efficacité d’utilisation de la bande passante. Le pourcentage de ce gain dépend fortement du type d’environnement

Transmission	1	2	3
Schéma 1	0.49	0.31	0.2
Schéma 2	0.54	0.29	0.18
Schéma 3	0.55	0.30	0.15
Schéma 4	0.59	0.29	0.12
Schéma 5	0.63	0.27	0.1
Schéma 6	0.66	0.26	0.08

Tableau 3.9 – Probabilités considérées pour l’environnement ITS.

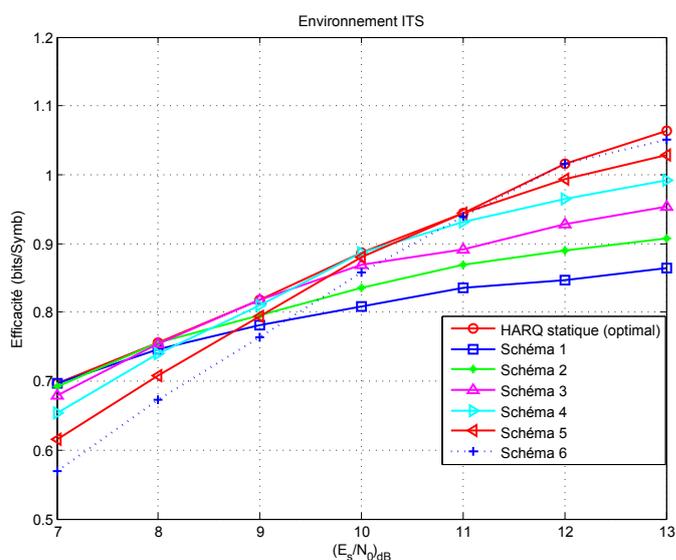


FIGURE 3.28 – Comparaison de l’efficacité obtenue dans l’environnement ITS avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

dans lequel le récepteur évolue et de la valeur de E_s/N_0 .

La méthode proposée fonctionne mieux quand les atténuations sont fortes, comme dans les environnements Suburban et ITS.

En fonction de tous ces résultats, nous pouvons remarquer l’intérêt de considérer différentes valeurs de probabilités à chaque E_s/N_0 dans des environnements suburban et ITS, dans le but de maximiser l’efficacité.

Pour conclure avec tous ces résultats nous devons toujours garder en tête qu’il y a un compromis entre l’efficacité et le délai. Ceci explique qu’il faille exploiter les contraintes de délai au maximum pour avoir un gain en efficacité. Par contre d’autres contraintes d’optimisation peuvent être prises en considération pour trouver les probabilités de décodage optimales ou le compromis entre le délai et l’efficacité par exemple. Ceci permet de ne pas trop perdre en délai quand le gain en efficacité n’est pas très important comme dans le cas d’un environnement open.

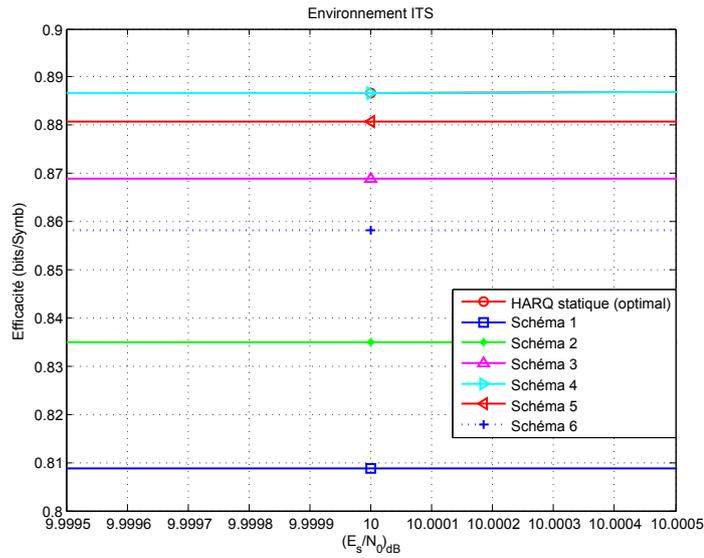


FIGURE 3.29 – Zoom sur les différentes courbes d'efficacité obtenues pour une valeur de $E_s/N_0 = 10dB$.

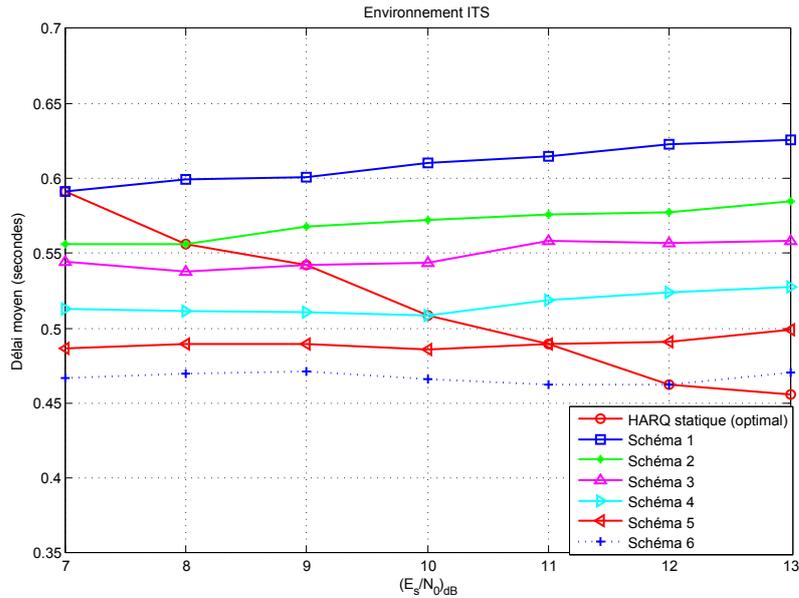


FIGURE 3.30 – Comparaison de délais obtenus dans l'environnement ITS avec le cas optimal et les différents schémas considérés pour différentes valeurs de E_s/N_0 .

3.4 Conclusion

Dans ce Chapitre, nous avons proposé une méthode basée sur HARQ dans le contexte de communications par satellite mobiles qui présentent de fortes atténuations et latences. Cette amélioration se présente comme étant un mécanisme qui assure la fiabilité de la communication et optimise l'efficacité, pour un service tolérant au délai. La méthode proposée consiste à calculer à l'avance pour chaque transmission le nombre de bits à envoyer, qui est à son tour

calculé en fonction de probabilités de décodage prédéfinies. Ces probabilités de décodage respectent les contraintes de délai exigées par le service cible. Une phase d'optimisation a été proposée dans ce Chapitre. Elle consiste à trouver les valeurs de probabilités de décodage optimales qui maximisent l'efficacité en exploitant au maximum les contraintes de délai imposées par le service.

Nous avons évalué la performance de la méthode proposée en la comparant avec celles des autres stratégies d'HARQ. Les résultats obtenus ont montré un gain en terme d'efficacité de notre méthode par rapport aux stratégies considérées, tout en respectant les contraintes de délai du service cible.

HARQ adaptatif pour les services tolérants au délai dans les communications par satellite

Sommaire

4.1 Introduction	66
4.2 Description de la méthode proposée	66
4.2.1 HARQ adaptatif pour les services tolérants au délai	67
4.2.2 Optimisation de probabilités de décodage	69
4.2.3 Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation adaptative proposée	71
4.2.4 Exemple de calcul	71
4.3 Évaluation de performance	73
4.3.1 Comparaison de la méthode adaptative proposée avec L'HARQ statique et d'autres schémas	74
4.3.2 Discussion	79
4.4 Conclusion	80

Dans le chapitre précédent nous avons proposé une méthode de fiabilisation basée sur l'HARQ statique pour les services tolérants au délai dans les communications par satellite. Dans ce chapitre nous rajoutons l'aspect adaptatif à la méthode proposée dans le Chapitre précédent. HARQ dans cette proposition n'est plus statique, c'est à dire que les nombres de bits à envoyer à chaque transmission pour les différents mots de code ne sont pas fixés à l'avance, même si le terminal mobile traverse toujours le même environnement et si la valeur de E_s/N_0 n'a pas changée. La méthode HARQ adaptatif que nous proposons s'adapte aux variations du canal pour chaque mot de code, à chaque transmission. Elle calcule à chaque fois le nombre de bits nécessaire pour décoder le mot de code à la prochaine transmission avec une probabilité de décodage prédéfinie. Ces valeurs de probabilités de décodage sont calculées de façon à maximiser l'efficacité tout en respectant les contraintes de délai requises par le service cible. Dans un premier temps nous expliquerons en détail notre proposition d'HARQ adaptatif, ensuite nous évaluerons sa performance par rapport à celle d'HARQ statique.

4.1 Introduction

La méthode HARQ statique que nous avons proposée dans le Chapitre 3 peut être améliorée pour avoir une meilleure efficacité. Pour ce faire nous proposons de rendre cette méthode adaptative, tout en utilisant la même technique pour estimer le nombre de bits à envoyer à chaque transmission pour chaque mot de code. En effet la version statique d'HARQ-IR, qui transmet un nombre de bits déjà fixé pour chaque transmission, n'est pas optimale du point de vue efficacité étant donné que l'émetteur transmet parfois plus de bits de redondance que nécessaire pour décoder le message.

Nous rappelons que les caractéristiques du lien dans les communications mobiles par satellite rendent difficiles les échanges de messages entre l'émetteur et le(s) récepteur(s). Le long délai de propagation (250 ms pour un satellite géostationnaire) et les erreurs de transmissions causées par les atténuations et les interférences intra/inter systèmes, sont les principaux problèmes dans des communications par satellite. Vu les variations rapides de l'état du canal et le long délai de propagation, il est inutile de se servir seulement de l'état du canal observé pour s'adapter à ces variations.

Les travaux que nous présentons dans ce chapitre ont été publiés dans [62]

4.2 Description de la méthode proposée

Dans la méthode d'HARQ statique, le nombre de bits à envoyer à chaque transmission est déjà calculé et fixé. Donc cette méthode ne s'adapte pas aux variations (très rapides parfois) du canal, même si pour le calcul de nombres de bits, nous prenons en considération la distribution statistique globale du canal. Ce que nous proposons ici est qu'au lieu de calculer et fixer les nombres de bits à envoyer pour toutes les transmissions, le récepteur calcule à chaque transmission et pour chaque mot de code le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission (dans le cas de non-décodage) en tenant compte des états du canal à la transmission courante et aux transmissions précédentes pour ce mot de code. Dans cette partie nous détaillons comment s'adapter aux variations du canal et comment l'émetteur et le récepteur communiquent.

4.2.1 HARQ adaptatif pour les services tolérants au délai

De la même manière que dans le cas d'HARQ statique, nous supposons que le récepteur mobile est capable de connaître le type d'environnement qu'il traverse et la fonction de répartition (CDF) de chaque type d'environnement. Dans un premier temps le récepteur détermine le type d'environnement qu'il traverse et en fonction du service cible et des contraintes de délai, il calcule les probabilités de décodage à considérer à chaque transmission de telle sorte à maximiser l'efficacité. Le calcul de ces probabilités est présenté en détail dans le chapitre précédent (Section 3.2.6). Nous désignons par P_j la probabilité de décodage à considérer à la $j^{\text{ème}}$ transmission. Nous supposons que le type de code utilisé (turbo codes, LDPC, etc) et ses paramètres (taille, taux de codage, etc) sont connus par l'émetteur et le récepteur.

Pour un mot de code donné, avant la première transmission ($j=0$) aucun bit n'est encore transmis. Pour que ce mot de code soit décodé à la première transmission ($j=1$), le récepteur doit recevoir une quantité d'information mutuelle supérieure à un seuil correspondant à un certain WER_{cible} prédéfinie. Notons par IM_{cible} le niveau d'information mutuelle par bit qui correspond à WER_{cible} pour le code considéré, N_{bits} la taille du code considéré (longueur du mot de code) et $IM^{(1)}$ la quantité d'information mutuelle reçue pour la partie du mot de code envoyée à la première transmission. Pour décoder à la première transmission, la relation suivante doit être vérifiée :

$$IM^{(1)} \geq N_{bits} IM_{cible} \quad (4.1)$$

P_1 est la probabilité de décodage considérée à la première transmission. Nous désignons par $IM_{requis}^{(1)}$ le niveau d' IM tel que la probabilité de recevoir une information mutuelle supérieure à ce niveau est P_1 . Ensuite, $N_{requis}^{(1)}$, le nombre de bits à envoyer à la première transmission vérifie la relation suivante :

$$N_{requis}^{(1)} IM_{requis}^{(1)} \geq N_{bits} IM_{cible} \quad (4.2)$$

Nous visons à améliorer l'efficacité, donc $N_{requis}^{(1)}$ doit correspondre à la valeur minimale qui vérifie la relation (4.2) :

$$N_{requis}^{(1)} = \frac{N_{bits} IM_{cible}}{IM_{requis}^{(1)}} \quad (4.3)$$

Le calcul de $IM_{requis}^{(j)}$ est détaillé dans le Chapitre 3 (Section 3.2.5.1). Pour rappel, pour trouver $IM_{requis}^{(1)}$, il suffit d'utiliser la fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS.

Après avoir transmis le nombre de bits $N_{requis}^{(1)}$ calculé dans (4.3) pour un mot de code donné, le récepteur accumule une certaine quantité d'information mutuelle $IM^{(1)}$ donnée par :

$$IM^{(1)} = N_{requis}^{(1)} IM\left(|\rho^{(1)}|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0}\right) \quad (4.4)$$

où $|\rho^{(1)}|^2$ est le coefficient d'atténuation affectant les bits transmis à la première transmission. Nous supposons que le canal est stationnaire pendant le temps de transmission de ces bits et nous supposons aussi une estimation parfaite de l'état du canal par le récepteur. Nous rappelons que $IM(\cdot)$ est la fonction fournissant la valeur de l'information mutuelle sur un canal gaussien et qui prend comme entrée $(|\rho|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0})$, où $\frac{E_s}{N_0}$ est le rapport signal sur bruit référence qui correspond aux conditions ciel clair.

Si $IM^{(1)}$ ne vérifie pas la relation (4.1), le récepteur doit calculer le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission pour le mot de code en question. Pour cela, il doit prendre en compte la valeur de probabilité de décodage prédéfinie pour la prochaine transmission et la valeur de $IM^{(1)}$. Après avoir calculé ce nombre de bits, le récepteur l'envoie dans un acquittement vers l'émetteur. D'une manière plus générale, ce processus se répète chaque fois que le récepteur ne décode pas avec succès un mot de code donné et que le nombre de transmissions effectuées pour ce dernier n'a pas encore atteint le nombre maximal de transmissions autorisées N_{trans} . Pour un mot de code non-décodé à la $j^{ème}$ transmission ($1 \leq j < N_{trans}$), le récepteur utilise les valeurs de probabilités de décodage et $IM^{(j)}$ pour calculer la valeur $N_{requis}^{(j+1)}$ et l'envoie dans un acquittement vers l'émetteur qui à son tour transmet $N_{requis}^{(j+1)}$ bits qui correspondent à ce mot de code à la $(j+1)^{ème}$ transmission.

Nous définissons $IM_{acc}^{(j)}$ comme étant l'information mutuelle par bit accumulée pour un mot de code donné, depuis la première jusqu'à la $j^{ème}$ transmission. $IM_{acc}^{(j)}$ est donnée par :

$$IM_{acc}^{(j)} = \frac{N^{(j-1)} IM_{acc}^{(j-1)} + IM^{(j)}}{N^{(j)}} \quad (4.5)$$

où :

- $N^{(j)}$ est le nombre de bits total transmis pour un mot de code donné jusqu'à la $j^{ème}$ transmission ;
- $IM_{acc}^{(0)}=0$.

Pour un mot de code non-décodé à la $j^{ème}$ transmission ($1 \leq j < N_{trans}$), celui-ci est décodé à la prochaine transmission avec une probabilité P_{j+1} si et seulement si :

$$N^{(j)} IM_{acc}^{(j)} + N_{requis}^{(j+1)} IM_{requis}^{(j+1)} \geq N_{bits} IM_{cible} \quad (4.6)$$

où :

- $N_{requis}^{(j+1)}$ est le nombre de bits à transmettre à la $(j+1)^{ème}$ transmission ;
- $IM_{requis}^{(j+1)}$ est le niveau d'information mutuelle tel que la quantité d'information mutuelle par bit reçue sur le canal considéré est supérieure à ce niveau avec une certaine probabilité.

$N_{requis}^{(j+1)}$ peut être écrit de la manière suivante :

$$N_{requis}^{(j+1)} = \frac{N_{bits}IM_{cible} - N^{(j)}IM_{acc}^{(j)}}{IM_{requis}^{(j+1)}} \quad (4.7)$$

N_{bits} et IM_{cible} sont propres au code et à la modulation utilisés, donc ils sont fixes et connus par le récepteur. Nous supposons aussi la connaissance parfaite, au niveau du récepteur, de la quantité d'information mutuelle accumulée exprimée par le produit $N^{(j)}IM_{acc}^{(j)}$. Ensuite, pour calculer $N_{requis}^{(j+1)}$ il faut trouver la valeur de $IM_{requis}^{(j+1)}$. Le calcul de $IM_{requis}^{(j+1)}$ a été détaillé dans le chapitre précédent. Nous rappelons juste les deux événements considérés :

- A_{j+1} : décoder avec succès avant ou pendant la $(j+1)^{ème}$ transmission,
- $\overline{A_{j+1}}$: ne pas décoder à la $(j+1)^{ème}$ transmission.

On a donc :

$$\begin{aligned} \Pr(A_{j+1}) &= \Pr(A_{j+1} \cap A_j) + \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}), \\ \Pr(A_{j+1}) &= \Pr(A_j) + \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Notons que la probabilité de décoder exactement à la $(j+1)^{ème}$ transmission est $P_{j+1} = \Pr(A_{j+1}) - \Pr(A_j)$, P_{j+1} peut être écrite de la manière suivante :

$$\begin{aligned} P_{j+1} &= \Pr(A_{j+1} \cap \overline{A_j}), \\ P_{j+1} &= \Pr(A_{j+1} | \overline{A_j}) \Pr(\overline{A_j}). \end{aligned} \quad (4.9)$$

Si nous désignons par p_{j+1} la probabilité $\Pr(A_{j+1} | \overline{A_j})$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} P_{j+1} &= p_{j+1} \left(1 - \sum_{k=1}^j P_k\right), \\ p_{j+1} &= \frac{P_{j+1}}{\left(1 - \sum_{k=1}^j P_k\right)}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Pour trouver $IM_{requis}^{(j+1)}$, il suffit de calculer p_{j+1} en utilisant (4.10) et de se servir de la fonction de répartition inverse du niveau d'information mutuelle reçu sur le canal LMS (Figure 3.7).

4.2.2 Optimisation de probabilités de décodage

Comme nous l'avons déjà présenté, l'efficacité peut être écrite selon l'équation suivante :

$$E = \frac{R \cdot \sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j}{\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)} \log_2(M) \quad (bits/Symbol) \quad (4.11)$$

où :

- R : taux de codage du code considéré ;
- P_j : probabilité de décodage à la $j^{ème}$ transmission ;
- M : l'ordre de modulation considérée ;
- N_{trans} : Nombre de transmissions maximal autorisé ;
- $q_l = \frac{N_{tx}^{(l)}}{N_{bits}}$: le rapport de nombre de bits envoyés à la $l^{ème}$ transmission sur le nombre de bits maximal N_{bits} .

Supposons que le service cible exige une fiabilité de 100 %, alors $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j = 1$. Maximiser l'équation (4.11) revient alors à minimiser son dénominateur $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$, pour R constant.

Dans le Chapitre 3 nous avons expliqué la méthode à utiliser pour calculer les valeurs de probabilité optimales qui maximisent l'efficacité. Avec la méthode statique, le nombre de bits calculé correspond à la valeur maximale qui assure une probabilité de décodage donnée à une transmission donnée. En revanche, pour trouver les valeurs optimales des probabilités de décodage à considérer avec la méthode adaptative, nous devons calculer le nombre de bits moyen $N_{requis}^{(j+1)}$, à transmettre à la $(j+1)^{ème}$ transmission. Celui-ci peut être écrit de la manière suivante :

$$N_{requis}^{(j+1)} = \sum_{im_1} \dots \sum_{im_j} \frac{N_{bits} IM_{cible} - N_{tx}^{(1)} im_1 - \dots - N_{tx}^{(j)} im_j}{IM_{requis}^{(j+1)}} P(im_1, \dots, im_j) \quad (4.12)$$

où :

- im_j est l'information mutuelle par bit à la $j^{ème}$ transmission ;
- $P(im_j)$ est la probabilité d'obtenir im_j ;
- $N_{tx}^{(j)}$ est le nombre de bits transmis à la $j^{ème}$ transmission.

Il faut juste noter qu'il n'y a pas une différence entre les deux valeurs $N_{requis}^{(j+1)}$ et $N_{tx}^{(j+1)}$. Nous avons fait cette distinction juste pour dire que $N_{tx}^{(j+1)}$ correspond au nombre de bits déjà transmis pendant une transmission précédente et $N_{requis}^{(j+1)}$ correspond au nombre de bits estimé et à transmettre à la prochaine transmission.

L'information mutuelle est une fonction continue sur l'ensemble des réels positifs. Toutefois, nous considérons que les variables im_j sont discrètes car il est plus difficile de faire le calcul analytique de l'équation (4.12) avec un intégrale continue. En raison des délais entre deux transmissions, on considère que im_1, im_2, \dots, im_j sont indépendantes, on a alors

$P(im_1, \dots, im_j) = P(im_1) \cdots P(im_j)$. De plus, $N_{bits}IM_{cible}$ et $IM_{requis}^{(j+1)}$ sont indépendants des différents im_j . $N_{requis}^{(j+1)}$ est calculé pour les mots de code non décodés lors des j transmissions précédentes. L'équation (4.12) peut être écrite de cette manière :

$$N_{requis}^{(j+1)} = \frac{N_{bits}IM_{cible}}{IM_{requis}^{(j+1)}} - \frac{1}{IM_{requis}^{(j+1)}} \sum_{im_1} \cdots \sum_{im_j} \left(N_{tx}^{(1)} im_1 + \cdots + N_{tx}^{(j)} im_j \right) P(im_1) \cdots P(im_j) \quad (4.13)$$

Finalement, en divisant (4.13) par N_{bits} , on obtient l'équation pour calculer q_{j+1} :

$$q_{j+1} = \frac{IM_{cible}}{IM_{requis}^{(j+1)}} - \frac{1}{IM_{requis}^{(j+1)}} \sum_{im_1} \cdots \sum_{im_j} (q_j im_1 + \cdots + q_j im_j) P(im_1) \cdots P(im_j) \quad (4.14)$$

Le but est de trouver la combinaison de probabilités de décodage à chaque transmission $[P_1, P_2, \dots, P_{N_{trans}}]$ qui minimise $\sum_{j=1}^{N_{trans}} P_j \left(\sum_{l=1}^j q_l \right)$, et ainsi qui maximise l'efficacité (4.11).

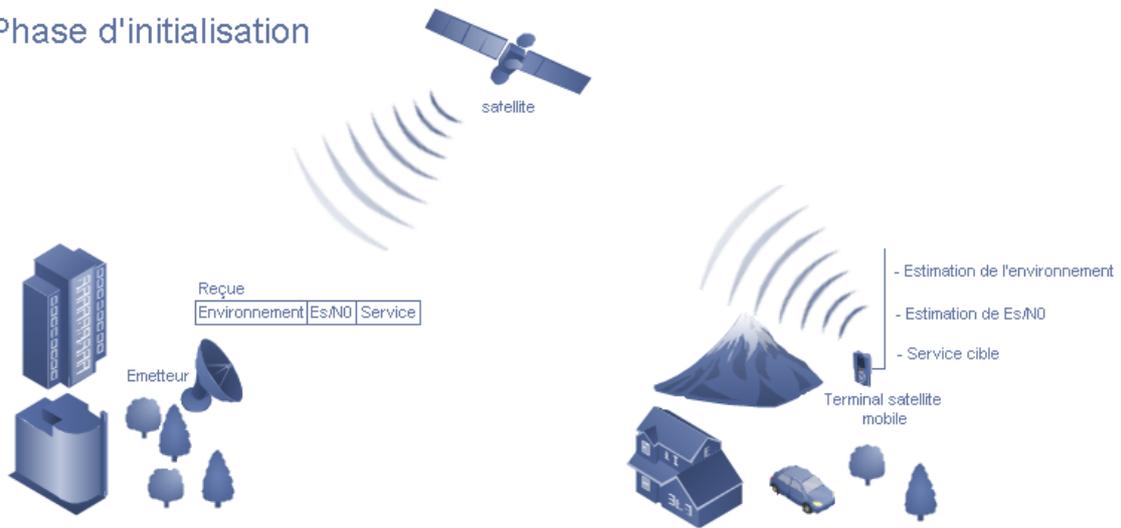
4.2.3 Schéma détaillé de la méthode de fiabilisation adaptative proposée

Sur la Figure 4.1 nous présentons un schéma détaillé de la méthode proposée. Celle-ci commence par une phase d'initialisation (qui se fait seulement au début de la communication) qui consiste à choisir le service cible et à estimer le type d'environnement que le terminal mobile traverse et l'état du canal actuel. Après réception de ces informations au niveau émetteur, les phases de transmission et d'acquiescement des mots de code commencent. Pendant la phase de transmission, l'émetteur consulte le tableau contenant les valeurs de probabilités optimales à considérer à chaque transmission, en fonction de type de l'environnement, l' E_s/N_0 et le service cible. Pour chaque mot de code l'émetteur transmet $N_{tx}^{(1)}$ bits à la première transmission (selon l'exemple présenté dans la Figure 4.1). Pendant la phase d'acquiescement, si le récepteur arrive à décoder le mot de code il transmet un acquiescement positif (ACK), si non il calcule l'information mutuelle accumulée, $IM_{acc}^{(1)}$. En fonction de $IM_{acc}^{(1)}$ et $P_2^{(2)}$ il calcule le nombre de bits, $N_{tx2}^{(2)}$, à envoyer à la deuxième transmission et il le transmet dans un acquiescement vers l'émetteur. Si un acquiescement positif est reçu au niveau émetteur, il transmet des nouveaux bits qui correspondent à un nouveau mot de code. Sinon, l'émetteur transmet $N_{tx2}^{(2)}$ bits supplémentaires qui correspondent au mot de code acquiescé. Les phases de transmission et d'acquiescement pour chaque mot de code se répètent tant que le mot de code n'est pas encore décodé ou tant que le nombre de transmissions maximal accepté pour un mot de code n'est pas atteint.

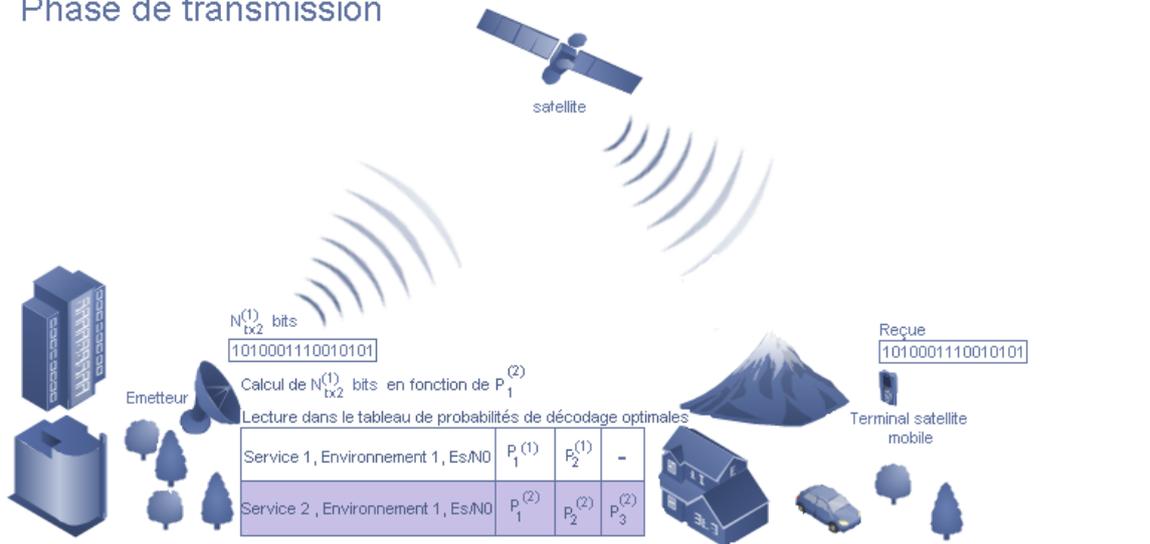
4.2.4 Exemple de calcul

La Figure 4.2 illustre un exemple concret du calcul du nombre de bits à envoyer à chaque transmission en utilisant les probabilités de décodage prédéfinies et la CDF des coefficients d'atténuation du canal et l'état du canal actuel. Dans cet exemple nous avons considéré un service qui accepte un maximum de trois transmissions, un rapport signal sur bruit $E_s/N_0 =$

Phase d'initialisation



Phase de transmission



Phase d'acquittement

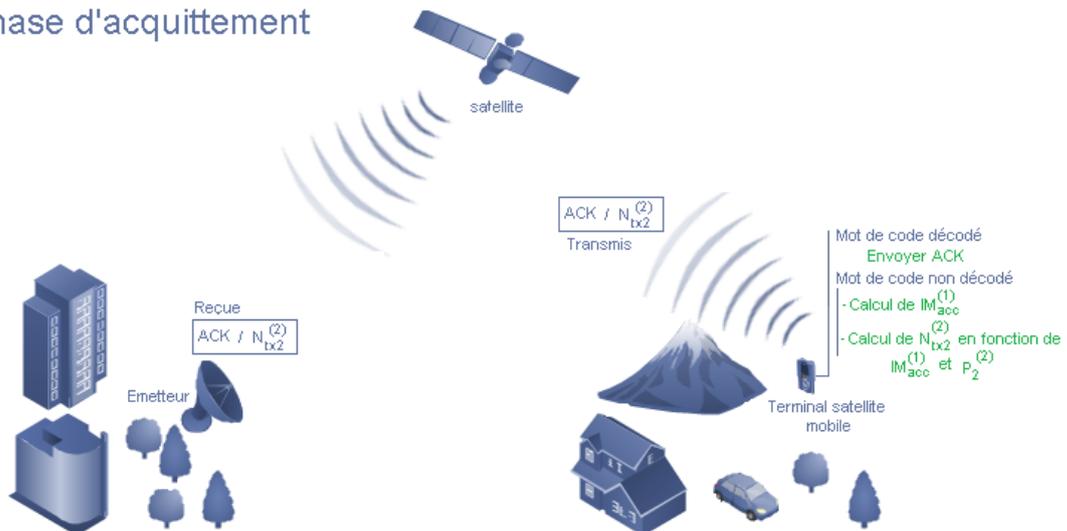


FIGURE 4.1 – Procédures mises en œuvre par l'émetteur et le récepteur dans le cas adaptatif

7 dB et un Turbo code (8920,1/6) dans un environnement ITS. Le tableau de probabilités de décodage considéré est $P = [0.5 \ 0.3 \ 0.2]$. En fonction de ces valeurs de probabilités et de la CDF de l'environnement estimé, le récepteur calcule les différents $N_{requis}^{(j)}$. Le nombre de bits à envoyer à la première transmission $N_{requis}^{(1)}$, est commun à tous les mots de code. Sur cet exemple, pour décoder 50% des mots de code envoyés à la première transmission, le nombre de bits $N_{requis}^{(1)}$ à envoyer est de 15383 (calculé avec l'équation (4.3)). La quantité d'information mutuelle reçue par le récepteur dans cet exemple est de 18000. Cette quantité d'information mutuelle accumulée pour ce mot de code est inférieure à celle requise pour pouvoir décoder avec un WER_{cible} égal à 10^{-4} et qui correspond dans ce cas à $N_{bits}IM_{cible} = 21760$. Le récepteur calcule alors le nombre de bits à envoyer à la deuxième transmission $N_{requis}^{(2)}$, et transmet cette information à l'émetteur dans un acquittement. Après deux transmissions, le mot de code est toujours non-décodé. Le récepteur calcule le nombre de bits, $N_{requis}^{(3)}$, à envoyer à la prochaine transmission. $N_{requis}^{(3)}$ calculé est supérieur à la longueur du mot de code, le récepteur dans ce cas recalcule à nouveau $N_{requis}^{(3)}$ de tel sorte que $\sum_{j=1}^3 N_{requis}^{(j)} = N_{bits}$. À la 3^{ème} transmission, l'information mutuelle accumulée $N^{(3)}IM_{acc}^{(3)}$ est devenue suffisante pour décoder avec un $WER_{cible} = 10^{-4}$, le récepteur considère alors le mot de code comme étant décodé. Il le passe aux couches hautes et transmet un acquittement à l'émetteur.

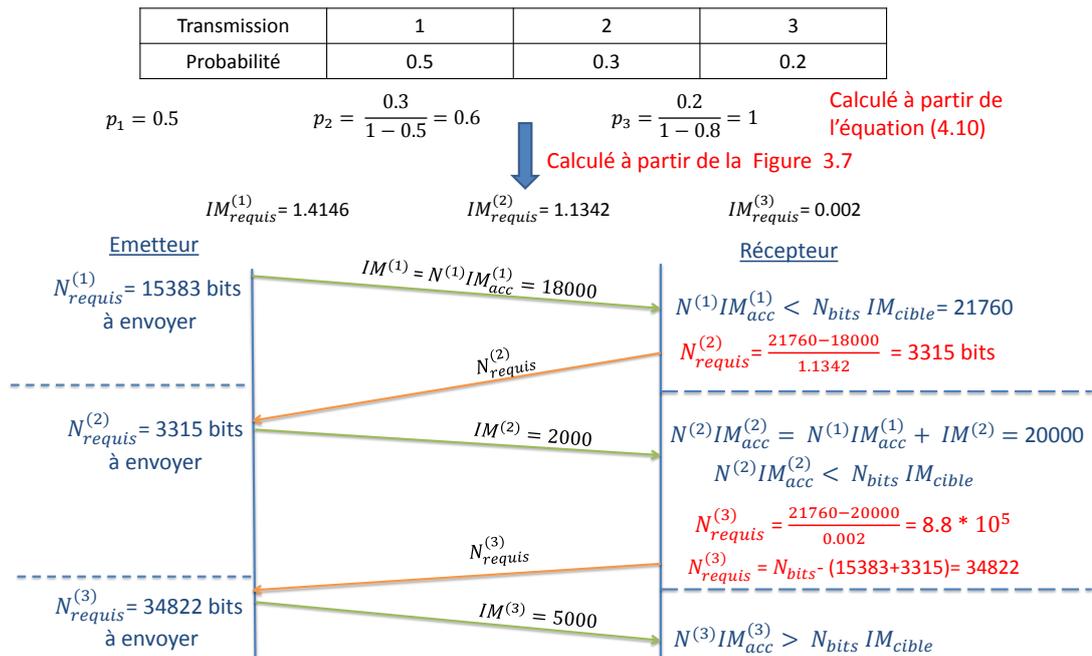


FIGURE 4.2 – Exemple numérique sur le calcul de nombres de bits à envoyer (Environnement ITS, $E_s/N_0 = 7$ dB, Turbo code (8920, 1/6), trois transmissions maximales, $WER_{cible} = 10^{-4}$).

4.3 Évaluation de performance

Dans cette section, nous évaluons la performance de la méthode proposée en réalisant des simulations dans différents contextes et différents environnements. Nous comparons les

nouveaux résultats avec ceux obtenus avec l'HARQ statique et d'autres schémas que nous avons déjà présentés dans le chapitre précédent. Les simulations des différents schémas sont faites dans les mêmes conditions et mêmes contextes.

L'outil de simulation et les paramètres système que nous avons considérés dans les simulations sont les mêmes présentés dans le Chapitre 3 (voir Section 3.3.1 et Section 3.3.2).

Les deux paramètres à étudier dans ces simulations sont l'efficacité et le délai. Plus précisément, l'objectif principal est de d'améliorer au maximum l'efficacité tout en respectant les contraintes de délai requises par le service cible. L'efficacité et le délai sont respectivement calculés à partir des équations (3.18) et (3.19).

4.3.1 Comparaison de la méthode adaptative proposée avec L'HARQ statique et d'autres schémas

Pour évaluer le gain que nous pouvons obtenir avec HARQ adaptatif, nous évaluons les performances dans le cas où la seule contrainte de délai est le délai maximal acceptable. Les probabilités de décodage à considérer sont les probabilités optimales calculées selon l'algorithme d'optimisation expliqué précédemment.

Pour ces simulations, nous prenons en considération le type de service qui exige un délai maximal D_{max} égal à 2 secondes. En appliquant l'équation (3.19), le nombre de transmissions maximal autorisées est égal à 4.

Nous comparons les résultats obtenus avec la méthode adaptative à ceux obtenus avec trois autres schémas. Ainsi, on définit les quatre schémas suivants :

- HARQ adaptatif : la méthode adaptative proposée dans ce chapitre qui prend en considération les valeurs de probabilités de décodage calculées avec l'algorithme d'optimisation ;
- HARQ statique : la méthode statique proposée dans le chapitre précédent qui prend en considération les valeurs de probabilités de décodage calculées avec l'algorithme d'optimisation, et ensuite les nombres de bits correspondants ;
- HARQ référence : l'émetteur transmet à chaque transmission le même nombre de bits (qui correspond au longueur du mot de code divisé par le nombre de transmission maximal), qui est égal dans ce cas à 13380 bits ;
- CCM (Constant Coding and Modulation) : Exigence de 100 % de décodage dès la première transmission. Il n'y a pas des retransmissions possibles et le taux de codage est le même pour tous les mots de code (pour un E_s/N_0 donné).

Dans la suite, nous considérons plusieurs types d'environnement du canal LMS. Ainsi, les probabilités de décodage à considérer changent en fonction du type d'environnement et de la valeur de E_s/N_0 . Nous présentons les résultats obtenus avec les quatre schémas présentés ci-dessus (HARQ adaptatif, HARQ statique, HARQ référence, CCM), dans les mêmes conditions. Ces simulations nous permettent de montrer le gain en terme d'efficacité que nous pouvons obtenir avec les quatre schémas.

Nous considérons dans ces simulations les trois environnements du canal LMS suivants : open, suburban et ITS. Pour chaque environnement, nous comparons les performances des quatre schémas et nous faisons varier la valeur de $(E_s/N_0)_{dB}$ de 7 à 13 dB.

4.3.1.1 Environnement open

Après avoir utilisé l'algorithme d'optimisation des valeurs de probabilités de décodage pour l'environnement open et en considérant un maximum de quatre transmissions, nous avons obtenu les probabilités de décodage pour les méthodes statique et adaptative présentés dans les tableaux 4.1 et 4.2.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.50	0.35	0.14	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.50	0.35	0.14	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.58	0.32	0.09	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.58	0.32	0.09	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.58	0.32	0.09	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.58	0.32	0.09	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.61	0.31	0.07	0.01

Tableau 4.1 – Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ statique pour l'environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.28	0.65	0.06	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.28	0.68	0.03	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.28	0.68	0.03	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.31	0.67	0.01	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.50	0.41	0.08	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.54	0.41	0.04	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.58	0.40	0.01	0.01

Tableau 4.2 – Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ adaptatif pour l'environnement open et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

La Figure 4.3 présente l'efficacité obtenue avec les quatre schémas dans un environnement open. L'HARQ adaptatif a la meilleure performance par rapport aux autres schémas considérés. Nous pouvons remarquer que le gain en terme d'efficacité obtenu avec l'HARQ adaptatif par rapport à l'HARQ statique est plus intéressant quand la valeur de E_s/N_0 est assez faible (7 et 8 dB). Ce gain pour ces valeurs de E_s/N_0 est autour de 3%. Pour des valeurs de E_s/N_0 assez élevées (12 et 13 dB) nous n'avons pas vraiment de gain en terme d'efficacité. En fait, pour des valeurs de E_s/N_0 assez élevées le nombre de bits estimé avec les deux méthodes à la première transmission est suffisant pour décoder la plupart des mots de code, où le délai moyen est presque égal au délai minimal. Par contre, le gain d'HARQ adaptatif par rapport à l'HARQ référence et CCM est beaucoup plus important. Ce gain varie entre 15 et 22% par rapport à l'HARQ référence et entre 54% (à 7 dB) et 3% (à 13 dB). Les courbes d'efficacité d'HARQ référence et CCM se croisent autour de 10 dB, où le CCM devient plus performant. Le nombre de bits transmis à la première transmission dans le cas d'HARQ référence, est suffisant pour

décoder la majorité des mots de code. Ce nombre de bits devient supérieur au nombre de bits nécessaire pour décoder n'importe quel mot de code avec une seule transmission.

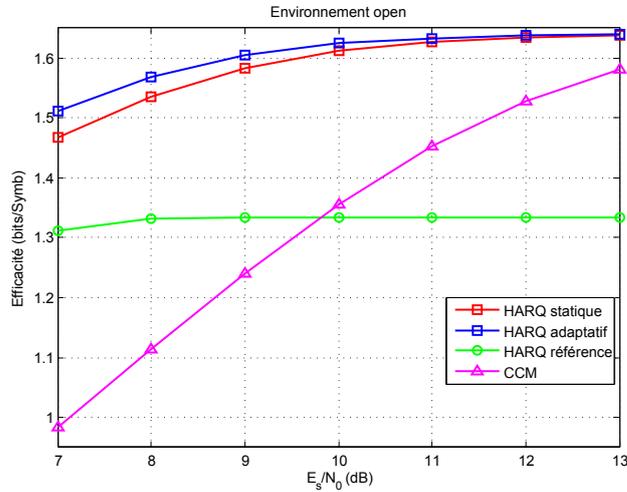


FIGURE 4.3 – Efficacité obtenue dans l'environnement open.

Pour montrer que la méthode proposée respecte bien les contraintes de délai requises par le service cible (qui correspondent dans nos simulations à un délai maximal de 2 secondes pour la délivrance de chaque mot de code), nous présentons dans la Figure 4.4 les délais moyens obtenus avec les quatre schémas. Selon les valeurs de probabilités optimales le délai obtenu est parfois meilleur avec l'HARQ statique. Le délai obtenu avec les deux schémas, HARQ référence et CCM, est presque le même. Comme nous l'avons déjà dit, le nombre de bits transmis à la première transmission dans le cas d'HARQ référence est suffisant pour décoder la majorité des mots de code dès la première transmission et c'est le cas de CCM aussi.

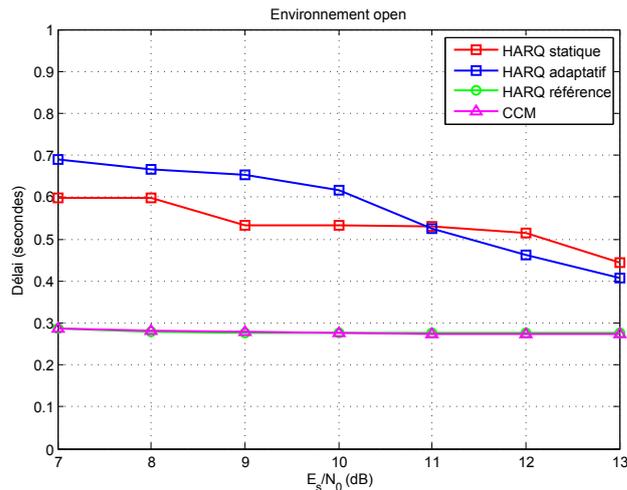


FIGURE 4.4 – Délais moyens obtenus dans l'environnement open.

4.3.1.2 Environnement suburbain

Après avoir utilisé l'algorithme d'optimisation des valeurs de probabilités de décodage pour l'environnement suburbain et en considérant un maximum de quatre transmissions, nous avons obtenu les probabilités de décodage pour les méthodes statique et adaptative présentés dans les tableaux 4.3 et 4.4.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.49	0.33	0.14	0.04
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.61	0.26	0.10	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.57	0.31	0.10	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.58	0.31	0.09	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.71	0.21	0.07	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.71	0.21	0.07	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.71	0.22	0.06	0.01

Tableau 4.3 – Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ statique pour l'environnement suburbain et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.44	0.44	0.11	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.46	0.42	0.11	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.46	0.43	0.10	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.54	0.38	0.07	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.57	0.36	0.06	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.65	0.30	0.04	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.72	0.21	0.06	0.01

Tableau 4.4 – Valeurs de probabilités optimales pour l'HARQ adaptatif pour l'environnement suburbain et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

L'efficacité obtenue après avoir simulé les quatre schémas (HARQ adaptatif, HARQ statique, HARQ référence et CCM) dans un environnement suburbain, est présentée dans la Figure 4.5. L'HARQ adaptatif a une meilleure performance en terme d'efficacité par rapport à l'HARQ statique et les deux autres schémas. Le gain obtenu avec l'HARQ adaptatif par rapport à l'HARQ statique varie entre 4.5 % et 9 %. L'HARQ adaptatif a un gain plus élevé par rapport à l'HARQ référence. Ce gain varie entre 19 % et 22 %. Le gain d'HARQ adaptatif en efficacité par rapport au CCM varie entre 264 % et 363 %. L'efficacité obtenue avec le CCM est presque constante.

La Figure 4.6 présente les délais moyens obtenus. le délai obtenu avec l'HARQ statique est sensiblement meilleur que celui obtenu avec l'HARQ adaptatif. Le CCM a un délai presque constant, pour la raison déjà expliquée ci-dessus concernant l'efficacité.

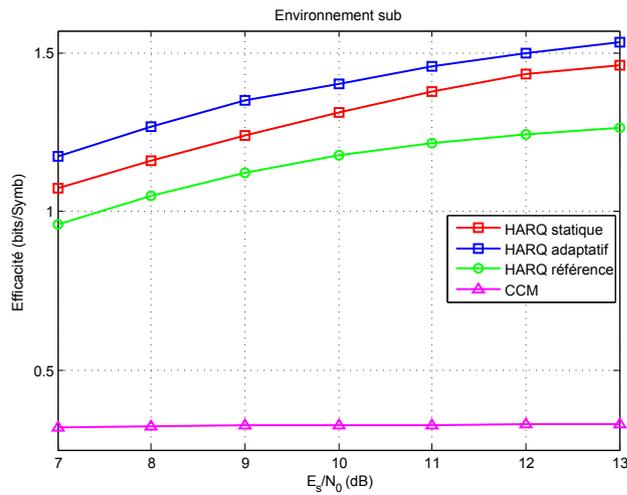


FIGURE 4.5 – Efficacité obtenue dans l'environnement suburbain.

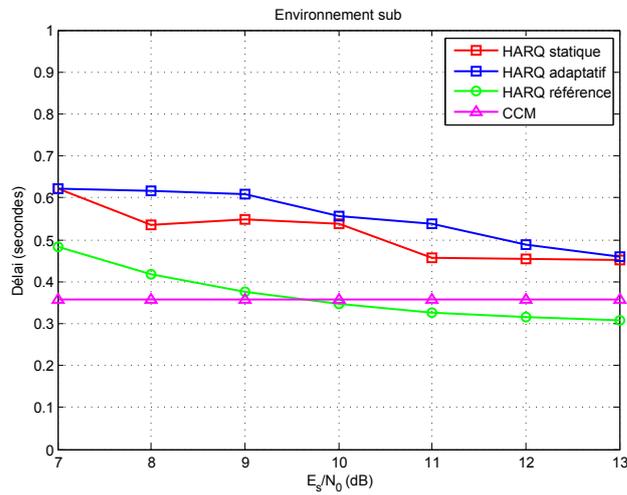


FIGURE 4.6 – Délais moyens obtenus dans l'environnement suburbain.

4.3.1.3 Environnement ITS

Pour l'environnement ITS et pour un maximum de quatre transmissions, l'algorithme d'optimisation nous a permis d'obtenir les tableaux de probabilités de décodage 4.5 et 4.6 pour les méthodes statique et adaptative.

La Figure 4.7 présente l'efficacité obtenue après avoir simulé les quatre schémas (HARQ adaptatif, HARQ statique, HARQ référence et CCM) dans un environnement ITS. Il est clair que dans cet environnement l'HARQ adaptatif a un gain intéressant en terme d'efficacité par rapport à l'HARQ statique. Ce gain varie entre 4% et 10%. Le gain en terme d'efficacité varie entre 8% et 21% par rapport à l'HARQ référence et entre 180% et 320% par rapport à CCM.

La Figure 4.8 présente les délais moyens obtenus avec les quatre schémas. On constate bien que le délai obtenu avec la méthode adaptative est parfois meilleur que celui obtenu avec la méthode statique.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.42	0.27	0.18	0.13
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.46	0.28	0.16	0.1
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.49	0.27	0.15	0.09
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.51	0.28	0.14	0.07
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.55	0.27	0.13	0.05
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.58	0.26	0.12	0.04
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.61	0.26	0.10	0.03

Tableau 4.5 – Valeurs de probabilités optimales pour l’HARQ statique pour l’environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

Transmission	1	2	3	4
Probabilité ($E_s/N_0 = 7 \text{ dB}$)	0.42	0.38	0.17	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 8 \text{ dB}$)	0.42	0.38	0.17	0.03
Probabilité ($E_s/N_0 = 9 \text{ dB}$)	0.46	0.38	0.14	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$)	0.46	0.38	0.14	0.02
Probabilité ($E_s/N_0 = 11 \text{ dB}$)	0.49	0.39	0.11	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$)	0.50	0.38	0.11	0.01
Probabilité ($E_s/N_0 = 13 \text{ dB}$)	0.55	0.35	0.09	0.01

Tableau 4.6 – Valeurs de probabilités optimales pour l’HARQ adaptatif pour l’environnement ITS et pour les différentes valeurs de E_s/N_0 considérées.

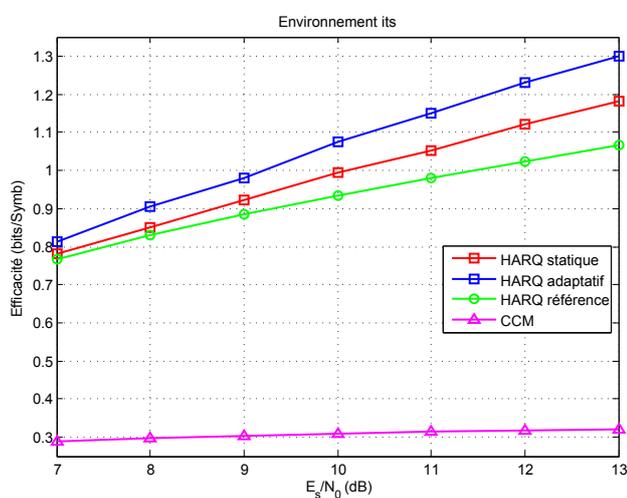


FIGURE 4.7 – Efficacité obtenue dans l’environnement ITS.

4.3.2 Discussion

La comparaison de l’HARQ adaptatif que nous avons proposé avec l’HARQ statique, l’HARQ référence et le CCM, montre que l’HARQ adaptatif atteint toujours de meilleures performances. Le gain obtenu en efficacité dépend du type d’environnement du canal LMS

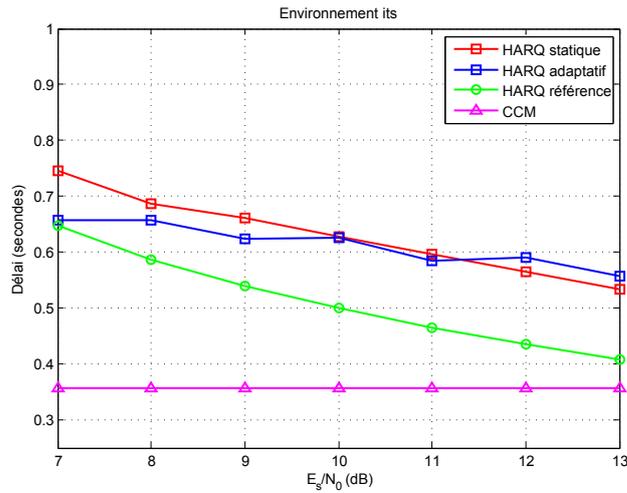


FIGURE 4.8 – Délais moyens obtenus dans l’environnement ITS.

considéré et du E_s/N_0 . Les simulations ont été réalisées dans les mêmes conditions pour les différents schémas considérés. Pour les deux schémas HARQ adaptatif et HARQ statique, nous avons considéré les probabilités de décodage optimales trouvées dans chaque environnement LMS.

Il est bien clair que nous pouvons obtenir une meilleure efficacité globale quand le terminal mobile traverse un environnement open, par contre nous avons un gain plus intéressant avec l’HARQ adaptatif par rapport à l’HARQ statique quand le terminal mobile traverse un environnement où les atténuations sont assez fortes comme les environnements suburban et ITS. Ce gain varie entre 4.5% et 9% pour un environnement suburban et entre 4% et 10% pour un environnement ITS.

Rappelons nous que notre but dès le début était d’améliorer l’efficacité au maximum tout en respectant les contraintes de délai requises par le service.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit l’aspect adaptatif par rapport à l’HARQ statique. Cet aspect adaptatif consiste à s’adapter à chaque transmission aux variations du canal, en calculant le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission pour décoder le mot de code avec succès avec une probabilité de décodage prédéfinie. Ces valeurs de probabilités sont optimisées de façon à maximiser autant que possible l’efficacité d’utilisation de la bande passante tout en respectant les contraintes de délai exigées par le service cible.

Après avoir simulé l’HARQ adaptatif et comparé sa performance par rapport à celle d’HARQ statique et d’autres schémas, nous avons constaté que l’HARQ adaptatif est meilleur en terme d’efficacité.

Chapitre 5

Structure de trame et encapsulation et leur impact sur la performance de techniques de fiabilisation proposées

Sommaire

5.1 Introduction	82
5.2 Le Standard DVB-RCS+M	82
5.2.1 Mode d'adaptation	82
5.2.2 L'adaptation de flux	83
5.2.3 Codes correcteurs d'erreurs	83
5.2.4 Modulation	83
5.2.5 Tramage au niveau couche physique	84
5.3 Structure de trame et encapsulation dans le cadre des méthodes HARQ proposées	85
5.3.1 Fragmentation et encapsulation	85
5.3.2 Structure de trame couche physique et codage	85
5.3.3 Mécanisme d'agrégation de plusieurs mots de code	87
5.4 Évaluation de performance	88
5.4.1 Résultats	90
5.4.2 Discussion	90
5.5 Conclusion	97

Dans ce chapitre, nous étudions l'impact du tramage et d'overhead (entêtes, pilotes) sur la performance de méthodes proposées dans les chapitres précédents. Pour cela, nous proposons un format de trame pour une couche physique implémentant les mécanismes HARQ proposés dans les chapitres précédents et nous évaluons la performance de notre proposition en faisant varier les paramètres du système. Dans un premier temps, nous présentons un standard satellitaire, utilisé dans les scénarios mobiles, et en particulier les tailles de trame couche physique et les codes utilisés dans ce standard. Ensuite, nous présentons nos propres considérations et nous montrons la performance des méthodes proposées avec celles-ci.

5.1 Introduction

Dans le chapitre 3 nous avons proposé une méthode de fiabilisation HARQ statique qui assure la fiabilité de communication et améliore l'efficacité d'utilisation de la bande passante dont dispose l'émetteur tout en respectant les contraintes de délai requises par le service en question. Nous avons ensuite ajouté l'aspect adaptatif à la méthode proposée dans le Chapitre 4. Ceci nous a permis d'avoir un gain en terme d'efficacité par rapport à la méthode statique. En revanche, dans toutes les simulations que nous avons faites précédemment, nous avons supposé que l'émetteur et le récepteur sont capables de transmettre et recevoir n'importe quel nombre de bits sans aucun problème. Cependant, dans les systèmes réels, les données sont envoyées dans des trames couche physique (en anglais, Physical Layer Frame) avec des tailles et des entêtes définies, ainsi que des symboles pilotes utilisés pour la synchronisation et la signalisation. Ces entêtes et symboles pilotes engendrent une baisse de performance, en terme d'efficacité, de méthodes proposées. L'objectif est de trouver l'ordre de grandeur optimal des tailles de trame et de codes à utiliser et également de définir la meilleure stratégie de transmission à adopter par l'émetteur pour avoir un gain en efficacité dans un système réel.

5.2 Le Standard DVB-RCS+M

Dans cette partie nous présentons les tailles et la construction des trames définies dans le standard satellite DVB-RCS+M (DVB Return Channel via Satellite in mobile scenarios). Nous présentons ce standard car il est utilisé dans les scénarios mobiles que nous considérons comme cas d'étude.

Le mode CC (continuous carrier) dans DVB-RCS+M [63] garde la même structure de trame que le standard DVB-S2 classique [21]. Par contre, pour pouvoir utiliser la structure de trame de DVB-S2, quelques adaptations doivent être réalisées.

5.2.1 Mode d'adaptation

Le mode adaptation dépend de l'application. Il doit assurer la fusion des flux d'entrée et les diviser en "DATA FIELDS". Une entête de bande de base appelée Base-Band Header (BBHEADER) doit être ajoutée devant le "DATA FIELD" pour informer le destinataire du format du flux d'entrée et du type du mode d'adaptation. La Figure 5.1 représente le format de flux à la sortie de l'adaptateur de mode et montre la constitution de BBHEADER.

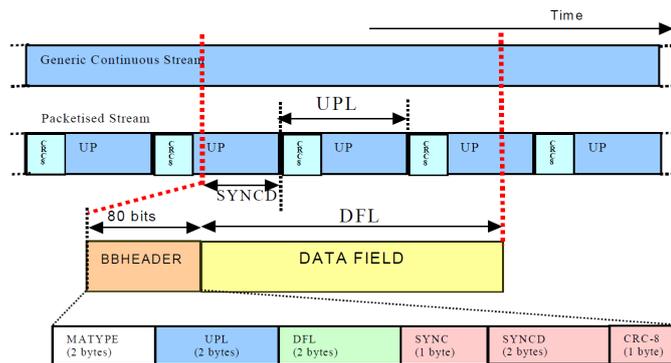


FIGURE 5.1 – Format de flux à la sortie de l’adaptateur de mode

5.2.2 L’adaptation de flux

L’adaptation de flux effectue un rembourrage (padding) pour compléter une trame de bande de base (BBFRAME). $(K_{bch} - DFL - 80)$ bits zéro doivent ainsi être ajoutés après le “DATA FIELD”. Le BBFRAME résultant doit avoir une longueur constante de K_{bch} bits. Pour les applications de services de diffusion, $DFL = K_{bch} - 80$, donc l’opération de rembourrage n’est pas nécessaire. DFL est la longueur de “DATA FIELD”. La Figure 5.2 montre le format de BBFRAME à la sortie de l’adaptateur de flux.

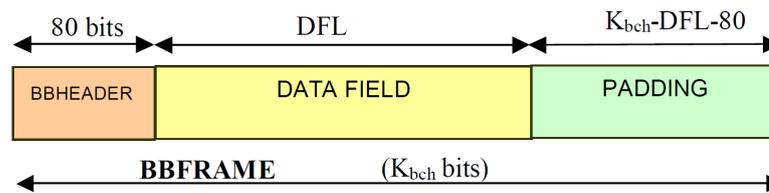


FIGURE 5.2 – Format de BBFRAME à la sortie de l’adaptateur de flux

5.2.3 Codes correcteurs d’erreurs

Le codage doit être effectué par la concaténation de codes BCH, et LDPC (Low Density Parity Check) avec les taux de codage : $1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 10/9$. Le bloc codé (à la sortie du codeur) doit avoir une longueur $\eta_{ldpc} = 4096$ bits dans le standard DVB-RCS+M. Lorsque les modes VCM (Variable Coding and Modulation) et ACM (Adaptive Coding and Modulation) sont utilisés, le mode de codage et de modulation utilisé peut être modifié dans des trames différentes, mais reste constant à l’intérieur d’une seule trame. La Figure 5.3 montre le format des données avant entrelacement de bits. On appelle FECFRAME les données obtenues après codage.

5.2.4 Modulation

La trame FECFRAME peut être modulée par l’un des quatre formats de modulation possibles avec DVB-S2 qui sont : QPSK, 8PSK, 16APSK ou 32APSK. Ceci nécessite que la taille de FECFRAME soit un multiple de 2, 3, 4 ou 5. Deux/quatre bits de padding sont respectivement ajoutés pour les modulations 8PSK/32APSK. Ceci aboutit à une trame modulée appelée XFEC-

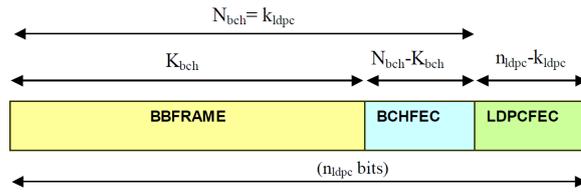


FIGURE 5.3 – Format des données avant entrelacement de bits

FRAME (complex-FECFRAME), de taille 2048, 1366, 1024 ou 820 symboles complexes pour QSPK, 8PSK, 16APSK ou 32APSK, respectivement.

5.2.5 Tramage au niveau couche physique

Dans DVB-S2, les symboles XFECFRAME sont organisés dans des slots de 90 symboles complexes chacun. Dans le cas de l'insertion de symboles de pilotes, qui est optionnel pour DVB-S2 et obligatoire pour DVB-RCS+M, 36 symboles pilotes sont insérés chaque 16 slots pour former une trame couche physique (PLFRAME). Ceci implique que la taille de XFECFRAME soit un multiple de 90 symboles, ce qui n'est pas le cas pour les codes de longueur 4096 bits. Pour cette raison, des symboles pilotes en plus sont ajoutés à la fin du dernier slot XFECFRAME pour compléter correctement le PLFRAME. Les symboles pilotes ajoutés peuvent être considérés comme un postambule qui peut être utilisé pour la synchronisation et les algorithmes d'estimation du canal au niveau récepteur. Ceci est essentiel pour les modulations 16APSK et 32APSK où le XFECFRAME est plus court que 16 slots et où le postambule est le seul symbole pilote dans le PLFRAME.

La Figure 5.4 présente la structure de PLFrame définie dans le standard DVB-RCS+M.

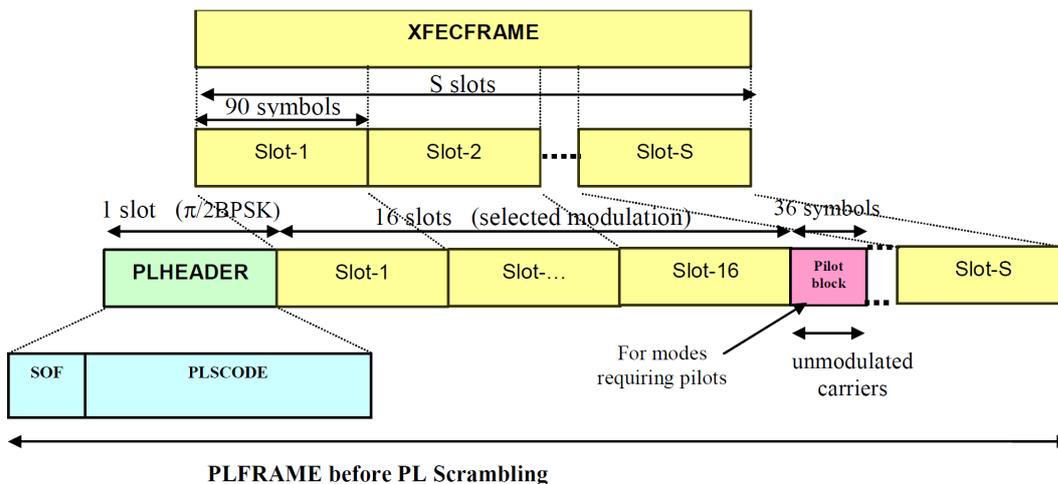


FIGURE 5.4 – Structure de PLFrame (DVB-RCS+M)

5.3 Structure de trame et encapsulation dans le cadre des méthodes HARQ proposées

Nous présentons dans cette section un modèle d'encapsulation et de tramage au niveau de la couche physique. Pour cela, nous allons présenter les différentes étapes qui permettent d'encapsuler un message du niveau IP (en anglais, Internet Protocol) au niveau accès (MAC : Media Access Control), et de niveau MAC au niveau couche physique. Nous allons également présenter un mécanisme pour transmettre et agréger les données dans les trames.

5.3.1 Fragmentation et encapsulation

La Figure 5.5 présente une illustration simplifiée qui explique les différentes étapes, dans le cadre d'un système de transmission avec nos méthodes HARQ, qui se déroulent au niveau de l'émetteur avant la transmission d'une trame couche physique. Le message IP de taille N octets doit être fragmenté d'abord au niveau couche 2 (en anglais, Data Link Layer) pour respecter les contraintes de taille de trame couche physique. Une entête H_{DLL} est ajoutée au début de chaque fragment. Ensuite, chaque fragment et son entête (k bits) sont codés au niveau de la couche physique avec un code défini par son type (LDPC, Turbo code, etc.) et son taux de codage ($\frac{k}{n}$). Nous présentons dans le Tableau 5.1 les différents paramètres utilisés dans la Figure 5.5 et ses significations.

Notation	Signification
N (octets)	Taille de message IP
H_{DLL}	Entête (header) ajoutée au fragment au niveau couche 2 (Data Link Layer)
k (bits)	Nombre de bits à l'entrée du codeur (formés par H_{DLL} et le fragment)
n (bits)	Nombre de bits à la sortie du codeur (ayant un taux de codage égale à $\frac{k}{n}$)
$N_{tx}^{(j)}$	Nombre de bits à transmettre à la $j^{ème}$ transmission, parmi les n bits
H_{Phy}	Entête (header) ajoutée à la trame couche physique
N_{trame}	Taille de la trame couche physique (y compris l'entête H_{Phy})

Tableau 5.1 – Paramètres d'encapsulation, de codage et de tramage

5.3.2 Structure de trame couche physique et codage

Suite à l'étape de codage du fragment et de son entête, nous obtenons ce que nous appelons le mot de code de taille n bits. Les différents mots de code générés sont transmis en partie (selon la méthode HARQ) dans des trames couche physique de taille donnée (N_{trame}) et une entête (H_{Phy}) est ajoutée au début de chaque trame. Nous détaillerons dans la section suivante le mode de transmission des bits de chaque mot de code dans les trames. Notons que l'entête que nous définissons ici, comprend les données de signalisation, les symboles pilotes ainsi que toutes les données utilisées pour la synchronisation. Pour simplifier notre modèle, nous choisissons de placer toutes ces données dans une entête au début de la trame. En effet, la position de ces données dans la trame n'a pas d'importance, vu que le but principal est d'étudier leur impact sur l'efficacité d'utilisation de la bande passante obtenue avec nos

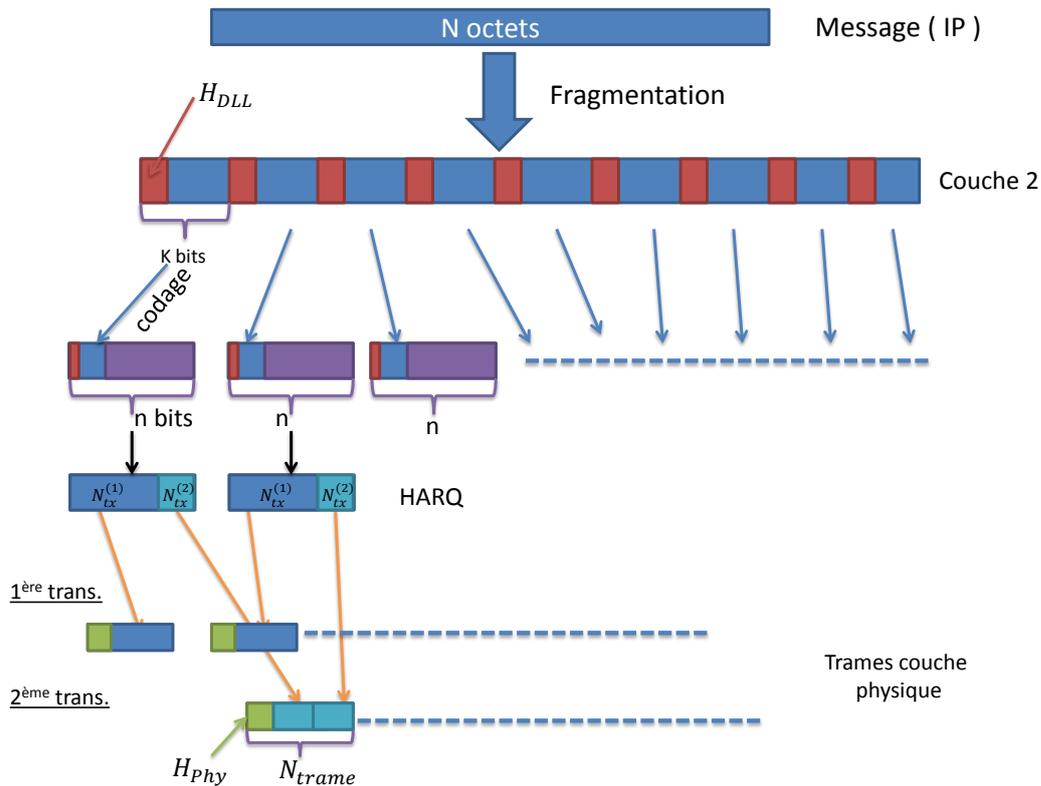


FIGURE 5.5 – Encapsulation et encodage

méthodes HARQ. Il faut noter que normalement les pilotes et les entêtes sont des symboles. Dans notre modèle simplifié, nous les considérons comme des bits, par souci de simplification.

Dans la Figure 5.6 nous présentons un exemple pour un message IP de taille 50 octets. Ce message est fragmenté au niveau de la couche 2 en deux fragments, chacun de 25 octets (200 bits). Une entête de 5 octets est ajoutée au début de chaque fragment. Le fragment et son entête (240 bits en total) sont codés avec un code de taux de codage 1/2, pour obtenir un mot de code de 480 bits. Selon les deux techniques de fiabilisation présentées dans les chapitres précédents (HARQ statique et adaptatif), l'émetteur ne transmet pas le mot de code en entier dès la première transmission. Il transmet un certain nombre de bits de ce mot de code, ce nombre étant calculé en fonction de plusieurs paramètres : le type d'environnement, la qualité du canal, la probabilité de décodage, etc. Nous présentons dans cet exemple, un cas où le nombre de transmissions maximal accepté est 2. Comme nous pouvons le voir sur l'exemple présenté dans la Figure 5.6, la trame couche physique a une taille de 440 bits, dont une entête de 120 bits. Le nombre de bits à envoyer à la première transmission est de 320 bits (une partie du mot de code, comme montré sur la figure), vu que la taille de la partie utile dans la trame est de 320 bits. En revanche, après avoir reçu des acquittements négatifs pour les deux mots de code présentés dans la figure, des bits supplémentaires sont envoyés pour chaque mot de code, 160 bits pour chacun d'entre eux. Ces bits, bien qu'ils correspondent à deux mots de code différents, sont transmis dans la même trame couche physique. Nous

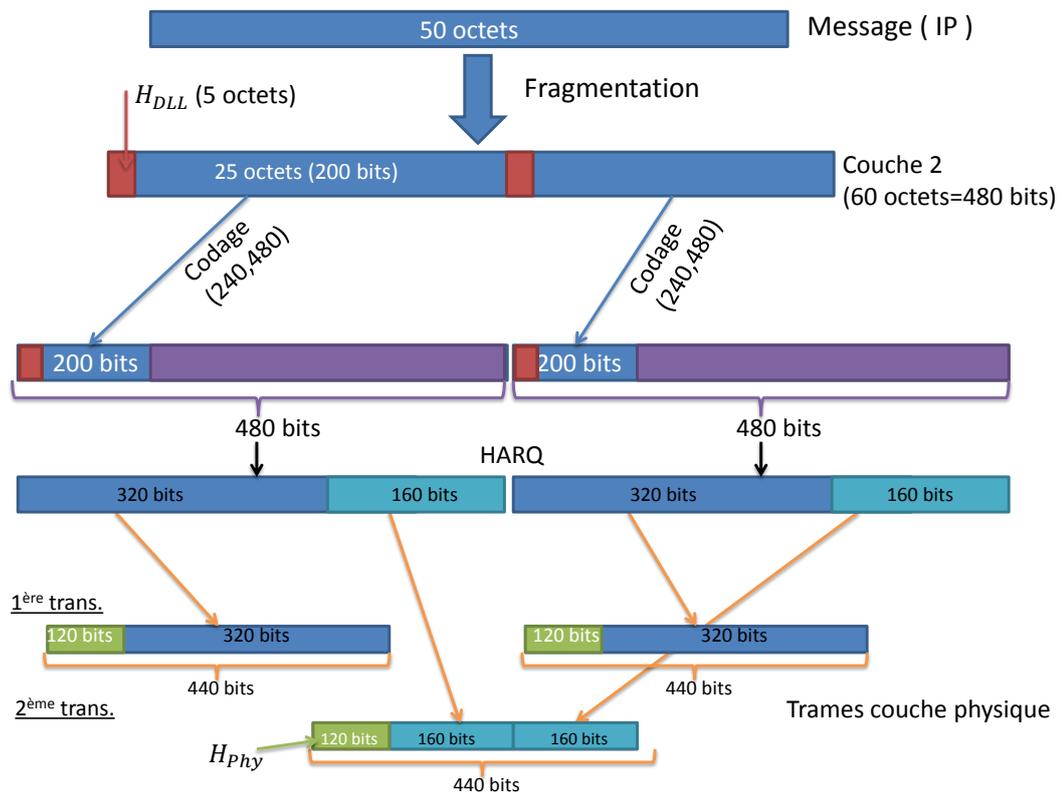


FIGURE 5.6 – Exemple d’encapsulation et d’encodage pour un message (IP) de 50 *octets*

expliquerons en détail dans la section suivante, le processus adopté par l’émetteur, pour la transmission des mots de code dans les trames.

5.3.3 Mécanisme d’agrégation de plusieurs mots de code

Dans notre méthode HARQ, le nombre de bits estimé change d’une transmission à l’autre. Or, avec une taille fixe de trame, il y aura des cas où le nombre de bits à envoyer est inférieur à la taille de trame, ce qui nécessite l’introduction de padding dans la trame et qui rend nos méthodes de fiabilisation inefficace au niveau utilisation de la bande passante. Connaissant la valeur de probabilité de décodage prédéfinie et le type d’environnement où le terminal mobile évolue, l’émetteur et le récepteur déduisent le nombre de bits à envoyer à la première transmission. Nous proposons donc, pour un environnement et un service donnés, de définir la taille de la partie utile de la trame (sans l’entête) comme étant égale au nombre de bits à envoyer à la première transmission. Il y aura donc, dans le système, plusieurs tailles de trame couche physique. Si le récepteur n’a pas pu décoder les bits reçus pour un mot de code, il procède de la manière suivante :

- Si le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission est une valeur proche, à un pourcentage près, de la taille de la partie utile de la trame (sans l’entête) ou un multiple de la taille de cette partie, le récepteur envoie tout de suite un acquittement négatif dans le cas d’HARQ statique et un acquittement qui contient le nombre de bits à envoyer dans

le cas d'HARQ adaptatif. Le pourcentage du nombre de bits à envoyer sur la taille de la partie utile de la trame, que le récepteur prend en compte pour envoyer l'acquittement tout de suite, est à fixer à l'avance (par exemple entre 95% et 105% etc).

- Si le pourcentage du nombre de bits à envoyer sur la taille de la partie utile de la trame est inférieur au pourcentage fixé, le récepteur met en attente l'acquittement à envoyer à l'émetteur jusqu'à ce qu'il y ait certains mots de code dont la somme de leurs nombres de bits à envoyer à la prochaine transmission rentre dans une ou plusieurs trames. Ceci est illustré sur la Figure 5.7. Quand le nombre de trames reçues, après avoir mis un acquittement en attente, atteint un seuil, noté N_T , le récepteur transmet l'acquittement tout de suite même si le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission ne correspond pas à une ou plusieurs trames. Dans ce cas, l'émetteur complète la trame avec des bits de parité supplémentaires pour éviter le padding. Dans le cas où il y a plusieurs mots de code à acquitter en même temps, le récepteur transmet un acquittement qui contient le numéro de séquence de chaque mot de code à acquitter et l'acquittement qui lui correspond.

Pour déterminer N_T , nous utilisons l'équation (3.19), où N_{trans} correspond au plus grand entier qui donne un délai plus petit ou égal à D_{max} . Donc si nous désignons par De_{max} le délai effectif obtenu après avoir effectué exactement N_{trans} transmissions et par T_{trame} la taille de la trame considérée (en bits), N_T est calculé de la manière suivante :

$$N_T = \frac{D_{max} - De_{max}}{N_{trans}(T_{trame}R_b)} \quad (5.1)$$

5.4 Évaluation de performance

Dans cette partie, nous évaluons les performances d'HARQ adaptatif et statique en ajoutant les paramètres système et en simulant le mécanisme de transmission et d'agrégation présenté ci-dessus. Dans un premier temps, nous considérons plusieurs tailles de messages IP qui sont fragmentés et codés, selon le schéma détaillé sur la Figure 5.5. Pour chaque taille de message IP considérée, nous proposons plusieurs fragmentations possibles et ensuite plusieurs codages et tailles de trame. L'outil de simulation et les paramètres système que nous avons considérés dans les simulations sont les mêmes pour ceux présentés dans le Chapitre 3 (voir Section 3.3.1 et Section 3.3.2).

Les simulations ont été faites par voie aller, en considérant que l'émetteur transmet les données avec un flux continu. Dans le Tableau 5.2, nous présentons plusieurs tailles de messages IP considérées ainsi que les tailles de trame et les codages correspondants. L'overhead au niveau couche physique (taille de l'entête sur la taille totale de la trame) que nous avons choisi pour les trames à petites tailles (300 bits) a une valeur relativement élevée (40%). Cela est dû au fait que nous avons besoin d'un minimum de signalisation et de symboles pilotes dans la trame (qui est de 120 bits dans ce cas) ce qui amène à un pourcentage d'overhead élevé quand la taille de la trame est petite. Ce pourcentage décroît quand la taille de la trame augmente jusqu'à arriver à un certain pourcentage (16% dans notre cas) où la taille de la

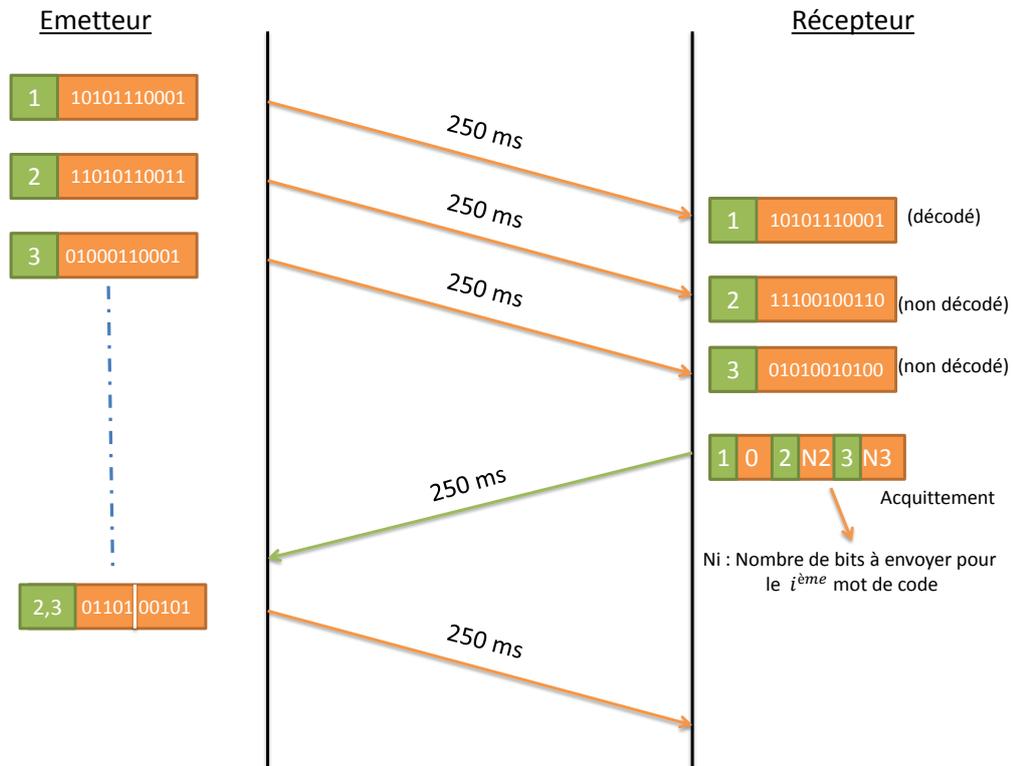


FIGURE 5.7 – Mécanisme d'agrégation de plusieurs mots de code(méthode adaptative)

trame et l'overhead évoluent linéairement. Quand la taille de la trame augmente le nombre de symboles pilotes augmente, comme dans le cas des standards DVB-S2 et DVB-RCS+M (voir Figure 5.4). Nous rappelons que nous avons choisi de fixer la taille de la partie utile de la trame (sans l'entête) équivalente au nombre de bits à envoyer à la première transmission. Pour un service et un environnement donnés, la taille de la trame varie en fonction de E_s/N_0 . Le Tableau 5.2 représente un exemple des tailles de trame, des codes et d'overhead considérés pour différentes tailles de message IP pour un service, un environnement et une valeur de E_s/N_0 donnés. Ces tailles des trames sont choisies dans le but de trouver l'ordre de grandeur de la taille de trame assurant la meilleure efficacité. La taille de la partie utile de la trame est égale au nombre de bits à envoyer à la première transmission et la taille de l'entête est calculée en fonction de l'overhead. Nous rappelons que le but de ces simulations est d'étudier l'impact de l'overhead sur la performance de méthodes proposées.

Pour pouvoir simuler les méthodes HARQ adaptative et statique proposées, il faut tout d'abord étudier la performance des codes considérés dans le Tableau 5.2. Pour cela, nous avons étudié la performance de chaque code en faisant des simulations implémentant les phases de codage et de décodage. La Figure 5.8 montre les courbes de performance de différents codes considérés pour une modulation QPSK.

Nous considérons un service dont le délai maximal accepté est de 2.25 secondes, ce qui correspond à un maximum de 4 transmissions. Les probabilités de décodage considérées pour

Message (IP) (Octets)	Taille de la trame couche physique (Entête, partie utile) en bits	Overhead couche physique	Turbo code (k,n)
50	300(120,180)	40%	(120,720)
50	400(120,280)	30%	(240,1440)
50	670(120,550)	18%	(440,2640)
500	1250(200,1050)	16%	(840,5040)
500	1500(240,1260)	16%	(1040,6240)
500	3000(480,2520)	16%	(2040,12240)
1500	3500(560,2940)	16%	(2440,14640)
1500	4400(700,3700)	16%	(3040,18240)
1500	5800(930,4870)	16%	(4040,24240)

Tableau 5.2 – Tailles de trame, codes et overhead considérés pour différentes tailles de message IP

les deux méthodes sont les mêmes que celles considérées dans le Chapitre 4 (voir les tableaux 4.1 et 4.2).

5.4.1 Résultats

Pour plus de clarté et de lisibilité nous divisons les résultats obtenus en trois parties et nous les commentons et les interprétons dans la section suivante.

Les Figures 5.9 et 5.10 présentent respectivement les courbes d'efficacité et les délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique en considérant les trois codes (120,1/6) , (240,1/6) et (440,1/6) et les tailles de trame correspondantes (voir Tableau 5.2), pour des messages IP de taille 50 octets.

Les deux figures 5.11 et 5.12 montrent les courbes d'efficacité et de délais moyens, minimaux et maximaux obtenues avec les deux méthodes adaptative et statique en considérant les trois codes (840,1/6), (1040,1/6) et (2040,1/6) et les tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 500 octets.

Les deux figures 5.13 et 5.14 montrent les courbes d'efficacité et de délais moyens, minimaux et maximaux obtenues avec les deux méthodes adaptative et statique en considérant les trois codes (2440,1/6), (3040,1/6) et (4040,1/6) et les tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 1500 octets.

5.4.2 Discussion

Les résultats obtenus nous montrent que la performance de la méthode adaptative en terme d'efficacité est meilleure que celle de la méthode statique pour n'importe quel code et n'importe quelle taille de trame considérée. Comme attendu, plus le code est long, plus l'efficacité est bonne. Par exemple, sur la Figure 5.9, l'HARQ adaptatif utilisant le code (440,1/6) et des trames de taille 670 bits a un gain en terme d'efficacité par rapport à l'HARQ adaptatif utilisant le code (120,1/6) et des trames de taille 300 bits, qui varie entre 65 % et 70 %. De même

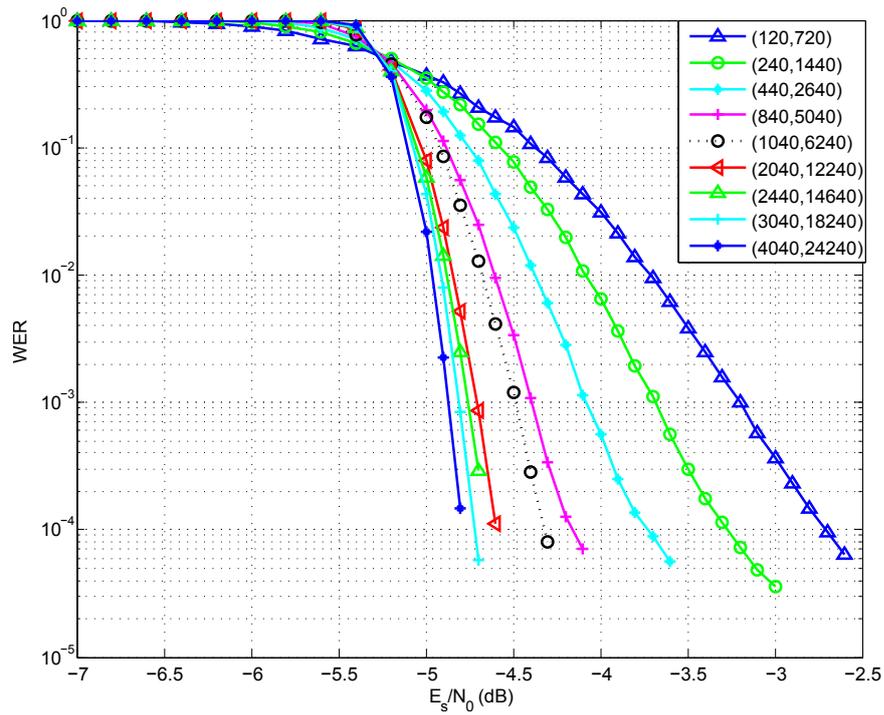


FIGURE 5.8 – Courbes de performance de différents codes considérés pour une modulation QPSK.

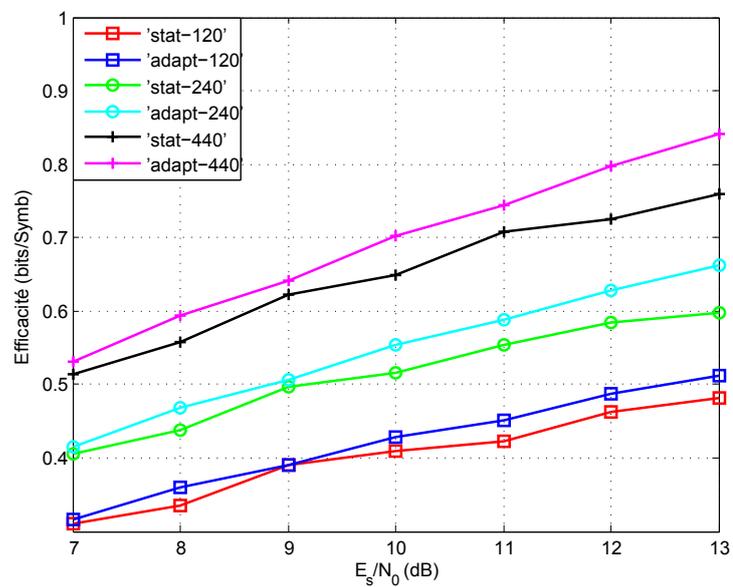


FIGURE 5.9 – Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 50 octets.

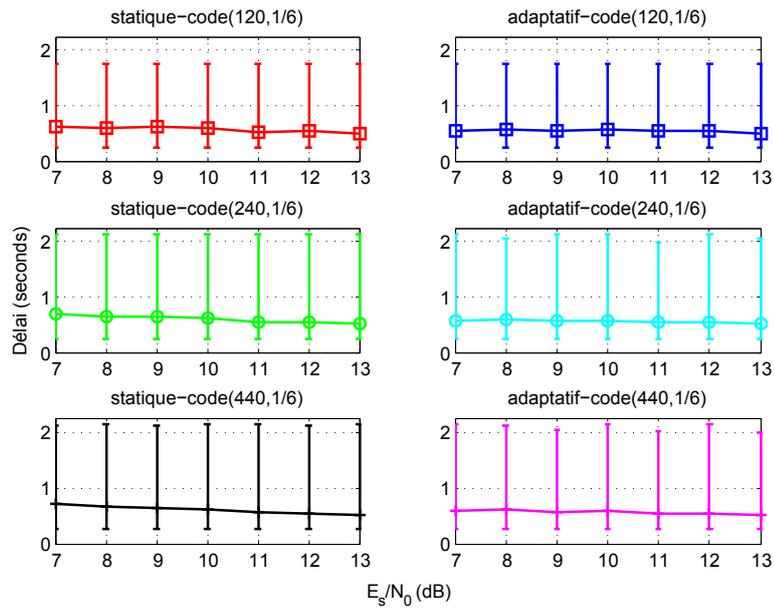


FIGURE 5.10 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 50 octets.

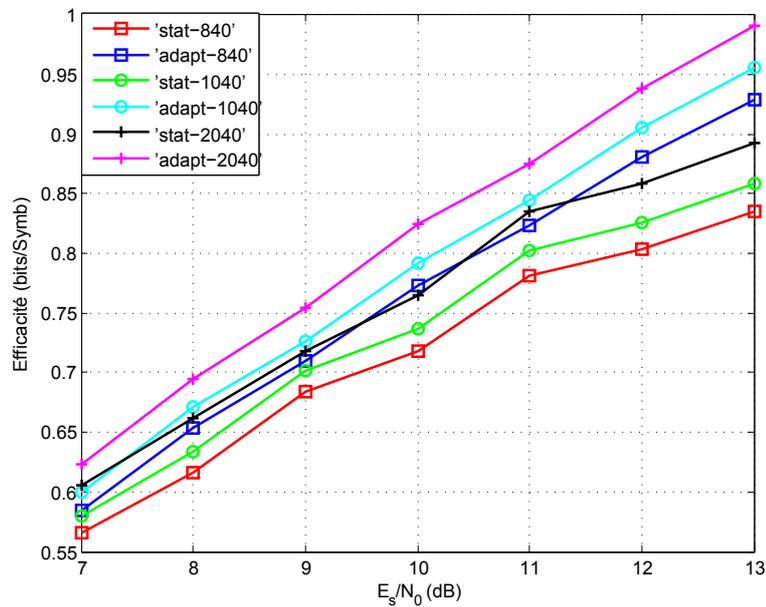


FIGURE 5.11 – Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 500 octets.

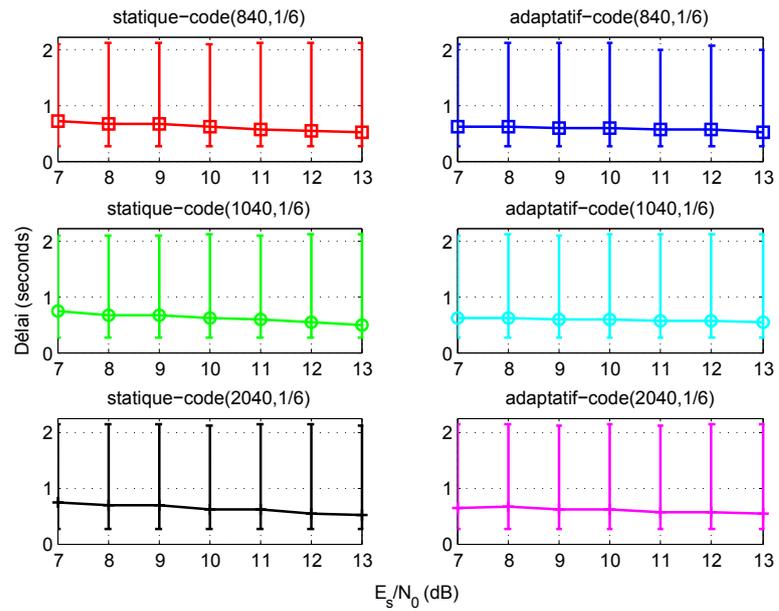


FIGURE 5.12 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 500 octets.

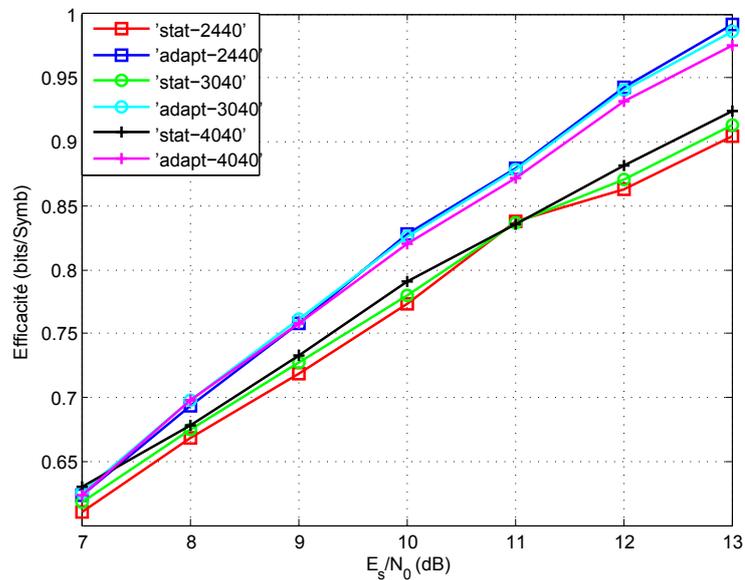


FIGURE 5.13 – Efficacité obtenue avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 1500 octets.

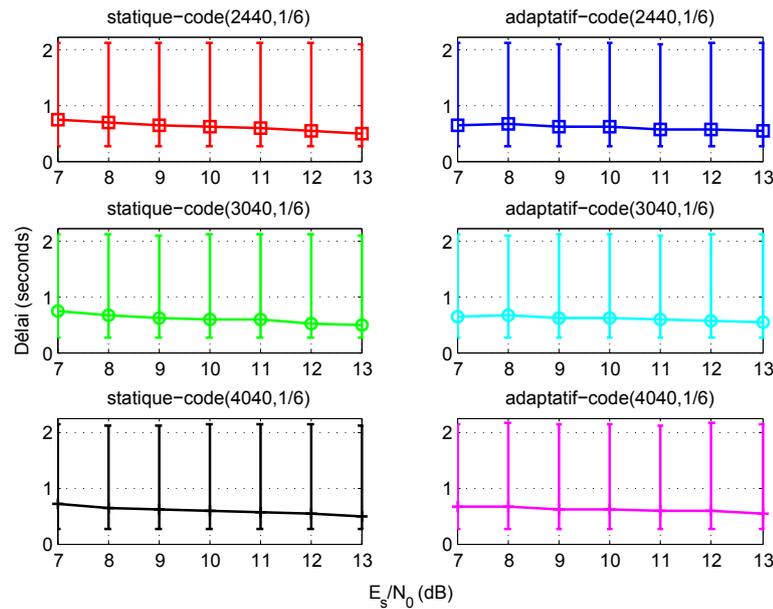


FIGURE 5.14 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les deux méthodes adaptative et statique pour différents codes considérés et leurs tailles de trame correspondants, pour des messages IP de taille 1500 octets.

sur la Figure 5.11, l’HARQ adaptatif utilisant le code (2040,1/6) et des trames de taille 3000 bits a un gain en terme d’efficacité par rapport à l’HARQ adaptatif utilisant le code (840,1/6) et des trames de taille 1250 bits, qui varie entre 6% et 8%.

Sur la Figure 5.13, nous remarquons que l’HARQ adaptatif utilisant le code (4040,1/6) et des trames de taille 5800 bits a donné une efficacité inférieure à celle obtenue avec l’HARQ adaptatif utilisant le code (3040,1/6) et des trames de taille 4400 bits. Cependant, le code (4040,1/6) est le plus long parmi ceux que nous avons considérés, cela est dû au fait qu’avec celui-ci la valeur de N_T est assez petite, vu que la taille de la trame augmente (voir équation (5.1)). Le fait d’avoir une valeur de N_T petite, a rendu le temps d’attente d’un acquittement assez faible. Donc, même si le nombre de bits à envoyer à la prochaine transmission est très petit par rapport à la taille de la trame, le récepteur envoie l’acquittement après l’expiration du temps d’attente (exprimé en N_T) et l’émetteur transmet les bits en complétant la trame avec plus de bits de parité (bits de redondance), ce qui a abouti à une diminution de l’efficacité. Pour éviter ce problème, nous proposons de considérer le code long et robuste (4040,1/6) mais en prenant en compte une petite taille de trame (en divisant la taille de trame actuelle par 10 par exemple, de l’ordre de 600 bits par exemple). Le fait de diminuer la taille de la trame a un effet positif sur HARQ statique et adaptatif utilisant les autres codes aussi. Toutefois, HARQ adaptatif utilisant le code (4040,1/6) et des trames de taille 600 bits a toujours la meilleur efficacité avec cette nouvelle considération. Dans ce qui suit nous présentons les résultats obtenus en considérant les codes (4040,1/6) et (3040,1/6) et des trames à petites tailles, avec les méthodes suivantes :

- HARQ référence : le nombre de bits à envoyer à chaque transmission est constant et

- correspond à la longueur du mot de code divisé par le nombre de transmissions ;
- HARQ statique (Chapitre 3) ;
- HARQ adaptatif (Chapitre 4) ;
- CCM (Constant Coding and Modulation) : Exigence de 100 % de décodage dès la première transmission. Il n'y a pas des retransmissions possibles et le taux de codage est le même pour tous les mots de code (pour un E_s/N_0 donné).

Les figures 5.15 et 5.16 montrent les résultats obtenus en termes d'efficacité et de délai.

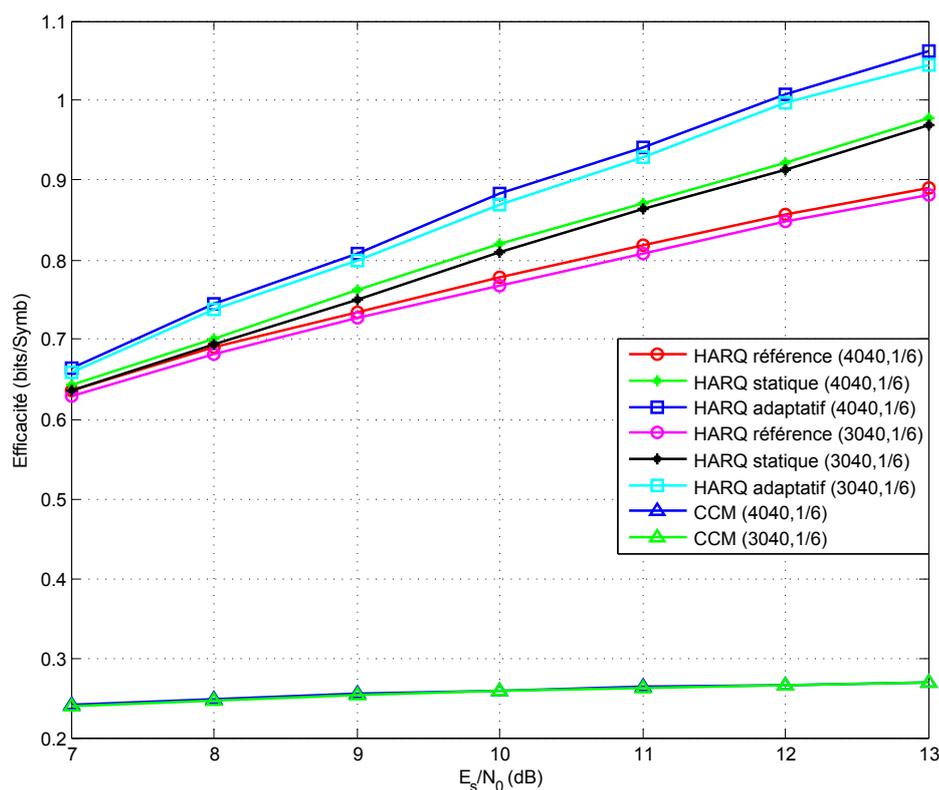


FIGURE 5.15 – Efficacité obtenue avec les méthodes considérées en utilisant les codes (4040,1/6) et (3040,1/6), et trames à petite taille, pour des messages IP de taille 1500 octets

Sur la Figure 5.15 nous pouvons remarquer que les méthodes utilisant le code (4040,1/6) obtiennent un gain par rapport aux mêmes méthodes utilisant le code (3040,1/6), mais ce gain n'est pas très important. Par contre, l'HARQ adaptatif utilisant le code (4040,1/6) et des trames de taille 600 bits a des gains importants par rapport à HARQ statique, HARQ référence et le CCM utilisant le code (4040,1/6) et des trames de taille 600 bits. Ce gain varie entre 3 % et 9 % par rapport à HARQ statique et entre 3 % et 19 % par rapport à HARQ référence. Par rapport au CCM ce gain varie entre 175 % et 290 %. Le CCM dans ce cas a donné une efficacité moins bonne que celle qu'on peut obtenir avec le code 1/6. Cela est dû au fait que le pourcentage de mots de code décodés ne dépasse pas 86.5 % à 7 dB et 96.5 % à 13 dB.

Les résultats obtenus montrent aussi que ces nouvelles considérations (code long et robuste avec des trames à petite taille) ont amélioré l'efficacité entre 6.5 % et 9 % par rapport aux résultats précédents (code robuste avec des trames à grande taille). La Figure 5.17 montre

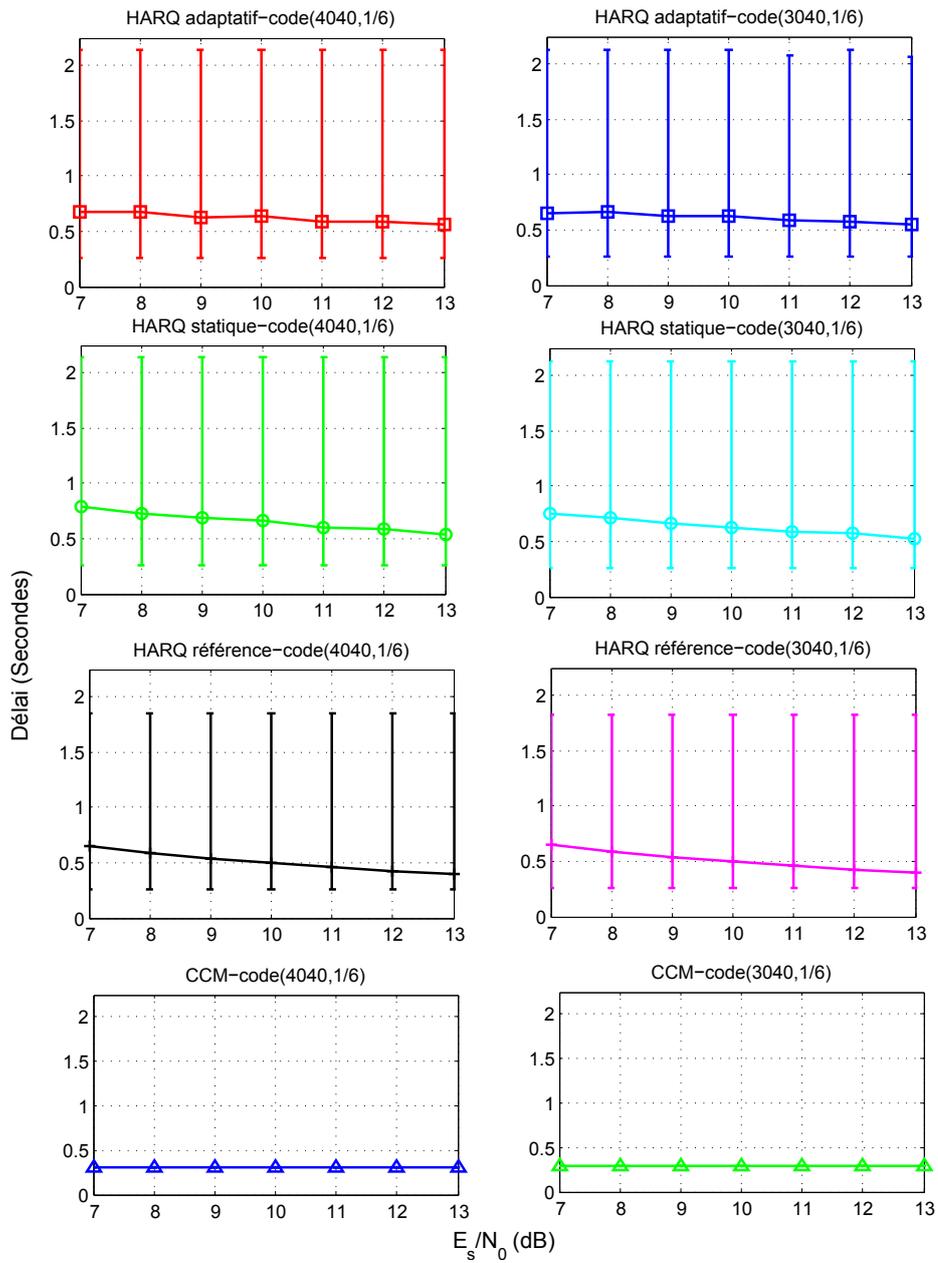


FIGURE 5.16 – Délais moyens, minimaux et maximaux obtenus avec les méthodes considérées en utilisant les codes (4040,1/6) et (3040,1/6), et trames à petite taille, pour des messages IP de taille 1500 octets

les deux courbes d'efficacité obtenues avec le code (4040,1/6) en considérant des trames à petite et grande taille.

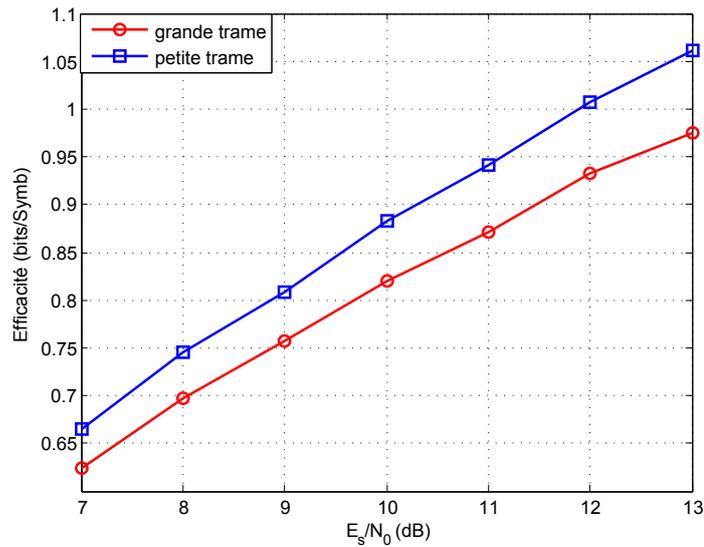


FIGURE 5.17 – Efficacité obtenue avec la méthode adaptative en considérant le code (4040,1/6) et trames à petite et grande taille, pour des messages IP de taille 1500 octets

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons évalué la performance de nos méthodes adaptative et statique en ajoutant des paramètres système (tailles de trame fixes et entêtes contenant de symboles pilotes et informations de signalisation et d'identification).

Après avoir fragmenté les messages IP, le codeur encode les fragments dans des mots de code. Les bits des mots de code sont transmis dans des trames à taille fixe, avec la possibilité d'agréger les bits de plusieurs mots de code dans la même trame. Au niveau récepteur, il y a la possibilité d'acquitter le mot de code avec un délai d'attente maximal tant que ce délai respecte les contraintes de délai requises par le service.

Les résultats ont montrés que HARQ adaptatif a toujours une meilleure efficacité par rapport aux autres méthodes évaluées. Pour avoir une meilleure efficacité, il faut considérer un code long et robuste et des trames à petite taille.

Dans ce chapitre nous avons étudié la performance des méthodes proposées dans le contexte voie aller. Il nous semble intéressant d'étudier sa performance dans le cas de voie retour.

Chapitre 6

Conclusion et perspectives

Sommaire

6.1	Résumé des contributions	100
6.2	Perspectives	101
6.3	Publications	102

6.1 Résumé des contributions

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés aux problèmes de fiabilité des communications par satellite couplés à l'efficacité d'utilisation de la bande passante. L'objectif était de proposer un mécanisme permettant de résoudre simultanément ces deux types de problèmes.

Pour les communications sans fil terrestres, la plupart des standards utilisent le protocole HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest). Toutefois, les caractéristiques du lien satellite ne permettent pas une utilisation directe de ce mécanisme.

Dans un premier temps, nous avons proposé un mécanisme de fiabilité basé sur l'HARQ statique, où le nombre de bits à envoyer à chaque transmission ou retransmission est fixé à l'avance. Ce mécanisme s'adresse particulièrement aux services dits "tolérants au délai". Ceux-ci acceptent un certain délai avant la réception du message au niveau récepteur. La nouveauté de notre proposition est de définir à chaque transmission une probabilité de décodage désirée et de calculer le nombre de bits à envoyer en fonction de ces probabilités. L'HARQ pris en compte dans cette méthode est de type-II (HARQ incremental redundancy). Nous avons ensuite déterminé les valeurs des probabilités qui permettent de maximiser l'efficacité d'utilisation de la bande passante tout en respectant les contraintes de délai requises par le service. Le nombre de bits à envoyer à chaque transmission est calculé en fonction de ces valeurs de probabilité et de l'information mutuelle, en supposant la connaissance préalable de la distribution statistique de l'atténuation de canal. Ces nombres de bits sont stockés dans un tableau que l'émetteur consulte à chaque fois qu'il doit effectuer une nouvelle transmission ou retransmission. L'évaluation de performance de cette méthode a montré un gain en terme d'efficacité par rapport à une méthode HARQ statique classique qui envoie à chaque transmission le même nombre de bits et qui correspond à la longueur du mot de code divisé par le nombre de transmissions autorisé.

Par la suite, nous avons amélioré la méthode statique en la rendant adaptative. Cette amélioration consiste à s'adapter aux variations du canal. À chaque fois que le message n'est pas décodé, le récepteur calcule, en fonction de l'état actuel du canal et de la probabilité de décodage, le nombre de bits à envoyer par l'émetteur à la prochaine retransmission. Ce nombre de bits est envoyé dans un acquittement du récepteur vers l'émetteur. La comparaison de performance des deux méthodes, adaptative et statique, montre un gain significatif en terme d'efficacité obtenue avec la méthode adaptative. Ce gain devient plus important quand le récepteur traverse un environnement très atténué, comme l'environnement ITS (Intermediate Tree Shadow) par exemple.

Finalement, nous avons proposé une structure de trame pour une couche physique implémentant les mécanismes HARQ proposés et nous avons évalué ses performances en faisant varier les paramètres du système. Nous avons aussi proposé une technique de transmission à adopter par l'émetteur pour agréger les données de plusieurs messages dans une même trame. Les résultats des simulations ont montré l'intérêt d'utiliser un code relativement robuste (de l'ordre de 4000 bits d'information, avec un taux de codage de 1/6) et des trames de petites tailles (de l'ordre de 600 bits, y compris l'entête).

Les travaux présentés dans ce manuscrit montrent que les méthodes proposées assurent la fiabilité des communications, où les fortes atténuations et le long délai de propagation sont

ses principales caractéristiques. Ces méthodes présentent également des bonnes solutions pour maximiser l'efficacité d'utilisation de la bande passante tout en respectant les contraintes de délai requises par le service. Cette maximisation de l'efficacité offre comme avantage la possibilité d'augmenter le nombre d'utilisateurs partageant la même bande passante. Plusieurs perspectives et pistes d'optimisation sont envisageables.

6.2 Perspectives

Les méthodes HARQ statique et adaptative proposées, supposent la connaissance préalable de la distribution statistique des atténuations de canal. Cependant, selon la modélisation du canal LMS (Land Mobile Satellite Channel) considéré dans cette thèse, les atténuations du canal séparées par un délai égale à un RTT (délai aller-retour) ne sont pas corrélées. C'est à dire que les retransmissions effectuées pour un mot de code sont affectées par des atténuations qui ne sont pas corrélées. Une piste envisageable est d'étudier le cas où le canal ne varie pas rapidement, il reste dans le même état durant plusieurs retransmissions pour le même mot de code et ensuite les atténuations affectant ces retransmissions sont corrélées.

Les mécanismes HARQ statique et adaptative sont des mécanismes de fiabilisation pour les communications par satellite. Il serait intéressant d'étudier l'interaction entre ces mécanismes et TCP (ou protocole de même famille), afin de parvenir à une optimisation conjointe. Cette interaction peut avoir des applications dans plusieurs systèmes et contextes : voiture connectée, IoT, communications aéronautiques, . . .

Les travaux effectués dans cette thèse ont pris en considération le cas d'orbite géostationnaire. Les futurs travaux peuvent étudier la performance des mécanismes proposés dans des contextes sur les autres orbites, MEO (Medium Earth Orbit) et LEO (Low Earth Orbit), comme la constellation type IRIDIUM NEXT par exemple.

Durant cette thèse, les travaux ont été faits dans un contexte mobile où le canal LMS (Land Mobile Satellite Channel) a été considéré. Ce cas d'étude est caractérisé par les fortes atténuations et par les longs délais de propagation. Une piste envisageable est d'étudier la performance des méthodes proposées avec des canaux ayant ces deux caractéristiques. Le canal optique [64] [65] peut être l'un de ces canaux envisagés. Les communications satellite-sol (en anglais, satellite-to-ground) sont actuellement confrontés à des nouveaux défis en termes de débits. Avec des débits de données attendus très élevés qui peuvent atteindre des centaines de Gbps, les technologies optiques pourraient contribuer à résoudre le problème, toutefois le problème de la fiabilité de ce type de transmissions devra être réglé.

Comme nous l'avons déjà dit, le protocole HARQ est implémenté dans des nombreux systèmes terrestres. Il serait intéressant d'étudier la possibilité d'implémenter les mécanismes HARQ proposés dans les futures technologies et évaluer ses performances. L'une de ces technologies peut être la 5G, cinquième génération de standards pour la téléphonie mobile.

Pour trouver les valeurs de probabilités qui maximisent l'efficacité d'utilisation de la bande passante nous avons proposé un algorithme d'optimisation. Cet algorithme pourrait être amélioré en terme de rapidité et complexité surtout quand le nombre de transmissions autorisé est supérieur à 5.

Les méthodes HARQ proposées supposent que l'estimation de l'environnement (open,

suburban, ITS, etc.) que le mobile traverse est parfaite. L'étude de l'impact des erreurs d'estimation de l'environnement sur la performance des méthodes proposées, nous parait être un point à étudier.

6.3 Publications

Conférences internationales

1. **R. Ali Ahmad**, J. Lacan, F. Arnal, M. Gineste, et L. Clarac. Enhanced HARQ for Delay Tolerant Services in Mobile Satellite Communications. Dans *The Seventh International Conference on Advances in Satellite and Space Communications SPACOMM*, Barcelone, Espagne, Avril 2015.
2. **R. Ali Ahmad**, J. Lacan, F. Arnal, M. Gineste, et L. Clarac. Enhancing Satellite System Throughput Using Adaptive HARQ for Delay Tolerant Services in Mobile Communications. Dans *Wireless Telecommunications Symposium WTS*, New York City, États Unis, Avril 2015.

Revue internationale

1. **R. Ali Ahmad**, J. Lacan, F. Arnal, M. Gineste, et L. Clarac. HARQ Based Mechanism to Improve Satellite System Throughput for Delay Tolerant Services in Mobile Communications (en cours de rédaction).

Bibliographie

- [1] Aditya Gudipati and Sachin Katti. Strider : Automatic rate adaptation and collision handling. In *Proceedings of the ACM SIGCOMM*, pages 158–169, August 2011.
- [2] Jonathan Perry, Hari Balakrishnan, and Devavrat Shah. Rateless Spinal Codes. In *HotNets-X*, Cambridge, MA, USA, November 2011.
- [3] G.Maral, M. Bousquet, and Z. Sun. *Satellite communications systems*. JohnWiley & Sons, 2009.
- [4] F Perez-Fontan, M.A. Vazquez-Castro, S. Buonomo, J.P. Poiares-Baptista, and B. Arbesser-Rastburg. S-band LMS propagation channel behaviour for different environments, degrees of shadowing and elevation angles. In *IEEE Transactions on Broadcasting*, volume 44, pages 40–76, March 1998.
- [5] C. Loo. A statistical model for a land mobile satellite link. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, volume vt-34, pages 122–127, Aug. 1985.
- [6] F Perez-Fontan, M.A. Vazquez-Castro, C. Enjamio-Cabado, J. Pita-Garcia, and E. Kubista. Statistical modeling of the LMS channel. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, volume 50, pages 1549–1567, Nov. 2001.
- [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] M.C. Valenti and J. Sun. Turbo codes. *Chapitre 12 de Handbook of RF and Wireless Technologies*, pages 375–399, 2004.
- [9] 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.
- [10] ETSI TS 102 584. Digital Video Broadcasting (DVB) ; DVB-SH implementation guidelines issue 2, 2010.
- [11] ETSI EN 302 583. Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3 GHz, 2011.

- [12] P. Elias. Coding for noisy channels. *IRE convention Record*, 3 :37–46, 1955.
- [13] R.G. Gallager. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on Information Theory*, 8(1) :21–28, January 1962.
- [14] D.J.C. MacKay. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(2) :399–431, Mar 1999.
- [15] N. Wiberg, H.-A. Loeliger, and R. Kotter. Codes and iterative decoding on general graphs. In *Proceedings, IEEE International Symposium on Information Theory*, pages 468–, Sep 1995.
- [16] Michael Sipser and Daniel A. Spielman. Expander codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 42 :1710–1722, 1996.
- [17] M. Eroz, 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.
- [18] M. Luby. LT codes. In *The 43rd Annual IEEE Symposium on Foundations of Computer Science, 2002. Proceedings*, pages 271–280, 2002.
- [19] A. Shokrollahi. Raptor codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 52(6) :2551–2567, June 2006.
- [20] C.E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27 :379–42, 623–656, July, October 1948.
- [21] 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).
- [22] Andrew S. Tanenbaum and David J. Wetherall. *Computer Networks*. Prentice Hall, 5th edition, 2011.
- [23] R1-01-0031. 3rd generation partnership project, technical specification group radio access network, proposal of bit mapping for type-III HARQ. Boston, USA, Jan. 2001.
- [24] C.H. Yu and O. Tirkkonen. Rate adaptation design for adaptive modulation/coding systems with hybrid ARQ. In *9th IWCMC*, pages 227–231, Leipzig, Germany, June 2009.
- [25] D. Tarchi, G.E. Corazza, and A. Vanelli-Coralli. Analysis of a state based approach for adaptive coding and modulation in mobile satellite environments. In *IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, Dresden, Germany, June 2013.
- [26] J. Arnau, A. Rico-Alvarino, and C. Mosquera. Adaptive transmission techniques for mobile satellite links. In *30th AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC)*, Ottawa, Canada, 2012.
- [27] S. Cioni, R. De Gaudenzi, and R. Rinaldo. Channel estimation and physical layer adaptation techniques for satellite networks exploiting adaptive coding and modulation. In *International Journal of Satellite Communications and Networking*, volume 26, pages 157–188, March/April 2008.

- [28] G. Caire and D. Tuninetti. The throughput of hybrid-ARQ protocols for the gaussian collision channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(5) :1971–1988, Jul 2001.
- [29] Y. Yongli, Z. Guangxi, W. Desheng, and W. Lifan. Channel aware HARQ scheme based on LDPC codes for land mobile satellite communications system. In *Second International Conference on Space Information Technology*, Wuhan, China, Nov. 2007.
- [30] I. Andriyanova and E. Soljanin. Optimized IR-HARQ schemes based on punctured ldpc codes over the bec. *IEEE Transactions on Information Theory*, 58(10) :6433–6445, Oct 2012.
- [31] X. Gan and Z. Cao. Instantaneous packet information based on-demand adaptive retransmission for HARQ. In *Military Communications Conference, MILCOM*, pages 1496–1501, San Jose, CA, Oct./Nov. 2010.
- [32] X. Chen, Z. Fei, J. Kuang, and W. Sun. Prediction of hybrid-ARQ based on mutual information model for LDPC coded OFDM system. In *11th IEEE International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT*, pages 700–703, Hangzhou, Nov. 2008.
- [33] L. Szczecinski, S. R. Khosravirad, P. Duhamel, and M. Rahman. Rate allocation and adaptation for incremental redundancy truncated HARQ. *IEEE Transactions on Communications*, 61(6) :2580–2590, June 2013.
- [34] D. Tuninetti. Transmitter channel state information and repetition protocols in block fading channels. In *Information Theory Workshop, 2007. ITW '07. IEEE*, pages 505–510, Sept 2007.
- [35] K. D. Nguyen, L. K. Rasmussen, A. Guillen i Fabregas, and N. Letzepis. Mimo ARQ with multibit feedback : Outage analysis. *IEEE Transactions on Information Theory*, 58(2) :765–779, Feb 2012.
- [36] D. Tuninetti. On the benefits of partial channel state information for repetition protocols in block fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(8) :5036–5053, Aug 2011.
- [37] R. Negi and J. M. Cioffi. Delay-constrained capacity with causal feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, 48(9) :2478–2494, Sep 2002.
- [38] T. V. K. Chaitanya and E. G. Larsson. Outage-optimal power allocation for hybrid ARQ with incremental redundancy. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10(7) :2069–2074, July 2011.
- [39] E. Visotsky, V. Tripathi, and M. Honig. Optimum ARQ design : a dynamic programming approach. In *Information Theory, 2003. Proceedings. IEEE International Symposium on*, pages 451–, June 2003.
- [40] E. Uhlemann, L. K. Rasmussen, A. Grant, and P. A. Wiberg. Optimal incremental-redundancy strategy for type-II hybrid ARQ. In *Information Theory, 2003. Proceedings. IEEE International Symposium on*, pages 448–, June 2003.
- [41] N. Gopalakrishnan and S. Gelfand. Rate selection algorithms for IR hybrid ARQ. In *Sarnoff Symposium, 2008 IEEE*, pages 1–6, April 2008.

- [42] N. Gopalakrishnan. Achievable rates and rate selection algorithms for incremental redundancy (IR) hybrid ARQ (HARQ) wireless systems. 2008.
- [43] D. V. Djonin, A. K. Karmokar, and V. K. Bhargava. Joint rate and power adaptation for type-I hybrid ARQ systems over correlated fading channels under different buffer-cost constraints. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(1) :421–435, Jan 2008.
- [44] R. Liu, P. Spasojevic, and E. Soljanin. On the role of puncturing in hybrid ARQ schemes. In *Proceedings. IEEE International Symposium on Information Theory, 2003.*, pages 449–, June 2003.
- [45] S. M. Kim, W. Choi, T. W. Ban, and D. K. Sung. Optimal Rate Adaptation for Hybrid ARQ in Time-Correlated Rayleigh Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10(3) :968–979, March 2011.
- [46] J.-F. Cheng, Y.-P. Wang, and S. Parkvall. Adaptive incremental redundancy. In *IEEE vehicular Technologie conference*, pages 737–741, Oct. 2003.
- [47] E. Visotsky, Yakun Sun, V. Tripathi, M. L. Honig, and R. Peterson. Reliability-based incremental redundancy with convolutional codes. *IEEE Transactions on Communications*, 53(6) :987–997, June 2005.
- [48] S. Pfletschinger and M. Navarro. Adaptive HARQ for imperfect channel knowledge. In *Proceedings of 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, pages 1–6, January 2010.
- [49] A.M. Cipriano, P. Gagneur, G. Vivier, and S. Sezginer. Overview of ARQ and HARQ in beyond 3G systems. In *IEEE 21st International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Workshops (PIMRC Workshops)*, pages 424–429, Sept 2010.
- [50] IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16 : Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment 2 : Physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1. *IEEE Std 802.16e–2005 and IEEE Std 802.16–2004/Cor1–2005 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16 – 2004)*, pages 01–822, 2006.
- [51] IEEE 802.16 TGM. Part 16 : Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems - advanced air interface. 2010.
- [52] IEEE 802.16 TGM. IEEE 802.16m system description document. *IEEE 802.16m-09/0034r4*, December 2010.
- [53] M. Papaleo, M. Neri, A. Vanelli-Coralli, and G.E. Corazza. Using LTE in 4G satellite communications : Increasing time diversity through forced retransmission. In *10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications, SPSC*, pages 1–4, Oct 2008.
- [54] J.C. Ikuno, M. Wrulich, and M. Rupp. Performance and modeling of LTE H-ARQ. In *Proc. International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2009)*, Berlin, Germany, Feb. 2009.
- [55] M. Gineste and H. Gonzalez Perez. On the usage of a dedicated data link layer and half duplex terminals in satellite systems for future air traffic management. In *28th*

- AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Anaheim, California, Aug.-Sept. 2010.
- [56] ETSI TR 102 768. Digital Video Broadcasting (DVB) ; Interaction channel for Satellite Distribution Systems ; Guidelines for the use of EN 301 790 in mobile scenarios.
- [57] Operational Concepts EUROCONTROL/FAA, Future Communications Study and Requirements Team. Communications Operating Concept and Requirements for the Future Radio System ; COCR version 2.0, 2007.
- [58] R. Ali Ahmad, J. Lacan, F. Arnal, M. Gineste, and L. Clarac. Enhanced HARQ for delay tolerant services in mobile satellite communications. In *The Seventh International Conference on Advances in Satellite and Space Communications*, pages 19–24, Barcelona, Spain, April 2015.
- [59] IEEE 80216 Broadband Wireless Access Working Group. IEEE 802.16m evaluation methodology document (EMD). In *IEEE 802.16m-08/004r2*, July 2008.
- [60] W. Chauvet, C. Amiot-Bazile, and J. Lacan. Prediction of performance of the DVB-SH system relying on mutual information. In *Advanced satellite multimedia systems conference (ASMS) and the 11th signal processing for space communications workshop (SPSC)*, pages 413–420, Cagliari, Sept. 2010.
- [61] S. Dolinar, D. Divsalar, and F. Pollara. Turbo codes and space communications. In *JPL, California Institute of Technology*.
- [62] R. Ali Ahmad, J. Lacan, F. Arnal, M. Gineste, and L. Clarac. Enhancing satellite system throughput using adaptive HARQ for delay tolerant services in mobile communications. In *Wireless Telecommunications Symposium WTS*, pages 1–7, New York City, USA, April 2015.
- [63] ETSI TR 102 768. Digital Video Broadcasting (DVB) ; Interaction channel for Satellite Distribution Systems ; Guidelines for the use of EN 301 790 in mobile scenarios.
- [64] M Born and E Wolf. *Principles of Optics*. Cambridge University Press, 7 edition, 1999.
- [65] J.W. Goodman. *Statistical Optics*. Wiley Classics Library, 2000.

