



HAL
open science

Méthodes de transmission d'images optimisées utilisant des techniques de communication numériques avancées pour les systèmes multi-antennes

Maroua Mhamdi

► **To cite this version:**

Maroua Mhamdi. Méthodes de transmission d'images optimisées utilisant des techniques de communication numériques avancées pour les systèmes multi-antennes. Traitement des images [eess.IV]. Université de Poitiers; École nationale d'ingénieurs de Tunis (Tunisie), 2017. Français. NNT: 2017POIT2281 . tel-01981478

HAL Id: tel-01981478

<https://theses.hal.science/tel-01981478>

Submitted on 15 Jan 2019

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

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

Université de Poitiers
Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)
École doctorale ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information,
Mathématiques

Co-tutelle avec l'Université de Tunis El manar
École Nationale d'Ingénieurs de Tunis
École Doctorale : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'Université de Poitiers et l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis

**Spécialité doctorale "Traitement du signal et des images, Systèmes de
Communications"**

présentée et soutenue publiquement par

Maroua MHAMDI

le 12/10/2017

Méthodes de transmission d'images optimisées utilisant des techniques de communication numériques avancées pour les systèmes multi-antennes

Directeur de thèse : **Yannis Pousset, Ammar Bouallègue**

Co-encadrant de thèse : **Amin Zribi, Clency Perrine, Christian Olivier**

Jury

Ramesh Pyndiah,	Professeur, IMT Atlantique	Président
Anissa Mokraoui,	Professeur, Université Paris 13	Rapporteur
Ridha Bouallègue,	Professeur, Ecole Nationale d'ingénieurs de Tunis	Rapporteur
Yannis Pousset,	Professeur, Université de Poitiers	Examineur
Ammar Bouallègue,	Professeur, Ecole Nationale d'ingénieurs de Tunis	Examineur
Clency Perrine,	Maître de conférence, Université de Poitiers	Examineur

« La vie de l'homme dépend de sa volonté; sans volonté, elle serait abandonnée au hasard. »

Confucius

« Exige beaucoup de toi-même et attends peu des autres. Ainsi beaucoup d'ennuis te seront épargnés. »

Confucius

Remerciements

Parce que seule, aucune de ces pages n'aurait vu le jour, je souhaiterais ici remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce projet de thèse qui entre dans le cadre d'une collaboration entre le département XLIM-RESYST (REseaux et SYStèmes de Télécommunications) de l'Université de Poitiers et le laboratoire SysCom (Systèmes de communications) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT).

Tout d'abord, mes remerciements s'adressent aux personnes qui m'ont proposé le sujet de thèse et qui m'ont dirigé tout au long de ces années d'étude. D'abord, je remercie Monsieur Amin ZRIBI, initiateur de cette aventure. Un grand merci pour votre inspiration et votre aide durant toute la période de cette thèse. Les conseils que vous m'avez prodigués, vos apports méthodologiques ainsi que la confiance que vous m'avez témoignée ont été déterminants dans la réalisation de ce projet. Ce travail n'aurait pu être mené à bien sans la disponibilité et l'accueil chaleureux que m'ont témoignés Monsieur Yannis POUSSET, Monsieur Clency PERRINE et Monsieur Christian OLIVIER. Je vous adresse ma profonde gratitude pour votre confiance, vos conseils précieux et vos remarques pertinentes qui m'ont aidé à l'accomplissement de mon travail. Je tiens également à remercier Monsieur Ammar BOUALLEGUE, qui m'a témoigné sa confiance et accepté d'encadrer cette thèse.

Mes vifs remerciement vont également au président du jury Monsieur Ramesh PYN-DIAH ainsi que les rapporteurs de ce travail de thèse Madame Anissa MOKRAOUI et Monsieur Ridha BOUALLEGUE. C'est pour moi un grand honneur qu'ils aient accepté d'évaluer mon projet de thèse.

Je n'oublie évidemment pas les personnes gestionnaires des laboratoires et les personnels des deux écoles doctorales, notamment Alicia LECESVE, Sylvie PEREZ, Françoise PERRAIN, Mohamed BEDOUI, Meriam SEHLI et Rakia CHALOUATI pour leurs patiences dans mes démarches administratives effectuées au cours de mes quatre années de thèse.

Je pense également aux membres du laboratoire permanents et non permanents avec qui j'ai travaillé et échangé quotidiennement. Un merci particulier à mes collègues thésards et amis (Riadh, Naty, Fatma, Houda, Kaoutar, Samy, Hermann, Abdeslam, Nadjib, Malek, Bader, Aboubacar, Albekaye, Ilhem, Taha), mes amis de Poitiers (Nihel, Nabila, Zineb, Siham, Elodie, Alexia, Juliette, Zineb, Evelyne, Marine), mes amies d'enfance (Khou-loud, Marwa, Mariem, Yosra), mes amies d'ailleurs (Nouha, Zayna, Abir, Baraa, Asma, Intissar, Marwa, Mohamed, Sami, Rim, Roua, wided, Marwa, Seif, Mouhib, Hiba, Imen). Je m'excuse auprès de ceux que j'ai oublié de citer. J'exprime également toute ma gratitude envers mon amie Sarah pour son soutien précieux, son aide et les souvenirs inoubliables que nous avons partagés ensemble.

Mes plus profonds remerciement vont à mes parents et mon frère qui m'ont toujours soutenu, encouragé et aidé toutes au long de mes années d'études. Je leur suis à jamais reconnaissant et qu'il trouve dans la réalisation de ce travail, l'aboutissement de leurs efforts ainsi que ma plus affectueuse gratitude. Enfin, je ne peux terminer sans adresser un merci particulier à mon mari pour son aide et son soutien moral qui m'a été essentiel durant ces dernières années.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	iv
Liste des tableaux	vii
Liste des acronymes	x
Introduction	1
1 Méthodes de communications numériques avancées	5
1.1 Introduction	7
1.2 La chaîne de communication numérique	7
1.3 Techniques de modulation/ démodulation standards	8
1.3.1 Modulations numériques	8
1.3.2 Modulation adaptative	9
1.3.3 Modulation OFDM	9
1.3.4 Mesure du canal : Fiabilité	10
1.3.5 Demappeur souple	10
1.4 Transmission et décodage sur canaux bruités	12
1.4.1 Le canal à bruit blanc additif Gaussien	12
1.4.2 Généralités sur le canal sans fil	12
1.4.3 Critères de décodage	15
1.5 Compression d'images et algorithmes de codage progressif	16
1.5.1 Codage JPEG2000	17
1.5.2 Codage JPEG2000 wireless	17
1.5.3 Codeur arithmétique MQ	18
1.5.4 Critères objectifs pour la mesure de la qualité des images codées	19
1.5.5 Codage progressif d'images	20
1.6 Codes correcteurs d'erreurs	21
1.6.1 Définitions	22
1.6.2 Les codes en blocs linéaires	22
1.6.3 Les codes convolutifs	25
1.7 Systèmes MIMO	28
1.7.1 Modélisation du canal MIMO	28
1.7.2 Systèmes MIMO et connaissance du canal	29
1.7.3 Les récepteurs MIMO	30
1.7.4 Extension au système MIMO-OFDM	30
1.8 Stratégies de codage/décodage et de transmission d'images	30

1.8.1	Techniques de codage/décodage conjoint source-canal	31
1.8.2	État de l'art sur les stratégies de transmission d'images	33
1.9	Positionnement et contributions de la thèse	36
1.10	Conclusion	37
2	Algorithmes de décodage pondéré appliqués à la transmission d'images JPEG2000 wireless	39
2.1	Introduction	41
2.2	Impact des erreurs sur les performances d'un codeur JPWL	41
2.3	Transmission robuste d'images JPWL : décodeur conjoint source-canal . . .	43
2.4	Décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques	44
2.4.1	Codes arithmétiques dans la norme JPWL	44
2.4.2	Algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques	45
2.5	Décodage à entrées sorties pondérées des codes RS	48
2.5.1	Les codes RS dans la norme JPWL	48
2.5.2	Décodage à entrées pondérées des codes RS	49
2.5.3	Décodage à sorties pondérées des codes RS - Algorithme de Chase-Pyndiah	50
2.6	Évaluation des performances du décodeur conjoint source canal appliqué à la norme JPWL	52
2.6.1	Contexte de simulation	52
2.6.2	Résultats et interprétations	53
2.7	Conclusion	61
3	Décodage conjoint source canal d'un contenu JPWL via un canal MIMO-OFDM avec stratégie d'adaptation de lien	62
3.1	Introduction	64
3.2	Stratégie de transmission d'images optimisée dans un système MIMO-OFDM précodé	64
3.3	Chaîne de transmission	65
3.3.1	Codeur de source	65
3.3.2	Modulation et codage adaptatifs	66
3.3.3	Stratégie d'allocation inégale de puissance	67
3.3.4	Bloc d'optimisation conjointe	69
3.4	Résultats de simulations	72
3.4.1	Modèle du canal MIMO	72
3.4.2	Modélisation du canal	73
3.4.3	Performances en l'absence d'adaptation de lien	73
3.4.4	Apport de la stratégie d'adaptation de lien	77
3.5	Conclusion	83
4	Codes convolutifs concaténés pour la protection inégale de données d'un contenu scalable	85
4.1	Introduction	87
4.2	Travaux connexes et contributions	87
4.3	Les codes concaténés	88
4.3.1	Construction des codes concaténés	89
4.3.2	Décodage itératif des codes concaténés en série	90

4.4 Turbo codes multiples	91
4.4.1 Configurations de décodage des turbo codes multiples	92
4.4.2 Décodage itératif des turbo codes multiples	92
4.4.3 Évaluation des performances du schéma de décodage itératif des turbo codes multiples	94
4.5 Nouvelle stratégie de codage/décodage concaténé pour la transmission de flux progressifs	95
4.6 Évaluation des performances de la nouvelle stratégie de codage/ décodage concaténé	97
4.6.1 Performances en termes de TEB	97
4.6.2 Performances en termes de PSNR	98
4.7 Proposition d'un schéma robuste de transmission de flux progressifs	100
4.7.1 Performances en termes de TEB	100
4.7.2 Application à la transmission d'images codées JPEG2000	101
4.8 Conclusion	107
Conclusion et perspectives	108
A Décodage max-log-MAP	110
Bibliographie	113
Liste de publications	121

Liste des figures

1.1	Principe d'une chaîne de transmission numérique.	8
1.2	Schéma de principe d'un modulateur OFDM.	9
1.3	Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission. A :trajet direct, B :réflexion, C :diffraction, D :dispersion	13
1.4	Architecture JPWL.	18
1.5	Schéma fonctionnel du codeur arithmétique MQ.	19
1.6	Subdivision d'intervalle d'Elias du codeur MQ.	19
1.7	Illustration du concept de progressivité dans le codage de l'image "lena" par l'algorithme JPEG2000.	21
1.8	Illustration du principe de l'algorithme de Chase.	24
1.9	Exemple du codeur convolutif (7,5) de rendement 1/2 et de longueur de contrainte 3.	26
1.10	Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.	28
2.1	Impact des erreurs sur la qualité de reconstruction de l'image "lena" codée par le codeur JPWL, $D_t = 1\text{bpp}$. Les erreurs sont introduites par un canal BBAG.	42
2.2	PSNR moyen en fonction du TEB sur le canal. Image "lena" codée par le codeur JPWL et JPEG2000 et transmise sur un canal BBAG.	43
2.3	Chaîne de transmission.	44
2.4	Performances en terme de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase. Résultats pour différentes valeurs de p	46
2.5	Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase dans le cas d'une transmission d'images codées JPEG2000. Résultats pour différentes valeurs de p , $D_s = 0.1\text{bpp}$	47
2.6	Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase dans le cas d'une transmission d'images codées JPEG2000. Résultats pour différentes valeurs de p , $D_s = 1\text{bpp}$	48
2.7	Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour le décodage Reed-Solomon (RS) à entrées pondérées. Résultats pour différentes valeurs de p	50
2.8	PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation BPSK, à travers un canal gaussien.	54
2.9	PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation BPSK, à travers un canal de Rayleigh.	55
2.10	PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation BPSK, à travers un canal gaussien.	55

2.11 PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation BPSK, à travers un canal de Rayleigh.	56
2.12 PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation 4-QAM, à travers un canal gaussien.	56
2.13 PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation 4-QAM, à travers un canal gaussien.	57
2.14 Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise sur un canal gaussien avec modulation BPSK.	58
2.15 Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise sur un canal de Rayleigh avec modulation BPSK.	59
2.16 Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "barbara" transmise sur un canal de Rayleigh avec modulation BPSK.	60
3.1 Schéma de la stratégie de transmission optimisée d'images JPWL.	66
3.2 Abaques des performances des codes RS à entrées fermes et souples.	69
3.3 Représentation arborescente des différentes configurations de codage/ transmission.	71
3.4 Canal de transmission réaliste.	73
3.5 Évolution du PSNR moyen fournie par le système de décodage conjoint source-canal pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4$, RS(37, 32), $TEB_{c1} = 2.1 \cdot 10^{-3}$) et pour un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.	75
3.6 Évolution du PSNR moyen fournie par le système de décodage conjoint source-canal pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4$, RS(37, 32)) et pour un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.	76
3.7 Effet du décodage arithmétique pseudo-Chase sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise dans la zone 3, position 1357. $q_{RS}=4$, $D_t = 0.6$ bpp et $TEB_c = 10^{-5}$	77
3.8 Variation du débit source fournie par l'optimisation conjointe de la stratégie adaptative optimisée.	78
3.9 Évolution du PSNR moyen fournie par la stratégie adaptative optimisée avec décodage pondérée et la stratégie de [1] avec décodage classique, pour l'image "lena" transmise à travers un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.	79
3.10 Évolution du PSNR moyen fournie par la stratégie adaptative optimisée avec décodage pondérée et la stratégie de [1] avec décodage classique, pour l'image "barbara" transmise à travers un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.	80
3.11 Apport de la stratégie adaptative optimisée par rapport à une stratégie non adaptative pour l'image "lena".	81
3.12 Apport de la stratégie adaptative optimisée par rapport à une stratégie non adaptative pour l'image "barbara".	81
3.13 Performances de la stratégie adaptative optimisée en termes de qualité visuelle de l'image "lena" agrandie transmise dans la zone 3. $q_{CA}=4$, $q_{RS}=4$ et $TEB_c = 10^{-5}$	82

3.14 Performances de la stratégie adaptative optimisée en termes de qualité visuelle de l'image "barbara" agrandie transmise dans la zone 3. $q_{CA}=4$, $q_{RS}=4$ et $TEB_c = 10^{-5}$.	83
4.1 Schéma de codage des codes concaténés en parallèle.	89
4.2 Schéma de codage des codes concaténés en série.	90
4.3 Schéma de décodage itératif des codes concaténés en série.	90
4.4 Configurations de décodage itératif pour les TCM.	92
4.5 Schéma de codage et de décodage itératif d'un TCM formé par trois codes convolutifs concaténés en série.	93
4.6 Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du schéma de décodage itératif des turbo codes multiples.	94
4.7 Schéma de codage et de décodage itératif proposé pour la transmission d'un flux progressif.	95
4.8 Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total pour le schéma de codage/décodage itératif proposé.	98
4.9 Comparaison des performances avec un schéma de codage turbo multiple. Image "lena" codée à $D_t = 1$ bpp et transmise à travers un canal BBAG.	99
4.10 Schéma de codage et de décodage itératif modifié pour la transmission d'un flux progressif.	101
4.11 Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total pour le nouveau schéma de codage/décodage itératif proposé.	102
4.12 Performances du système de codage/décodage itératif modifié, intégré dans un schéma de transmission d'images. Image "lena" codée à $D_s = 0.25$ bpp.	103
4.13 Performances du système de codage/décodage itératif modifié, intégré dans un schéma de transmission d'images. Image "barbara" codée à $D_s = 0.5$ bpp.	103
4.14 Performances du schéma de codage/décodage itératif modifié en termes de qualité visuelle de l'image "lena" reconstruite pour $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB.	104
4.15 Performances du schéma de codage/décodage itératif modifié en termes de qualité visuelle de l'image "barbara" reconstruite pour $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB.	104
4.16 Comparaison des performances avec un schéma de décodage turbo multiple. Image "lena" codée à $D_t = 0.9$ bpp et transmise à travers un canal BBAG.	105
4.17 Performances en termes de PSNR en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour le schéma de référence et le schéma de décodage itératif modifié. Résultats obtenus pour différents scénarios à la quatrième itération.	106

Liste des tableaux

3.1 Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) et gain en puissance (en %) fournis par les différents schémas de décodage pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4$, RS(37,32)) et pour un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP	75
3.2 Définition des paramètres de la stratégie d'adaptation de lien.	78
3.3 Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) fournies par le schéma de décodage conjoint source-canal optimisé avec stratégie d'adaptation de lien pour l'image "lena".	80
3.4 Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) fournies par le schéma de décodage conjoint source-canal optimisé avec stratégie d'adaptation de lien pour l'image "barbara".	80

Liste des acronymes

- ASK** *Amplitude-Shift Keying*. 8
- BBAG** *Bruit Blanc Additif Gaussien*. 12, 33, 41, 42, 45, 46, 49
- BCH** *Bose Chaudhuri Hocquenghem*. 22, 25, 32
- BCJR** *Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv*. 27
- BPSK** *Binary Phase-Shift Keying*. 8, 10, 11, 41, 47
- CA** *Codes Arithmétiques*. 17, 53, 54
- CC** *Codes Concaténés*. 87
- CCE** *Codes Correcteurs d'Erreurs*. 2, 22, 33, 36, 68, 88, 122
- CDPD** *Cellular Digital Packet Data*. 25
- CLV** *Codes à Longueur Variable*. 17
- CRC** *Cyclic Redundancy Check*. 22, 48
- CSI** *Channel State Information*. 29, 34, 65
- DCT** *Discrete Cosine Transform*. 1, 17
- DVB-C** *Digital Video Broadcasting-Cable*. 25
- DWT** *Discret Wavelet Transform*. 2, 17
- EBCOT** *Embedded Block Coding with Optimal Truncation Point*. 2, 17, 19, 44
- EEP** *Equal Error Protection*. 33
- EQM** *Erreur Quadratique Moyenne*. 19, 20
- EQMM** *Erreur Quadratique Moyenne Minimale*. 30
- FEC** *Forward Error Correction*. 18, 122
- FSK** *Frequency-Shift Keying*. 8
- HP** *High Priority*. 35
- IES** *Interférences Entre Symboles*. 30
- IFFT** *Inverse Fast Fourier Transform*. 9
- JPWL** *JPEG2000 wireless*. 3, 4, 41, 108, 122
- JSCC** *Joint Source Channel Coding*. 31
- JSCD** *Joint Source Channel Decoding*. 31, 32

- LDPC** *Low-Density Parity-Check.* 22
- LOS** *Line Of Sight.* 13, 73
- LP** *Low Priority.* 35
- LPS** *Less Probable Symbol.* 19
- LRV** *Logarithme du Rapport de Vraisemblance.* 10, 11, 50
- LTE** *Long Term Evolution.* 65
-
- MAC** *Media Access Control.* 35
- MAP** *Maximum A Posteriori.* 16, 23, 27, 45, 49
- MBER** *Minimum Bit Error Rate.* 67
- MDC** *Multiple Description Coding.* 34, 35
- MIMO** *Multiple Input Multiple Output.* 1–4, 7, 28–30, 34, 36, 37, 61, 64, 108, 122
- MMSE** *Minimum Mean Squared Error.* 67
- MPS** *Most Probable Symbol.* 19
- MQ** *Modified Q-Coder.* 17
- MV** *Maximum de Vraisemblance.* 16, 27, 30, 65
- MVP** *Maximum de Vraisemblance a Posteriori.* 49
-
- NLOS** *None Line Of Sight.* 13, 73
- NRSC** *Non Recursive Systematic Convolutional.* 26
- NSC** *Non Systematic Convolutional.* 26, 90
-
- OFDM** *Orthogonal Frequency Division Multiplexing.* 2, 3, 9, 10, 15, 30, 34–37, 61, 64, 108, 122
-
- PCC** *Parallel Concatenated Codes.* 89
- PSK** *Phase-Shift Keying .* 8
- PSNR** *Peak Signal to Noise Ratio.* 19, 20, 41, 46
-
- QAM** *Quadrature Amplitude Modulation.* 8, 9, 41, 45, 68
- QoS** *Qualité de Service.* 7, 64, 87
-
- RCPC** *Rate Compatible Punctured Convolutional.* 27, 34, 87
- RI** *Réponse Impulsionnelle.* 73
- RS** *Reed-Solomon.* iv, 3, 7, 18, 25, 41, 43, 44, 48–50, 52–54, 56, 57, 61
- RSB** *Rapport Signal à Bruit.* 2, 9, 12, 41, 67, 68
- RSC** *Recursive Systematic Convolutional.* 26
- RSPIHT** *Robust SPIHT.* 33, 34
-
- SC** *Systematic Convolutional.* 26, 89
- SCC** *Serially Concatenated Codes.* 89
- SIC** *Annulation Successive d'Interférence.* 30

- SISO** *Single Input Single Output.* 2, 28, 30, 64
- SOVA** *Soft Output Viterbi Algorithm.* 27
- SPIHT** *Set Partitioning In Hierarchical Trees.* 2, 33
- SSIM** *Structural SIMilarity.* 20
- TCM** *Turbo codes multiples.* 88
- TEB** *Taux d'Erreurs Binaires.* 2, 4, 9, 16, 35, 46, 47, 64, 122
- TEP** *Taux d'Erreur Paquet.* 15
- TES** *Taux d'Erreur Symbole.* 15
- UEP** *Unequal Error Protection.* 3, 18, 31, 33–35, 61, 64, 65, 87, 122
- UPA** *Unequal Power Allocation.* 3, 34, 61, 64, 65, 87, 122
- WF** *Water-Filling.* 67
- ZF** *Forçage à Zéro.* 30

Introduction

« If we knew what it was we were doing, it would not be called research, would it? »

Albert Einstein

Au cours de la dernière décennie, le monde des technologies de l'information a vu un développement conjoint des technologies multimédias et des systèmes de transmission sans fil. Le succès des applications et des communications multimédia (image, son et vidéo) a poussé les industriels et les universitaires à concevoir des architectures multimédia avancées. En effet, ces efforts ont permis à la création de plusieurs codeurs pour les données multimédia avec des capacités de compression accrues tel que JPEG2000 pour la compression d'images. En même temps, on assiste à un développement sans précédent des communications sans fil. Le besoin de connecter des utilisateurs distants n'importe où et à tout moment avec une qualité acceptable a nécessité le développement de schémas de transmission évolués. Depuis peu, les deux domaines de recherche, initialement séparés, traitant la compression multimédia et la transmission sans fil ont commencé à converger afin de pouvoir satisfaire le besoin d'un accès intelligent aux services sur des réseaux hétérogènes et des canaux de transmission bruités. C'est dans ce contexte qu'ont été introduites les techniques de codage/décodage conjoints source-canal. Ces techniques ont pour objectif de développer des stratégies où le codage de source et le codage canal sont déterminés conjointement tout en ayant conscience des limites de chacun.

Ce projet de thèse s'inscrit dans cette démarche, en se focalisant sur les deux couches application et physique des réseaux sans fil. Plus spécifiquement, on s'intéresse aux données de types images, transmis sur des canaux radioélectriques sans fil via des systèmes multi-antenne *Multiple Input Multiple Output (MIMO)*. Il s'agit ici de proposer des solutions pour améliorer les performances d'un système de transmission sans fil. Les normes et applications visées ainsi que les hypothèses adoptées dans cette thèse sont présentées pour la couche application et la couche physique.

Afin d'assurer une bonne qualité de service, la couche application peut utiliser un algorithme de compression efficace permettant au récepteur de reconstruire l'image avec un maximum de fidélité. Généralement, la taille des données codées doit obéir à plusieurs contraintes liées à titre d'exemple à la capacité offerte par le canal de transmission. Ainsi, l'objectif de l'algorithme de compression est d'assurer une meilleure qualité visuelle sachant les contraintes imposées sur la taille des données compressées. La première norme proposée dans ce contexte est le JPEG qui utilise une transformée en cosinus discrète *Discrete Cosine Transform (DCT)*. Les performances de JPEG sont considérées correctes pour des taux de compression faibles et moyens mais se montrent médiocres pour les forts taux de compression à cause des artefacts observés sur les images compressées par la *DCT*.

C'est pourquoi les algorithmes récents en compression d'images tels que *Set Partitioning In Hierarchical Trees (SPIHT)* et *Embedded Block Coding with Optimal Truncation Point (EBCOT)* considèrent une transformée en ondelettes discrète *Discret Wavelet Transform (DWT)* ce qui leur permet d'obtenir d'excellents taux de compression en maintenant un bon niveau de qualité. De plus ces algorithmes permettent la génération d'une trame progressive pouvant être décodée avec n'importe quel débit. Ces techniques de compression sont certes performantes et souples d'utilisation, mais présentent un inconvénient majeur, car elles sont extrêmement sensibles aux erreurs de transmission. Il est alors indispensable de mettre en œuvre des solutions pour accroître la robustesse de ces dernières aux perturbations du canal.

La qualité d'une transmission numérique dépend essentiellement de la probabilité d'occurrence d'erreurs dans les symboles transmis. Cette probabilité est fonction du *Rapport Signal à Bruit (RSB)*. Pour améliorer la qualité de la transmission, une augmentation de la puissance d'émission peut être envisagée. Malheureusement, cette solution implique des coûts énergétiques importants, ce qui en limite l'utilité. Il existe néanmoins une solution simple et efficace qui permet de diminuer le facteur de bruit du récepteur. Cette solution consiste à utiliser des *Codes Correcteurs d'Erreurs (CCE)* permettant d'augmenter la fiabilité de la transmission. En effet, l'utilisation des techniques de codage canal permet la détection et/ou la correction d'éventuelles erreurs de transmission. Parmi les principales techniques existantes, on peut citer le codage en bloc et le codage convolutif. Une approche complémentaire permettant d'assurer une transmission sur des canaux sans fil avec un minimum de *Taux d'Erreurs Binaires (TEB)* à la réception, consiste à utiliser certaines techniques de transmission, de codage et de modulation avancées au niveau de la couche physique. De plus, il est maintenant prouvé que l'usage des systèmes de transmission *MIMO* dans un environnement multi-trajets améliore significativement la fiabilité, la qualité et le débit de transmission comparé à un schéma *Single Input Single Output (SISO)* utilisant une seule antenne en émission et en réception. Sur le volet modulation, un schéma *Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)* multi-porteuses permet de considérer la transmission du signal en bande large sur plusieurs canaux à bande étroite afin de minimiser l'effet des évanouissements fréquentiels.

La convergence du monde multimédia et des communications mobiles a soulevé de nouveaux problèmes liés essentiellement à l'hétérogénéité des scénarios et des besoins des utilisateurs d'un côté, et à la variabilité spatio-temporelle des canaux de transmission, d'un autre côté. Puisque les technologies de codage source ont maintenant atteint une maturité suffisante avec des taux de compression élevés et une bonne qualité de service, les nouveaux systèmes de transmission doivent désormais garantir un échange efficace et fiable de l'information multimédia prenant en considération la transmission sur des canaux généralement sources de dégradation pour l'information émise. Ainsi, des systèmes complexes de codage/décodage, modulation/démodulation, et des méthodes d'adaptation de lien sont donc apparus pour exploiter au mieux les capacités des médias de transmission. Les nouvelles architectures d'émetteurs et de récepteurs ont aussi évoluées pour supporter des cadences de traitement plus élevées.

L'objectif global de ce travail de thèse consiste, alors, à proposer des solutions efficaces et optimisées prenant conjointement en considération la nature du codeur de source (couche application) ainsi que les contraintes du canal sans fil (couche physique) afin d'assurer la qualité de service pour la transmission d'images. Ainsi, nous avons développé différentes approches visant à optimiser les caractéristiques des éléments d'une chaîne de communication (modulation, *CCE*, *MIMO*, *JPEG2000*, ...) afin d'améliorer la qualité

visuelle des images reçues quelles que soient les conditions de transmission. Pour cela, nous avons considéré des techniques de décodage pondérées, de protection inégale de données, de modulation adaptative, d'allocation inégale de puissance et de décodage itératif. L'originalité de cette étude se situe dans l'approche système adoptée pour améliorer les performances d'une chaîne de communication numérique.

Ce mémoire de thèse est constitué de quatre chapitres. Ils sont organisés comme suit :

Le premier chapitre présente le cadre théorique de ce travail. Après avoir présenté la chaîne de transmission numérique et le rôle des différents blocs qui la constituent, nous introduisons les différentes techniques de modulation avancées. Ce chapitre intègre également quelques notions relatives à la transmission sur des canaux bruités en mettant l'accent sur les phénomènes liés au canal sans fil. Les différents modèles de canaux adoptés dans cette étude sont aussi présentés. Le principe d'une transmission progressive d'images est également abordé et les deux standards utilisés dans cette étude à savoir JPEG2000 et *JPEG2000 wireless* (JPWL) sont présentés. Nous introduisons ensuite les codes correcteurs d'erreurs et en particulier, nous décrivons les codes en blocs et les codes convolutifs. Il s'en suit une introduction aux systèmes MIMO et MIMO-OFDM. Nous passons ensuite en revue les principales techniques de codage/ décodage conjoint source-canal. Un état de l'art des différentes stratégies de transmission d'images est ensuite présenté. Ces stratégies sont classées autour de trois points, à savoir, le codage canal, l'allocation de la puissance et l'usage de la modulation. A la fin du chapitre, nous positionnons notre travail par rapport à l'état de l'art et présentons nos contributions.

Le second chapitre cherche à améliorer les performances d'un système de transmission d'images fixes sur un canal sans fil fortement bruité. Nous proposons ainsi un système de transmission robuste d'images codées JPWL intégrant un schéma de décodage conjoint source-canal basé sur des techniques de décodage à entrées pondérées. Ce schéma implique la concaténation en série d'un décodeur de canal RS à entrées/ sorties pondérées et un décodeur arithmétique à entrées pondérées qui sont intégrés au niveau du décodeur JPWL. Dans une première partie, nous traitons le décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques ainsi que le décodage à entrées/sorties pondérées des codes RS. Enfin, nous évaluons les performances du schéma de transmission proposé et nous montrons que l'application des algorithmes de décodage pondérés permet de réduire le nombre de bits erronés.

Le troisième chapitre est consacré à l'optimisation d'une chaîne de transmission d'images sur un canal MIMO-OFDM sans fil réaliste. Nous commençons par présenter la stratégie de transmission d'images optimisée. Cette dernière s'appuie sur une stratégie d'adaptation de lien permettant de choisir, avant la transmission, le jeu de paramètres le plus adapté aux conditions de transmission du canal réaliste. Les techniques de décodage à entrées pondérées, présentées dans le chapitre 2, sont aussi utilisées pour libérer la contrainte sur un taux d'erreur binaire désiré et ainsi garantir un gain de puissance ou une amélioration de la qualité du contenu à puissance équivalente. Ainsi, le schéma de transmission proposé offre la possibilité de mettre en oeuvre conjointement de l'*Unequal Error Protection* (UEP), de l'*Unequal Power Allocation* (UPA), de la modulation adaptative, du codage de source adaptatif et de décodage conjoint pour améliorer la qualité de l'image à la réception. Après avoir présenté en détail les différents blocs de la chaîne de transmission à savoir : codeur de source, modulation et codage adaptatifs, algorithme de précodage pour l'allocation inégale de puissance et le bloc d'optimisation conjointe,

nous décrivons le modèle du canal **MIMO** adopté. A la fin du chapitre, nous présentons l'amélioration de la qualité de transmission apportée par le schéma de décodage conjoint source-canal et la stratégie d'adaptation de lien dans le cas d'une transmission d'images **JPWL** à travers un systèmes **MIMO** réaliste.

Le dernier chapitre traite, toujours dans cet objectif d'accroître encore davantage l'efficacité de la robustesse de transmission, du codage et décodage itératif des codes concaténés. Nous commençons par présenter les différents travaux qui ont inspiré notre étude. Nous présentons ensuite les codes concaténés et en particulier les turbo codes multiples utilisés dans nos travaux. Nous proposons ensuite un système robuste de transmission de flux progressifs basé sur un mécanisme de décodage concaténé offrant une stratégie de protection inégale de données. Nous poursuivons notre étude par une évaluation des performances, en termes de **TEB**, du schéma de transmission proposé. Enfin, le système de codage/ décodage itératif proposé est appliqué dans un contexte de transmission d'images compressées par le codeur de la norme JPEG2000.

Enfin, nous terminons ce manuscrit par une synthèse des résultats obtenus et nous proposons quelques perspectives sur de futurs axes de travail.

Chapitre 1

Méthodes de communications numériques avancées

« If a man will begin with certainties, he shall end in doubts; but if he will be content to begin with doubts he shall end in certainties. »

Sir Francis Bacon

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	La chaîne de communication numérique	7
1.3	Techniques de modulation/ démodulation standards	8
1.3.1	Modulations numériques	8
1.3.2	Modulation adaptative	9
1.3.3	Modulation OFDM	9
1.3.4	Mesure du canal : Fiabilité	10
1.3.5	Demappeur souple	10
1.4	Transmission et décodage sur canaux bruités	12
1.4.1	Le canal à bruit blanc additif Gaussien	12
1.4.2	Généralités sur le canal sans fil	12
1.4.2.1	Phénomènes liés au canal de transmission	12
1.4.2.2	Modélisation d'un canal de transmission sans fil	14
1.4.2.3	Modélisation du canal multi-trajets	14
1.4.2.4	Notion de diversité	15
1.4.3	Critères de décodage	15
1.5	Compression d'images et algorithmes de codage progressif	16
1.5.1	Codage JPEG2000	17
1.5.2	Codage JPEG2000 wireless	17
1.5.3	Codeur arithmétique MQ	18
1.5.4	Critères objectifs pour la mesure de la qualité des images codées	19
1.5.5	Codage progressif d'images	20
1.6	Codes correcteurs d'erreurs	21

1.6.1	Définitions	22
1.6.2	Les codes en blocs linéaires	22
1.6.2.1	Rappel sur les codes en blocs linéaires	22
1.6.2.2	Décodage ferme des codes en blocs : Décodage par syn- drôme	23
1.6.2.3	Décodage pondéré par l'algorithme de chase	23
1.6.2.4	Les codes Reed-Solomon	25
1.6.3	Les codes convolutifs	25
1.6.3.1	Principe du codage convolutif	25
1.6.3.2	Représentation d'un code convolutif	26
1.6.3.3	Décodage des codes convolutifs	27
1.6.3.4	Les codes convolutifs poinçonnés	27
1.7	Systèmes MIMO	28
1.7.1	Modélisation du canal MIMO	28
1.7.2	Systèmes MIMO et connaissance du canal	29
1.7.3	Les récepteurs MIMO	30
1.7.4	Extension au système MIMO-OFDM	30
1.8	Stratégies de codage/décodage et de transmission d'images	30
1.8.1	Techniques de codage/décodage conjoint source-canal	31
1.8.1.1	Techniques de codage conjoint source-canal	31
1.8.1.2	Techniques de décodage conjoint source-canal	32
1.8.1.2.1	Décodage à entrées pondérées	32
1.8.1.2.2	Décodage itératif conjoint source-canal	32
1.8.2	État de l'art sur les stratégies de transmission d'images	33
1.8.2.1	Stratégies de protection inégale de données	33
1.8.2.2	Stratégies d'allocation inégale de puissance	34
1.8.2.3	Stratégies de transmission basées sur la modulation	34
1.8.2.4	Stratégies d'adaptation de lien	35
1.9	Positionnement et contributions de la thèse	36
1.10	Conclusion	37

1.1 Introduction

La dernière décennie a été marquée par l'essor très rapide des nouvelles technologies de communication. Ces dernières exigent des normes de plus en plus strictes en termes de *Qualité de Service (QoS)* nécessitant des transmissions numériques à très haut débit afin de traiter les volumes d'informations en augmentation constante. Dans notre étude, nous nous intéressons au développement de stratégies de transmission d'images permettant une protection optimale des données. Pour cela, nous adoptons plusieurs approches et techniques de codage et de décodage pour renforcer la robustesse des informations transmises.

Le but de ce chapitre est de poser le cadre de notre travail et de présenter les différentes notions utilisées dans les chapitres à venir. Les contributions de cette thèse seront aussi présentées. Dans un premier temps, le modèle d'une chaîne de transmission numérique sera expliqué avec ses différents éléments. Puis, nous introduiront les différentes techniques de modulations que nous adopterons dans cette étude. Dans un deuxième temps, le cas de la transmission sur un canal bruité sera traité. Les propriétés des canaux de transmission sans fil seront aussi définies. Dans un troisième temps, nous montrerons le procédé de compression d'images et le principe de transmission progressive. Nous présenterons également les deux standards utilisés dans cette étude, à savoir JPEG2000 et JPWL. Dans un quatrième temps, nous aborderons le codage correcteur d'erreurs en nous limitant aux procédés de codage et décodage utilisés dans la suite du manuscrit. Nous introduirons, tout d'abord, les codes en blocs linéaires et en particulier les codes *RS*. Ensuite, nous décrirons le principe de codage/ décodage des codes convolutifs. Dans un cinquième temps, une introduction aux systèmes *MIMO* sera abordée. A la fin du chapitre, on rappellera les limites du théorème de séparation de codage de source et de canal qui ont conduit à l'introduction des approches de codage/décodage conjoint source-canal. Une étude de ces techniques sera également exposée. Ensuite, nous présenterons les différentes stratégies de transmission qui seront utilisées dans notre travail. Enfin, nous positionnerons notre travail par rapport à l'état de l'art et nous présenterons nos contributions.

1.2 La chaîne de communication numérique

La transmission de l'information au niveau des systèmes de transmission numériques se fait entre une source et un destinataire par l'intermédiaire d'un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore l'environnement sans support matériel. La tâche d'un système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. La figure 1.1 représente le schéma synoptique d'un système de transmission numérique. On y trouve les différents blocs suivants :

Codage Source : le codage de source, qui s'intègre dans la couche application, a pour objectif de compresser le message original en éliminant la redondance spatiale et temporelle du flux de données tout en préservant la même quantité d'information utile.

Codage Canal et Modulation : le codage de canal et la modulation s'insèrent dans la couche accès radio d'un système de télécommunications. Le codage de canal permet de protéger le message à transmettre contre les perturbations du milieu de transmission en rajoutant une redondance structurée à l'information transmise par le

codeur de source. La modulation permet de transformer en signal physique le message numérique issu du codage de canal.

Canal de transmission : ce milieu de transmission désigne le support physique de transmission des signaux. Le canal physique regroupe également toutes les composantes qui perturbent la transmission à savoir le bruit ambiant en réception, les multi-trajets et les interférences multi-utilisateurs.

Décodage Canal et Démodulation : cette étape consiste d'une part à mettre en forme le signal récupéré à la sortie du canal de transmission, et d'autre part de corriger le maximum d'erreurs introduites par le canal de transmission, en exploitant la redondance ajoutée au niveau de l'émission.

Décodage Source : le décodage de source permet de reconstruire, par la connaissance de l'algorithme de compression appliqué à l'émission, les données transmises via le canal de transmission.

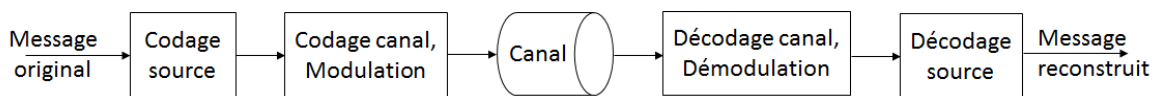


FIGURE 1.1 – Principe d'une chaîne de transmission numérique.

1.3 Techniques de modulation/ démodulation standards

1.3.1 Modulations numériques

Le rôle de la modulation est d'adapter les informations à émettre au support physique de transmission par l'intermédiaire d'un signal porteur généralement sinusoïdal. Ainsi, chaque ensemble de bits modulant la forme d'onde est appelé "symbole". Le modulateur numérique sert d'interface entre la sortie du codeur et le canal de transmission. Le principe d'une modulation numérique est de faire varier un paramètre d'une onde porteuse en fonction du signal à transmettre (signal modulant). Le paramètre considéré désigne le type de modulation mis en oeuvre, à savoir, la modulation par déplacement d'amplitude (*Amplitude-Shift Keying (ASK)*), la modulation par déplacement de phase (*Phase-Shift Keying (PSK)*) ou encore la modulation par déplacement de fréquence (*Frequency-Shift Keying (FSK)*). Dans le cas d'une modulation numérique, l'information à transmettre se présente sous la forme d'une suite de bits qu'il est possible de grouper par paquets de longueur définie. On parle alors de modulation M -aire, où M , appelé ordre de modulation, présente le nombre d'états possibles dans le diagramme de constellation.

Dans le cadre de notre étude, nous utiliserons deux types de modulation : la modulation binaire par changement de phase (*Binary Phase-Shift Keying (BPSK)*) et la modulation d'amplitude en quadrature (*Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*). La modulation BPSK ou 2-PSK est la forme la plus simple du PSK. Elle utilise deux phases qui sont séparées de π . La modulation BPSK est la plus robuste de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour que le démodulateur se trompe sur le symbole reçu. Néanmoins, on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole, ce qui présente un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé. La modulation M-QAM consiste à moduler l'onde porteuse de manière combinée en amplitude et en phase. Grâce à son efficacité spectrale, la modulation QAM a connu une large utilisation dans le domaine des communications numériques.

1.3.2 Modulation adaptative

Dans ce type de modulation, les bits de données à transmettre sont préalablement codés puis modulés sous forme de symboles utiles. Ces derniers sont ensuite transmis sur une ou plusieurs porteuses. La modulation utilisée pour générer ces symboles utiles est adaptative en fonction de la qualité du lien radio afin de garantir un **TEB** minimum. Par exemple, lorsque le canal est en mauvais état (c'est à dire, à faible **RSB**), la taille des constellations du signal peut être réduite afin d'améliorer et optimiser les performances du système. En revanche, lorsque le canal est en bon état (**RSB** relativement élevé), la taille de la constellation du signal peut être augmentée afin d'augmenter le débit de données. Ainsi, la technique de modulation adaptative permet d'augmenter considérablement le débit des systèmes de communications sans fil en ajustant l'ordre de modulation en fonction des conditions de changement du canal.

1.3.3 Modulation OFDM

L'**OFDM** [2] est une modulation multi-porteuses qui permet de combattre efficacement la sélectivité fréquentielle. Cette technique possède l'avantage de transformer un canal à bande large sélectif en fréquence en un ensemble de canaux à bandes étroites non sélectives en fréquence, ce qui assure la robustesse de la modulation **OFDM** face aux retards de propagation tout en préservant l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel. Le

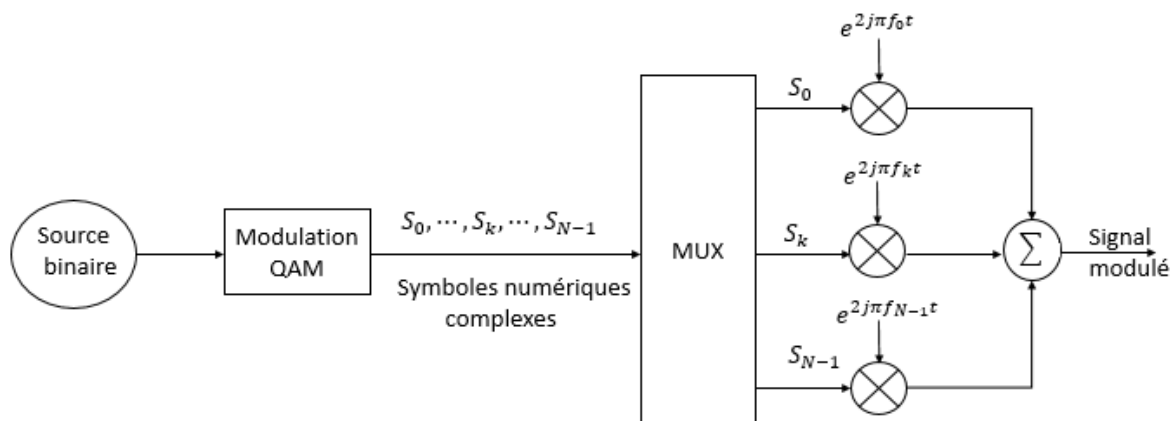


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

principe de l'**OFDM** consiste à diviser la bande passante du canal de transmission en N sous-bandes indépendantes. Les symboles du signal à émettre sont ensuite multiplexés sur les N sous-porteuses relatives aux N sous-bandes fréquentielles. L'espacement entre les différentes sous-porteuses est défini par rapport au temps symbole T_S pour assurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Les N symboles sont transmis simultanément en formant ainsi un symbole **OFDM**. Les symboles **OFDM** subissent d'abord une transformée de Fourier discrète inverse (*Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)*) autour d'une fréquence porteuse f_0 puis sont transmis sur le canal. Au niveau du récepteur, le signal subit les transformations inverses conduisant à la reconstruction des vecteurs de symboles émis.

Le principe d'un modulateur **OFDM** basé sur une modulation QAM à $M = 2^n$ états est présenté sur la figure 1.2, où chaque symbole complexe S_k module un signal à la fréquence f_k pour $k \in \{0, \dots, N - 1\}$.

1.3.4 Mesure du canal : Fiabilité

Dans cette section nous allons présenter la notion de mesure du canal. Cette dernière fournit une mesure de la fiabilité des bits reçus. Cette information supplémentaire sur les bits reçus est nécessaire pour réaliser un décodage à entrées pondérées. On considère une source discrète qui émet une séquence d'information de longueur k . Cette séquence est codée par un codeur de canal en un mot de code :

$$\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_n) \quad (1.1)$$

Cette séquence est modulée, transmise sur un canal bruité et démodulé. La séquence reçue à la sortie du canal est notée

$$\mathbf{r} = (r_1, \dots, r_n) \quad (1.2)$$

Cette séquence que l'on appelle observation est à éléments dans \mathbb{R} . En appliquant un seuillage, on se ramène à une séquence à éléments binaires que l'on note

$$\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_n) \quad (1.3)$$

Dans le cas d'une modulation **BPSK** et si les bits c_i , $0 \leq i \leq n$, sont équiprobables, on a :

$$\begin{cases} y_i = 1, & \text{si } r_i \geq 0 \\ y_i = 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.4)$$

En plus de la séquence \mathbf{Y} , on suppose la connaissance d'une séquence de n nombre réels notée :

$$\Lambda(\mathbf{y}) = (\Lambda(y_1), \dots, \Lambda(y_n)) \quad (1.5)$$

Ces nombres, appelés la mesure du canal, fournissent une mesure de la fiabilité des bits reçus. Cette information est fournie soit par un décodeur à sortie pondérées en calculant le *Logarithme du Rapport de Vraisemblance (LRV)* du bit transmis c_i , $1 \leq i \leq n$ [3] :

$$\Lambda(y_i) = \ln \left(\frac{\Pr\{c_i = +1/\mathbf{r}\}}{\Pr\{c_i = -1/\mathbf{r}\}} \right) \quad (1.6)$$

soit par le canal via un "demappeur souple" que l'on va présenter dans la section suivante. Ainsi si $\Lambda(y_i) > \Lambda(y_j)$, $i \neq j$, le décodeur supposera que y_i a plus de chance d'être correct que y_j . Un tel décodeur est appelé décodeur souple ou décodeur à entrées pondérées.

1.3.5 Demappeur souple

Les différents algorithmes de décodage à entrées pondérées que nous présenterons dans ce manuscrit sont basés sur la connaissance d'une information supplémentaire sur les bits de décision que l'on appelle fiabilité. Dans cette section nous allons définir la fiabilité de la décision dans le cas d'une modulation M -QAM. Le cas particulier d'une modulation **BPSK** sera aussi traité. Considérons la transmission d'éléments binaires $\{0,1\}$ codés par un codeur de canal sur un canal Gaussien.

Dans le cas d'une modulation M -QAM, un demappeur souple est nécessaire pour générer l'information de fiabilité définie par le logarithme du rapport de vraisemblance (LRV) :

$$\Lambda(y_i^k) = \ln \left[\frac{\Pr(y_i^k = 1/r_k)}{\Pr(y_i^k = 0/r_k)} \right] \quad (1.7)$$

où r_k est le symbole reçu et y_i^k , $i \in \{I, Q\}$ est le bit associé à la décision sur ce symbole. I désigne les bits en phase et Q désigne les bits en quadrature de phase. En considérant tous les symboles de la constellation, on a :

$$\Pr \{y_i^k = 1/r_k\} = \sum_{Q_m/q_i^m=1} \Pr \{a_k = Q_m/r_k\} \quad (1.8)$$

et :

$$\Pr \{y_i^k = 0/r_k\} = \sum_{Q_m/q_i^m=0} \Pr \{a_k = Q_m/r_k\} \quad (1.9)$$

avec $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_{l/e})$ la séquence de symboles émis après modulation ($e = \log_2(M)$ est le nombre de bits par symbole), $\{Q_m, m = 1, \dots, M\}$ représente les symboles d'une constellation M -QAM et q_i^m , $i \in \{I, Q\}$ est le bit de l'étiquetage du symboles Q_m . L'expression de LRV devient alors :

$$\Lambda(y_i^k) = \ln \left[\frac{\sum_{Q_m/q_i^m=1} \Pr \{a_k = Q_m/r_k\}}{\sum_{Q_m/q_i^m=0} \Pr \{a_k = Q_m/r_k\}} \right] \quad (1.10)$$

En appliquant la loi de Bayes aux équations (1.8) et (1.9) et en considérant des symboles équiprobables, on a :

$$\Lambda(y_i^k) = \ln \left[\frac{\sum_{Q_m/q_i^m=1} \Pr \{r_k/a_k = Q_m\}}{\sum_{Q_m/q_i^m=0} \Pr \{r_k/a_k = Q_m\}} \right] \quad (1.11)$$

où, pour un canal Gaussien, on a :

$$\Pr \{r_k/a_k = Q_m\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{|r_k - Q_m|^2}{2\sigma^2} \right) \quad (1.12)$$

avec σ^2 est la variance du bruit Gaussien. Donc finalement, on peut écrire :

$$\Lambda(y_i^k) = \ln \frac{\sum_{Q_m/q_i^m=0} \left(\exp -\frac{|r_k - Q_m|^2}{2\sigma^2} \right)}{\sum_{Q_m/q_i^m=1} \left(\exp -\frac{|r_k - Q_m|^2}{2\sigma^2} \right)}, \quad (1.13)$$

Cette grandeur a le même signe que la décision y_i^k et sa valeur absolue représente une mesure de la fiabilité de la décision. Ainsi, on parle de décodage souple ou décodage à entrées pondérées.

Dans le cas d'une modulation BPSK et en considérant le mapping des symboles suivant $0 \rightarrow -1$ et $1 \rightarrow +1$, la fiabilité du bit y_j est défini par le LRV du bit de décision y_j :

$$\Lambda(y_j) = \ln \left(\frac{\Pr \{c_j = 1/r_j\}}{\Pr \{c_j = 0/r_j\}} \right) = \frac{2}{\sigma^2} r_j \quad (1.14)$$

En considérant un canal stationnaire et en normalisant le LRV par rapport à $\frac{2}{\sigma^2}$, la fiabilité du bit y_j est donnée par $|r_j|$.

Maintenant, que nous avons défini les différentes modulations possibles, nous allons, dans la section suivante, traiter le cas de la transmission et le décodage sur des canaux bruités.

1.4 Transmission et décodage sur canaux bruités

Le canal de transmission assure le lien entre l'émetteur et le récepteur, permettant ainsi le transfert de l'information. Une connaissance des mécanismes mis en jeu est alors indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales. Nous introduirons, dans ce qui suit, les modèles de canaux utilisés dans la suite de notre travail. Ensuite, nous présenterons les différents moyens d'évaluation de la fiabilité d'une transmission et les critères de décodage correspondants.

1.4.1 Le canal à bruit blanc additif Gaussien

Ce modèle de canal est fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique. La perturbation introduite par le canal de Gauss est un *Bruit Blanc Additif Gaussien* (BBAG). L'entrée d'un canal BBAG est modélisée par une variable aléatoire discrète U à valeurs dans un alphabet fini $\{u_1, \dots, u_N\}$ (N représente la taille de l'alphabet), tant dis que sa sortie est modélisée par une variable aléatoire continue R à valeurs dans \mathbb{R} , telle que :

$$R = U + B \quad (1.15)$$

où B est une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 , modélisant le bruit additif. La densité de probabilité de la sortie $R = r_i$ du canal, conditionnellement à une entrée $U = u_i$, est donnée par [4] :

$$Pr(r/u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\|r - u\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.16)$$

où $\|\cdot\|$ désigne la norme Euclidienne.

Dans la suite du rapport, les performances des systèmes étudiés seront exprimées en fonction du $RSB = \frac{E_b}{N_0}$ où E_b désigne l'énergie par bit d'information et N_0 représente la densité spectrale de puissance du bruit. Ainsi, le RSB décrit le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit. Dans le cas d'un canal BBAG, nous avons $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$.

1.4.2 Généralités sur le canal sans fil

Dans les réseaux sans fil, le canal de propagation est le support physique qui permet l'échange de l'information grâce à la propagation des ondes électromagnétiques. Ces ondes rayonnées interagissent avec l'environnement, ce qui cause les phénomènes de multi-trajets. Notons que le canal de propagation ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé. Le canal de transmission, quant à lui, inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice. Dans cette section nous présenterons les différents phénomènes liés au canal de transmission sans fil ainsi que les modèles les plus utilisés pour caractériser ce type de canal et la notion de diversité.

1.4.2.1 Phénomènes liés au canal de transmission

Lors de la propagation dans un environnement "Outdoor", deux types de propagation sont généralement distinguées :

- Propagation *None Line Of Sight* (NLOS) : Ce type de propagation a lieu lorsqu'il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité

de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh [5].

- Propagation *Line Of Sight (LOS)* : Ce type de propagation a lieu lorsqu'il existe un trajet direct prédominant. Dans ce cas, l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice [5].

Lorsque les ondes électromagnétiques se propagent dans l'environnement de transmission, elles rencontrent différents obstacles avec lesquels elles interagissent. Selon la nature des obstacles, divers phénomènes électromagnétiques sont dégagés tels que (figure 1.3) : la réflexion, la diffusion, la diffraction et la réfraction.

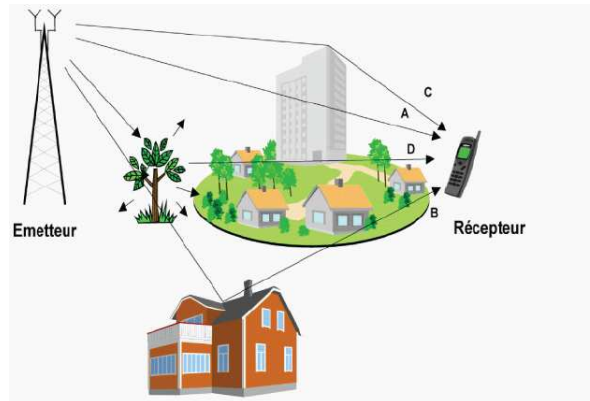


FIGURE 1.3 – Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission. A :trajet direct, B :réflexion, C :diffraction, D :dispersion

Toutes ces interactions, combinées et répétées, forment le phénomène de multi-trajets. Ce dernier est primordial car, grâce à lui, deux terminaux masqués par des obstacles peuvent communiquer entre eux par l'intermédiaire des ondes issues des multi-trajets. Le phénomène de multi-trajets contribue alors au bon fonctionnement des transmissions sans fil. Mais, les différents trajets captés par le récepteur entraînent généralement des interférences constructives ou destructives du signal reçu en fonction de leur déphasages respectifs. Cependant, si le récepteur est capable d'exploiter ces trajets multiples, il s'agirait d'un avantage plus que d'un inconvénient.

De par la nature de l'environnement de transmission et le caractère mobile lié à certaines applications, le canal de propagation possède également des propriétés de variabilités spatio-temporelles :

Variabilité temporelle : elle est due aux mouvements des éléments dynamiques présents dans l'environnement (personnes, véhicules, train, etc). Ces éléments entraînent l'apparition et/ou la disparition de trajets et modifient les propriétés des trajets existants.

Variabilité spatiale : elle est due aux déplacements des terminaux et est indépendante des mouvements de l'environnement. Les interactions électromagnétiques varient alors en fonction de la position de l'émetteur et du récepteur.

Dans le contexte de transmission sans fil, ces deux variabilités vont agir sur les propriétés de la transmission et ainsi impacter les conditions de réception.

Le canal de transmission sans fil a généralement pour effet d'atténuer la puissance du signal émis. En fonction de la fluctuation du niveau de puissance reçue, trois types d'atténuations (ou évanouissements) peuvent être identifiés :

Les évanouissements à grande échelle : ils sont dûs aux effets de masque dans l'environnement produits par des obstacles tels que les bâtiments. Ils interviennent sur des distances égales à plusieurs fois la longueur d'onde du signal.

Les évanouissements à moyenne échelle : ce type d'évanouissement est dû à l'effet de masquage du signal lié aux obstacles. L'évanouissement à moyenne échelle fait varier la puissance du signal émis sur des échelles de distances de l'ordre de la dizaine de longueur d'onde.

Les évanouissements à petite échelle : ils sont la conséquence directe de la propagation par trajets multiples et se présentent sous forme de fluctuations du signal sur des distances de l'ordre de la longueur d'onde.

1.4.2.2 Modélisation d'un canal de transmission sans fil

Les modèles des canaux proposés en littérature peuvent être classés en deux grandes familles : modèles déterministes et modèles stochastiques. Les modèles déterministes sont caractérisés par le traitement purement déterministe des paramètres de l'environnement. Ils caractérisent l'environnement de propagation, de manière précise, en déterminant la fonction réelle de propagation des ondes dans un milieu donné. Cependant, ces modèles souffrent du manque de flexibilité et complexité de calcul. Les modèles déterministes les plus connus sont : le modèle en espace libre [6], le modèle à exposant [7] ou le modèle à deux rayons [6], le modèle à lancer de rayons et le modèle à tracer de rayon. Les modèles stochastiques, dites aussi statistiques, sont définis par les comportements statistiques du canal déterminé à l'aide des campagnes de mesures. Ces modèles permettent de caractériser de manière plus simple le comportement du canal de transmission. L'inconvénient majeure de ces modèles statistiques est comment choisir le type de description approprié à l'environnement concerné. Il existe beaucoup de modèles statistiques parmi lesquels on peut citer : le modèle Gaussien, le modèle de Rayleigh [5], le modèle de Rice [5] et le modèle de Nakagami.

1.4.2.3 Modélisation du canal multi-trajets

La modélisation d'un canal multi-trajets permet de considérer l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation dans des milieux à réflexions multiples. L'équation 1.17 permet de modéliser un canal comprenant i utilisateurs et n multi-trajets.

$$r(t) = \sum_i \sum_n \alpha_n s_i(t - \tau_n) \quad (1.17)$$

où $r(t)$ est le signal en sortie du canal, α_n et τ_n représentent, respectivement, l'atténuation et le retard du trajet n et $s_i(t)$ est le signal émis par l'utilisateur i . Les deux paramètres retard et atténuations peuvent être défini, soit par une méthode statistique, soit par des mesures propre à la topologie de l'environnement. Le modèle statistique définit les deux paramètres comme des variables aléatoires ayant une répartition la plus proche de la réalité. Cette méthode permet d'évaluer les performances de manière générale. Le modèle de canal le plus répandu est celui à évanouissement. On peut citer le canal de Rayleigh et le canal de Rice. On considère un canal de Rice lorsqu'un trajet est prédominant par rapport aux autres trajets (par exemple dans le cas d'un émetteur et un récepteur en visibilité directe). Le canal de Rayleigh est utilisé lorsque tous les chemins sont indépendants et d'atténuations comparables. Ces modèles statistiques sont intéressants pour traiter des

cas généraux, mais deviennent vite insuffisants pour étudier un cas réel. D'où l'intérêt de mettre en oeuvre un canal de transmission réaliste. Le canal de transmission réaliste adopté dans cette thèse sera présenté dans le chapitre 3.

1.4.2.4 Notion de diversité

Le canal présente la principale source de perturbation que subit un signal lors de sa propagation. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels et temporels. Contrairement aux systèmes de communications traditionnels, les systèmes à diversité tirent profit des trajets multiples pour améliorer leurs performances. Pour mettre en place ces améliorations, ces systèmes exploitent les propriétés suivantes du canal sans fils :

Diversité spatiale : La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Ces antennes doivent être distantes d'au moins la distance de cohérence du canal qui représente la distance minimale qui assure des évanouissements indépendants.

Diversité fréquentielle : La diversité fréquentielle est mise en oeuvre en envoyant le même signal sur plusieurs bandes de fréquences. Elle n'est possible que pour des canaux sélectifs en fréquence et généralement utilisée dans les systèmes OFDM [2].

Diversité temporelle : La diversité temporelle est obtenue en transmettant un même symbole plusieurs fois à des intervalles de temps plus grands que le temps de cohérence du canal. Elle n'est applicable que pour des canaux sélectifs en temps et est généralement employée avec de l'entrelacement et du codage correcteur d'erreurs.

1.4.3 Critères de décodage

Dans cette section, nous allons décrire les différents critères de décodage utilisés dans cette thèse. Nous nous plaçons dans un contexte de transmission avec codage correcteur d'erreurs. Nous considérons une source discrète qui émet une séquence de k symboles $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_k)$. Cette séquence est codée en une séquence binaire $\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_n)$. La séquence d'observation reçue à la sortie du canal bruité est notée $\mathbf{r} = (r_1, \dots, r_n)$. Le but du décodeur est d'estimer, à partir des observations \mathbf{r} , la séquence des symboles source $\hat{\mathbf{s}}$ et/ou la séquence binaire codée $\hat{\mathbf{c}}$. Cette estimation est réalisée en se basant sur : des critères de minimisation de la distorsion, de la probabilité d'erreur binaire après décodage ou bien de la probabilité d'erreur par mot de code. Il existe plusieurs moyens pour évaluer la distorsion entre les messages source ou codés et leurs estimées :

- Le *Taux d'Erreur Paquet (TEP)* : Ce taux est incrémenté lorsque la séquence de symboles source \mathbf{s} et la séquence estimée $\hat{\mathbf{s}}$ sont différentes. Ainsi, le TEP est le quotient du nombre de paquets erronés par le nombre total de paquets transmis.
- Le *Taux d'Erreur Symbole (TES)* : Ce taux représente le nombre moyen de symboles source erronés entre \mathbf{s} et son estimée $\hat{\mathbf{s}}$. Ainsi, le TES est le quotient du nombre de symboles erronés par le nombre total de symboles transmis.
- Le *TEB* : Ce taux représente le nombre de bits erronés entre \mathbf{c} et son estimée $\hat{\mathbf{c}}$ divisé par le nombre total de bits transmis.

Pour minimiser les taux d'erreurs et déterminer la séquence estimée, on peut avoir recours à deux estimateurs :

- *Maximum de Vraisemblance (MV)* : cet estimateur détermine la séquence $\hat{\mathbf{s}}$ la plus vraisemblable vis-à-vis de l'observation \mathbf{r} :

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MV}} = \arg \max_{\mathbf{s}} P(\mathbf{r}/\mathbf{s}) \quad (1.18)$$

- *Maximum A Posteriori (MAP)* : cet estimateur détermine la séquence $\hat{\mathbf{s}}$ dont la probabilité d'avoir été transmise sachant l'observation \mathbf{r} est maximale :

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MAP}} = \arg \max_{\mathbf{s}} P(\mathbf{s}/\mathbf{r}) \quad (1.19)$$

Les décodeurs peuvent être classés selon l'estimateur utilisé et selon la nature des observations : binaires ou réelles. En effet, d'après la nature des observation r_i , $1 \leq i \leq n$, on distingue deux types de décodage :

- Le décodage ferme : Dans le cas du décodage ferme, dit aussi "dur" où *hard*, les observations sont des données binaires ($r_i \in \{0, 1\}$), résultant d'un seuillage de la sortie du canal.
- Le décodage pondéré : Dans le cas du décodage pondéré, dit aussi "souple" où *soft*, les observations sont des données à valeurs réelles, non seuillées. En effet, l'étape de seuillage, appliquée dans le cas de décodage ferme, engendre une perte d'information sur la fiabilité des décisions. Le décodage pondéré, quant à lui, permet de conserver toute l'information issue du canal.

Dans la section suivante, nous allons introduire le procédé de compression d'image et le principe de transmission progressive. Nous présenterons également les deux standards de compression utilisés dans cette thèse, à savoir, JPEG2000 et JPWL.

1.5 Compression d'images et algorithmes de codage progressif

Un système de compression est formé par un codeur permettant de réduire le volume de données nécessaire au codage de l'image pour faciliter son stockage ou sa transmission, et d'un décodeur permettant de reconstituer l'image parfaitement ou approximativement à partir de l'information codée. Un algorithme de compression performant se décompose généralement en trois étapes :

- Une transformation, souvent linéaire, appliquée à l'image originale.
- Une quantification des coefficients issus de la transformation.
- Un codage entropique des valeurs quantifiées résultantes.

Le rôle de la transformation est de décorréler les pixels en redistribuant l'énergie de l'image dans un nombre restreint des coefficients transformés. La quantification consiste à remplacer les valeurs réelles des coefficients transformés par des valeurs discrètes. Un codage entropique est ensuite appliqué sur les coefficients quantifiés, pour aboutir au flux binaire de sortie, son rôle consiste à supprimer une partie de la redondance résiduelle contenue dans la séquence de symboles quantifiés. On distingue deux familles de codes entropiques, à savoir, les *Codes à Longueur Variable (CLV)* et les *Codes Arithmétiques (CA)*. Dans cette étude nous nous intéressons aux codes arithmétiques de type *Modified Q-Coder (MQ)* utilisés dans les normes JPEG2000 et JPWL [8].

Les méthodes de compression par transformation permettent d'obtenir des taux de compression élevés tout en conservant une bonne qualité de l'image. Ces dernières sont utilisées par de nombreux schémas de compression d'images et de vidéos standardisés tels que les normes JPEG, JPEG2000, MPEG, etc. Ces schémas de compression reposent sur deux types de transformée : la **DCT** et la **DWT**. La transformée **DWT** adoptée par l'algorithme **EBCOT** [9] de la norme JPEG2000, permet d'atteindre des taux de compression supérieurs à ceux obtenus avec la **DCT**. En plus d'obtenir d'excellents taux de compression, la **DWT** offre une représentation naturellement progressive de l'image. Cela signifie qu'il est possible d'obtenir une image de plus faible résolution en tronquant le flux binaire obtenu à la sortie du codeur, et ce sans perte de performance. Dans ce qui suit, nous commencerons par présenter les deux algorithmes de compression d'images retenus dans notre travail, à savoir, JPEG2000 et JPWL. Ensuite, le principe du codeur arithmétique MQ sera exposé. Enfin, nous présenterons les différents critères objectifs pour la mesure de la qualité des images codées ainsi que le principe de transmission progressive d'images.

1.5.1 Codage JPEG2000

JPEG2000 est la norme de compression d'images qui complète la norme JPEG. Elle utilise une succession d'algorithmes pour coder une image. Après une transformée en couleur, la transformée en ondelettes (**DWT**) décompose chaque composante en plusieurs niveaux de résolution, chacune contenant une série de sous-bandes. Après quantification, les coefficients d'ondelettes de chaque sous bande sont répartis en un ensemble réguliers de code bloc. Pour le codage entropique, JPEG2000 utilise un système de codage complexe appelé **EBCOT** [9], qui peut être divisé en deux parties. La première partie *tier1* est principalement responsable de la modélisation du contexte et du codage arithmétique des coefficients quantifiés noté **MQ**. La fonction de la deuxième partie *tier2* est de contrôler le taux de compression cible et ainsi former la trame compressée. Le principe du décodeur **MQ** est présenté dans [9–12]. Globalement, ce décodeur reçoit des données compressées et au moyen du contexte fourni par l'**EBCOT**, renvoie un flux de bits décompressé.

Les principales caractéristiques de la norme JPEG2000 sont : les modes de compression sans et avec perte; compression par résolution; ordonner l'information de manière croissante en qualité; reconstruction progressive de l'image; mécanisme de détection d'erreurs très efficace pour les transmissions en environnements bruités; régions d'intérêt; La partie 1 de la norme définit différents outils permettant au décodeur de détecter les erreurs dans le flux codé transmis, de sélectionner la partie erronée du code et de synchroniser le décodeur afin d'éviter un éventuel dysfonctionnement. Même si ces outils fournissent un certain niveau de protection contre les erreurs de transmission, ils deviennent inefficaces lorsque le canal de transmission subit un taux d'erreur binaire élevé. La partie 11 de la norme JPEG2000 appelée JPEG2000 wireless a abordé cette question en définissant des techniques permettant de rendre le flux JPEG2000 plus résistant aux erreurs de transmission dans les systèmes sans fil.

1.5.2 Codage JPEG2000 wireless

JPEG2000 wireless émerge comme une nouvelle norme spécifiquement conçue pour relever les défis de la transmission sans fil des images codées JPEG2000, en surmontant les limitations imposées par les outils de protection d'erreurs définis par JPEG2000. L'objectif

de JPWL est d'étendre la spécification de référence JPEG2000 afin d'assurer une transmission robuste d'images sur des canaux sans fil à fortes perturbations. Cet objectif est atteint grâce à un ensemble d'outils et de méthodes pour la protection et la correction d'erreurs telle que la correction directe d'erreurs (dite aussi *Forward Error Correction (FEC)*), la protection inégale de données (*UEP*), le partitionnement de données, l'entrelacement et le codage arithmétique robuste. Elle définit également des moyens pour déterminer l'emplacement d'erreurs résiduelles et le degré de sensibilité des différentes parties du flux codé aux erreurs de transmission. Le système JPWL est illustré sur la figure 1.4. Le codeur JPWL est composé de trois modules incluant un encodeur de base JPEG2000, un module de description de la sensibilité aux erreurs, et un module de protection d'erreurs. A la sortie du codeur JPWL on obtient un flux JPWL robuste aux erreurs de transmission.

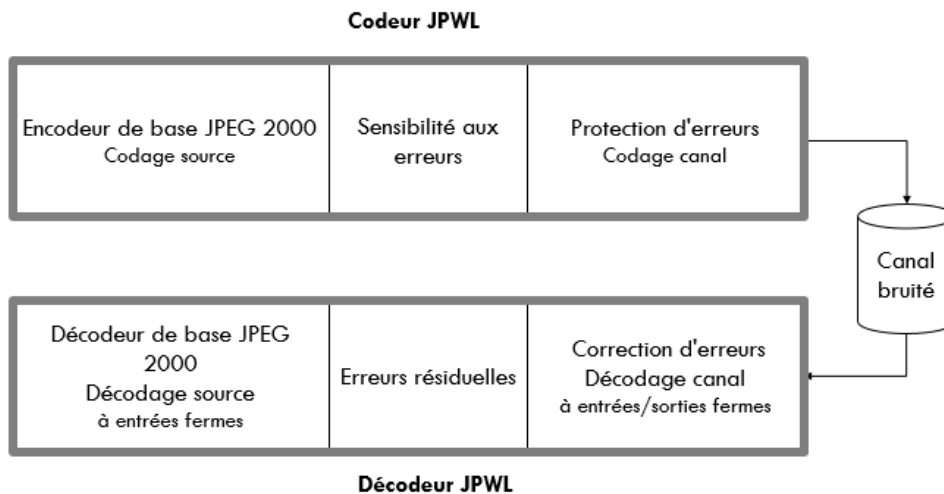


FIGURE 1.4 – Architecture JPWL.

Le premier module comprime l'image à l'entrée en utilisant une succession d'algorithmes. Le module de description de la sensibilité décrit le degré de sensibilité des différentes parties d'un flux codé JPWL aux erreurs de transmission. Ces informations de sensibilité aux erreurs peuvent être utilisées par le module de protection d'erreurs pour mettre en oeuvre une stratégie *UEP*. Le module de protection d'erreurs assure une transmission efficace des images à travers les canaux sans fil. Ce dernier, utilise différentes techniques telles que la correction directe d'erreurs (*FEC*) avec les codes Reed-Solomon (*RS*), la protection inégale de données et l'entrelacement des données, afin d'améliorer la protection des flux codés JPWL contre les erreurs de transmission.

Au niveau de la réception, le décodeur JPWL se compose également de trois modules : un module de correction d'erreurs à entrées/ sorties fermes, un module de description d'erreurs résiduelles et un décodeur de base JPEG2000 à entrées fermes. Le module de description d'erreurs résiduelles génère, pendant le processus de correction d'erreur, les informations de localisation d'erreurs résiduelles dans le flux codé JPWL. Ces informations de localisation peuvent être utilisées par le décodeur JPEG2000 pour éviter le décodage des portions corrompues du flux codé.

1.5.3 Codeur arithmétique MQ

Le processus de codage arithmétique dans la norme JPWL et JPEG2000 est réalisé par un codeur arithmétique binaire et adaptatif, dénommé "MQ-Coder" [9; 10; 12]. Le codeur

MQ est utilisé pour coder les symboles binaires générés par le codeur de plan de bits obtenus moyennant l'algorithme [EBCOT](#) [9]. Le codeur MQ reçoit le bit à encoder (décision) et le contexte du bit (CX), du codeur de plan de bits, et génère une donnée compressée (figure 1.5).

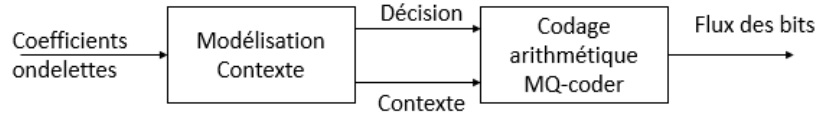


FIGURE 1.5 – Schéma fonctionnel du codeur arithmétique MQ.

La fonction de codage est basée sur une division récursive des intervalles de probabilité. Les divisions sont faites pour estimer les probabilités : *Most Probable Symbol* (MPS) et *Less Probable Symbol* (LPS). L'intervalle initial A est subdivisé, à chaque itération, en deux sous-intervalles correspondant à l'espèce minoritaire (LPS) et majoritaire (MPS). Pendant le processus de codage, deux registres (A et C) sont utilisés pour coder les symboles binaires. L'état des registres (A et C) changent et cela en fonction des valeurs des décisions binaires à coder (figure 1.6) :

1. Dans le cas où la valeur de la décision à coder est un MPS : $A = A - A \times Q_e$ et $C = C + A \times Q_e$.
2. Dans le cas où la valeur de la décision à coder est un LPS : $A = A \times Q_e$ et $C = C$

avec Q_e est la probabilité de l'espèce minoritaire (LPS).

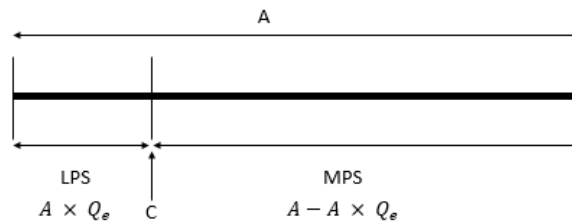


FIGURE 1.6 – Subdivision d'intervalle d'Elias du codeur MQ.

1.5.4 Critères objectifs pour la mesure de la qualité des images codées

Dans la littérature, différentes techniques de mesure de qualité ont été proposées pour évaluer la qualité d'une image. On peut citer :

- le *Peak Signal to Noise Ratio* (PSNR) [13] : ce critère repose sur l'*Erreur Quadratique Moyenne* (EQM) pour évaluer la qualité visuelle d'une image telle que :

$$\text{PSNR} = 10 \log_{10} \frac{G_{max}^2}{\text{EQM}} \text{ (dB)}, \quad (1.20)$$

où

$$\text{EQM} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \hat{x}_i)^2 \quad (1.21)$$

avec x_i et \hat{x}_i sont les niveaux des pixels d'indice i de l'image originale et de l'image reconstruite, N est le nombre total de pixels et G_{max} est le niveau de gris maximum ($G_{max} = 255$ dans le cas standard d'une image où les composantes d'un pixel sont codées sur 8 bits).

- le score *Structural SIMilarity (SSIM)* [14] : cette métrique permet de mesurer la similarité entre une image compressée et l'image originale. A la différence du PSNR qui s'appuie sur l'EQM, la mesure de qualité SSIM est sensible à la similarité des structures des images comparées. Reposant sur le fait que l'œil humain est plus sensible aux changements dans la structure de l'image, la métrique SSIM mesure la similarité de structure entre les deux images, plutôt qu'une différence pixel à pixel comme le fait par exemple le PSNR. Ainsi un score allant de 0 (très mauvaise qualité) à 1 (reconstruction parfaite) est assigné à l'image.

Dans la suite de ce manuscrit, l'efficacité des systèmes proposés sera évaluée par le PSNR. En effet, ce critère est le plus utilisé à l'heure actuelle afin de faciliter la comparaison des performances de différentes méthodes de traitement appliquées à des images identiques.

1.5.5 Codage progressif d'images

Les codeurs d'images actuels génèrent habituellement un train binaire progressif (dit aussi scalable). Ce dernier, peut être décodé à différents taux de compression en engendrant une amélioration de la qualité de l'image obtenue au fur et à mesure que les bits reçus augmentent. Un tel codeur est dit progressif. Ce type de codage apporte de nombreuses fonctionnalités. Par exemple, lors d'une transmission sur un réseau de capacité variable, le flux binaire progressif représentant l'image peut être tronqué, en de nombreux endroits, pour l'adapter au débit disponible. Il est également possible d'afficher une version approximative de l'image sans attendre de l'avoir décodée entièrement.

Ainsi, l'objectif principal d'un schéma de transmission progressive d'images est de transmettre en premier l'information apportant la plus grande réduction en distorsion.

Sur la figure 1.7 nous illustrons le concept de progressivité dans le codage de l'image "lena" (512×512) par l'algorithme JPEG2000. Nous montrons une série d'images décodées à partir d'un même train binaire à différents débits. Il est évident que la qualité visuelle de l'image restituée est meilleure lorsque le débit augmente.

Les algorithmes de compression d'images sont généralement sensibles aux erreurs de transmission. Pour garantir une transmission fiable des images codées sur les canaux bruités, une solution consiste à utiliser un codage de canal, appelé aussi codage correcteur d'erreurs. Dans la section suivante, nous introduirons le principe de codage correcteur d'erreurs. Nous commençons par présenter les codes en blocs linéaires. Ensuite, nous décrirons le principe de codage/ décodage des codes convolutifs.



FIGURE 1.7 – Illustration du concept de progressivité dans le codage de l'image "lena" par l'algorithme JPEG2000.

1.6 Codes correcteurs d'erreurs

Le codage de canal rajoute de la redondance à la séquence compressée issue du codeur de source, qui servira au décodeur pour la détection ou éventuellement la correction des erreurs engendrées par les perturbations du canal de transmission. Dans la suite, nous allons aborder le codage correcteur d'erreurs en se focalisant sur les codes et les algorithmes de décodage utilisés dans nos applications.

1.6.1 Définitions

On distingue deux familles de codes correcteurs d'erreurs (CCE) : les codes en blocs et les codes convolutifs.

Un code en blocs $C(n, k)$ est construit sur un corps de Galois fini à q éléments $GF(q) = \{0, 1, \dots, q-1\}$ où q est un nombre premier. Un code en bloc associe à chaque bloc de k symboles d'information, un bloc de n symboles codés avec $n > k$. Ainsi, un code en blocs fournit un bloc d'information codé dépendant uniquement du bloc courant en entrée. n est appelée la longueur du code et k sa dimension. Les blocs de n symboles sont appelés mots de code. Un code en blocs binaire est construit sur le corps de Galois à deux éléments $GF(2) = \{0, 1\}$. Un tel code admet 2^k mots de code constitués chacun de n éléments binaires. Un code binaire est dit linéaire si les 2^k mots de code constituent un sous-espace vectoriel de dimension k de $[GF(2)]^n$.

Un code en blocs linéaire $C(n, k)$ est cyclique si pour tout mot de code $\mathbf{c} = (c_0, \dots, c_{n-1})$, $\mathbf{c}^{(1)} = (c_1, \dots, c_{n-1}, c_0)$ est aussi un mot de code. Ainsi, toute permutation circulaire d'un mot de code est encore un mot de code. Les codes *Bose Chaudhuri Hocquenghem* (BCH) [15] constituent une famille de codes en blocs linéaires cycliques.

Un code convolutif fournit, à sa sortie, un bloc d'information codé de n éléments binaires prenant en compte le bloc de k éléments binaires présent à son entrée, mais également les v blocs codés d'entrée précédemment. Par conséquent, les codes convolutifs introduisent un effet mémoire inter-blocs supplémentaire. La quantité $(v + 1)$ est appelée la longueur de contrainte du code (v est la mémoire du code).

Un codage canal est défini par son rendement $R = \frac{k}{n}$. Plus la valeur de R est petite et plus la redondance $(n - k)$ introduite est importante, augmentant ainsi la capacité de correction du CCE.

1.6.2 Les codes en blocs linéaires

Bien qu'il existe de nombreuses familles de codes en blocs, telles que les codes de Hamming [16], les codes *Cyclic Redundancy Check* (CRC) [17], les codes BCH [15], les codes Reed-Solomon [18], les codes *Low-Density Parity-Check* (LDPC) [19], etc, le principe de codage reste le même : le message à l'entrée est regroupé en blocs auxquels on rajoute une quantité contrôlée de redondance. Cette dernière permettra à la réception de détecter et/ou de corriger d'éventuelles erreurs de transmission.

1.6.2.1 Rappel sur les codes en blocs linéaires

Un code en blocs linéaire $C(n, k)$, construit sur le corps de Galois fini $GF(2)$, est défini par la donnée d'une matrice \mathbf{G} , dite matrice génératrice, de k lignes et n colonnes. Pour tout bloc d'information $\mathbf{m} = (m_1, \dots, m_k)$ à coder, le mot de code associé $\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_n)$ est donné par :

$$\mathbf{c} = \mathbf{m}\mathbf{G} \quad (1.22)$$

Une matrice de contrôle (ou de parité) \mathbf{H} , de dimensions $(n - k) \times n$, peut également être associée au code en blocs linéaire telle que :

$$\mathbf{G}\mathbf{H}^t = 0 \quad (1.23)$$

avec \mathbf{H}^t est la matrice transposée de \mathbf{H} , donc pour tout mot de code \mathbf{c} :

$$s(\mathbf{c}) = \mathbf{c}\mathbf{H}^t = 0 \quad (1.24)$$

Le vecteur $s(\mathbf{c})$, de dimension $(n - k)$, est appelé syndrome de \mathbf{c} . L'équation (Eq. 1.24) est très importante pour la détection et la correction des erreurs de transmission. Ainsi, un syndrome nul indique que le mot reçu est un mot de code mais il ne garantit pas qu'il s'agisse du mot de code émis. En effet, il peut exister des combinaisons d'erreurs non détectables lorsque l'erreur transforme le mot reçu en un autre mot de code valide.

Deux autres caractéristiques importantes des codes en blocs linéaires sont la distance minimale et le pouvoir de correction. La distance minimale d'un code d_{\min} est la distance de Hamming minimale qui désigne le plus petit nombre de bits différents entre deux mots de codes distincts [4]. Ainsi, un code en blocs de distance minimale d_{\min} est capable de détecter toutes les configurations de $(d_{\min} - 1)$ erreurs dans un bloc de dimension n et corriger toutes les configurations de $t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor$ erreurs (le symbole $\lfloor \cdot \rfloor$ représente la partie entière). t est appelé le pouvoir de correction du code [4].

1.6.2.2 Décodage ferme des codes en blocs : Décodage par syndrome

On considère la transmission sur un canal bruité d'un mot de code \mathbf{c} . La séquence bruitée reçue \mathbf{r} peut s'écrire sous la forme $\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$, où \mathbf{e} est le vecteur d'erreurs. Le syndrome de la séquence reçue vérifie :

$$s(\mathbf{r}) = s(\mathbf{c} + \mathbf{e}) = (\mathbf{c} + \mathbf{e})\mathbf{H}^t = \mathbf{e}\mathbf{H}^t = s(\mathbf{e}). \quad (1.25)$$

Ainsi, le syndrome de la séquence bruitée \mathbf{r} dépend uniquement de la configuration d'erreurs. Si $s(\mathbf{e}) = 0$, le vecteur \mathbf{c} est supposé sans erreur. Si $s(\mathbf{e}) \neq 0$, la correction de \mathbf{c} est nécessaire.

Le décodage ferme d'un code en blocs linéaire consiste à chercher le mot de code à distance de Hamming minimale de \mathbf{r} . Cette opération nécessite le calcul des distances de Hamming séparant la séquence reçue et les 2^k mots de code possibles. Cette opération devient très complexe à mettre en oeuvre avec des valeurs importantes de k . La méthode de décodage par syndrome permet de réduire à 2^{n-k} le nombre de comparaisons nécessaires. Cette dernière exploite la propriété (1.25). L'idée est de construire une table contenant les 2^{n-k} syndromes possibles s_i , avec $1 \leq i \leq 2^{n-k}$. Chaque syndrome s_i est associé à un vecteur de n éléments binaires de plus faible poids de Hamming dont s_i est le syndrome. L'algorithme de décodage évalue, tout d'abord, le syndrome du mot reçu \mathbf{r} et détermine, par la suite, le mot binaire $\hat{\mathbf{e}}$ qui lui est associé dans la table. Enfin, la séquence décodée correspond à $\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{y} + \hat{\mathbf{e}}$ qui constitue le mot de code le plus proche de \mathbf{r} en termes de distance de Hamming.

1.6.2.3 Décodage pondéré par l'algorithme de chase

En 1972, D. Chase [20] a proposé un algorithme légèrement sous optimal et de complexité réduite, pour réaliser le décodage à entrées pondérées des codes en blocs. Cet algorithme repose sur le fait que le mot de code recherché est celui qui se trouve à la distance euclidienne minimale de l'observation, suivant le critère MAP, et que l'on peut réduire l'espace de recherche des mots de code à celui qui contient les mots de code qui sont les plus proches de l'observation au sens de la distance euclidienne.

Le principe de l'algorithme de Chase peut être illustré par le schéma de la figure 1.8. Ce schéma montre un mot reçu \mathbf{y} et trois mots de code $\mathbf{c}^1, \mathbf{c}^2, \mathbf{c}^3$, chacun étant entouré d'une sphère de rayon $t = \frac{d_{\min}}{2}$.

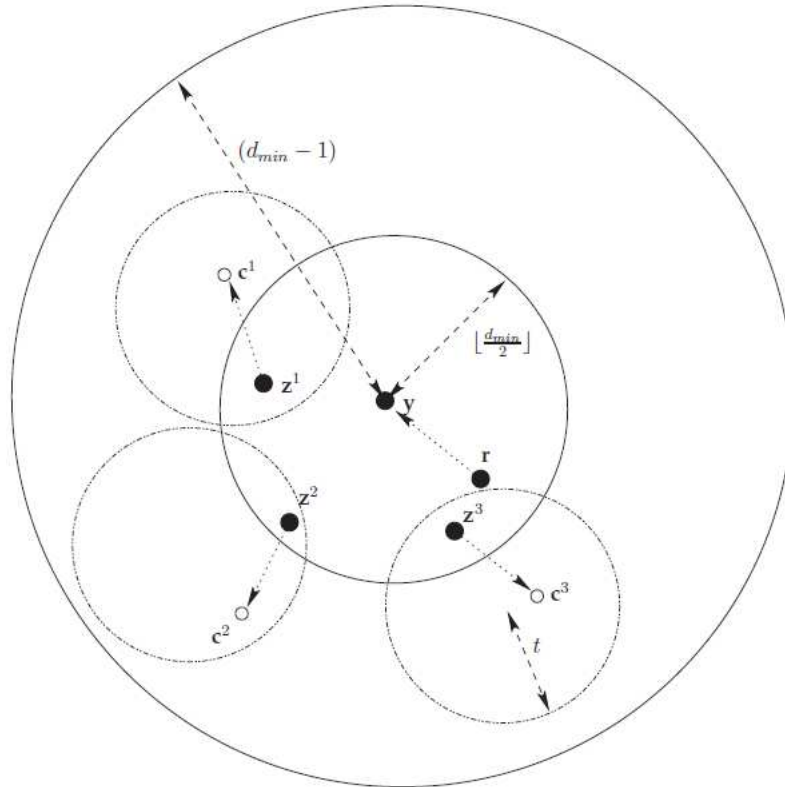


FIGURE 1.8 – Illustration du principe de l'algorithme de Chase.

Plutôt que de passer en revue l'ensemble de tous les 2^k mots de code possibles, le premier algorithme de Chase, noté algorithme I, se limite à l'ensemble Ω^1 des mots de code \mathbf{c}^i situés à l'intérieur d'une sphère centrée en \mathbf{y} et de rayon $d_{\min} - 1$ comme schématisé sur la figure 1.8. Ces mots de code sont obtenus en construisant à partir de \mathbf{y} , des séquences de tests $\mathbf{z}^i = (z_1^i, \dots, z_n^i)$ avec $z_j^i = y_j \oplus t_j^i$, pour tout $0 \leq j < n$, où les $(\mathbf{t}_1^i, \dots, \mathbf{t}_n^i)$ sont des vecteurs binaires de longueur n et dont le poids de Hamming est inférieur ou égal à $\frac{d_{\min}}{2}$. Le décodage binaire des séquences de test \mathbf{z}^i permet d'obtenir les mots de code \mathbf{c}^i . Ensuite, à partir de l'ensemble Ω^1 des mots de code obtenus, le décodeur détermine celui qui se trouve à une distance euclidienne minimale de \mathbf{r} . Cet algorithme possède un coût de calcul important. En effet, le nombre de séquences de test \mathbf{z}^i contenues dans la sphère de rayon $\frac{d_{\min}}{2}$ centrée sur \mathbf{y} qui détermine le nombre de décodages binaires à réaliser est de l'ordre de $1 + \sum_{i=1}^{\frac{d_{\min}}{2}} C_n^i$.

Pour réduire davantage la complexité de décodage, Chase a proposé un second algorithme, noté algorithme II, avec une zone de recherche réduite pour minimiser le nombre de décodages binaires. En effet, parmi les vecteurs de test binaires contenus dans la sphère de rayon $\frac{d_{\min}}{2}$ centré sur \mathbf{y} , on n'utilise qu'un sous ensemble de mots de code Ω . Ce sous ensemble contient uniquement les vecteurs obtenus en commutant les éléments binaires pris parmi les p éléments les moins fiables selon la mesure de fiabilité $\Lambda(y)$. Avec un tel algorithme, la complexité de décodage est réduite à $Q = 2^p$ décodages binaires pour la construction de l'espace Ω .

Le deuxième algorithme de Chase se résume comme suit :

- Déterminer le vecteur des décisions fermes $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_n)$.
- Déterminer la séquence des fiabilités $\Lambda(\mathbf{y}) = (\Lambda(y_1), \dots, \Lambda(y_n))$ correspondant au vecteur de décision ferme \mathbf{y} à partir des équations (1.13) ou (1.14) selon le type de mo-

dulation.

- Chercher les positions des p bits les moins fiables de \mathbf{y} en se basant sur $\Lambda(\mathbf{y})$.
- Former les patterns de test t_i , $0 \leq i < Q$ avec $Q = 2^p$: tous les vecteurs binaires t_j^i , $0 \leq j < n$ de n éléments ayant un poids de Hamming inférieur ou égal à p avec des "1" dans les positions des bits les moins fiables et des "0" dans les autres positions.
- Former les séquences de test \mathbf{z}^i , $0 \leq i < Q$ avec $z_j^i = y_j \oplus t_j^i$, pour tout $0 \leq j < n$.
- Décoder toutes les séquences de test z_i en utilisant un décodage binaire. Si la séquence décodée est valide, on calcule la distance euclidienne la séparant de l'observation \mathbf{r} et on l'ajoute à l'ensemble Ω .
- Finalement, la séquence décodée correspond à l'élément de Ω ayant la distance euclidienne minimale de \mathbf{r} .

1.6.2.4 Les codes Reed-Solomoon

Les codes RS sont des codes en blocs de type BCH mais à coefficients non binaires. Grâce à leur nature non binaire l'utilisation de ces derniers est adéquate dans le cas de transmission sur des canaux où les erreurs apparaissent par paquet [21]. Leur capacité à lutter efficacement contre les erreurs en rafales constitue un autre avantage clé de ces codes. Les codes RS sont utilisés dans les disques compacts, les DVD, la transmission HDTV [22] et adoptés par le standard *Cellular Digital Packet Data (CDPD)* ainsi que par la norme *Digital Video Broadcasting-Cable (DVB-C)* [23]. Par ailleurs, on trouve par exemple le code RS(255,233,33) qui est utilisé par la NASA dans les communications spatiales.

1.6.3 Les codes convolutifs

Les codes convolutifs forment une classe efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. Les codes convolutifs s'appliquent sur une séquence infinie de symboles d'information et génèrent une séquence infinie de symboles codés.

1.6.3.1 Principe du codage convolutif

Comme nous l'avons mentionné auparavant, chaque mot de code, de n éléments binaires, en sortie du codeur dépend non seulement du bloc de k éléments binaires présents à son entrée, mais aussi des v mots d'information ayant été introduits précédemment. De ce fait, on peut représenter un code convolutif par un ensemble de registres à décalage, tel que chaque sortie du codeur est une combinaison linéaire des $k \times (v - 1)$ cellules du registre à décalage. Ainsi, la longueur de contrainte d'un codeur convolutif est le nombre de blocs de k bits présents à l'intérieur des registres à décalage.

Un code convolutif est entièrement défini par ses trois paramètres (n , k , et v) et par la donnée de n séquences de $(v + 1)$ éléments binaires $(g_l^j)_{1 \leq j \leq n, 0 \leq l \leq v}$ dites séquences génératrices. Si m_i est le bit d'information à coder présent à l'entrée du codeur à l'instant i , les n bits de sorties sont donnés par :

$$c_i^j = \sum_{l=0}^v g_l^j m_{i-l} \quad \text{pour } j = 1, \dots, n. \quad (1.26)$$

Les séquences génératrices peuvent être représentées sous forme vectorielle ou sous forme octale. Dans la suite, nous prendrons $k = 1$.

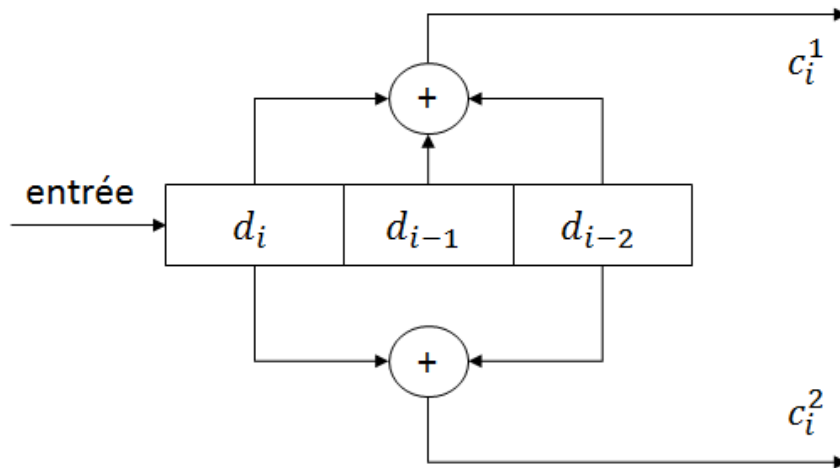


FIGURE 1.9 – Exemple du codeur convolutif (7,5) de rendement 1/2 et de longueur de contrainte 3.

On présente sur la figure 1.9 un exemple de codeur convolutif de rendement 1/2 et de longueur de contrainte 3 ($v = 2$). Les deux séquences génératrices sont $\mathbf{g}^1 = [1, 1, 1] = 7_{(\text{octal})}$ et $\mathbf{g}^2 = [1, 0, 1] = 5_{(\text{octal})}$. Il s'agit du code (7,5).

Il existe différentes familles de codes convolutifs que l'on peut distinguer par deux termes : systématique et récursif.

- Un code convolutif est dit systématique (*Systematic Convolutional (SC)*) lorsque une partie de ses sorties est exactement égale à ses entrées, le cas contraire représente un code non systématique (*Non Systematic Convolutional (NSC)*).
- Un code convolutif est dit récursif lorsque les sorties du codeur peuvent dépendre des sorties précédentes. Dans ce cas, le codeur possède des registres avec rebouclage de la sortie en entrée.

Dans le cadre de nos travaux, nous nous sommes intéressés aux codeurs de type *Non Recursive Systematic Convolutional (NRSC)* et *Recursive Systematic Convolutional (RSC)*. En effet, ces deux types de codes sont les plus répandus dans les standards radio-mobiles.

1.6.3.2 Représentation d'un code convolutif

Un codeur convolutif peut être considéré comme une machine d'états. Son fonctionnement peut être, alors, décrit à l'aide d'un graphe représentant les différents états du codeur et la manière dont ils communiquent. On distingue trois types de diagrammes [24] :

- Diagramme en arbre : Ce diagramme décrit l'évolution à travers le temps des transitions entre les différents états du codeur.
- Diagramme d'état : Ce diagramme est une représentation du fonctionnement du codeur ne faisant pas apparaître explicitement le temps. Il représente toutes les transitions entre les différents états du codeur.
- Diagramme en treillis : Ce diagramme prend en considération les différents états du codeur et la façon dont ils communiquent en fonction du temps.

Un treillis est dit fermé lorsqu'il se termine à l'état de départ. La fermeture d'un treillis nécessite l'ajout de v bits supplémentaires à la séquence présente à l'entrée du codeur.

Notons qu'un treillis fermé permet d'améliorer les performances du décodeur convolutif. Dans la suite de notre rapport, nous considérerons des treillis fermés pour la représentation d'un code convolutif.

1.6.3.3 Décodage des codes convolutifs

Plusieurs algorithmes de décodage ont été proposés pour les codes convolutifs, parmi lesquels on peut citer :

- L'algorithme séquentiel de Fano [25] : Ce dernier s'appuie sur le diagramme en arbre du code pour déterminer la meilleure séquence en termes de critère *MV*.
- L'algorithme de Viterbi [26] : Cet algorithme utilise la description en treillis du code. L'algorithme de Viterbi minimise la probabilité d'erreur sur la séquence des blocs décodés. Il estime la vraisemblance à partir de la séquence reçue en fournissant la séquence la plus vraisemblable. C'est un algorithme de décodage à entrées fermes ou souples mais à sorties fermes.
- L'algorithme *Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)* [27] : C'est un algorithme de Viterbi modifié afin de fournir des sorties souples.
- L'algorithme *MAP* [28] : Cet algorithme cherche la solution optimale de décodage en calculant la probabilité *a posteriori* de chaque bit de la séquence décodée. Ainsi, il estime les données transmises en considérant le rapport de vraisemblance de chaque bit sachant la totalité de la séquence reçue. Cette technique de décodage est basée sur l'algorithme *Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv (BCJR)* [28].

Dans nos travaux, nous adoptons l'algorithme de décodage Max-Log MAP [29] (présenté dans l'annexe A), qui est une version sous-optimale de l'algorithme MAP, afin de limiter la complexité de décodage.

1.6.3.4 Les codes convolutifs poinçonnés

Les rendements des codes convolutifs sont généralement de la forme $1/n$, donc très faibles. Or, plus le rendement est faible, plus la largeur de bande nécessaire à la transmission doit être importante. Ainsi, pour fabriquer des codes convolutifs de rendement supérieur on fait recours à la technique de poinçonnage. Cette technique permet d'obtenir un code poinçonné de rendement plus élevé par non transmission ou effacement de certains symboles issus du codeur de base, donc en diminuant le nombre de symboles de redondance à transmettre. La suppression des bits se fait à l'aide d'une matrice de poinçonnage P de dimension $n \times p$, où p est la période de poinçonnage. Le rendement du code poinçonné est égale à :

$$R_p = \frac{p}{w(P)} \quad (1.27)$$

où $w(P)$ est le poids de Hamming de la matrice P . Prenons l'exemple du code (7,5) de rendement $1/2$ de la figure 1.9. Pour obtenir un rendement $2/3$, on utilise la matrice de poinçonnage $P_1 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$. Dans ce cas $p = 2$ et $w(P) = 3$. Le rendement $3/4$ est obtenu avec

la matrice de poinçonnage $P_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$. Dans ce cas $p = 3$ et $w(P) = 4$. Ainsi, la technique de poinçonnage offre une grande flexibilité dans le réglage du débit à la sortie du codeur canal. Au niveau du récepteur, les bits poinçonnés sont connus et sont donc remplacés par des valeurs neutres. Ainsi, le même décodeur est utilisé pour toute une famille de

codes convolutifs poinçonnés obtenue à partir d'un même code de base. Ces codes sont dits de rendement compatibles (*Rate Compatible Punctured Convolutional (RCPC) codes* [30]).

1.7 Systèmes MIMO

Après avoir présenté les deux familles de codes correcteurs d'erreurs qui seront utilisées dans nos travaux, nous nous intéressons dans cette section aux systèmes MIMO. Les communications sur les canaux radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de débit que de nombre d'utilisateurs, ce qui entraîne la saturation des ressources radio-fréquence dans les zones fortement peuplées. D'autre part, ces transmissions radio-mobile sont pénalisées par le phénomène d'évanouissements du signal, dûs aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour pallier ces deux problèmes, une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, dites MIMO, a été développée par les laboratoires Bell en 1997 [31; 32]. Cette architecture permet de lutter efficacement contre les évanouissements du signal et d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de bande allouée au signal ni sa puissance d'émission. L'idée étant d'exploiter les trajets multiples plutôt que de chercher à les supprimer.

Le principe de base des systèmes MIMO est de combiner les signaux tant à l'émission qu'à la réception pour exploiter la diversité spatiale et par la suite réduire les effets des évanouissements. Les systèmes MIMO présentent deux avantages majeurs par rapport à un système de communication sans fil classique SISO utilisant une seule antenne en émission et en réception. Le premier avantage est l'amélioration de la qualité du lien en s'affranchissant des évanouissements des canaux grâce à l'exploitation de la diversité spatiale. Le second avantage est que cela permet d'augmenter le débit d'information sans augmenter la puissance transmise et la largeur de la bande passante.

1.7.1 Modélisation du canal MIMO

Dans le cadre de cette étude, nous nous limitons à l'utilisation d'un modèle de canal MIMO mono-utilisateur dans un canal bande étroite donc non sélectif en fréquence. De plus, nous considérons une synchronisation et un échantillonnage parfaits. Considérons un système MIMO composé de n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices (figure 1.10).

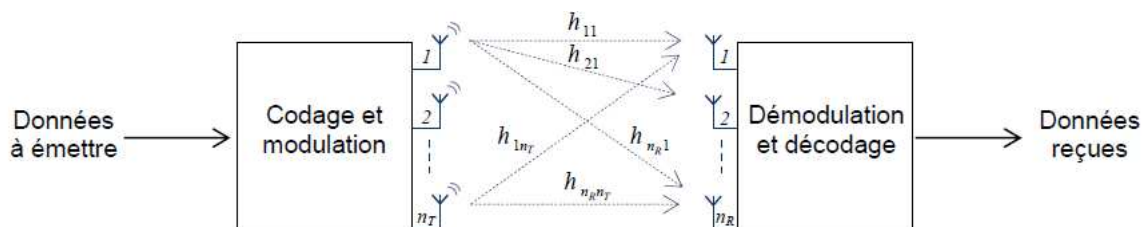


FIGURE 1.10 – Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

L'information est émise par les N_T antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une antenne de

réception. Le modèle discret en bande de base consiste en une matrice \mathbf{H} , dont chaque coefficient complexe h_{ji} représente la fonction de transfert entre l'antenne i émettrice et l'antenne j réceptrice. La matrice de canal \mathbf{H} peut être décrite par :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

A la réception le symbole reçu y_j sur l'antenne j peut s'écrire :

$$y_j = \sum_1^{n_t} h_{ji} s_i + n_j \quad (1.29)$$

où s_i correspond au symbole transmis par l'antenne émettrice i et n_j représente un bruit additif. Cette relation peut être représenté sous forme matricielle :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.30)$$

où \mathbf{y} est le vecteur de symboles reçus, \mathbf{n} est le vecteur de bruit, \mathbf{s} est le vecteur de symboles transmis sur les n_T antennes avec la contrainte de puissance $E[s * s] = P_0$ (La puissance total transmise), et \mathbf{H} est la matrice de canal représentant les trajets à évanouissement et contenant les gains complexes caractérisant la transmission entre les différents couples d'antennes. Les éléments complexes de la matrice de canal $\mathbf{H}[n_R \times n_T]$ sont des variables aléatoires et suivent généralement un modèle statistique (Rayleigh, Rice ou Nakagami).

En pratique, la matrice de canal, que l'on appelle également *Channel State Information (CSI)* est estimée par le biais de symboles pilotes ou de séquences d'apprentissage. Cette information est importante car sa connaissance permettra d'optimiser globalement la transmission en anticipant l'effet du canal.

1.7.2 Systèmes MIMO et connaissance du canal

Il existe deux familles de techniques **MIMO** selon que l'on connaît la **CSI** à l'émission et/ou à la réception : les systèmes **MIMO** en boucle ouverte et les systèmes **MIMO** en boucle fermé. Les systèmes **MIMO** en boucle ouverte considèrent uniquement la **CSI** du côté du récepteur. Les systèmes **MIMO** en boucle fermée ont une voie de retour entre le récepteur et l'émetteur et dispose ainsi de la **CSI** à l'émission et à la réception. Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons aux systèmes **MIMO** en boucle fermée nécessitant uniquement la connaissance du canal (**CSI**) du côté de l'émetteur. Par la connaissance de cette information, l'émetteur peut répartir la puissance émises sur les différentes antennes d'une manière intelligente afin de satisfaire un critère de performance donné comme par exemple la capacité du canal. Les opérations d'allocation inégale de puissance sur les différentes antennes sont réalisées par des algorithmes de précodage qui seront présentées dans le chapitre 3. La connaissance de l'état du canal à l'émission permet alors d'augmenter efficacement la fiabilité de la transmission en optimisant conjointement l'émetteur et le récepteur du système de communication. Les systèmes **MIMO** en boucle fermée permettent ainsi d'accroître les performances en termes de débits, de robustesse et plus généralement la qualité de service.

1.7.3 Les récepteurs MIMO

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différentes méthodes de décodage en réception. Il existe différentes techniques de détection **MIMO** dont les plus courantes sont : *Forçage à Zéro (ZF)*, *Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)*, *Annulation Successive d'Interférence (SIC)* et **MV**. Le choix d'une technique doit être fait de manière à assurer une dégradation moindre de performances par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et une mise en œuvre la moins complexe possible. Dans le cadre de nos travaux, nous utilisons le récepteur **MV** compte tenu de ses performances. La détection **MV** consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu. La complexité d'un tel décodage croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices et l'ordre de modulation M . En effet, le récepteur doit calculer M^{n_T} vecteurs et les comparer avec le vecteur de signaux reçus. Cependant, il a été démontré que dans le contexte d'un système **MIMO** précodé, l'indépendance des sous-canaux **SISO** permettra de limiter significativement la complexité du récepteur **MV**. En effet, si b désigne le nombre de sous-canaux **SISO** utilisés pour la transmission, la complexité du récepteur **MV** se limite à $b \times M$.

1.7.4 Extension au système MIMO-OFDM

Les systèmes **MIMO** ne fonctionnent que dans des environnements riches en diversité tels que les environnements propices aux multi-trajets. Or les techniques de modulations classiques sont généralement sensibles aux *Interférences Entre Symboles (IES)* présentes dans les canaux à trajets multiples. Pour éviter les **IES**, le temps symbole doit obligatoirement être largement supérieur au plus long des retards, réduisant ainsi la bande passante utilisable. Pour élargir la bande passante du canal **MIMO** tout en conservant l'hypothèse de la bande étroite, une solution simple et efficace consiste à associer un système **MIMO** à une modulation multi-porteuses.

L'association du **MIMO** et de l'**OFDM** permet d'exploiter les avantages des deux méthodes, à savoir, la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les systèmes **MIMO** et la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'**OFDM**. La combinaison **MIMO-OFDM** permet alors d'augmenter la bande passante du système **MIMO** (bande large) tout en gardant l'hypothèse bande étroite caractérisant ainsi le canal par des coefficients complexes. Le canal **MIMO-OFDM** large bande est modélisé par un vecteur de N matrices \mathbf{H} de taille $(n_T \times n_R)$, chaque matrice correspond à la réponse du canal pour la fréquence de la $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse avec $n \in \{1, \dots, N\}$.

1.8 Stratégies de codage/décodage et de transmission d'images

Dans cette section, nous allons nous intéresser aux codes entropiques en se focalisant sur les techniques de codage/décodage conjoint source-canal et aux stratégies de transmission d'images. Les techniques de codage conjoint source-canal, qui sont présentées au paragraphe 1.8.1.1 travaillent dans le but d'introduire de la redondance à partir du flux codé. Alors que les techniques de décodage conjoint source-canal, présentées au paragraphe 1.8.1.2 ont pour objectif de corriger au mieux le flux reçu en tirant partie de toute redondance disponible à la réception. En effet, les séquences compressées à la sortie du codeur de source souffrent d'un problème de vulnérabilité aux erreurs introduites par le canal de transmission. Enfin, le paragraphe 1.8.2 traite des stratégies de transmis-

sion d'images, qui ont pour vocation de régler au mieux les paramètres constitutifs des différents blocs composant la chaîne de communication numérique pour garantir une meilleure qualité d'image en réception.

1.8.1 Techniques de codage/décodage conjoint source-canal

L'un des objectifs visé en télécommunications est d'améliorer la qualité du signal reçu en réception, pour un canal de transmission et un niveau de bruit donnés. Pour répondre à cet objectif, Shannon [33] a suggéré de concevoir un système de transmission globalement optimal, basé sur un principe de séparation du codage de source et du codage canal. Ses travaux théoriques consistent à comprimer la source sans se préoccuper des méthodes utilisées pour se protéger des dégradations causées par le canal. Cette approche d'optimisation séparée présente d'excellents résultats mais nécessite des codeurs très complexes tant au niveau de la source que du canal pour s'approcher des limites fixées par les théorèmes fondamentaux. C'est dans ce contexte que les chercheurs ont reconsidéré l'optimisation séparée du codage/ décodage de source et de canal pour se tourner vers des techniques de codage/décodage conjoints source-canal (*Joint Source Channel Coding (JSCC)/Joint Source Channel Decoding (JSCD)*). L'idée est de développer des stratégies où le codage de source et le codage canal sont déterminés conjointement en exploitant des informations supplémentaires afin de réduire le taux d'erreurs et d'améliorer, ainsi, les performances du système. Dans cette section, nous présentons une liste non exhaustive des différentes techniques de codage/ décodage conjoint source-canal en se focalisant sur les schémas que nous utiliserons dans la suite de notre étude.

1.8.1.1 Techniques de codage conjoint source-canal

L'idée principale des approches de codage conjoint source-canal est de modifier le codeur de source de manière à introduire, d'une façon contrôlée, de la redondance dans le train binaire compressé afin d'améliorer les performances du décodage. Plusieurs formes de redondance ont été envisagées. L'ajout de cette redondance est ensuite exploité par le récepteur pour détecter les erreurs de transmission. L'inconvénient de ces techniques est qu'elles nécessitent l'introduction d'une redondance artificielle à l'aide des marqueurs de synchronisation ou d'un symbole interdit. Dans ce paragraphe nous présentons les principales approches développées en adoptant la classification proposée par [34]. Ainsi, nous distinguons les techniques suivantes :

- Introduction de la redondance systématique dans le flux compressé :
 - Marqueurs de synchronisation : Cette technique consiste à introduire des marqueurs de synchronisation afin de limiter la propagation des erreurs dans la séquence décodée. Cette technique est généralement associée à un schéma de décodage conjoint source-canal comme dans [35–37].
 - Techniques de protection inégale de données (UEP) : Ces techniques ont pour objectif de protéger plus efficacement les parties de la trame compressée les plus sensibles aux erreurs, et moins efficacement les parties les moins sensibles aux erreurs. Cette technique sera adoptée dans notre étude. Dans la section 1.8.2.1 nous établirons un état de l'art de quelques travaux utilisant cette technique.
- Technique du symbole interdit pour les codes arithmétiques : Cette méthode permet d'intégrer un mécanisme de détection d'erreurs dans le processus de codage

/décodage arithmétique. Ainsi, la redondance est introduite en ajustant l'espace de codage de telle sorte qu'une partie ne soit jamais utilisée par le codeur. Si on se retrouve dans cette partie, dite interdite, lors du décodage, on peut conclure que la trame binaire compressée contient une ou plusieurs erreurs. Cette technique est utilisée dans plusieurs travaux de la littérature [38–40] et plus récemment dans [41–43].

1.8.1.2 Techniques de décodage conjoint source-canal

L'idée de base des techniques de décodage conjoint source-canal est d'améliorer les performances du décodage en exploitant le maximum d'information disponible au niveau du décodeur. Ces informations peuvent être une redondance résiduelle laissées par un codeur de source sous-optimal, ou une donnée transmise par le décodeur suite à l'utilisation d'un schéma de décodage itératif basé sur l'échange d'informations entre les décodeurs de source et de canal. Dans la suite, nous présentons les deux types de schémas de décodage conjoint source-canal que nous allons utiliser dans cette étude.

1.8.1.2.1 Décodage à entrées pondérées

Le décodage à entrées pondérées des codes entropiques est basée sur l'estimation de la séquence la plus probable en tirant profit des sorties pondérées du canal de transmission au lieu du décodage classique à entrées binaires. Le décodage souple des codes entropiques s'appuie sur (1) le choix de l'estimateur; (2) la définition de l'espace de recherche de l'estimateur; et (3) la méthode de recherche de la solution. En général, un critère de vraisemblance ou un critère de probabilité *a posteriori* est utilisé pour optimiser l'estimateur. Le critère choisit permet de définir la métrique qui correspond à la mesure de pertinence des décisions du décodeur. L'optimisation de ce critère est réalisée de manière exhaustive sur l'ensemble des décisions possibles du décodeur. Ainsi, il est nécessaire de définir l'ensemble de recherche excluant les mots de code qui ne satisfont pas les contraintes liées au codage de source. Ces dernières sont déterminées à partir de l'identification de la redondance résiduelle, permettant ainsi de détecter et de corriger les erreurs de transmission.

Les travaux traitant le décodage à entrées pondérées ont montré des gains intéressants en performances. Dans [44], une approche de décodage (JSCD) basée sur un algorithme de décodage arithmétique à entrées pondérées a été proposée. Un algorithme de décodage à entrées pondérées des codes BCH est proposé dans [45]. Le décodage pondéré est réalisé par un algorithme de décodage séquentiel. Le schéma proposé améliore, considérablement, la capacité de correction d'erreurs comparé à une approche de décodage à entrées fermes. Dans [46], les auteurs ont proposé un schéma de décodage conjoint source-canal basé sur des techniques de décodage à entrées pondérées. Ce schéma implique la concaténation en série d'un décodeur de canal Reed-Solomon à entrées/sorties pondérées et un décodeur arithmétique à entrées pondérées intégrés au niveau du décodeur JPWL. Les résultats en termes de PSNR moyen ont montré une nette amélioration des performances par rapport à un système de décodage à entrées fermes et ceux pour une transmission sur un canal BBAG et de Rayleigh.

1.8.1.2.2 Décodage itératif conjoint source-canal

Un schéma de décodage itératif conjoint source-canal est un schéma de type "turbo" où les itérations ne sont plus concentrées dans le décodeur de canal mais se font entre

un décodeur de source et un décodeur de canal à entrées/sorties pondérées. Le but est d'exploiter au mieux la redondance résiduelle et la structure de la source afin d'améliorer les performances en réception. Dans ce contexte, plusieurs travaux ont considéré des schémas de décodage concaténés formés d'un code entropique et d'un codeur de canal. Ensuite, ils ont proposé des algorithmes de décodage entropique à entrées/sorties pondérées en appliquant un décodage itératif basé sur l'échange d'informations entre les décodeurs de source et de canal. On trouve ainsi, par exemple, un codeur arithmétique concaténé avec un code convolutif dans [47] et un système de décodage itératif avec un code convolutif récursif systématique dans [48]. Ces schémas ont montré des gains intéressants et ont été appliqués dans le contexte de la transmission d'images compressées avec l'algorithme *Robust SPIHT (RSPIHT)* et le standard JPEG2000. Dans [49], un schéma de décodage itératif à entrées/sorties pondérées pour le codage conjoint source-canal d'un code arithmétique basé sur un décodage séquentiel est présenté. En utilisant la technique du symbole interdit, un code arithmétique résistant aux erreurs est adopté pour améliorer les performances à la réception. Les résultats de simulation sur un canal *BBAG* confirment l'intérêt de l'approche proposée en termes de taux d'erreur paquets.

1.8.2 État de l'art sur les stratégies de transmission d'images

Dans cette section nous allons présenter les différentes stratégies de transmission adoptées dans notre étude. L'objectif des stratégies de transmission est de régler au mieux les paramètres constitutifs des différents blocs composant la chaîne de communication numérique pour garantir une meilleure qualité d'image en réception. De manière générale, ces stratégies sont basées sur la hiérarchisation des données en sortie du codeur de source. Cette hiérarchie est exploitée en attribuant une meilleure protection aux données les plus importantes (meilleur *CCE*, plus de puissance, modulation plus robuste) au détriment des données les moins importantes en termes de distorsion. La manière d'exploiter cette hiérarchisation permet de considérer trois types de stratégies de transmission :

- Stratégie de protection inégale de données.
- Stratégie d'allocation inégale de puissance.
- Stratégie de transmission basée sur la modulation.

1.8.2.1 Stratégies de protection inégale de données

Les stratégies de protection inégale contre les erreurs, appelées stratégies *UEP*, ont pour objectif principal d'exploiter la hiérarchisation des données issues du codeur de source. Les données les plus importantes sont alors protégées par un code correcteur d'erreurs de rendement faible au détriment des données les moins importantes qui se voient attribuer un *CCE* de rendement élevé. Un tel schéma de protection se traduit par une robustesse globale accrue en comparaison d'un schéma de protection égale, appelé *Equal Error Protection (EEP)*, pour un débit équivalent.

L'intérêt d'une protection inégale de l'information multimédia est mis en relief dans plusieurs travaux de la littérature. Dans [50], les auteurs proposent un système de protection inégale d'images dans lequel le codage est réalisé par un schéma conjoint source-canal. Un algorithme d'allocation de protection basé sur la maximisation de la qualité de l'image reçue en termes de PSNR est proposé. Le codage source utilisé est un codage progressif *SPIHT*. Dans le même esprit, les auteurs de [47] ont présenté une approche de protection inégale de données appliquée à une chaîne de communication, intégrant un

schéma de décodage itératif conjoint source-canal entre un décodeur arithmétique et un décodeur de canal RCPC. Une optimisation de l'allocation de débit entre le codage de source et le codage de canal est adoptée. Cette dernière consiste à trouver pour un canal de transmission donné et un débit global fixe, la configuration pour les rendements des codes RCPC ainsi que pour le débit à la sortie du codeur de source (RSPIHT) qui permet d'avoir la meilleure qualité à la réception. Récemment, plusieurs schémas UEP ont été proposés principalement dans le contexte de codage réseau [51], codage vidéo (Motion JPEG2000) [52] et contenu multimédia ayant subi un codage par description multiple (*Multiple Description Coding* (MDC)) [53]. Le codage MDC consiste à coder une source en N flux corrélés transmis sur N canaux indépendants. Ainsi, chaque flux peut être décodé indépendamment des autres offrant un niveau de qualité donné pouvant être amélioré par le décodage complémentaire d'autres descripteurs.

1.8.2.2 Stratégies d'allocation inégale de puissance

Tout comme pour les stratégies UEP, l'idée de base des stratégies d'allocation inégale de puissance, appelées UPA, est d'allouer une plus grande puissance aux données les plus importantes pour minimiser la distorsion, au sens de l'erreur quadratique moyenne, au détriment des données les moins importantes tout en respectant la contrainte sur la puissance totale d'émission. En effet, les systèmes de communication sans fil sont, la plus part du temps, des systèmes contraints au niveau de la puissance d'émission. Ainsi, une gestion intelligente de la puissance par rapport au contenu transmis peut s'avérer avantageuse pour améliorer la qualité de service.

L'idée de l'allocation inégale de puissance a été avancée dans plusieurs travaux de la littérature. Un schéma UPA pour la transmission d'images JPEG2000 est proposé dans [54]. Ce dernier est basé sur la minimisation de la distorsion au sens de l'erreur quadratique moyenne. Ainsi, la puissance est allouée aux bits en fonction de leur contribution sur la qualité de l'image reconstruite. Les auteurs de [54] ont combiné leur modèle UPA pour la transmission d'images JPEG2000 avec une modulation OFDM dans [55] et plus récemment dans [56]. Dans [44], les auteurs proposent un schéma UPA conçu pour la transmission d'image RSPIHT à travers un canal MIMO réaliste combinée avec une approche globale de décodage conjoint source-canal. La stratégie UPA adoptée prend en compte à la fois la hiérarchie des données à la sortie du codeur de source et l'état instantané du canal. Elle est réalisée en utilisant des solutions de précodage qui exploitent l'information sur l'état du canal (CSI) pour ajuster la puissance atteignant chaque antenne. Cette stratégie est aussi adoptée dans [1] et [57]. L'approche proposée dans [44] est uniquement basée sur un algorithme de décodage arithmétique à entrées pondérées sans système de codage canal et les paramètres du système (débit de la source et l'ordre de modulation) sont fixés pour tous les sous-canaux. Plus récemment, les auteurs de [58] ont développé un schéma de codage conjoint source-canal basé sur une stratégie d'allocation inégale de puissance, dans laquelle différents niveaux de puissance sont attribués selon la distribution de probabilité *a priori* des bits d'information.

1.8.2.3 Stratégies de transmission basées sur la modulation

Afin d'améliorer les performances des stratégies de transmission, certains travaux de la littérature ont cherché à tirer profit de l'étape de modulation. On distingue alors les stratégies basées sur l'utilisation de la modulation adaptative et de la modulation hiérarchique. Une stratégie de transmission basée sur la modulation adaptative consiste à

faire varier l'ordre de la modulation afin que celui-ci s'adapte au mieux aux conditions sur le canal de transmission. La stratégie basée sur la modulation hiérarchique consiste à transporter deux flux distincts au sein de la même modulation qui ont chacun leur propre protection contre les erreurs : un flux de haute priorité (*High Priority* (HP)) codé avec les deux bits de poids fort et un flux basse priorité (*Low Priority* (LP)) codé avec le reste des bits.

Plusieurs travaux de recherche se sont intéressés aux stratégies de transmission basées sur la modulation. Dans [59], les auteurs ont développé une technique de modulation adaptative pour la transmission d'images progressives ayant subi un codage MDC combinée à un système de modulation OFDM. La modulation adaptative est également utilisée dans [60–63] dans le cadre de codage conjoint source-canal. Dans [64], les auteurs considèrent une stratégie de modulation hiérarchique et un codage de couches de qualité progressif en utilisant une transformation adaptable en cosinus discrète. Une stratégie de modulation hiérarchique est utilisée sans codage de canal dans des réseaux de relais sans fil dans [65] et permet d'obtenir une bonne capacité de protection inégale. Plus récemment, les auteurs de [66; 67] utilisent la modulation hiérarchique pour fournir une stratégie UEP pour le codage progressif. Dans le même esprit, la modulation hiérarchique est exploitée dans [68] pour assurer une protection inégale de données.

1.8.2.4 Stratégies d'adaptation de lien

L'idée de base des stratégies de transmission d'images, présentées précédemment, est d'améliorer la robustesse aux erreurs de transmission en exploitant la hiérarchie des données en sortie du codeur de source. Pour ces trois types de stratégies, l'allocation des ressources est généralement réalisée par le biais d'un problème d'optimisation ayant pour objectif de minimiser la distorsion sous contraintes de puissance, de bande passante, de temps de transmission, etc. Ainsi, la combinaison de ces techniques conduit à une stratégie d'adaptation de lien qui consiste à adapter dynamiquement les paramètres de la chaîne de communication pour faire face aux variations sur le canal de transmission.

Plusieurs approches basées sur une stratégie d'adaptation de lien ont été proposées dans la littérature. Dans [69], les auteurs ont proposé un schéma de codage conjoint source-canal pour la transmission de vidéo basé sur une méthode optimale et de faible complexité qui permet de paramétrer conjointement les éléments de la chaîne de transmission. Une méthode d'allocation conjointe de la puissance et du codage source a également été proposée dans [70] pour la transmission d'images à travers des canaux à évanouissement de Rayleigh. Plus récemment, les auteurs de [71] ont mis en place un système de modulation adaptative et un schéma de codage de canal pour la transmission d'images et de vidéos sur des canaux à évanouissements. L'approche proposée, considère conjointement la sensibilité du flux de données compressé à transmettre et les conditions de canal pour sélectionner les niveaux de modulation et le rendement des codes correcteurs d'erreurs, sous une contrainte de TEB prédéfinie. Un algorithme d'adaptation de lien est proposé dans [72] en exploitant la conception inter-couches ("*cross-layer design*"). Le schéma proposé considère conjointement la qualité de la liaison au niveau de la couche physique et l'accès aléatoire au canal, au niveau de la couche *Media Access Control* (MAC) pour optimiser le débit du réseau. Dans [57], les auteurs ont proposé une approche optimisée de décodage conjoint source-canal pour la transmission d'images codées JPWL basée sur les techniques de décodage à entrées pondérées et un schéma d'adaptation de lien pour maximiser la qualité visuelle en réception. La stratégie d'adaptation de lien

adoptée, initialement proposée par [1], détermine conjointement les paramètres du système (coefficients d'allocation de puissance, ordre de modulation et rendement des CCE) pour minimiser la distorsion de l'image reçue.

1.9 Positionnement et contributions de la thèse

Les différentes techniques et méthodes existantes permettant d'améliorer la qualité d'une transmission d'un contenu multimédia sur des canaux bruités sont de plus en plus nombreuses. On y trouve des approches diverses et souvent complémentaires qui ont pour objectif l'amélioration des performances d'un système de transmission de données en minimisant l'impact des perturbations liées à la transmission sur la qualité des données reconstruites. Dans la littérature, on trouve de nombreux travaux qui s'intéressent à l'amélioration de la qualité de transmission. Ils sont généralement basés sur des approches traitant conjointement des problèmes entre la source et le canal. Des techniques robustes de codage conjoint source-canal [35–37; 39–42], de décodage conjoint source-canal [43–48] ainsi que des stratégies de transmission optimisées [32; 50; 54–56; 59; 60; 64; 66] sont alors proposées. L'objectif est de trouver des solutions d'optimisation conjointe pour améliorer la qualité de service pour des cas de plus en plus réalistes. Différents axes restent néanmoins à approfondir.

L'objectif principal de cette thèse consiste à développer des techniques visant à optimiser les différents paramètres d'une chaîne de communication (codeur de source, modulation, CCE, MIMO, etc.) afin de maximiser la qualité visuelle des images reçues quelle que soit les conditions de transmission. Pour ce faire, nous envisageons des techniques pour :

- le décodage pondéré;
- la protection inégale des données;
- la modulation adaptative;
- l'allocation inégale de la puissance;
- le décodage itératif (principe turbo) basé sur l'échange d'informations entre des décodeurs de canal élémentaires.

Les travaux effectués durant cette thèse s'articulent autour de trois grands piliers. Dans un premier temps, une stratégie de décodage à entrées pondérées au sein du décodeur JPWL a été proposée. En effet en dépit de la robustesse du codeur JPWL, ce dernier est parfois victime de désynchronisation lorsque les erreurs sont trop nombreuses ou mal positionnées surtout pour un canal à faibles valeurs de RSB. De plus, l'état de l'art des méthodes traitant le décodage conjoint source-canal, basées sur le décodage à entrées pondérées [44–46], a montré l'efficacité de cette approche. Ainsi, le recours à des techniques de décodage à entrées pondérées, pourrait induire une intéressante amélioration de la qualité de l'image reçue. Or, les décodeurs de source et de canal définis dans la norme JPWL assurent un décodage à entrées fermes. Pour exploiter l'information supplémentaire à l'entrée de ces deux décodeurs, nous avons développé une stratégie de décodage à entrées pondérées au sein du décodeur JPWL. Le schéma proposé implique la concaténation en série d'un décodeur de source JPEG2000 à entrées pondérées et d'un décodeur RS, à entrées sorties pondérées. Le but est de tirer profit des fiabilités des bits à la sortie du décodeur RS pour assurer le décodage à entrées pondérées du décodeur arithmétique. Dans une seconde étape, ce travail a été étendu à la transmission d'images sur un canal

sans fil réaliste moyennant un schéma **MIMO** utilisant la modulation **OFDM**. Ce travail nous a permis de valider les gains du schéma de transmission d'images JPWL avec les algorithmes de décodage à entrées pondérées dans un système de transmission à travers un canal sans fil réaliste, adoptant une stratégie d'allocation inégale de puissance assurée par un précodage linéaire.

La seconde contribution de cette thèse concerne l'optimisation d'une chaîne de transmission d'images sur un canal **MIMO-OFDM** sans fil réaliste. Dans la littérature, plusieurs travaux ont été proposés pour l'optimisation des paramètres d'une chaîne de communication [69–72]. Cependant, la complexité croissante des problèmes d'optimisation limite le nombre de contribution proposant un schéma global et optimal pour l'allocation des ressources. Dans ce travail, nous avons proposé un schéma de transmission d'images JPWL à travers un canal sans fil réaliste intégrant des stratégies UPA, UEP, modulation adaptative, codage de source adaptatif et des techniques de décodage conjoint source-canal. Ainsi, en plus des stratégies classiques (UEP, UPA, modulation adaptative, etc), des techniques de décodages à entrées pondérées ont été également considérées, ce qui a permis de libérer la contrainte sur le taux d'erreur binaire cible et ainsi garantir un gain de puissance ou une amélioration des performances à puissance équivalente. La stratégie de transmission adoptée, permet de régler conjointement l'ensemble des paramètres des différents blocs constituant la chaîne de communication (codage source, codage canal, modulation, précodage). Ainsi, la stratégie d'adaptation de lien considérée détermine les différents paramètres du système (coefficients de précodage, ordre de modulation, le nombre de sous-canaux utilisés et le rendement du code correcteurs d'erreurs) pour maximiser la qualité des images en réception. Cette étude nous a permis de montrer les gains remarquables apportés par une approche de transmission d'images à travers un canal sans fil réaliste, basée sur une stratégie d'adaptation de lien combinée à des techniques de décodage conjoint source/canal, comparés à un système de décodage classique.

Enfin, la dernière contribution de cette thèse concerne la conception d'un système robuste de transmission de flux progressifs basé sur le principe de décodage itératif des codes concaténés. En effet, ces dernières années, de nouveaux schémas de codage ont été développés pour améliorer les performances de correction. Il s'agit notamment des codes concaténés et des turbo-codes. Ainsi, le schéma de transmission proposé est basé sur un mécanisme de décodage concaténé offrant une stratégie flexible de protection inégale de données.

1.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les différentes notions théoriques qui seront utilisées tout au long de ce mémoire. Nous avons commencé par présenter succinctement les différents blocs constitutifs d'une chaîne de communication numérique (codage de source, codage canal, modulation, ...). Ensuite, nous avons mis l'accent sur les techniques de modulations avancées qui seront utilisées dans cette thèse ainsi que les phénomènes liés au canal sans fil. Le cas de la transmission et le décodage sur des canaux bruités a également été abordé. Par la suite, nous avons décrit le principe de décodage progressif basé sur la hiérarchisation des données en sortie du codeur de source. Ensuite, nous avons présenté les différents types de codes correcteurs d'erreurs, à savoir, les codes convolutifs et les codes en blocs linéaires. Un modèle de transmission **MIMO** a été défini sous l'hypothèse que le canal est non sélectif en fréquence, et connu par l'émetteur. Ce

modèle a été étendu aux systèmes **MIMO-OFDM**. Nous avons par ailleurs présenté les techniques de codage/décodage conjoint source-canal que nous utiliserons dans la suite de notre étude, à savoir le décodage à entrées pondérées des codes entropiques et le décodage conjoint source-canal d'un code entropique et d'un CCE. Nous avons également présenté les différentes stratégies de transmission d'images qui seront utilisées dans la suite de ce rapport. A la fin de ce chapitre, nous avons positionné notre travail par rapport à l'état de l'art. Nous avons également présenté les contributions réalisées dans cette thèse.

Le flux de données codé JPWL est généralement très sensible aux erreurs de transmission. D'où l'intérêt de mettre au point une nouvelle stratégie de décodage JPWL pour assurer la robustesse du flux JPWL aux erreurs de transmission. Ainsi, dans le chapitre suivant, nous proposerons une stratégie de décodage à entrées pondérées au sein du décodeur JPWL pour améliorer les performances d'un système de transmission d'images à travers des canaux BBAG et de Rayleigh.

Chapitre 2

Algorithmes de décodage pondéré appliqués à la transmission d'images JPEG2000 wireless

« Dans la vie, rien n'est à craindre, tout est à comprendre. »

Marie Curie

Sommaire

2.1	Introduction	41
2.2	Impact des erreurs sur les performances d'un codeur JPWL	41
2.3	Transmission robuste d'images JPWL : décodeur conjoint source-canal	43
2.4	Décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques	44
2.4.1	Codes arithmétiques dans la norme JPWL	44
2.4.2	Algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques	45
2.4.2.1	Décodage pondéré des codes arithmétiques par l'algorithme pseudo-Chase	45
2.4.2.2	Évaluation des performances de l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage arithmétique	46
2.5	Décodage à entrées sorties pondérées des codes RS	48
2.5.1	Les codes RS dans la norme JPWL	48
2.5.2	Décodage à entrées pondérées des codes RS	49
2.5.2.1	Algorithme de Chase pour le décodage à entrées pondérées des codes RS	49
2.5.2.2	Évaluation des performances de l'algorithme de Chase appliqué au décodage RS	49
2.5.3	Décodage à sorties pondérées des codes RS - Algorithme de Chase-Pyndiah	50
2.5.3.1	Fiabilité de la décision	50
2.5.3.2	Calcul de la sortie souple du décodeur RS à entrées pondérées	52
2.6	Évaluation des performances du décodeur conjoint source canal appliqué à la norme JPWL	52

2.6.1	Contexte de simulation	52
2.6.2	Résultats et interprétations	53
2.6.2.1	Analyse objective	53
2.6.2.2	Analyse visuelle	57
2.7	Conclusion	61

2.1 Introduction

La transmission d'images JPEG2000 sur des canaux fortement perturbés conduit à des détériorations en terme de rendu visuel d'où la migration à la norme JPWL. En dépit de la robustesse de JPWL, ce décodeur est parfois victime de désynchronisation lorsque les erreurs sont trop nombreuses ou mal positionnées, surtout pour un canal sensible à faibles RSB. De ce fait, plusieurs travaux de recherche ont proposé des outils et des méthodes de codage/décodage plus efficaces pour augmenter la résistance du flux codé JPWL aux erreurs de transmission. Les différents algorithmes de décodage proposés assurent un décodage "dur" -où *hard*- (dit aussi ferme). Le recours à des techniques de décodage conjoint source-canal, basées sur le décodage "souple" -où *soft*- (dit aussi pondérées), devrait induire une amélioration de la qualité de l'image reçue. En effet, le passage d'informations pondérées du décodeur de canal au décodeur de source, permet de réduire le nombre de trames erronées en tirant partie de toute information supplémentaire disponible à la réception, notamment lors d'une transmission très bruitées. C'est dans cette démarche que nous proposons une stratégie de décodage à entrées pondérées au sein du décodeur JPWL.

Nous débuterons ce chapitre par une étude de l'impact des erreurs de transmission sur les performances d'un codec JPWL. Ensuite, nous présenterons le schéma de décodage conjoint source-canal que nous allons intégrer dans le décodeur JPWL. Ce dernier est basé sur l'échange d'information entre un décodeur arithmétique à entrées pondérées et un décodeur Reed-Solomon (RS) à entrées/sorties pondérées. Pour cela et dans une première partie, nous allons traiter le décodage arithmétique à entrées pondérées basé sur une variante de l'algorithme de Chase appelée "pseudo-Chase". Les résultats correspondants à un tel décodage seront exposés. Dans la seconde partie, nous présenterons le décodage à entrées pondérées mis en oeuvre pour les codes RS. Les performances de ce décodage seront aussi présentées. Nous profiterons également de cette partie pour définir la pondération des décisions à la sortie du décodeur RS nécessaire pour assurer le décodage conjoint source-canal. La dernière partie de ce chapitre traitera la transmission sur canaux bruités des images compressées suivant la norme JPWL, avec une technique de décodage conjoint source-canal. Pour tester la robustesse du système proposé plus haut, nous considérerons une transmission sur un canal BBAG ensuite sur un canal de Rayleigh, moyennant une modulation BPSK et 4-QAM.

2.2 Impact des erreurs sur les performances d'un codeur JPWL

Afin d'évaluer la robustesse du décodeur JPWL aux erreurs de transmission, nous considérons une transmission d'images sur un canal BBAG. L'image "lena" (512×512 , 8 bpp) est utilisée comme image de test. On utilise le code RS(37,32) à faible pouvoir de correction $t=2$ ce qui conduit à un débit total de $D_t = 1$ bpp. La figure 2.2 présente les performances en termes de PSNR moyen en fonction du TEB d'un codeur JPWL et d'un codeur JPEG2000.

Nous constatons que le codeur JPWL, bien que relativement plus robuste que le codeur JPEG2000, est également sensible aux erreurs de transmission. En effet, pour un taux d'erreur binaire sur le canal de 2×10^{-3} et un débit total de 1 bpp, une dégradation sur le PSNR moyen de l'ordre de 12 dB est observée.

Nous visualisons sur la figure 2.1 des exemples d'images reconstruites par le décodeur JPWL en présence d'erreurs. Ces dernières sont introduites aléatoirement par un canal BBAG. Malgré le faible nombre d'erreurs introduites, on constate une dégradation du PSNR de l'image reconstruite.



FIGURE 2.1 – Impact des erreurs sur la qualité de reconstruction de l'image "lena" codée par le codeur JPWL, $D_t = 1bpp$. Les erreurs sont introduites par un canal BBAG.

D'où l'intérêt de mettre au point une nouvelle stratégie de décodage JPWL pour assurer la robustesse du flux JPWL aux erreurs de transmission. Dans la section suivante, nous proposerons un schéma de transmission robuste d'images JPWL. Ce dernier est basé sur la technique de décodage conjoint source-canal.

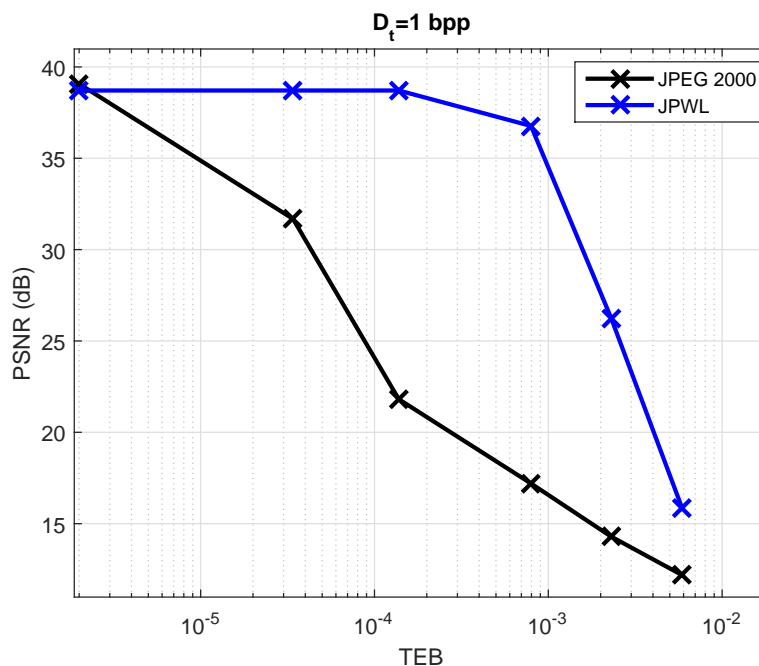


FIGURE 2.2 – PSNR moyen en fonction du TEB sur le canal. Image "lena" codée par le codeur JPWL et JPEG2000 et transmise sur un canal BBAG.

2.3 Transmission robuste d'images JPWL : décodeur conjoint source-canal

La protection des données dans les systèmes multimédia sans fil est un enjeu majeur. Ainsi, la norme JPWL spécifie des techniques de protection afin d'améliorer la robustesse des images codées JPEG2000 contre les erreurs de transmission dans ces réseaux sans fil. Bien que la norme JPWL définit des outils et des méthodes pour la protection et la correction d'erreurs, elle n'intègre pas un module de décodage conjoint source-canal. Dans ce chapitre nous proposons un schéma de décodage conjoint source-canal intégré à la norme JPWL. La figure 2.3 présente le schéma bloc de notre stratégie de transmission. Le codage source est assuré par le codeur JPEG2000. Le codeur entropique défini par la norme JPWL est le codeur arithmétique MQ [9–12]. Le codage canal est réalisé par les codes Reed-Solomon (RS) fournis par le standard JPWL. Ces derniers permettent un décodage ferme des données reçus. Or, lorsque l'observation à la sortie du canal est disponible, le décodage pondéré pourrait permettre d'avoir un gain intéressant en performances par rapport à un décodage ferme [3]. D'où l'intérêt d'adopter un décodage RS à entrées/sorties pondérées. Pour exploiter l'information pondérée à la sortie du décodeur RS, un décodeur arithmétique à entrées pondérées est nécessaire. Nous adoptons alors un algorithme sous optimal de décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques pour améliorer les performances à la réception.

L'objectif de ce chapitre est d'améliorer les performances d'un système de transmission d'images codées selon la norme JPWL pour des canaux fortement bruités. Le but est, tout d'abord d'intégrer l'algorithme pseudo-Chase dans le décodeur arithmétique MQ ainsi que dans le décodeur RS de JPWL. Ensuite, nous appliquerons le décodage conjoint source-canal en assurant le passage d'informations pondérées du décodeur RS au décodeur arithmétique. Pour ce faire, plusieurs modifications seront apportées au décodeur JPWL pour l'adapter à nos besoins.

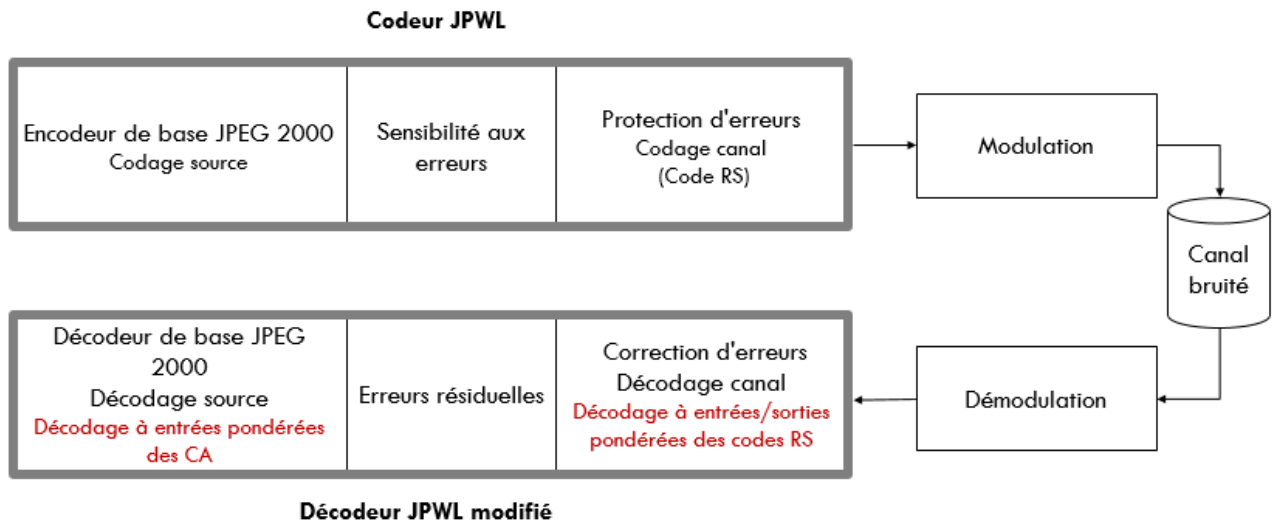


FIGURE 2.3 – Chaîne de transmission.

Il existe plusieurs bibliothèques de logiciels permettant le codage et le décodage des images au format JPWL tels que Kakadu, JJ200, Jasper, OpenJpeg, Pour notre travail, nous utiliserons l'implémentation OpenSource "OpenJpeg" [73] qui offre l'avantage d'être libre et gratuite. Pour assurer un bon fonctionnement, l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodeur arithmétique (section 2.4.2.1) nécessite la connaissance, au niveau du récepteur, des fiabilités des bits de chaque code bloc ainsi que la longueur de ces derniers avant et après décodage. La première modification consistera alors à récupérer les fiabilités des bits de chaque code bloc au niveau du décodeur. Pour déterminer la longueur des codes blocs après décodage, une investigation au niveau du décodage EBCOT sera effectuée. L'information sur la taille des codes blocs avant décodage peut être récupérée de l'entête de la trame. La deuxième modification concernera le décodage à entrées sorties pondérées du décodeur RS. Pour assurer un tel décodage nous allons utiliser l'algorithme pseudo-Chase (section 2.5.2.1) complété de Chase-Pyndiah (section 2.5.3). Le décodeur JPWL modifié, que nous proposerons, est alors formé par la concaténation en série d'un décodeur RS à entrées/sorties pondérées et d'un décodeur JPEG2000 à entrées pondérées.

Dans les sections qui vont suivre, nous présenterons les différents algorithmes de décodage à entrées/ sorties pondérées que nous allons intégrer dans la norme JPWL. Ensuite, nous montrerons les résultats de simulations fournis par le schéma de transmission proposé plus haut.

2.4 Décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques

Dans cette section, nous allons présenter l'algorithme de décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques. Cet algorithme est inspiré du deuxième algorithme de Chase présenté dans le chapitre 1, section 1.6.2.3.

2.4.1 Codes arithmétiques dans la norme JPWL

Tel qu'il a été présenté dans la norme JPWL, le décodeur MQ assure un décodage à entrée fermes. Pour exploiter l'information supplémentaire à l'entrée du décodeur MQ nous

adoptons l'algorithme sous optimal de décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques, appelé pseudo-Chase, proposé par [48]. Cet algorithme a montré son efficacité à assurer un gain de codage remarquable avec une complexité relativement faible comparé à un système de décodage classique [48]. Nous avons intégré cet algorithme dans la partie décodage du *Tier1* du standard JPWL qui regroupe le décodage des plans de bits et le décodage arithmétique MQ. Pour un décodage JPWL classique, les mots reçus de chaque code bloc sont seuillés puis décodés par le décodeur MQ. Avec la modification proposée, la fiabilité des bits des codes blocs est exploitée pour assurer le décodage à entrées pondérées du décodeur JPWL.

2.4.2 Algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques

2.4.2.1 Décodage pondéré des codes arithmétiques par l'algorithme pseudo-Chase

On considère la transmission d'une séquence $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_L)$ de symboles générés par une source binaire et $\mathbf{b} = (b_1, \dots, b_l)$ de longueur l , la séquence binaire compressée par le codeur arithmétique qui lui est affectée. On considère le cas de la transmission sur un canal BBAG avec un schéma de modulation *M-QAM*. Soit $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_{l/e})$ la séquence de symbole modulée. $e = \log_2(M)$ est le nombre de bits par symbole. La séquence reçue est notée $\mathbf{r} = (r_1, \dots, r_{l/e})$.

Le décodage utilisé dans cette section est basé sur le critère MAP séquence. Dans le domaine logarithmique, ce critère de décodage revient à la recherche du couple (s^k, b^k) qui maximise la métrique :

$$M^k = \sum_{j=1}^{l/e} \left(\frac{(r_j - a_j^k)^2}{2\sigma^2} \right) + \log(P(s^k)) \quad (2.1)$$

Où $P(s_k)$ est la probabilité *a priori* de la séquence s^k .

L'algorithme de décodage pseudo-Chase des codes arithmétiques avec contrainte de longueur proposé par [48] est inspiré de l'algorithme de Chase [20] initialement proposé pour le décodage à entrées pondérées des codes en blocs. L'algorithme de Chase, présenté dans le chapitre 1, section 1.6.2.3, permet de réduire le sous ensemble de mots de code à l'ensemble Ω contenant les mots de code valide ayant la distance euclidienne minimale de l'observation.

L'objectif de l'algorithme pseudo-Chase, appliqué au code arithmétique, est de chercher la séquence binaire décodée valide en terme de longueur, ayant la meilleure métrique selon l'équation (2.1). Cet algorithme se résume comme suit :

- Déterminer le vecteur des décisions fermes $\mathbf{y} = (y_I^1, y_Q^1, \dots, y_I^{l/e}, y_Q^{l/e})$,
 y_I^k et y_Q^k représentent respectivement les bits de décision en phase *I* et en quadrature de phase *Q* pour chaque symbole reçu r_k .
- Déterminer la séquence des fiabilités $\Lambda(\mathbf{y})$ correspondant au vecteur de décision ferme \mathbf{Y} à partir de l'observation \mathbf{r} .
 $\Lambda(\mathbf{y}) = (\lambda_1, \dots, \lambda_{l/e}) = (\Lambda(y_I^1), \Lambda(y_Q^1), \dots, \Lambda(y_I^{l/e}), \Lambda(y_Q^{l/e}))$ (équation 1.13). Dans le cas d'une modulation BPSK, $\Lambda(\mathbf{y}) = (\lambda_1, \dots, \lambda_{l/e}) = (|r_1|, \dots, |r_{l/e}|)$ (équation 1.14).
- Chercher les positions des p bits les moins fiables de \mathbf{y} en se basant sur $\Lambda(\mathbf{y})$.

- Former les patterns de test t_i , $0 \leq i < Q$ avec $Q = 2^p$: tous les vecteurs binaires t_j^i , $0 \leq j < l$ de l éléments ayant un poids de Hamming inférieur ou égal à p avec des "1" dans les positions des bits les moins fiables et des "0" dans les autres positions.
- Former les séquences de test z^i , $0 \leq i < Q$ avec $z_j^i = y_j \oplus t_j^i$, pour tout $0 \leq j < l$.
- Décoder toutes les séquences de test z^i en utilisant un décodage arithmétique. Si une séquence z^i décode exactement L symboles, on calcule la métrique M^i (équation 2.1) correspondante et on l'ajoute dans l'ensemble Ψ des séquences valides en terme de longueur.
- Finalement, la séquence décodée correspond au candidat le plus vraisemblable selon la métrique M^i (2.1) (métrique maximale) de l'ensemble Ψ .

2.4.2.2 Évaluation des performances de l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage arithmétique

Dans cette sous section, nous proposons d'étudier les performances de l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques décrit précédemment. Nous évaluons les performances en terme de TEB puis en terme de PSNR moyen dans le cas de transmission d'images compressées par l'algorithme JPEG2000. Les systèmes que nous comparerons sont respectivement le schéma de décodage arithmétique classique $p = 0$ et le décodage pseudo-Chase utilisant des patterns de test de poids maximal $p=1, 2, 4$ et 8 bits.

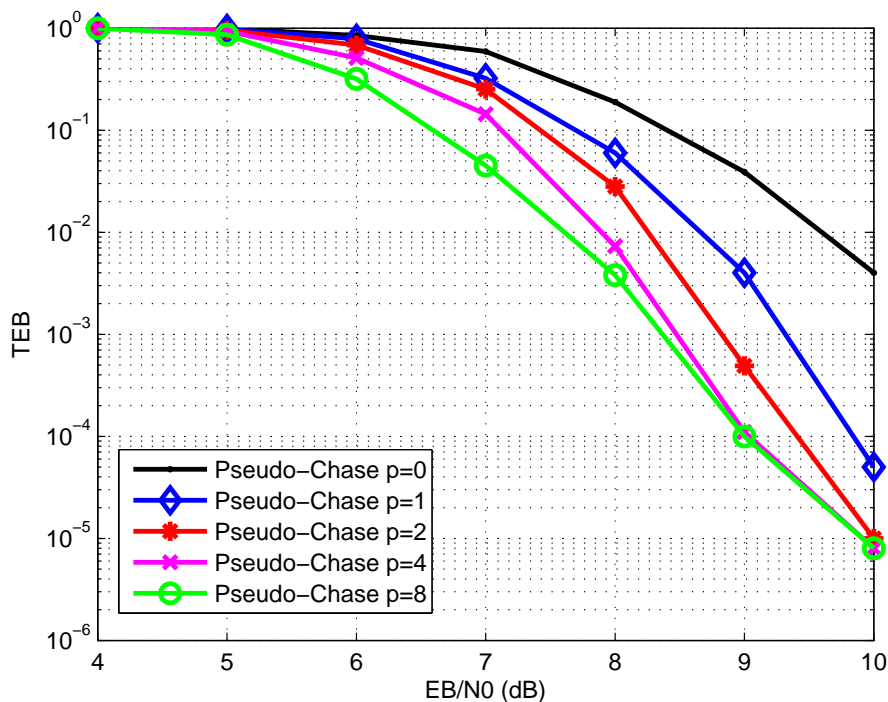


FIGURE 2.4 – Performances en terme de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase. Résultats pour différentes valeurs de p .

Nous considérons un schéma de transmission utilisant un codeur/ décodeur arithmétique. On suppose l'utilisation d'une source sans mémoire binaire générant des paquets de longueur $L = 512$ suivant les probabilités $p_0 = p_1 = 0.5$. Le canal est de type BBAG et

la modulation est de type BPSK. Le décodeur arithmétique est supposé connaître la longueur L de la séquence source. Les performances en terme de TEB sont représentées dans la figure 2.4. Les résultats montrent que, comparé au schéma classique $p = 0$, on peut atteindre un gain de presque 1 dB pour un $\text{TEB}=10^{-2}$ en appliquant un décodage arithmétique pseudo-Chase à entrées pondérées avec une unique séquence de test supplémentaire ($p = 1$). L'augmentation de p entraîne une amélioration des performances qui atteint 2 dB pour un $\text{TEB}=10^{-2}$. Le décodage pseudo-Chase des codes arithmétiques permet d'avoir des gains intéressants. En effet, on peut atteindre une amélioration de l'ordre de 2 dB avec $p = 4$ pour $\text{TEB}=10^{-3}$.

D'après la figure 2.4, on peut conclure que l'augmentation de p permet d'améliorer les performances pour des rapports signal à bruit relativement faibles et moyens. Lorsque le canal est peu bruité ($\text{TEB} \geq 10^{-4}$), une valeur relativement faible de p permet de déterminer la séquence correcte. Une augmentation de p entraîne alors une complexité élevée de l'ordre de 2^p opérations de décodage arithmétique, sans amélioration des performances. Ainsi, pour la suite du manuscrit nous choisissons des patterns de test avec un poids maximal de $p = 4$ bits. Cette valeur présente le meilleur compromis performance/complexité.

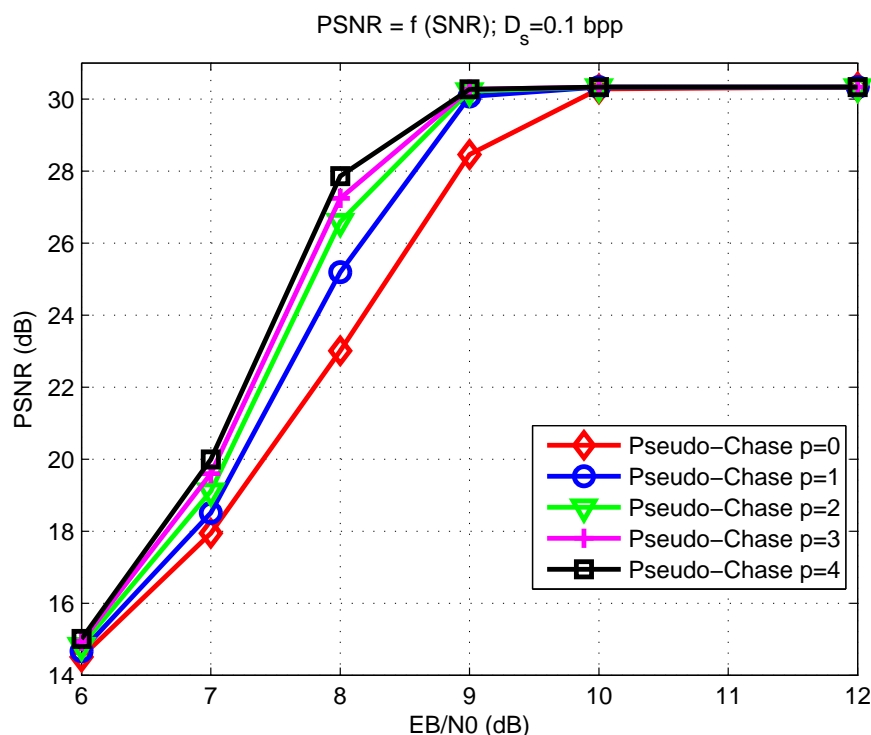


FIGURE 2.5 – Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase dans le cas d'une transmission d'images codées JPEG2000. Résultats pour différentes valeurs de p , $D_s = 0.1\text{bpp}$.

Nous considérons maintenant la transmission de l'image "lena" (512×512), compressée à $D_s = 0.1$ bpp et $D_s = 1$ bpp par le codeur JPEG2000, à travers un canal gaussien. Pour des raisons de simplification du schéma de codage, une unique couche de qualité est traitée. Les résultats des simulations en terme de PSNR moyen sont représentés sur les Figures 2.5 et 2.6. Ces deux figures confirment aussi que l'application du décodage arithmétique pseudo-Chase permet d'améliorer remarquablement les performances par rapport à un décodage arithmétique classique ($p = 0$). En effet, avec une unique séquence

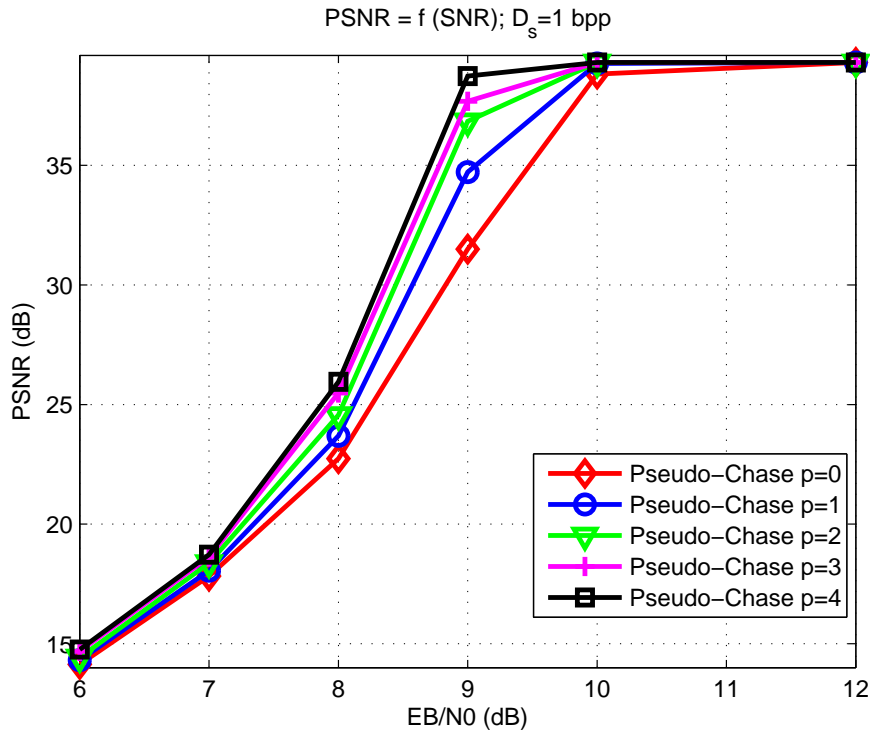


FIGURE 2.6 – Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du décodage arithmétique pseudo-Chase dans le cas d'une transmission d'images codées JPEG2000. Résultats pour différentes valeurs de p , $D_s = 1$ bpp.

de test supplémentaire ($p = 1$), on obtient un gain de l'ordre de 3.2 dB pour $D_s = 1$ bpp et $\frac{E_b}{N_0} = 9$ dB. L'augmentation de p ($p = 4$) entraîne une amélioration des performances qui atteint 7.2 dB.

2.5 Décodage à entrées sorties pondérées des codes RS

Dans la section précédente, nous avons présenté l'algorithme pseudo-Chase pour le décodage à entrées pondérées des codes arithmétiques. L'évaluation des performances, dans le cas d'une transmission sur un canal BBAG, a montré que cet algorithme permet d'avoir des gains significatifs tout en garantissant une complexité raisonnable. Dans cette section, nous allons traiter le décodage à entrées/sorties pondérées des codes RS. Nous allons présenter l'algorithme de Chase pour le décodage à entrées pondérées des codes RS. Ensuite, nous présenterons l'algorithme de Chase-Pyndiah pour le décodage à sorties pondérées des codes RS. Une fois ces algorithmes intégrés dans la norme JPWL, on pourrait effectuer un décodage conjoint source-canal basé sur le transfert d'informations entre les deux décodeurs à entrées/sorties pondérées (décodeur arithmétique et décodeur de canal). Les résultats de simulation de ce schéma seront présentés dans la section 2.6.

2.5.1 Les codes RS dans la norme JPWL

Le codage canal dans la norme JPWL est réalisé par les codes CRC et RS. Rappelons que les principaux paramètres d'un code RS sont (n, k) où n est la longueur des mots de codes et k est la longueur des messages. Les codes RS définis par la norme JPWL per-

mettent un décodage ferme des données reçus. Or, lorsque l'observation à la sortie du canal est disponible, le décodage pondéré pourrait permettre d'avoir un gain intéressant en performances par rapport à un décodage ferme [3]. Dans la section suivante, nous présentons le décodage à entrées pondérées des codes RS

2.5.2 Décodage à entrées pondérées des codes RS

Considérons la transmission d'éléments binaires $\{0,1\}$ codés par un code RS de paramètres (n, k, d) sur un canal gaussien. Soit $\mathbf{r} = (r_1, \dots, r_l, \dots, r_n)$ le mot reçu à la sortie du canal. Pour un canal gaussien, l'observation \mathbf{r} s'écrit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{e} + \mathbf{g} \quad (2.2)$$

où $\mathbf{e} = (e_1, \dots, e_l, \dots, e_n)$ est le mot de code émis et $\mathbf{g} = (g_1, \dots, g_l, \dots, g_n)$ est le bruit blanc de variance σ^2 . Selon le critère de *Maximum de Vraisemblance a Posteriori (MVP)*, la décision optimum $\mathbf{d} = (d_1, \dots, d_l, \dots, d_n)$ sur le mot de code transmis \mathbf{e} est donnée par [3] :

$$\mathbf{d} = \mathbf{c}^i \text{ si } \Pr(\mathbf{c}^i / \mathbf{r}) \geq \Pr(\mathbf{c}^l / \mathbf{r}) \quad \forall l \in [1, 2^k], l \neq i \quad (2.3)$$

où $\mathbf{c}^i = (c_1^i, \dots, c_l^i, \dots, c_n^i)$ est le $i^{\text{ème}}$ mot de code de \mathbf{c} . L'équation (2.3) se traduit sur un canal BBAG par :

$$\mathbf{d} = \mathbf{c}^i \text{ si } |\mathbf{r} - \mathbf{c}^i|^2 \leq |\mathbf{r} - \mathbf{c}^l|^2 \quad \forall l \in [1, 2^k], l \neq i \quad (2.4)$$

où :

$$|\mathbf{r} - \mathbf{c}^i|^2 = \sum_{l=1}^n (r_l - c_l^i)^2 \quad (2.5)$$

est le carré de la distance euclidienne entre \mathbf{r} et \mathbf{c}^i .

Le décodage MVP est impossible à implémenter lorsque le nombre de mots de code est très grand. Pour réduire ce nombre, on utilise un décodeur de Chase, défini dans le chapitre 1, section 1.6.2.3. L'algorithme proposé par Chase [20] permet de réduire le nombre de mots de code testés 2^k aux sous ensemble des mots de code les plus probables 2^p (p étant le nombre de composantes les moins fiables) en se basant sur l'observation \mathbf{r} . Le décodage algébrique des 2^p mots de code donne le sous ensemble de mots à utiliser pour le décodage à entrées pondérées (équation 2.4).

2.5.2.1 Algorithme de Chase pour le décodage à entrées pondérées des codes RS

Pour assurer le décodage à entrées pondérées des codes RS, nous adoptons un algorithme de Chase dont le principe est presque semblable à celui évoqué dans le paragraphe précédent (section 2.4.2.1). La principale différence est que pour le décodage à entrées pondérées des codes RS, on ne parle plus de contrainte de longueur, mais plutôt de la validité des mots de codes issus du décodage des séquences de test par le décodeur RS. Ainsi, la séquence décodée est celle qui est la plus vraisemblable selon le critère MAP, choisie parmi les mots de codes valides ayant un syndrome nul.

2.5.2.2 Évaluation des performances de l'algorithme de Chase appliqué au décodage RS

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les performances de l'algorithme de Chase appliqué au décodage RS(37,32). Nous considérons une source binaire générant des paquets de longueur $L_{source} = k \times m$ suivant les probabilités $p_0 = 0.5$ et $p_1 = 0.5$, avec $k = 37$

et $m = 8$ est le nombre de bit par symbole. Après codage RS, les paquets sont transmis à travers un canal BBAG.

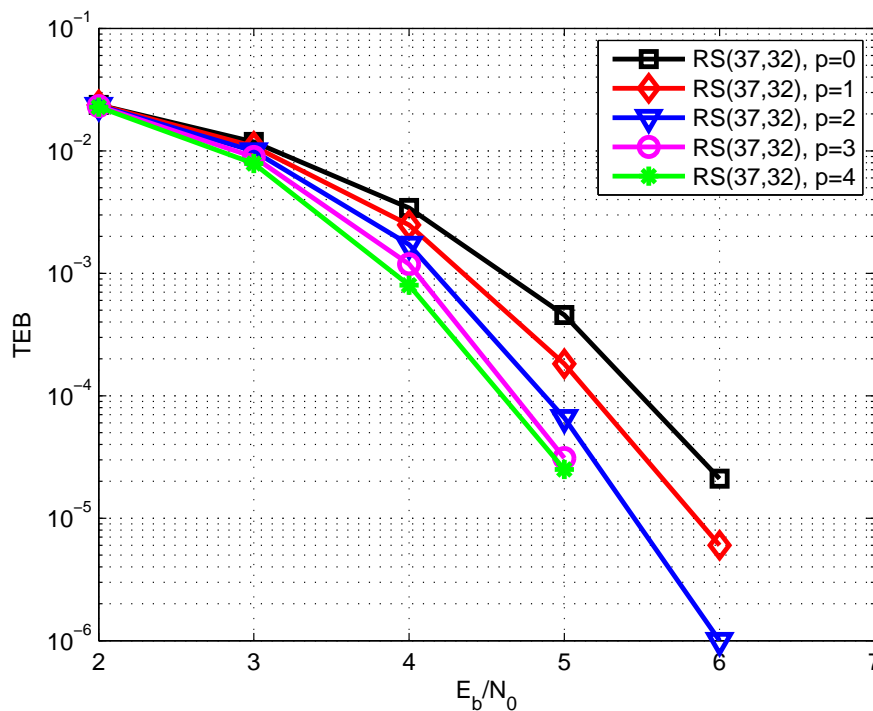


FIGURE 2.7 – Performances en terme de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour le décodage RS à entrées pondérées. Résultats pour différentes valeurs de p .

Au niveau du récepteur, on applique l'algorithme de Chase avec différents patterns de test p . La figure 2.7 montre que l'algorithme de Chase appliqué au décodage à entrées pondérées des codes RS permet d'avoir des résultats intéressants. En effet, pour un TEB de 10^{-4} , nous avons un gain de l'ordre de 1 dB.

2.5.3 Décodage à sorties pondérées des codes RS - Algorithme de Chase-Pyndiah

Dans cette section nous présentons le principe de fonctionnement de l'algorithme de Chase-Pyndiah [3] pour la génération des fiabilités des bits à la sortie du décodeur RS. Cette information est nécessaire pour établir notre stratégie de décodage conjoint source-canal. Cette dernière est basée sur l'échange de l'information de fiabilité des bits du décodeur RS au décodeur arithmétique. Rappelons que le décodeur JPWL proposé est formé par la concaténation en série d'un décodeur RS à entrées/sorties pondérées et d'un décodeur JPEG2000 à entrées pondérées et que le but de ce chapitre est d'améliorer les performances de ce décodeur en intégrant des algorithmes de décodage souple.

2.5.3.1 Fiabilité de la décision

Dans le cas d'un décodage conjoint source-canal, il est souhaitable d'avoir des sorties pondérées du décodeur. En sortie du décodeur RS, la fiabilité associée à chaque élément binaire d_j , $1 \leq j \leq n$, du mot décodé \mathbf{d} , est donnée par le LRV du symbole transmis e_j [3] :

$$\Lambda(d_j) = \ln \left(\frac{\Pr\{e_j = +1/\mathbf{r}\}}{\Pr\{e_j = -1/\mathbf{r}\}} \right) \quad (2.6)$$

En considérant les différents mots de code de \mathbf{c} , le numérateur et dénominateur de (2.6) peuvent s'écrire :

$$\Pr\{e_j = +1/\mathbf{r}\} = \sum_{\mathbf{c}^i \in \mathbf{S}_j^{+1}} \Pr\{\mathbf{e} = \mathbf{c}^i/\mathbf{r}\} \quad (2.7)$$

$$\Pr\{e_j = -1/\mathbf{r}\} = \sum_{\mathbf{c}^i \in \mathbf{S}_j^{-1}} \Pr\{\mathbf{e} = \mathbf{c}^i/\mathbf{r}\} \quad (2.8)$$

où \mathbf{S}_j^{+1} (resp \mathbf{S}_j^{-1}) est l'ensemble des mots de code de \mathbf{c}^i tels que $c_j^i = +1$ (resp $c_j^i = -1$). En appliquant les règles de Bayes aux équations (2.7) et (2.8) et en supposant que les différents mots de code sont uniformément distribués, nous obtenons l'expression suivante du LRV :

$$\Lambda(d_j) = \ln \left(\frac{\sum_{\mathbf{c}^i \in \mathbf{S}_j^{+1}} \Pr\{\mathbf{r}/\mathbf{e} = \mathbf{c}^i\}}{\sum_{\mathbf{c}^i \in \mathbf{S}_j^{-1}} \Pr\{\mathbf{r}/\mathbf{e} = \mathbf{c}^i\}} \right) \quad (2.9)$$

où

$$\Pr\{\mathbf{r}/\mathbf{e} = \mathbf{c}^i\} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^n \exp \left(-\frac{|\mathbf{r} - \mathbf{c}^i|^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.10)$$

est la densité de probabilité de \mathbf{r} conditionnée à \mathbf{e} . Rappelons que l'expression $|\mathbf{r} - \mathbf{c}^i|^2$ est défini par l'équation (2.5).

Soit $\mathbf{c}^{+1(j)}$ (resp $\mathbf{c}^{-1(j)}$) un mot de code dans \mathbf{S}_j^{+1} (resp \mathbf{S}_j^{-1}), à distance euclidienne minimum de l'observation \mathbf{r} ayant (+1) (resp (-1)) comme élément binaire à la position j . [3] démontre, dans le cas d'un canal à bruit blanc additif gaussien, qu'en combinant les équations (2.9) et (2.10) on obtient une approximation pour le LRV de la décision d_j :

$$\Lambda(d_j) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left(|\mathbf{r} - \mathbf{c}^{-1(j)}|^2 - |\mathbf{r} - \mathbf{c}^{+1(j)}|^2 \right) \quad (2.11)$$

En développant(2.11) en utilisant (2.5), on obtient :

$$\Lambda(d_j) \approx \frac{2}{\sigma^2} \left(r_j + \sum_{l=1, l \neq j}^n r_l c_l^{+1(j)} p_l \right) \quad (2.12)$$

où

$$p_l = \begin{cases} 0, & \text{si } c_l^{+1(j)} = c_l^{-1(j)} \\ 1, & \text{si } c_l^{+1(j)} \neq c_l^{-1(j)} \end{cases} \quad (2.13)$$

En normalisant $\Lambda(d_j)$ par rapport à $\frac{2}{\sigma^2}$, on peut exprimer le LRV en sortie que l'on note r_j' comme étant la somme de l'entrée r_j et d'un terme de corrélation w_j appelée information extrinsèque :

$$r_j' = r_j + w_j \quad (2.14)$$

avec

$$w_j = \sum_{l=1, l \neq j}^n r_l c_l^{+1(j)} p_l \quad (2.15)$$

Cette information extrinsèque w_j (2.15) est fonction des deux mots de code à distance minimum de \mathbf{r} , elle représente l'information apportée par le décodage. Le LRV normalisé r'_j est utilisé comme sortie souple du décodeur. Sa valeur absolue représente la fiabilité du bit de la décision et son signe indique si le bit en question est de valeur 0 ou 1.

2.5.3.2 Calcul de la sortie souple du décodeur RS à entrées pondérées

Pour déterminer l'expression simplifiée du LRV d'un élément binaire d_j en sortie du décodeur RS, il faut identifier les deux mots de code $\mathbf{c}^{+1(j)}$ et $\mathbf{c}^{-1(j)}$ (2.11) à distance minimale de \mathbf{R} et ayant des éléments de signe opposés en position j . Pour trouver les deux mots recherchés, on utilise le sous ensemble de mots de code obtenus par l'algorithme de Chase. La décision \mathbf{d} est l'un de ces deux mots de code. Le deuxième mot de code, que nous appelons \mathbf{c}^c , est considéré comme étant un mot de code concurrent à \mathbf{d} avec $c_j^c \neq d_j$.

D'après (2.11) on peut montrer que le LRV normalisé peut s'écrire comme :

$$r'_j = \left(\frac{|\mathbf{r} - \mathbf{c}^c|^2 - |\mathbf{r} - \mathbf{d}|^2}{4} \right) d_j \quad (2.16)$$

Pour trouver le mot de code concurrent \mathbf{c}^c , il faut augmenter la taille de l'espace de recherche obtenus par l'algorithme de Chase. Pour cela, on augmente le nombre de bit les moins fiables p et donc le sous ensemble de mots tests. La probabilité de trouver un mot de code concurrent ainsi que la complexité du décodage augmente exponentiellement avec la valeur p . Ce qui implique dans certains cas, l'impossibilité de trouver un mot de code concurrent. Dans ce cas et d'après [3], le LRV normalisé est simplement pris égale à :

$$r'_j = \beta \times d_j, \quad \beta \geq 0 \quad (2.17)$$

où β est une constante positive dont la valeur est à optimiser ([3]). Cette solution est simple et on peut la justifier par :

- Si le mot concurrent \mathbf{c}^c ne se trouve pas dans l'espace de recherche déterminer par l'algorithme de Chase, alors \mathbf{c}^c est à une distance euclidienne relativement grande de \mathbf{r} .
- Si \mathbf{c}^c est très loin de \mathbf{r} , alors la probabilité que la décision d_j est correct est relativement élevée.

Les performances de l'algorithme Chase-Pyndiah ont été évaluées dans [3] en considérant un schéma de décodage itératif d'un turbo code en bloc. Les résultats obtenus ont montré un bon gain de codage. Dans notre étude, les performances de cet algorithme seront évaluées dans le cadre de l'amélioration des performances du décodeur JPWL. Ce dernier est formé par la concaténation en série d'un décodeur de canal RS à entrées/sorties pondérées et un décodeur arithmétique à entrées pondérées. Ces performances seront présentées dans la section suivante.

2.6 Évaluation des performances du décodeur conjoint source canal appliqué à la norme JPWL

2.6.1 Contexte de simulation

Nous considérons la chaîne de transmission de la figure 2.3. L'image de test (512×512 pixels), est compressée par le codeur source de JPEG2000 wireless délivrant un débit D_s

bits par pixels (bpp). La séquence générée par le codeur est formée des différents codes blocs compressés ainsi que des en-têtes décrivant les paramètres de codage. Les différents codes blocs de chaque résolution sont codés par un code correcteur d'erreurs RS. Pour les simulations, on réutilise à nouveau le code RS(37,32) à faible pouvoir de correction $t=2$ ce qui conduit à un débit total de $D_t = 1$ bpp. Deux cas de transmission sont considérés. L'image codée est transmise sur un canal BBAG moyennant une modulation BPSK puis 4-QAM. Nous considérons aussi la transmission sur un canal de Rayleigh rapide moyennant une modulation BPSK. Dans le cas de la modulation QAM, un demappeur souple (chapitre 1, section 1.3.5) est implémenté à la sortie du canal pour générer les fiabilités des bits. Nous conservons les paramètres de codage par défaut de l'implémentation considérée de la norme JPWL. Cette implémentation utilise le filtre réversible 5-3 pour l'application de la DWT. Le nombre de niveaux de décomposition est fixé à 6 et la taille des codes blocs est fixée à 64×64 . Pour des raisons de simplification, une unique couche de qualité est traitée. Nous avons effectué nos simulations sur deux images : "lena" et "barbara". Avec ces paramètres de codage et en l'absence de bruit de canal, l'image "lena" décodée présente un PSNR de 39.3 dB et l'image "barbara" décodée affiche un PSNR de 34.5 dB. Au niveau du récepteur, les sorties pondérées du décodeur RS sont appliquées à l'entrée du décodeur arithmétique MQ de la norme JPWL. L'algorithme de pseudo-Chase que l'on a appliqué au code arithmétique et au code RS utilise des patterns de test avec un poids maximal de $p = 4$ bits. Les résultats sont évalués en terme de PSNR en fonction du RSB du canal ($\frac{E_b}{N_0}$) qui varie du plus faible au plus fort.

2.6.2 Résultats et interprétations

Dans cette sous section, nous analyserons les résultats de simulation de manière objective (PSNR) puis subjective (analyse visuelle).

2.6.2.1 Analyse objective

La figure 2.8 (resp figure 2.9) présente les résultats obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena" sur un canal gaussien (resp sur un canal de Rayleigh) avec un schéma de modulation BPSK. Ces figures représentent les courbes correspondantes à un décodage à entrées pondérées des CA sans codeur de canal (courbes (1) et (2)); un décodage à entrées pondérées des codes RS avec décodage arithmétique classique (courbes (3) et (4)); et notre méthode de décodage à entrées pondérées (Courbe (5)). Notons que toutes les courbes sont tracées pour un débit équivalent.

Pour un canal gaussien (Fig. 2.8) et en l'absence de codeur de canal (Courbe (1)), la transmission d'image codée JPEG2000 est très sensible aux erreurs de transmission. En effet, pour un rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0} = 8$ dB, une détérioration du PSNR moyen de l'ordre de 17 dB est observée. L'introduction de l'algorithme pseudo-Chase pour le décodage arithmétique (courbe (2)) permet d'améliorer les performances en terme de PSNR par rapport au décodage arithmétique classique (courbe (1)). En effet, l'utilisation du décodage pseudo-Chase réduit le nombre d'erreurs attaquant la trame compressée. Par exemple, avec $p=4$, on obtient un gain de l'ordre de 7 dB pour $\frac{E_b}{N_0} = 9$ dB. Pour des faibles valeurs de RSB, inférieures à 7 dB, le pseudo-Chase intégré à la norme JPEG2000 n'apporte pas d'améliorations de performances d'où l'intérêt d'utiliser la norme JPWL. L'application de l'algorithme de Chase au décodeur RS de JPWL permet alors de tirer profit des fiabilités des bits en sortie du canal, d'où une réduction significative des taux d'erreurs par

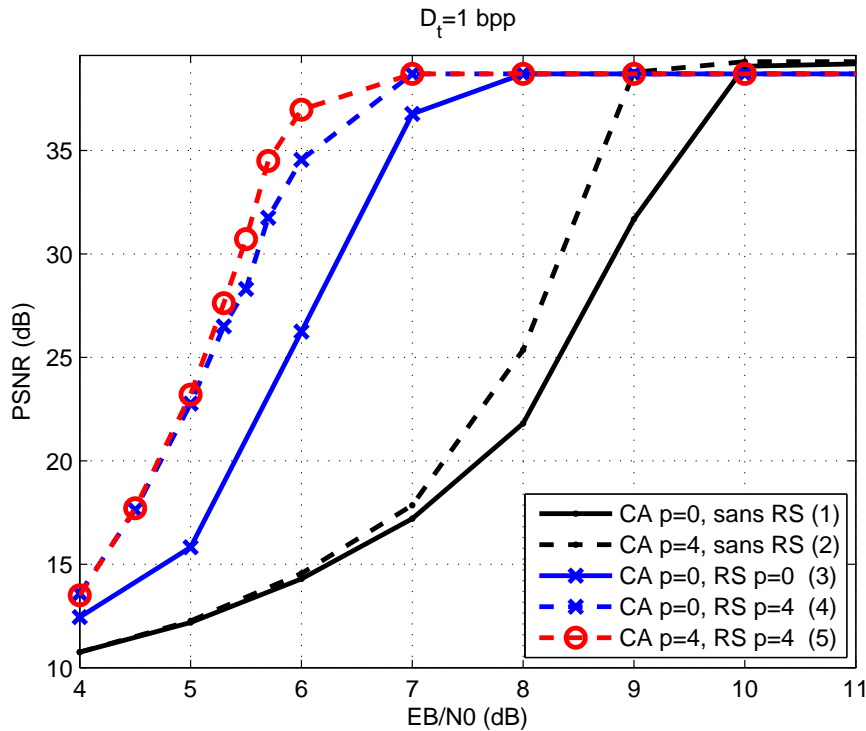


FIGURE 2.8 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation BPSK, à travers un canal gaussien.

rapport au décodage RS classique : les courbes (3) et (4) représentent le gain apporté par ce décodage à entrées pondérées des codes RS qui atteint 8.31 dB pour $\frac{E_b}{N_0} = 6$ dB.

Enfin, les performances de notre schéma de décodage conjoint source-canal sont présentées par la courbe (5). On observe une amélioration supplémentaire des performances surtout pour les rapports signal à bruit compris entre 5 dB et 7 dB. En effet, le passage d'information du décodeur RS à sorties pondérées au décodeur arithmétique pseudo-Chase apporte un gain de l'ordre de 2.4 dB pour $\frac{E_b}{N_0} = 5.5$ dB.

Pour un canal de Rayleigh (Fig. 2.9), le gain apporté par le décodage à entrées pondérées des CA sans codeur de canal (courbes (1) et (2)) ainsi que celui apporté par le décodage à entrées pondérées des codes RS avec décodage arithmétique classique (courbes (3) et (4)) est aussi intéressant que celui trouvé avec un canal gaussien. Notre système de décodage à entrées pondérées (courbe(5)) apporte, quant à lui, un gain de l'ordre de 5 dB pour $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB.

Finalement, pour le décodage à entrées pondérées, le gain obtenu avec un canal de Rayleigh est plus intéressant que celui trouvé avec un canal gaussien. Cela peut s'expliquer par le fait que la répartition des erreurs dans la trame transmise montre que pour un canal de Rayleigh les erreurs sont réparties sur toute la trame. Ainsi, le nombre d'erreurs par code bloc est inférieur au poids maximal du pattern de test choisi p , d'où une meilleure efficacité de l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodeur arithmétique. Les performances de l'algorithme pseudo-Chase sont d'autant meilleures que le nombre d'erreurs par code bloc ne dépasse pas la valeur de p . Dans ce cas, le décodage pseudo-Chase engendre une amélioration des performances en réduisant le nombre de blocs erronés dans l'image reconstruite.

Les figures 2.10 et 2.11 montrent les performances de la stratégie de décodage conjoint source-canal dans le cas de transmission de l'image "barbara" sur un canal gaussien et

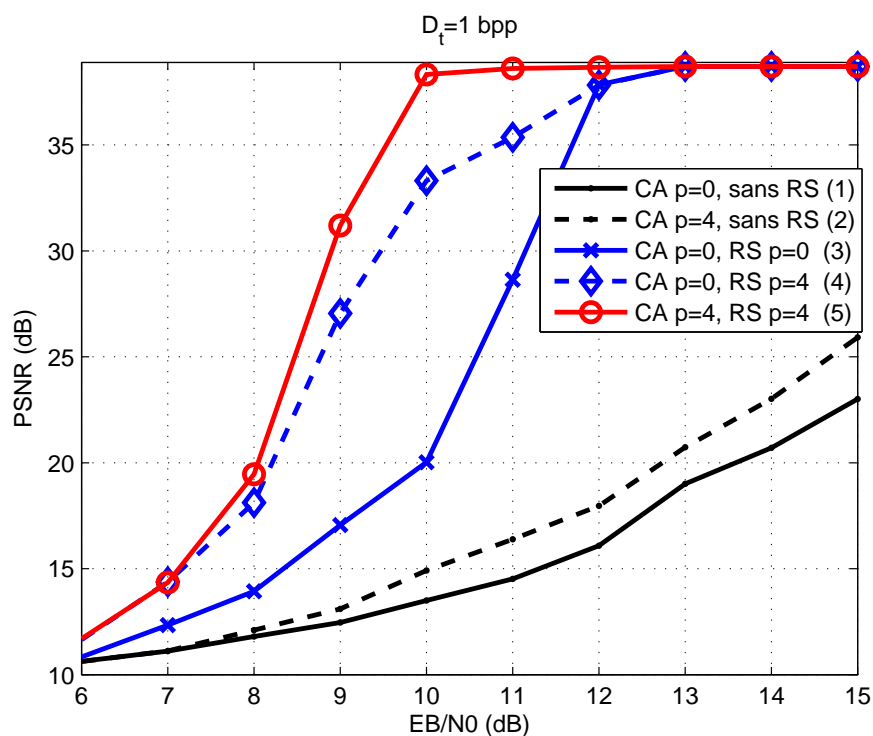


FIGURE 2.9 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation BPSK, à travers un canal de Rayleigh.

de Rayleigh. Comme pour l'image "lena", nous constatons une nette amélioration des performances en appliquant les techniques de décodage à entrées pondérées.

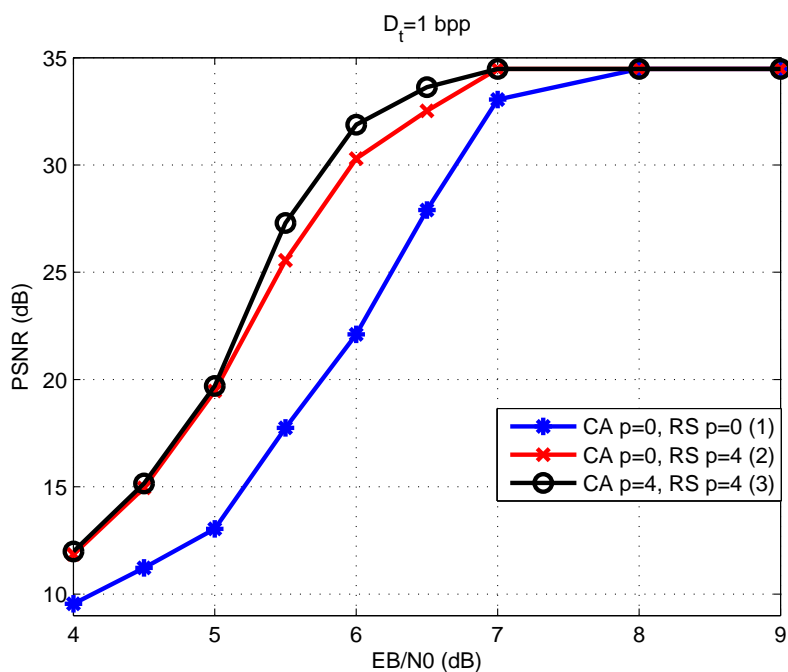


FIGURE 2.10 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation BPSK, à travers un canal gaussien.

Les figures 2.12 et 2.13 présentent les résultats obtenus dans le cas de la transmission des images "lena" et "barbara" sur un canal gaussien avec un schéma de modulation

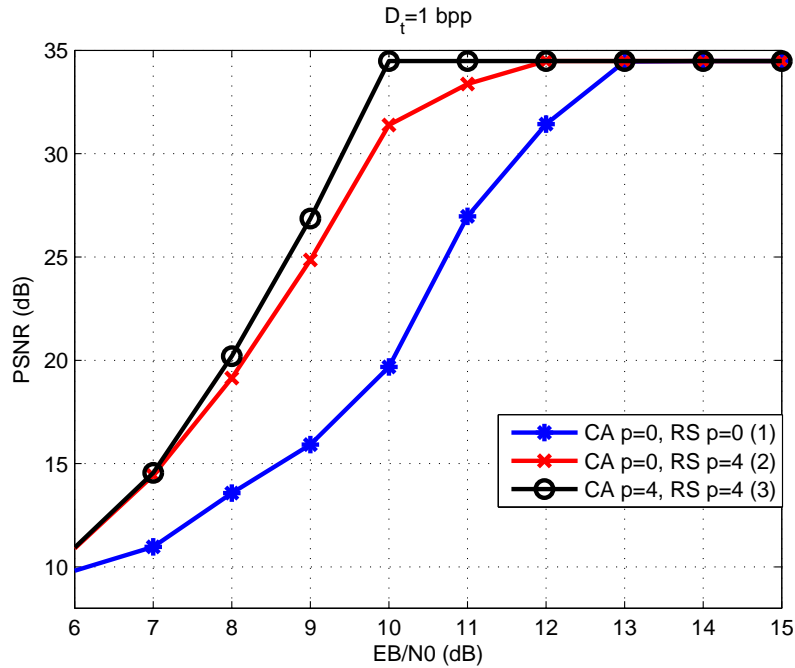


FIGURE 2.11 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation BPSK, à travers un canal de Rayleigh.

4-QAM. On note des gains intéressants similaires à ceux obtenus moyennant une modulation BPSK. Pour l'image "lena" et pour un rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0} = 6$ dB, un gain de de presque 10 dB est obtenu en appliquant un décodage RS à entrées pondérées. Une amélioration de 3.2 dB est observée avec notre schéma de décodage conjoint source-canal. Ce gain émane essentiellement de l'échange d'information du décodeur RS à entrées/sorties pondérées au décodeur arithmétique à entrées pondérées.

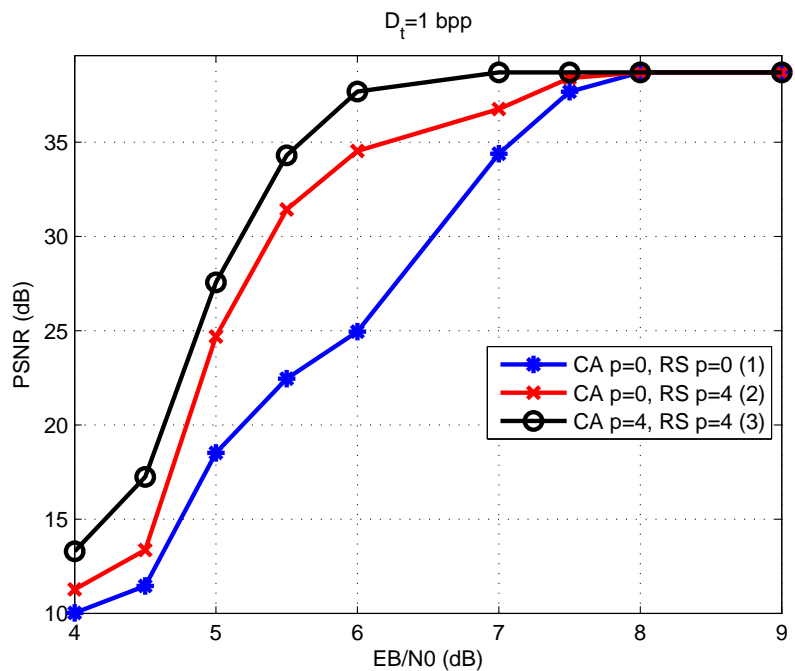


FIGURE 2.12 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "lena", avec modulation 4-QAM, à travers un canal gaussien.

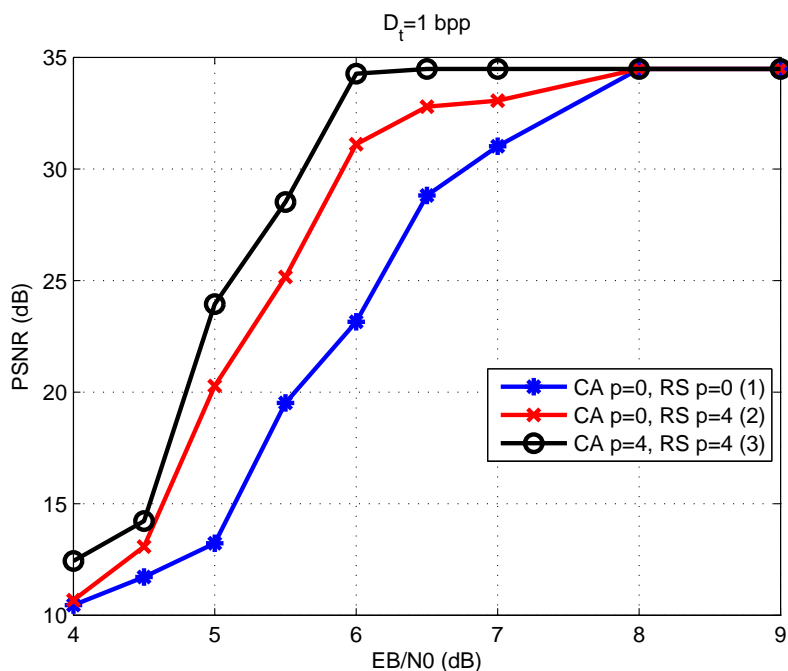


FIGURE 2.13 – PSNRs moyens obtenus dans le cas de la transmission de l'image "barbara", avec modulation 4-QAM, à travers un canal gaussien.

On conclut alors que le schéma de décodage conjoint source-canal proposé engendre des améliorations intéressantes dans le cas de transmission sur un canal gaussien et de Rayleigh moyennant une modulation BPSK et 4-QAM.

2.6.2.2 Analyse visuelle

Maintenant, nous proposons d'illustrer l'impact de l'algorithme de décodage RS à entrées pondérées et notre schéma de décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle des images décodées.

Nous montrons sur les figures 2.14, 2.15 et 2.16 des exemples d'images reconstruites dans le cas de transmission sur un canal gaussien et de Rayleigh avec modulation BPSK. Ces figures mettent en évidence une nette amélioration de la qualité de l'image en appliquant un décodage conjoint source-canal ce qui se traduit par une augmentation du PSNR.

La figure 2.14 présente une réalisation du schéma du décodage pour un rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0} = 6$ dB. On présente les images décodées dans le cas d'un décodage arithmétique et RS classique (fig.2.14a), d'un décodage arithmétique classique et un décodage RS à entrées pondérées (fig.2.14b), et notre schéma de décodage conjoint source-canal (fig.2.14c). On peut observer une nette amélioration de la qualité visuelle de l'image, qui se traduit par un gain de l'ordre de 10 dB en PSNR.



(a) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS classique.
CA : $p = 0$, RS : $p = 0$,
PSNR = 26.25 dB.



(b) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS à entrées pondérées.
CA : $p = 0$, RS : $p = 4$,
PSNR = 34.56 dB.



(c) Décodage conjoint source-canal.
CA : $p = 4$, RS : $p = 4$,
PSNR = 36.97 dB.

FIGURE 2.14 – Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise sur un canal gaussien avec modulation BPSK.



(a) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS classique.
CA : $p = 0$, RS : $p = 0$
PSNR = 20.03 dB.



(b) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS à entrées pondérées.
CA : $p = 0$, RS : $p = 4$,
PSNR = 33.31 dB.



(c) Décodage conjoint source-canal.
CA : $p = 4$, RS : $p = 4$,
PSNR = 38.33 dB.

FIGURE 2.15 – Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise sur un canal de Rayleigh avec modulation BPSK.



(a) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS classique.
CA : $p = 0$, RS : $p = 0$
PSNR = 19.68 dB.



(b) Décodage arithmétique classique.
Décodage RS à entrées pondérées.
CA : $p = 0$, RS : $p = 4$,
PSNR = 31.39 dB.



(c) Décodage conjoint source-canal.
CA : $p = 4$, RS : $p = 4$,
PSNR = 34.48 dB.

FIGURE 2.16 – Effet du décodage RS à entrées pondérées et du décodage conjoint source-canal sur la qualité visuelle de l'image "barbara" transmise sur un canal de Rayleigh avec modulation BPSK.

2.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons montré la sensibilité d'un contenu JPWL aux erreurs de transmission. Ensuite, nous avons présenté le schéma bloc de notre stratégie de transmission. Ce schéma implique la concaténation en série d'un décodeur de canal RS à entrées/sorties pondérées et un décodeur arithmétique à entrées pondérées qui ont été intégrés au niveau du décodeur JPWL. Tout d'abord, nous avons validé les avantages de l'algorithme pseudo-Chase appliqué au décodage arithmétique et au décodage RS à entrées pondérées. Nous avons évalué les performances correspondantes et nous avons montré qu'un tel schéma de décodage conduit à des meilleures performances par rapport à un schéma de décodage classique. Ensuite, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'algorithme de Chase-Pyndiah pour la génération des sorties pondérées d'un décodeur RS. Dans un second temps, nous avons évalué les performances du schéma de décodage conjoint source-canal proposé au début de ce chapitre et basé sur les différents techniques de décodage à entrées pondérées présentées précédemment. Les résultats obtenus ont montré que ce schéma conjoint apporte une nette amélioration des performances par rapport à un schéma de décodage classique, et ceux pour une transmission d'images sur un canal gaussien et de Rayleigh moyennant différentes types de modulation.

Dans ce chapitre, nous avons considéré la transmission d'images sur un canal gaussien et de Rayleigh moyennant une modulation BPSK et 4-QAM. Dans le chapitre suivant nous changeons de contexte et nous considérons la transmission d'images sur un canal sans fil réaliste moyennant un schéma MIMO utilisant la modulation OFDM. L'objectif est, en première partie, de valider les gains du schéma de transmission d'images JPWL avec les algorithmes de décodage à entrées pondérées dans un système de transmission à travers un canal sans fil réaliste, adoptant une stratégie d'allocation inégale de puissance assurée par un précodage linéaire. Dans la seconde partie, nous adoptons une stratégie d'adaptation de lien pour la transmission d'un contenu JPWL. Le but est d'intégrer dans le schéma de transmission des stratégies UEP, UPA, modulation adaptative et codage de source adaptatif pour améliorer la qualité de l'image à la réception.

Chapitre 3

Décodage conjoint source canal d'un contenu JPWL via un canal MIMO-OFDM avec stratégie d'adaptation de lien

« You must be the change you wish to see in the world. »

Mahatma Gandhi

Sommaire

3.1 Introduction	64
3.2 Stratégie de transmission d'images optimisée dans un système MIMO-OFDM précodé	64
3.3 Chaîne de transmission	65
3.3.1 Codeur de source	65
3.3.2 Modulation et codage adaptatifs	66
3.3.3 Stratégie d'allocation inégale de puissance	67
3.3.3.1 Algorithme de précodage basé sur le contenu	67
3.3.3.1.1 Principe	68
3.3.3.1.2 Modèle d'allocation de la puissance	68
3.3.4 Bloc d'optimisation conjointe	69
3.3.4.1 Stratégie de transmission optimisée	69
3.3.4.2 Définition des contraintes	70
3.3.4.3 Algorithme d'optimisation	70
3.4 Résultats de simulations	72
3.4.1 Modèle du canal MIMO	72
3.4.2 Modélisation du canal	73
3.4.3 Performances en l'absence d'adaptation de lien	73
3.4.3.1 Contexte de simulation	74
3.4.3.2 Résultats de simulation	74
3.4.3.2.1 Gain en puissance	75
3.4.3.2.2 Gain en PSNR	76
3.4.3.2.3 Analyse visuelle	77

3.4.4	Apport de la stratégie d'adaptation de lien	77
3.4.4.1	Contexte de simulation	78
3.4.4.2	Gestion des ressources	78
3.4.4.3	Résultats de simulations	79
3.4.4.3.1	Gain en PSNR	79
3.4.4.3.2	Analyse visuelle	82
3.5	Conclusion	83

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons mis l'accent sur le fait que le recours aux techniques de décodage conjoint source-canal peut être utilisé pour améliorer les performances d'un système de transmission d'images à travers des canaux gaussien et de Rayleigh moyennant une modulation et un rendement du code correcteur fixes. Dans ce chapitre, nous allons intégrer ces techniques dans un système de transmission d'images JPWL à travers un canal MIMO sans fil réaliste pour maximiser la qualité visuelle des images reçues. Une stratégie d'adaptation de lien offrant la possibilité de mettre en œuvre conjointement de l'UEP, de l'UPA, de la modulation adaptative et du codage de source adaptatif sera aussi envisagée.

Nous commencerons ce chapitre par la présentation d'une stratégie de décodage conjoint optimisée pour la transmission d'images JPWL dans un système MIMO-OFDM pré-codé avec un schéma d'adaptation de lien. Par la suite nous présenterons le schéma de transmission proposé que nous détaillerons dans la Section. 3.3. En fin de chapitre, nous évaluerons les performances de notre schéma de transmission tout d'abord en l'absence d'adaptation de lien. Ensuite, nous montrerons l'amélioration de la qualité de transmission apportée par notre stratégie adaptative optimisée, en termes de PSNR, par rapport à un schéma non adaptatif dans un contexte de transmissions d'images à travers un canal sans fil réaliste. Nous terminerons ce chapitre par une conclusion.

3.2 Stratégie de transmission d'images optimisée dans un système MIMO-OFDM pré-codé

L'objectif principal d'une stratégie de transmission d'images est d'assurer une bonne qualité de service, pour tous les états du canal, tout en respectant les ressources disponibles (débit, bande passante, puissance, ...). C'est dans ce contexte qu'une chaîne de transmission MIMO-OFDM en boucle fermée, dédiée aux contenus multimédia scalables, comportant un canal de transmission réaliste, a été développée par l'équipe RESYST [1] du laboratoire XLIM. Les auteurs de [1] ont mis en place une stratégie d'adaptation de lien s'appuyant sur un schéma de transmission d'images JPWL sur un canal MIMO décomposé en sous-canaux SISO, impliquant des techniques de décodage à entrées fermes, et du pré-codage optimisée sous contrainte d'un TEB cible donné. Cette stratégie a montré son efficacité face aux conditions variables du canal réaliste. Néanmoins, cette dernière exige un choix de TEB cible très faible de l'ordre de 10^{-12} pour assurer une transmission quasiment sans erreur ce qui se traduit par une augmentation de la puissance allouée sur un sous-canal donné pour garantir le TEB cible. Donc, il peut arriver qu'un manque de puissance soit observé lors de l'utilisation d'un sous-canal supplémentaire pour transmettre une couche d'amélioration. Une manière d'améliorer les résultats serait alors d'intégrer des techniques de décodage conjoint à entrées pondérées. En effet, l'utilisation de ces dernières permet de libérer la contrainte sur le TEB cible et ainsi assurer un gain de puissance sur les différents sous-canaux tout en assurant une très bonne qualité visuelle des images reçues.

L'objectif de notre démarche, dans ce chapitre, est de garantir la meilleure QoS pour tous les états du canal sans introduire de perte de débit et à consommation de puissance réduite. Ainsi, nous proposons une approche de décodage conjoint optimisée pour la transmission d'un contenu hiérarchisé à travers un canal sans fil réaliste. La stratégie de

transmission proposée, s'appuie sur une stratégie d'adaptation de lien, semblable à celle de [1], incluant des techniques de décodages à entrées pondérées (présentées dans le chapitre 2). La stratégie d'adaptation de lien (section 3.3.4) choisit, avant la transmission, le jeu de paramètres le plus adapté aux conditions de transmission du canal radioélectrique. Les techniques de décodage à entrées pondérées permettent, quant à elles, de libérer la contrainte sur le TEB cible et ainsi garantir un gain de puissance ou une amélioration de la qualité du contenu à puissance équivalente. L'association de ces deux approches permet de maximiser la qualité des images à la réception. L'architecture proposée, s'articule autour d'une architecture MIMO-OFDM pour s'affranchir des difficultés liées aux environnements riches en multi-trajets. Le schéma proposé, met en correspondance la hiérarchie de la source avec celle des sous-canaux SISO issus de la décomposition d'un canal MIMO réaliste (Section. 3.4.1). Un algorithme de précodage optimisé (Section. 3.3.3.1) allouant successivement la puissance sur les différents sous-canaux SISO sera utilisé. Ainsi, des stratégies d'UEP, d'UPA, de modulation adaptative, de codage de source adaptatif et de décodage conjoint seront mises en place.

Dans la suite du chapitre, nous commencerons par présenter la chaîne de transmission et les différents blocs qui la constitue. Ensuite, nous montrerons les résultats de simulations fournis par l'approche de transmission proposée plus haut.

3.3 Chaîne de transmission

Le schéma de transmission que nous adoptons est représenté sur la figure 3.1. Nous considérons un schéma MIMO-OFDM en boucle fermée pour la transmission d'images codées par la norme JPWL. Rappelons qu'un système MIMO en boucle fermée est basé sur la connaissance de la CSI du canal obtenue par une voie de retour entre le canal et l'émetteur (flèches rouges sur le schéma 3.1). Cette connaissance de la CSI permet une optimisation de la transmission par une prise en compte anticipée du canal. D'autre part, notons que l'association du MIMO à l'OFDM a été incluse dans plusieurs standard tels que Wi-MAX (*IEEE 802.11e*) [74], Wifi (*IEEE 802.11n*) [75] et *Long Term Evolution* (LTE) [76].

Les différentes couches de qualité à la sortie du codeur JPWL sont modulées via une modulation QAM, d'ordre M , pour adapter les flux binaires au support de transmission radio. Puis un précodeur optimisé (Section. 3.3.3.1) vient allouer la puissance par optimisation d'un critère propre au précodeur. Ensuite, une modulation OFDM est appliquée, avant émission sur le canal MIMO, pour faire face à la sélectivité fréquentielle du canal radio mobile. En réception, on trouve les opérations duales incluant en particulier un décodage MV pour détecter les symboles reçus. En fin de chaîne, le décodeur JPWL modifié, présenté dans le chapitre 2, applique le décodage canal à entrées/sorties pondérées, puis le décodage source à entrées pondérées.

Dans les sections qui suivent nous présenterons, en détaille, les différents blocs formant la chaîne de transmission.

3.3.1 Codeur de source

Dans ce chapitre, nous adoptons la norme JPWL pour la transmission d'images sur des canaux sans fil à fortes perturbations. Par ailleurs, nous utilisons le décodeur JPWL modifié présenté dans le chapitre 2. Ce dernier assure plus de robustesse aux erreurs de

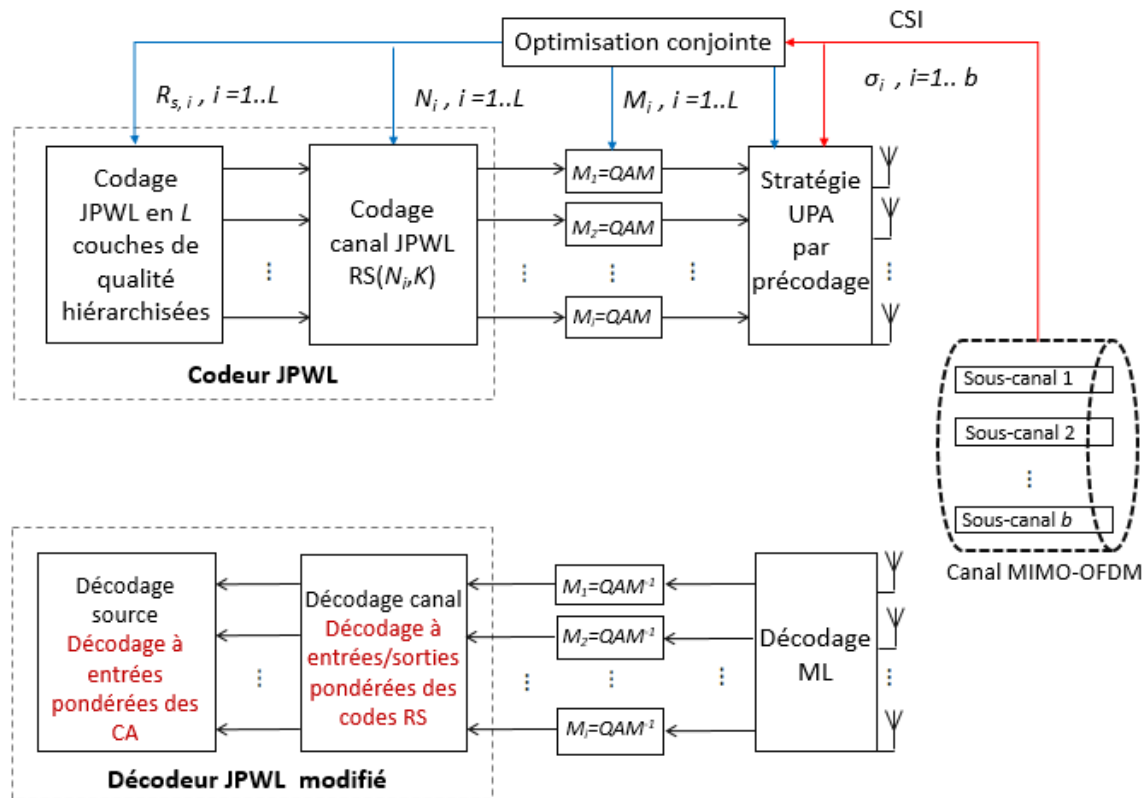


FIGURE 3.1 – Schéma de la stratégie de transmission optimisée d'images JPWL.

transmission. En outre, la norme JPWL possède un autre avantage lié à la nature progressive du train binaire issue de la compression, qui permet de tronquer le fichier compressé en n'importe quelle position de la trame tout en obtenant une image décodable. Cette hiérarchisation du flux permet en particulier d'atteindre un haut degré de scalabilité. La transmission d'un flux hiérarchisé peut naturellement être exploitée, dans le cadre d'une transmission MIMO, par un schéma en boucle fermée intégrant une diagonalisation du canal [77] ainsi que du précodage (Section. 3.3.3.1).

3.3.2 Modulation et codage adaptatifs

Dans un contexte de codage progressif, le codeur JPWL permet d'exploiter la scalabilité dans un schéma de transmission d'images. En effet, ce dernier génère pour un débit donné, b couches de qualité classées par ordre d'importance décroissante. Compte tenu de cette caractéristique, il semble évident d'appliquer un niveau de protection différent à chaque couche de qualité constituant l'image compressée. Une protection inégale contre les erreurs convient alors pour assurer une transmission robuste des différentes couches de qualité à travers un canal sans fil bruité. Les techniques UEP fournissent différents niveaux de protection contre les erreurs, aux différentes couches de qualité en fonction de leur importance.

Avec la stratégie UEP on peut associer des techniques de modulation et de codage adaptatifs, une approche prometteuse pour surmonter les effets d'évanouissement dynamique liés à la transmission sur un canal sans fil, et pour adapter l'efficacité spectrale globale à l'état du canal. L'idée de base de cette technique, comme son nom l'indique,

consiste à faire varier de manière dynamique l'ordre de modulation et le rendement du codeur canal afin d'atteindre un débit de transmission maximal, tout en assurant les performances souhaitées. En effet, selon l'état instantané du canal et les ressources disponibles, un système avec une telle technique peut choisir la modulation et le codage appropriés à appliquer à chaque couche de qualité selon son importance. A titre d'exemple, des taux de codage et des niveaux de modulation élevés sont utilisés lorsque les conditions du canal sont favorables. En revanche, si les conditions du canal sont mauvaises, on lui alloue un ordre de modulation et un taux de codage moins élevé dans le but d'assurer la qualité de la communication.

3.3.3 Stratégie d'allocation inégale de puissance

La plupart des normes de codage d'images actuelles fournissent un flux de codage progressif avec une importance inégale des données. Une telle caractéristique peut être utilisée pour développer des schémas de codage efficaces basés sur la stratégie UPA. L'objectif de la stratégie UPA est de transmettre les différents flux de l'image compressée avec une puissance d'émission inégale sans dépasser le budget de puissance totale disponible à l'émission. Les systèmes MIMO sont parfaitement adaptés à la conception de la stratégie UPA. En fait, connaissant la CSI à l'émetteur, il est commode d'ajuster la puissance d'émission des antennes pour transmettre les différents flux hiérarchiques d'une image. Pour exploiter le canal MIMO de cette manière, une diagonalisation [77] des canaux est nécessaire. En effet, cette dernière permet de hiérarchiser les sous-canaux SISO, ce qui assure la mise en place d'un schéma offrant à la fois scalabilité, robustesse et adaptabilité grâce à la modularité de certains paramètres. La diagonalisation est réalisée par des algorithmes classiques de diagonalisation de matrices pour obtenir une matrice dite de coefficients de précodage.

Dans ce chapitre, nous considérons une stratégie UPA qui prend en compte la hiérarchie des données. Ainsi, la stratégie UPA adoptée alloue chaque couche de qualité au sous-canal SISO virtuel correspondant en respectant la hiérarchie : la couche de qualité la plus importante est affectée au sous-canal SISO ayant le RSB le plus élevé (Section. 3.4.1).

3.3.3.1 Algorithme de précodage basé sur le contenu

Les précodeurs de la littérature (*Water-Filling (WF)*, *Minimum Mean Squared Error (MMSE)*, *Minimum Bit Error Rate (MBER)* et $E-d_{min}$, ...) déterminent leurs coefficients de précodage de manière à optimiser un critère lié à la transmission (maximiser la capacité, minimiser l'erreur quadratique moyenne, minimiser le TEB, ...). L'évaluation des performances de ces différents précodeurs, effectuée dans [1], a montré que malgré la bonne robustesse de certains précodeurs, ces derniers présentent des limites. En effet, les méthodes usuelles d'optimisation ne tiennent pas compte des caractéristiques du contenu hiérarchisé dans le cas de la transmission d'images par exemple et de contenu multimédia dans un cadre plus général. La puissance est alors allouée sans contrainte sur le décodage de source ce qui se traduit par des résultats sous optimaux en termes de qualité visuelle (PSNR). Ces constatations ont permis aux auteurs de [1] de définir les contraintes d'un précodeur efficace pour la transmission d'un contenu multimédia hiérarchisé. Ainsi, les auteurs ont proposé une technique de précodage, appelée CBP pour «*Content-Based Pre-coder*», basée sur le respect de la hiérarchie du contenu à transmettre. Cette technique présente également un important aspect de dépendance entre plusieurs paramètres de la chaîne de communication, qui ont un impact sur le compromis débit distorsion. Dans ce

qui suit nous présenterons brièvement cette technique. Pour une explication détaillée de cette dernière, les lecteurs peuvent consulter la référence [1].

3.3.3.1.1 Principe

L'algorithme CBP est conçu pour transmettre une image décomposée en couches de qualité hiérarchisées sur des sous-canaux SISO, eux-mêmes hiérarchisés. Afin d'assurer le caractère conjoint de cet algorithme, l'allocation de puissance est faite en fonction des autres paramètres de la chaîne de communication numérique, à savoir : l'ordre de modulation QAM utilisé, la capacité de correction des CCE et le RSB sur les différents sous-canaux SISO. Ainsi, une stratégie UPA peut être adoptée en allouant la puissance sur chaque sous-canal SISO selon le RSB fourni par la CSI du canal.

La stratégie UPA que l'on va adopter dans ce chapitre est réalisée en utilisant le précodeur CBP. Cette dernière offre la possibilité de sacrifier des voies pour la transmission d'images hiérarchisées. En effet, le décodage d'une couche de qualité dépend essentiellement du décodage correct des couches de qualités précédentes. Il n'est donc pas nécessaire d'allouer de la puissance sur une voie si les voies précédentes n'assurent pas un décodage correct des données transmises. Afin de s'assurer du caractère décodable d'une couche de qualité, les auteurs de [1] introduisent une notion de QdS par le biais d'un TEB cible sur chacune des voies. L'idée est de fournir la puissance nécessaire sur une voie pour permettre d'atteindre le TEB cible déjà fixé, en fonction des autres paramètres jouant un rôle dans le compromis débit/distorsion.

3.3.3.1.2 Modèle d'allocation de la puissance

L'algorithme considéré met en relation les différents paramètres de la chaîne de transmission (le RSB de chaque sous-canal SISO, l'ordre de modulation QAM et la capacité de correction des CCE utilisés) pour calculer la matrice de coefficients de précodage $\mathbf{F}_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b$ sous la contrainte d'un budget total normalisé de puissance (P_0) :

$$\sum_{i=0}^b f_i^2 \leq P_0 \quad (3.1)$$

L'objectif principal du modèle est de déterminer les coefficients de précodage f_i sur le sous-canal i permettant d'atteindre un TEB cible noté $\text{TEB}_{c,i}$. Ce paramètre correspond au TEB cible en réception avant décodage canal. De par l'utilisation de l'OFDM, en faisant l'hypothèse que le bruit sur chaque sous-canal SISO est gaussien, comme c'est communément le cas [78], le $\text{TEB}_{c,i}$ sur le sous-canal i , $i \in \{1, 2, \dots, b\}$, peut être déterminé en utilisant l'expression suivante :

$$\text{TEB}_{c,i} = \frac{2\sqrt{M_i} - 1}{\sqrt{M_i} \log_2 M_i} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\sigma_i^2 f_i^2}{2(M_i - 1)}} \right), \quad (3.2)$$

où σ_i^2 et M_i sont respectivement la variance du bruit et l'ordre de modulation sur le sous-canal i .

Les coefficients de précodage f_i , permettant d'atteindre le paramètre $\text{TEB}_{c,i}$, sont calculés à partir de l'équation (Eq. 3.2). Ces derniers dépendent de la valeur propre σ_i^2 (correspondant au RSB du sous-canal SISO d'indice i) et de l'ordre de la modulation M_i . Les coefficients de précodage s'écrivent alors :

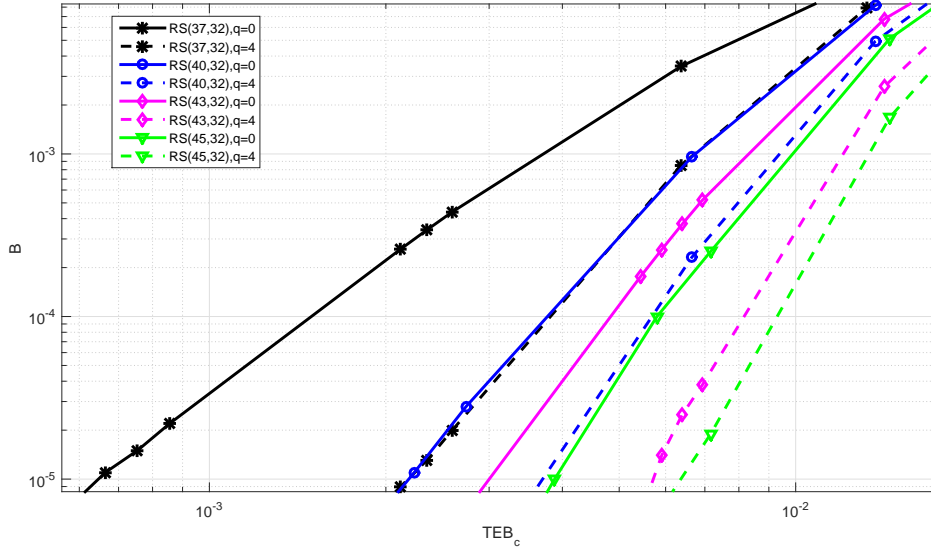


FIGURE 3.2 – Abaques des performances des codes RS à entrées fermes et souples.

$$f_i^2 = \frac{2(M_i - 1)}{3\sigma_i^2} \left[\operatorname{erf}^{-1} \left(1 - \frac{\operatorname{TEB}_{c,i} \sqrt{M_i} \log_2 M_i}{2(\sqrt{M_i} - 1)} \right) \right]^2 \quad (3.3)$$

Rappelons que le paramètre $\operatorname{TEB}_{c,i}$ représente le TEB cible en réception avant décodage canal. Ainsi, il est possible de prendre en compte la capacité de correction des codes correcteurs d'erreur utilisés pour définir le paramètre $\operatorname{TEB}_{c,i}$. Dans notre système, le codage canal est réalisé par les codes Reed-Solomon (RS) fournis par le standard JPWL. Rappelons qu'un code RS est défini par le nombre de blocs de symboles en entrée, noté N , et le nombre de blocs de symboles en sortie, noté K . Notons que le paramètre K est commun à tous les codes RS du standard.

Nous définissons B , comme étant le TEB cible après décodage canal. À notre connaissance, il n'existe aucune équation analytique qui met en relation la probabilité d'erreur binaire après un décodage canal RS à entrées pondérées et le TEB cible avant le décodage canal ($\operatorname{TEB}_{c,i}$). C'est pour cela que dans notre cas, le $\operatorname{TEB}_{c,i}$ associé au décodage RS souple est déterminé à partir des abaques fournies par la figure 3.2 et ce pour des valeurs fixes de B . Ces abaques sont déterminées expérimentalement en appliquant l'algorithme de décodage Chase II au décodeur RS (chapitre 2, section 2.5.2).

3.3.4 Bloc d'optimisation conjointe

3.3.4.1 Stratégie de transmission optimisée

La méthode d'optimisation adoptée [1], est basée sur le réglage des différents paramètres du système, assuré par le bloc d'optimisation conjointe. Les flèches rouges et bleues de la figure 3.1 représentent respectivement les paramètres d'entrées et de sorties du bloc d'optimisation conjointe.

Compte tenu de la CSI, une méthode optimale permettant d'ajuster tous les paramètres du système avant la transmission est adoptée. Ainsi, une stratégie d'adaptation de lien, basée sur le précodeur CBP, permettant d'intégrer des stratégies UEP, UPA, modulation adaptative et codage de source adaptatif est mise en oeuvre. Une fois la configura-

tion optimale déterminée, la stratégie de transmission d'image alloue chaque couche de qualité au sous-canal SISO correspondant en respectant la hiérarchie : la $i^{\text{ième}}$ couche de qualité est alors attribuée au $i^{\text{ième}}$ sous-canal SISO, avec $i \in \{1, 2, \dots, b\}$.

A partir de la CSI, le bloc d'optimisation détermine les paramètres suivants :

- Le nombre L de sous-canaux SISO utilisés parmi les b sous canaux disponibles avec $L \leq b$.
- Le débit de codage source $R_{s,i}$ de chaque couche de qualité, avec $i = 1 \dots L$.
- Le rendement du code RS calculé à partir de la longueur du mot de code N_i pour chaque couche de qualité, avec $i = 1 \dots L$.
- L'ordre de modulation M_i sur chaque sous-canal, avec $i = 1 \dots L$.

Le bloc d'optimisation conjointe fournit la configuration de codage optimale qui maximise le débit de la source en fonction des autres contraintes sur les paramètres du système (débit, QdS et puissance) que nous présentons dans la section suivante.

3.3.4.2 Définition des contraintes

La configuration optimale des différents paramètres, présentée dans la section précédente, est déterminée sous différentes contraintes (débit, QdS et puissance) pour minimiser la distorsion globale de l'image reçue.

La contrainte sur le débit est formulée comme suit :

$$\beta_{s,i} + \beta_{c,i} \leq \beta_i \quad (3.4)$$

où $\beta_{s,i}$ et $\beta_{c,i}$ correspondent respectivement au nombre de bits alloués au codage de source et au nombre de bits alloués au codage canal, et

$$\beta_i = S_{max} N_{SC} \log_2(M_i) \quad (3.5)$$

est le nombre de bits qui peut être transmis à travers le sous-canal i , où S_{max} est le nombre de symboles OFDM maximal que l'on peut utiliser sur un sous-canal i , N_{SC} est le nombre de sous-porteuses OFDM utiles et M_i est l'ordre de modulation utilisé sur le sous canal i .

La contrainte sur la QdS est définie afin d'assurer un TEB effectif TEB_i , $i = 1 \dots L$, en réception après décodage canal tel que :

$$TEB_i \leq B \quad (3.6)$$

Rappelons que B correspond au TEB cible en réception après décodage canal (Section. 3.3.3.1). La valeur de B est déterminée par l'utilisateur en fonction de la sensibilité du flux binaire aux erreurs.

Au cours de la transmission, les coefficients de précodage f_i , $i = 1 \dots L$, sont définis sous la contrainte de puissance définie par l'équation (Eq. 3.1).

3.3.4.3 Algorithme d'optimisation

La configuration optimale est déterminée à l'aide d'une représentation arborescente qui permet d'énumérer toutes les configurations possibles. Une configuration de codage / transmission est représentée par un ensemble de paramètres optimisés $\{L, M_i, N_i, R_{s,i}\}$,

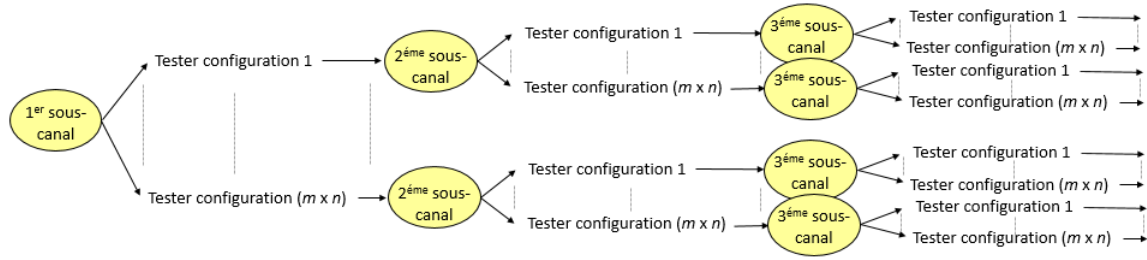


FIGURE 3.3 – Représentation arborescente des différentes configurations de codage/ transmission.

où $M_i \in M$ (M représente l'ensemble de taille m contenant les différents ordres de modulation disponibles) et $N_i \in N$ (N représente l'ensemble de taille n contenant les différents rendement de code RS disponibles) avec $i = 1 \dots L$. Ainsi, nous pouvons créer un arbre contenant $(m \times n)$ configurations possibles de codage (figure 3.3) tout en respectant les différentes contraintes. Cela conduit à une représentation arborescente basée sur un algorithme récursif qui teste toutes les combinaisons de modulation et de codage canal sur chaque sous-canal. Nous résumons, dans ce qui suit, l'algorithme d'optimisation permettant d'obtenir la configuration optimale de transmission. Pour une explication détaillée de ce dernier, les lecteurs peuvent consulter la référence [1].

Chaque noeud de l'arbre (en jaune sur la figure 3.3) stocke les éléments suivants :

- L'indice $i = 1 \dots L$, avec $L \leq b$, du sous-canal représenté par le noeud.
- L'ordre de modulation $M_i \in M$ utilisé sur le sous-canal i .
- Le rendement du code RS, calculé à partir de $N_i \in N$, utilisé sur le sous-canal i .
- Le nombre de bits $\beta_{s,i}$ alloué au codage de source pouvant être transmis via le sous-canal i .
- La puissance résiduelle P_r après le calcul de l'allocation de puissance.

Le principe de l'algorithme d'optimisation peut être décrit comme suit :

1. Déterminer la puissance (correspondant aux coefficients de précodage f_i) nécessaire pour atteindre le TEB cible $TEB_{c,i}$ avec $i = 1 \dots L$.
2. Comparer la valeur de la puissance nécessaire avec la quantité de puissance résiduelle P_r . Si la quantité de puissance est suffisante, la configuration de transmission est considérée possible.
3. Calculer la quantité de données utiles $\beta_{s,i}$ qui peut transiter par le sous-canal i .
4. Conserver les informations de codage et de transmission dans un nouveau noeud et mettre à jour la puissance résiduelle.
5. Revenir à l'étape (1), avec le paramétrage du nouveau noeud, s'il existe un autre sous-canal disponible ou testez une autre configuration si une condition d'arrêt intervient (lorsque qu'il n'y a plus de puissance résiduelle ou que tous les sous-canaux ont été utilisés).

Cet algorithme est appelé récursivement à chaque noeud de l'arbre. La configuration optimale est ensuite déterminée en trouvant le chemin optimal qui maximise le nombre total de bits requis pour coder l'image $\beta_s = \sum_{i=0}^L \beta_{s,i}$. Ce chemin optimal fournit le nombre de sous-canaux à utiliser (correspondant également au nombre de couches de qualité JPWL), le débit source de chaque couche de qualité, le rendement du code RS et l'ordre

de la modulation QAM sur chaque sous-canal. Une fois les paramètres optimaux estimés, l'image est codée puis transmise à travers le canal MIMO. Au cours de la transmission d'une même image, les paramètres restent constants hormis les coefficients de précodage $f_i, i = 1 \dots L$, qui sont calculés dynamiquement en fonction de l'état du canal et des autres paramètres du système.

La représentation sous forme d'arbre présente l'avantage de traiter l'allocation des ressources, sous-canal par sous-canal, en respectant la hiérarchie de la source et du canal. Notons que la résolution du problème d'optimisation par la méthode des multiplieurs de Lagrange, associé aux conditions de Kuhn et Tucker [79] est trop complexe car il y a beaucoup de paramètres qui sont à la fois discrets et continus. Les auteurs de [80] ont utilisé cette méthode pour résoudre le problème d'optimisation dans un contexte de transmission de flux vidéo H.264/SVC.

Rappelons que la contribution de ce chapitre, consiste à améliorer les performances d'un système de transmission d'images JPWL intégrant des techniques de décodage à entrées pondérées et une stratégie d'adaptation de lien. Nous allons montrer, maintenant, que l'intégration des techniques de décodage souples permet d'assurer un gain en puissance à QoS garantie. Dans ce qui suit, nous présenterons les différents résultats de simulations.

3.4 Résultats de simulations

Le paramétrage de la chaîne de transmission de la figure 3.1 (fréquence de la porteuse, modulation OFDM, puissance d'émission et seuil de sensibilité) est fixé suivant la norme *IEEE 802.11n*. L'espacement entre les antennes est fixé à 0.4λ (λ est la longueur d'onde de l'onde porteuse). Il a été démontré dans [81] que cet espacement fournit la plus faible corrélation entre les antennes. Le nombre de sous-porteuses utiles OFDM est fixé à $N_{SC} = 48$ et la période du symbole OFDM est égale à $4ms$.

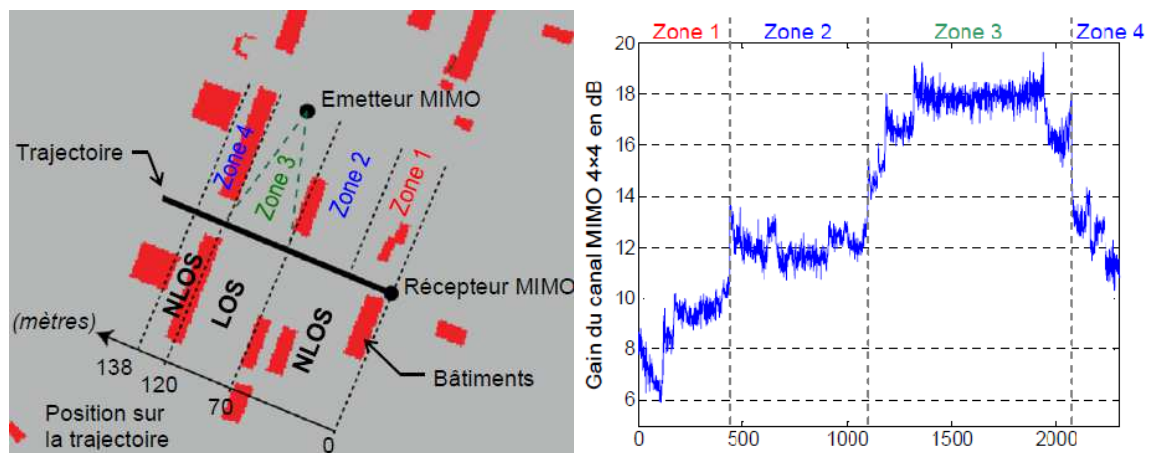
3.4.1 Modèle du canal MIMO

Nous considérons un système MIMO avec 4 antennes émettrices et 4 antennes réceptrices. La richesse du canal en multi-trajets permet de fournir jusqu'à 4 sous-canaux SISO après diagonalisation pour la transmission d'images codées en couches de qualité via le codeur JPWL. En pratique, cette configuration matérielle assure un bon compromis entre de bonnes performances et un coût matériel modéré. Le canal MIMO est décomposé en b sous-canaux SISO parallèles et indépendants classés par ordre d'importance décroissante. Ceci est fourni par le précodeur CBP, présenté précédemment, qui fonctionne également comme un pré-égaliseur en ajustant la puissance à l'émission. En effet, le précodage repose sur deux opérations, à savoir la décomposition du canal MIMO en sous-canaux SISO indépendants et hiérarchisés, ainsi que l'optimisation d'un critère pour l'allocation de la puissance sur les différents sous-canaux. Par conséquent, il offre une stratégie d'allocation inégale de puissance qui maximise la qualité des couches de qualité reçues. Nous supposons une connaissance imparfaite du canal à l'émission et à la réception. En fait, la CSI est estimée tous les 25 symboles OFDM, via une séquence d'apprentissage, pour minimiser la variation du canal. La CSI fournit σ_i^2 avec $i = 1 \dots b$ (flèches rouges sur la figure 3.1).

3.4.2 Modélisation du canal

Dans le cadre de cette étude, nous adoptons un canal de transmission réaliste utilisant un modèle de propagation déterministe basé sur la méthode à tracé de rayons utilisés dans [82; 83]. Cet outil a été développé par l'équipe RESYST de l'institut XLIM [81]. Ce modèle de propagation prend en entrée l'environnement de simulation 3D du campus universitaire de Poitiers, les positions de l'émetteur et du récepteur dans l'environnement, la fréquence de la porteuse et le nombre d'interactions électromagnétiques maximum à prendre en compte par le simulateur. En sortie, il fournit la *Réponse Impulsionnelle* (RI) complexe du couple émetteur-récepteur d'une trajectoire de 138 mètres dans le campus de l'université de Poitiers. La RI fournie par le simulateur est exploitée pour déterminer les coefficients caractérisant le canal radio-mobile.

La figure 3.4a représente l'environnement de simulation adopté, dans lequel l'émetteur reste fixe et le récepteur se déplace sur la trajectoire avec une vitesse de $5m/s$. Les conditions de transmissions alternent successivement entre mauvaises (NLOS dans la zone 1), moyennes (NLOS dans les zones 2 et 4) et bonnes (LOS dans la zone 3). L'évolution du gain du canal est présentée sur la figure 3.4b. Comme dit au paragraphe 3.4.1, nous ne considérons pas une connaissance parfaite de la CSI mais seulement une actualisation de la CSI tous les 25 symboles OFDM conformément à la norme *IEEE 802.11n*.



(a) Topologie de l'environnement de transmission. (b) Évolution du gain du canal MIMO réaliste ($\times\lambda$).

FIGURE 3.4 – Canal de transmission réaliste.

3.4.3 Performances en l'absence d'adaptation de lien

Dans cette section nous allons évaluer les performances de notre système de transmission d'images, présenté sur la figure 3.1, lorsque le bloc d'optimisation conjointe n'est pas activé. Par conséquent, les paramètres du système (ordre de modulation et rendement du codage canal) sont fixés pour tous les sous-canaux. Cependant, la stratégie UPA, assurée par le précodeur CBP (Section. 3.3.3.1), est appliquée pour ajuster finement la puissance d'émission sur chaque sous-canal en considérant l'importance des couches de qualité JPWL transmises à travers les b sous-canaux SISO et l'état du canal. La répartition de la puissance est réalisée sous contrainte de TEB cible. Notre objectif, est de mettre en évidence l'amélioration des performances d'un schéma de transmission d'images JPWL

intégrant des techniques de décodage à entrées pondérées, présentées dans le chapitre 2, à travers un canal sans fil réaliste adoptant une stratégie d'allocation inégale de puissance.

3.4.3.1 Contexte de simulation

Nous considérons la transmission d'un flux binaire JPWL à travers un système MIMO 4x4 intégrant un précodage avec $b = 4$ différents sous-canaux SISO. Par conséquent, la stratégie optimise la transmission de 1 à 4 couches de qualité JPWL. L'image de test "lena" 512×512 (8bpp) est compressée par le codeur JPWL générant un débit source D_s bits par pixel. Le taux de compression de chaque couche de qualité est calculé en fonction du nombre de bits pouvant être transmis sur chaque sous-canal et du rendement du code RS. Les codes blocs de chaque couche de qualité, sont codés de manière indépendante, par le codeur arithmétique puis par le code correcteur d'erreur RS(37,32) avec un pouvoir de correction faible $t = 2$. Le TEB après décodage canal B est fixée à 10^{-5} . Ce choix se justifie par le fait que le codeur arithmétique pseudo-Chase est capable de corriger les erreurs résiduelles. L'algorithme pseudo-Chase appliqué au code arithmétique et code RS utilise des patterns de test avec un poids maximal de $q_{CA} = q_{RS} = 4$ bits. Cette valeur est suffisante pour assurer des performances maximales (chapitre 2, section 2.4.2.2 et 2.5.2.2). En outre, selon l'étude paramétrique de [44], le couple ($q_{CA} = 4$, $B = 10^{-5}$) garantit une efficacité optimale de l'algorithme de pseudo-Chase appliqué au décodeur arithmétique lorsque les conditions de transmission sont bonnes et moyennes.

La stratégie UPA adoptée exploite la CSI à l'émission, pour ajuster la puissance sur chaque antenne. Après l'allocation de puissance, les différentes couches de qualité sont transmises sur un canal MIMO, moyennant une modulation OFDM et une modulation 4-QAM qui représente un bon compromis en vue des variations du canal. Un décodeur à Maximum de Vraisemblance (MV) est appliqué à la réception. Le paramètre S_{max} est égale à 512. Ce dernier, définit le nombre de symboles OFDM maximum que l'on peut utiliser sur un sous-canal, nécessaire pour transmettre l'image. Avec ces paramètres, le débit total D_t est égal à 0.6 bpp. Ce qui conduit à un débit par couche de qualité égal à 0.15 bpp.

3.4.3.2 Résultats de simulation

Les performances du schéma de décodage conjoint proposé sont évaluées en termes de PSNR. Comme décrit dans la Section. 3.4.2, les conditions de transmission (voir la figure 3.4) peuvent être mauvaises (zone 1), moyenne (zones 2 et 4) ou bonnes (zone 3). Par conséquent, les résultats sont présentés par zone de transmission. Les performances moyennes en termes de PSNR sont présentées sur la figure 3.6. Le Tableau. 3.1 présente le gain moyen en termes de PSNR, noté μ , pour l'image "lena". L'écart-type SD est également présenté pour apporter une information sur la notion de stabilité des résultats en réception. Au cours des simulations, les images sont transmises pour chaque position de la trajectoire du récepteur. Cette dernière est décomposée en 2300 points de passage. On dispose alors d'une image reçue pour chaque point de la trajectoire, soit 2300 images reçues. Pour rendre les courbes plus lisibles, les résultats ont été moyennés à l'aide d'une fenêtre glissante comprenant 20 valeurs. Cette valeur est déterminée expérimentalement et permet de lisser les résultats tout en conservant le comportement général des courbes. Notons que $q_{CA} = 0$ et $q_{RS} = 0$ correspondent à un décodage classique à entrées binaires.

3.4.3.2.1 Gain en puissance

Le TEB après décodage RS est fixé à $B = 10^{-5}$, ce qui correspond à un TEB cible avant décodage RS égal à $TEB_{c1} = 2,1 \cdot 10^{-3}$ pour un décodage RS à entrées pondérées ($q_{RS} = 4$) et $TEB_{c2} = 6.3 \cdot 10^{-4}$ pour un décodage RS à entrées fermes ($q_{RS} = 0$) (voir figure 3.2). La courbe correspondant à ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 4$) obtenue avec TEB_{c1} n'est pas représentée car elle manifeste des performances similaires à la courbe correspondant à ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 0$) obtenue avec TEB_{c2} (voir lignes 1 et 2 dans le Tableau. 3.1). Ces performances similaires s'expliquent par le fait que nous utilisons deux TEB différents. En effet, l'utilisation du décodage RS à entrées pondérées permet d'augmenter la valeur du paramètre TEB_c (allant de $TEB_{c2} = 6.3 \cdot 10^{-4}$ à $TEB_{c1} = 2.1 \cdot 10^{-3}$), entraînant une diminution de la valeur des coefficients de précodage (f_i), ce qui se traduit par un gain en puissance. Le Tableau. 3.1 fournit les valeurs moyennes des coefficients de précodage (f_i^2) pour le décodage RS à entrées fermes et souples en fonction des conditions de transmission, ainsi que les pourcentages de gain en puissance correspondants.

TABLEAU 3.1 – Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) et gain en puissance (en %) fournis par les différents schémas de décodage pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4$, RS(37, 32)) et pour un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.

	Mauvaises conditions zone 1			Conditions moyennes zones 2 et 4			Bonnes conditions zone 3		
	μ (dB)	SD (dB)	f_i^2	μ (dB)	SD (dB)	f_i^2	μ (dB)	SD (dB)	f_i^2
$q_{CA}=0, q_{RS}=0$	31	1.9	0.51	33.8	2.4	0.33	34.7	2.7	0.07
$q_{CA}=0, q_{RS}=4$	31.2	2	0.45	33.6	2.3	0.31	34.8	2.6	0.06
$q_{CA}=4, q_{RS}=4$	31.6	1.1		34.6	0.9		35.8	0.6	
Gain en puissance	11.76 %			6.06 %			14.28 %		

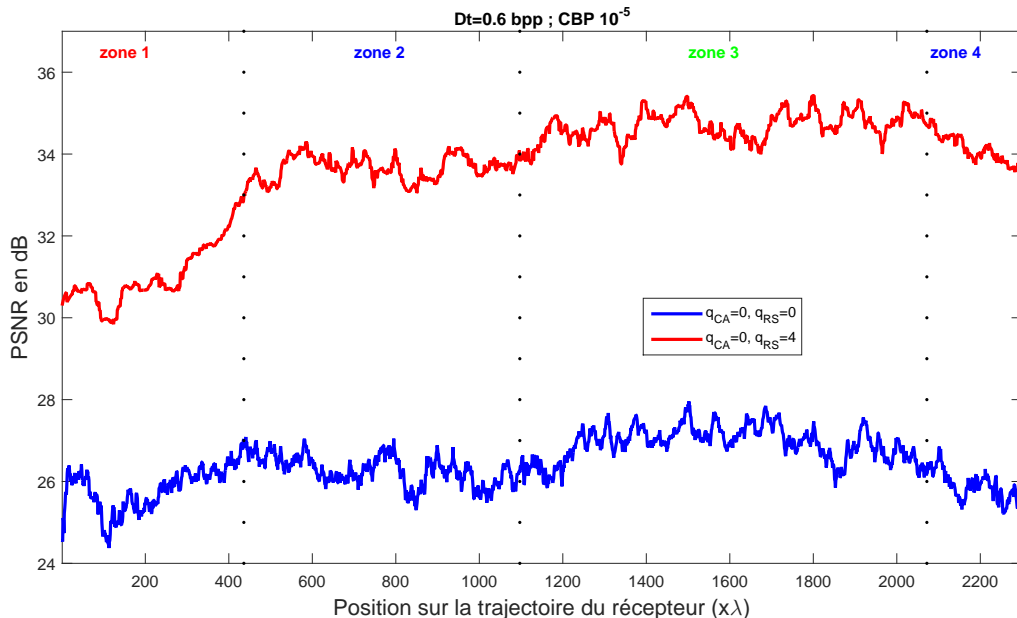


FIGURE 3.5 – Évolution du PSNR moyen fournie par le système de décodage conjoint source-canal pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4$, RS(37, 32), $TEB_{c1} = 2.1 \cdot 10^{-3}$) et pour un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.

Nous pouvons faire une comparaison en fixant le TEB cible à $TEB_{c1} = 2.110^{-3}$ pour les deux méthodes de décodage, ferme ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 0$) et souple ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 4$). Nous obtenons, ainsi, les résultats illustrés sur la figure 3.5. D'après cette figure, nous remarquons que le décodage RS à entrées pondérées ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 4$) apporte un gain remarquable en termes de PSNR par rapport à un décodage RS classique ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 0$). Mais dans ce cas, nous perdons le gain de puissance qui est respectivement de l'ordre de 11.76% dans la zone 1, 6.06% dans les zones 2 et 4, et 14.28% dans la zone 3, puisque nous utilisons le même paramètre TEB_c . Dans notre étude, nous utilisons deux TEB_c différents pour mettre en avant le gain de puissance. Ainsi, la stratégie UPA adoptée permet une grande flexibilité dans le processus d'allocation de puissance.

3.4.3.2.2 Gain en PSNR

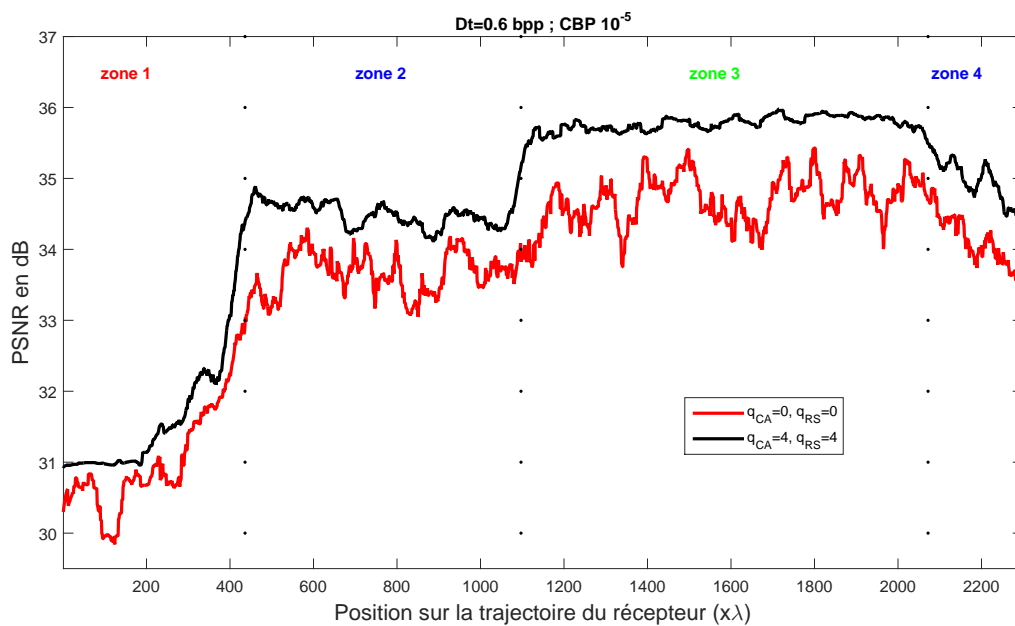


FIGURE 3.6 – Évolution du PSNR moyen fournie par le système de décodage conjoint source-canal pour l'image "lena" avec les paramètres fixes ($M = 4, RS(37, 32)$) et pour un canal MIMO réaliste (4×4) avec précodage CBP.

Sur la figure 3.6, le PSNR moyen est représenté en fonction de la position sur la trajectoire du récepteur. Les résultats obtenus par le décodage conjoint source-canal sont représentés et comparés au décodage classique. Les avantages du décodeur conjoint proposé sont nettement visibles. En effet, un gain en PSNR moyen de presque 1.1 dB est obtenu par rapport au décodage classique, lorsque les conditions du canal sont bonnes, avec $q_{CA} = 4$ et $q_{RS} = 4$. Le décodage à entrées pondérées permet aussi une amélioration de 0.6 dB lorsque les conditions de transmission sont mauvaises et 0.8 dB en conditions moyennes. Ces performances sont obtenues pour des faibles valeurs d'écart type (voir les lignes 1 et 3 du Tableau. 3.1) ce qui se traduit par une bonne stabilité des résultats. Ainsi, on a montré par simulation que la valeur choisie de $B = 10^{-5}$ assure une transmission de données presque sans erreur lorsque les conditions du canal sont moyennes et bonnes, ce qui satisfait notre objectif de garantir une transmission de données sans erreur et un gain en puissance pour tous les états possibles du canal.

3.4.3.2.3 Analyse visuelle



(a) PSNR=31.53 dB, Décodage arithmétique classique $q_{CA}=0$.

(b) PSNR=35.75 dB, Décodage arithmétique pseudo-Chase $q_{CA}=4$.

FIGURE 3.7 – Effet du décodage arithmétique pseudo-Chase sur la qualité visuelle de l'image "lena" transmise dans la zone 3, position 1357. $q_{RS}=4$, $D_t = 0.6$ bpp et $TEB_c = 10^{-5}$.

Pour illustrer l'impact du décodage arithmétique pseudo-Chase sur la qualité visuelle de l'image, nous montrons sur la figure 3.7 des images reconstruites obtenues par un décodage arithmétique classique $q_{CA} = 0$ et à entrées pondérées $q_{CA} = 4$ dans la zone 3 avec $q_{RS} = 4$. Nous notons que dans cette zone, le précodeur CBP permet la transmission de couches de qualité erronées, ce qui se traduit par une mauvaise qualité visuelle (voir figure 3.7a). En appliquant l'algorithme pseudo-Chase, on observe une nette amélioration de la qualité visuelle de l'image, qui se traduit par un gain de l'ordre de 4.3 dB en PSNR (voir figure 3.7b).

Nous remarquons que le choix des paramètres, fait au début de cette section, ne convient pas pour assurer les meilleures performances en termes de PSNR et ce pour les différentes conditions de transmission. En effet, avec ce paramétrage, la performance maximale pouvant être atteinte est égale à 35.97 dB. D'où l'intérêt d'adopter une stratégie d'adaptation de lien qui permet d'ajuster conjointement les ressources liées aux stratégies UPA, UEP, modulation adaptative et codage source adaptatif, en fonction de l'état du canal de transmission, pour maximiser la qualité visuelle des images reçues.

3.4.4 Apport de la stratégie d'adaptation de lien

Dans cette section, nous nous proposons d'évaluer les performances de la chaîne de transmission avec le schéma d'adaptation du lien. Cette stratégie adaptative optimisée, s'appuie sur un schéma de transmission d'image JPWL sur un canal MIMO décomposé en sous-canaux SISO, et sur le précodeur CBP présenté dans la Section 3.3.3.1. L'idée générale de cette stratégie est d'intégrer la possibilité de mettre en oeuvre conjointement de l'UPA, de l'UEP, de la modulation adaptative, du codage de source adaptatif et des techniques de décodages à entrées pondérées, pour maximiser la qualité visuelle des images reçues.

3.4.4.1 Contexte de simulation

Nous considérons la même chaîne de transmission décrite dans la Section. 3.3. Le Tableau. 3.2 résume les différents paramètres de la couche physique et application utilisés dans le cadre de la stratégie d'adaptation de lien.

TABLEAU 3.2 – Définition des paramètres de la stratégie d'adaptation de lien.

Couche physique	
Système MIMO	4×4
Ordre des modulations M-QAM	4, 16, 64
Nombre de symboles OFDM maximum par sous-canal (S_{max})	512
Budget de puissance normalisé	1
Couche application	
Nombre de couche de qualité	de 1 à 4
Débit de la source	variable
Paramètre N des code RS(N,32)	37, 40, 43, 45
TEB cible après décodage canal B	10^{-5}

3.4.4.2 Gestion des ressources

Le débit de la source est calculé d'une manière adaptative pour chaque couche de qualité transmise et pour chaque position du récepteur en fonction de l'état du canal. En effet, pour chaque sous-canal, la couche de qualité i est transmise avec un débit binaire de codage source $R_{s,i}$ avec $i = 1 \dots L$, qui dépend de l'ordre de modulation M_i et la longueur du mot de code N_i du code RS. Ce débit variable, garantit une qualité d'image acceptable même pour un canal variable.

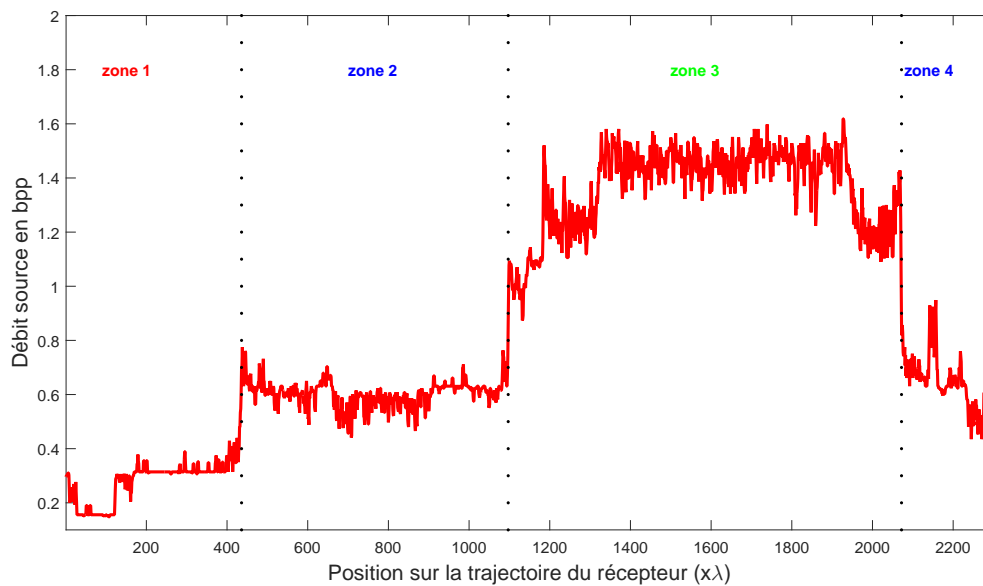


FIGURE 3.8 – Variation du débit source fournie par l'optimisation conjointe de la stratégie adaptative optimisée.

La figure 3.8 illustre comment le débit de la source varie en fonction de la position sur la trajectoire du récepteur. D'après cette figure, on note que le débit s'adapte parfaitement aux variations du canal. Ce dernier, varie d'environ 0.2 bpp dans de mauvaises conditions (zone 1) à plus de 1.4 bpp lorsque les conditions deviennent bonnes (zone 3).

3.4.4.3 Résultats de simulations

L'objectif de notre schéma de transmission est de mettre en évidence l'amélioration des performances apportée par la stratégie de décodage conjoint source-canal, basée sur les différentes techniques de décodage à entrées pondérées (présentées dans le chapitre 2), avec un schéma d'adaptation de lien [1] (brièvement discutée dans la Section. 3.3.4) dans le cas d'une transmission d'image JPWL à travers un systèmes MIMO réaliste. Rappelons que notre stratégie considère conjointement les différents paramètres du système (valeur du RSB de chaque sous-canal, modulation, rendement du code RS) pour calculer finement les valeurs des coefficients de précodage sous la contrainte du TEB cible.

3.4.4.3.1 Gain en PSNR

Les performances du décodage conjoint source-canal avec la stratégie d'adaptation de lien sont étudiées et comparées à celles obtenues avec la stratégie présentée dans [1] basée sur un décodage classique ($q_{CA} = 0$ et $q_{RS} = 0$). Les Tableaux. 3.3 et 3.4 fournissent les performances moyennes en termes de PSNR en fonction des conditions de transmission, ainsi que les écarts-type respectifs pour les images "lena" et "barbara". Tandis que, les figures 3.9 et 3.10 présentent l'évolution du PSNR en fonction de la trajectoire pour les images "lena" et "barbara".

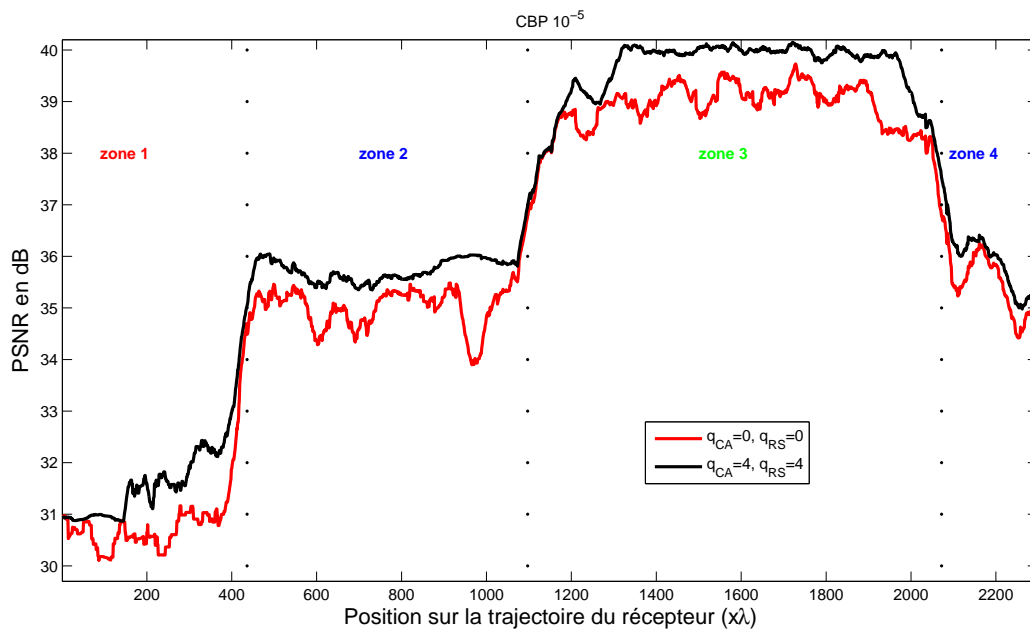


FIGURE 3.9 – Évolution du PSNR moyen fournie par la stratégie adaptative optimisée avec décodage pondérée et la stratégie de [1] avec décodage classique, pour l'image "lena" transmise à travers un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.

TABLEAU 3.3 – Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) fournies par le schéma de décodage conjoint source-canal optimisé avec stratégie d'adaptation de lien pour l'image "lena".

	Mauvaises conditions		Conditions moyennes		Bonnes conditions	
	zone 1		zones 2 et 4		zone 3	
	μ (dB)	SD(dB)	μ (dB)	SD(dB)	μ (dB)	SD(dB)
$q_{CA}=0, q_{RS}=0$	30.8	2	35.1	1.9	38.8	1.7
$q_{CA}=4, q_{RS}=4$	31.7	1.4	35.8	0.9	39.7	1

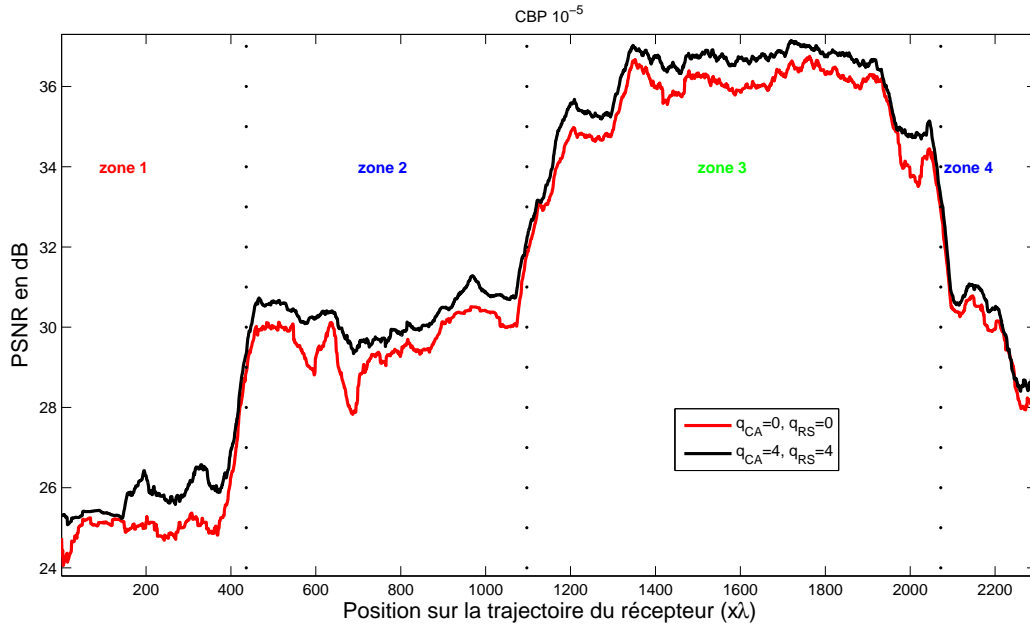


FIGURE 3.10 – Évolution du PSNR moyen fournie par la stratégie adaptative optimisée avec décodage pondérée et la stratégie de [1] avec décodage classique, pour l'image "barbara" transmise à travers un canal MIMO réaliste (4x4) avec précodage CBP.

Les figures 3.9 et 3.10 montrent que, l'application du décodage conjoint source-canal avec la stratégie d'adaptation de lien, permet d'améliorer les performances par rapport à un décodage classique. En effet, pour l'image "lena" (figure 3.9) et lorsque les conditions de transmission sont mauvaises et bonnes, notre stratégie de décodage adaptative optimisée, avec décodage pondérée, présente un gain en performance de l'ordre de 0.9 dB par rapport à un décodage classique. L'amélioration des performances est d'environ 0.7 dB dans de bonnes conditions de transmission. Pour les mêmes raisons mentionnées dans la section précédente, la courbe correspondant à ($q_{CA} = 0, q_{RS} = 4$) obtenue avec le paramètre TEB_{c1} n'est pas représentée.

TABLEAU 3.4 – Performances moyennes en termes de PSNR (en dB) fournies par le schéma de décodage conjoint source-canal optimisé avec stratégie d'adaptation de lien pour l'image "barbara".

	Mauvaises conditions		Conditions moyennes		Bonnes conditions	
	zone 1		zones 2 et 4		zone 3	
	μ (dB)	SD(dB)	μ (dB)	SD(dB)	μ (dB)	SD(dB)
$q_{CA}=0, q_{RS}=0$	25.2	1.7	29.7	1.8	35.5	1.8
$q_{CA}=4, q_{RS}=4$	25.9	1.4	30.3	1.3	36.1	1.5

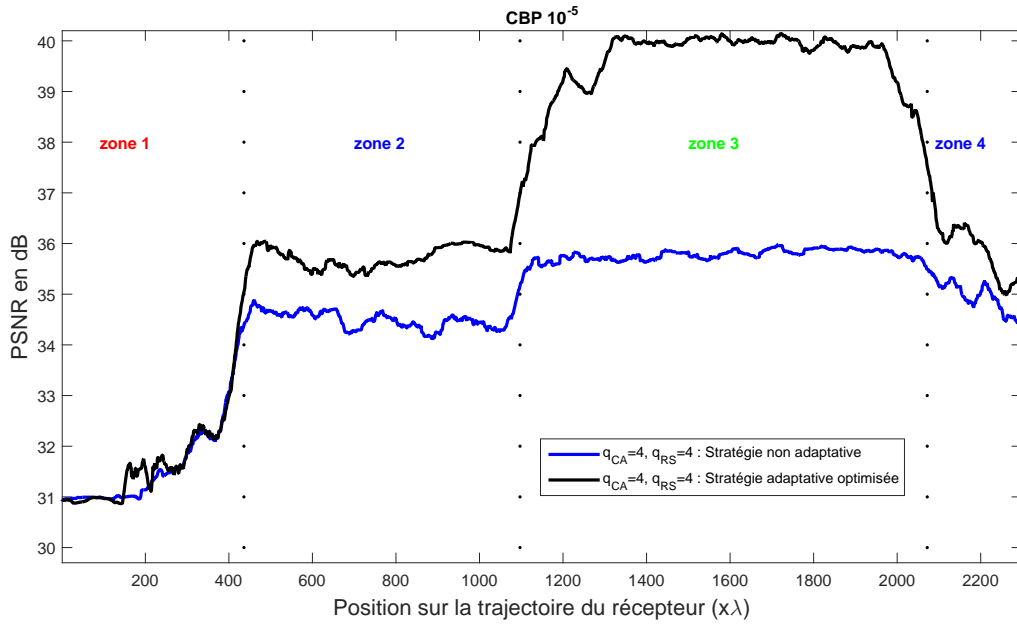


FIGURE 3.11 – Apport de la stratégie adaptative optimisée par rapport à une stratégie non adaptative pour l'image "lena".

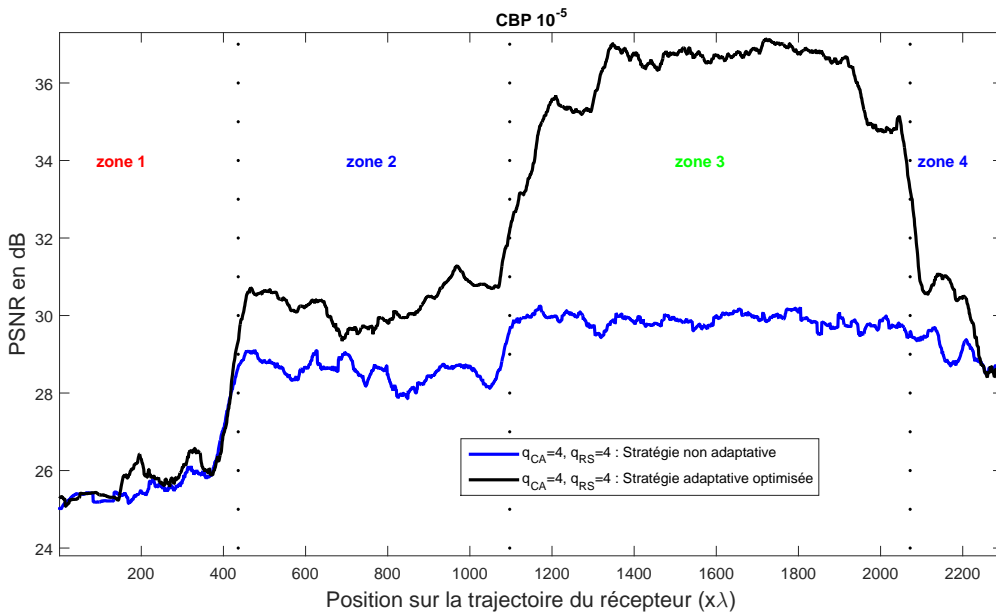


FIGURE 3.12 – Apport de la stratégie adaptative optimisée par rapport à une stratégie non adaptative pour l'image "barbara".

Nous allons maintenant comparer les performances de notre stratégie adaptative optimisée par rapport à la stratégie non adaptative. Les figures 3.11 et 3.12 illustrent les gains obtenus avec ces deux stratégies pour les images "lena" et "barbara". Ainsi, on constate un gain significatif en termes de PSNR moyen en faveur de notre stratégie adaptative optimisée en comparaison avec la stratégie non adaptative. Pour l'image "Barbara", on constate

un gain en termes de PSNR moyen de 1.6 dB lorsque les conditions sont moyennes, et environ 6.2 dB dans des bonnes conditions .

On peut déduire, alors, que notre stratégie adaptative optimisée basée sur une stratégie d'adaptation de lien avec un schéma de décodage à entrées pondérées permet des gains significatifs en termes de PSNR, et ce, quelles que soient les conditions du canal. Néanmoins, on constate que l'amélioration en termes de PSNR moyen est particulièrement importante lorsque les conditions du canal deviennent bonnes (zone 3). Ceci est expliqué par l'ajustement dynamique des paramètres du système qui permettent une meilleure utilisation de l'efficacité spectrale. En effet, dans cette zone, la stratégie peut entièrement tirer profit des conditions favorables du canal pour employer une modulation avec une efficacité spectrale élevée (64-QAM). Lorsque les conditions sont mauvaises (zone 1), la stratégie utilise seulement un ou deux sous-canaux avec la plus robuste des modulations (4-QAM).

3.4.4.3.2 Analyse visuelle

Les figures 3.13 et 3.14 présentent des exemples d'images reçues avec et sans la stratégie d'adaptation de lien. Les figures 3.13a, 3.13b et 3.14a, 3.14b montrent une partie agrandie des images "lena" et "barbara" reçues. Il est clair que la qualité visuelle des images décodées est améliorée lorsque la stratégie d'adaptation optimisée est appliquée, ce qui entraîne une augmentation de la valeur du PSNR. Dans des conditions de transmission bonnes, les exemples présentés montrent des gains en PSNR de 6 dB pour "lena" et d'environ 6.2 dB pour "barbara".

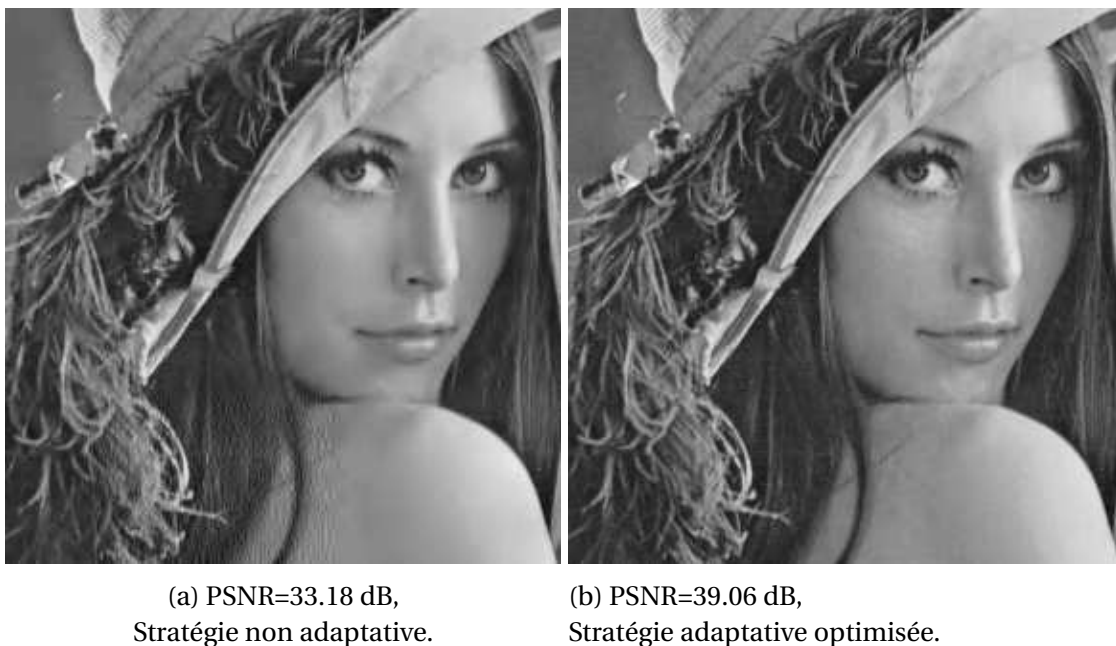


FIGURE 3.13 – Performances de la stratégie adaptative optimisée en termes de qualité visuelle de l'image "lena" agrandie transmise dans la zone 3. $q_{CA}=4$, $q_{RS}=4$ et $TEB_c = 10^{-5}$.



(a) PSNR=30.49 dB,
Stratégie non adaptative.

(b) PSNR=36.66 dB,
Stratégie adaptative optimisée.

FIGURE 3.14 – Performances de la stratégie adaptative optimisée en termes de qualité visuelle de l'image "barbara" agrandie transmise dans la zone 3. $q_{CA}=4$, $q_{RS}=4$ et $TEB_c = 10^{-5}$.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un schéma de transmission d'images JPWL à travers un canal sans fil réaliste intégrant des stratégies UPA, UEP, modulation adaptative, codage de source adaptatif et des techniques de décodage conjoint source-canal. La stratégie de transmission mise en place, avec le précodeur CBP, permet d'exploiter conjointement les caractéristiques d'un système MIMO-OFDM précodé et la hiérarchisation du flux offerte par le codeur JPWL. La stratégie d'adaptation de lien adoptée détermine les différents paramètres du système (coefficients de précodage, ordre de modulation, le nombre de sous-canaux utilisés et le rendement du code correcteurs d'erreurs) pour minimiser la distorsion de l'image reçue. Le schéma proposé a été testé dans un contexte de transmissions d'images JPWL à travers un canal MIMO-OFDM réaliste et a montré sa capacité à garantir une bonne qualité en réception, au regard des différentes conditions imposées par le canal de transmission.

Le but de notre stratégie est de fournir une approche globale de décodage conjoint source-canal avec une stratégie d'adaptation de lien pour garantir une meilleure qualité d'image en réception. Après avoir décrit les différents blocs de la chaîne de transmission et les différents algorithmes utilisés, nous avons montré que les techniques de décodage à entrées pondérées permettent d'avoir des gains intéressants en termes de PSNR et de consommation énergétique comparés à un système de décodage classique pour une transmission d'images via un canal MIMO. Enfin, nous avons montré que la combinaison des techniques de décodage à entrées pondérées avec la stratégie d'adaptation du lien permet d'avoir des gains remarquables par rapport à une stratégie non adaptative. Nous avons observé un gain important en PSNR moyen pouvant atteindre 6.2 dB lorsque les conditions de transmission sont bonnes. En conclusion, les techniques de décodage conjoint source/canal combinées à une stratégie d'adaptation de lien permettent d'avoir des gains remarquables comparé à un système de décodage classique.

Dans le chapitre suivant, nous allons proposer un système robuste de transmission

de flux progressif basé sur un mécanisme de codage/ décodage concaténé offrant une stratégie de protection inégale de données. Les performances du système seront étudiées en termes de TEB et de PSNR moyen, dans un contexte de transmission d'images codées JPWL.

Chapitre 4

Codes convolutifs concaténés pour la protection inégale de données d'un contenu scalable

« Be a student as long as you still have something to learn, and this will mean all your life. »

Henry L. Doherty

Sommaire

4.1 Introduction	87
4.2 Travaux connexes et contributions	87
4.3 Les codes concaténés	88
4.3.1 Construction des codes concaténés	89
4.3.2 Décodage itératif des codes concaténés en série	90
4.4 Turbo codes multiples	91
4.4.1 Configurations de décodage des turbo codes multiples	92
4.4.2 Décodage itératif des turbo codes multiples	92
4.4.3 Évaluation des performances du schéma de décodage itératif des turbo codes multiples	94
4.5 Nouvelle stratégie de codage/décodage concaténé pour la transmission de flux progressifs	95
4.6 Évaluation des performances de la nouvelle stratégie de codage/ décodage concaténé	97
4.6.1 Performances en termes de TEB	97
4.6.1.1 Contexte des simulations	97
4.6.1.2 Résultats de simulation	97
4.6.2 Performances en termes de PSNR	98
4.6.2.1 Contexte des simulations	98
4.6.2.2 Résultats de simulation	99
4.7 Proposition d'un schéma robuste de transmission de flux progressifs	100
4.7.1 Performances en termes de TEB	100
4.7.2 Application à la transmission d'images codées JPEG2000	101

4.7.2.1	Contexte des simulations	101
4.7.2.2	Résultats de simulation	102
4.7.2.3	Comparaison avec un schéma de turbo codes multiples . .	105
4.8	Conclusion	107

4.1 Introduction

Comme nous l'avons montré dans les deux chapitres précédents, les applications de transmission d'images actuelles exigent des transmissions toujours plus fiables et à très haut débit. Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une approche globale de décodage conjoint source-canal avec une stratégie d'adaptation de lien pour améliorer les performances d'un système de transmission d'images JPWL. Nous avons montré que l'intégration des techniques de décodage souples permet d'assurer un gain en puissance tout en préservant une bonne QoS. La stratégie d'adaptation de lien, a permis d'intégrer des schémas UEP, UPA, modulation adaptative et codage de source adaptatif. La stratégie UEP a été mise en œuvre en considérant un code RS différent pour chaque couche de qualité.

Dans ce chapitre, la stratégie UEP sera mise en place par le biais d'un schéma de codage concaténé. Nous allons, alors, étudier le principe de codage et de décodage itératif des codes concaténés. L'idée de base est la conception d'un système robuste de transmission de flux progressifs basé sur le principe de turbo décodage itératif de codes concaténés. Dans un premier temps, nous présenterons les différents travaux qui ont inspiré notre étude. La contribution de ce chapitre sera aussi présentée. Dans un deuxième temps, nous allons aborder les codes concaténés en présentant les méthodes de leur construction, les configurations de décodage de plusieurs codes concaténés et le principe de décodage itératif. Ensuite, nous présenterons notre schéma de transmission robuste pour la transmission de flux progressifs. Ce dernier est basé sur un mécanisme de codage concaténé offrant une stratégie flexible de protection inégale de données. A la fin de ce chapitre, nous étudierons les performances de notre système de transmission. L'efficacité du schéma de codage/décodage itératif proposé sera également étudiée dans le contexte de transmission d'images codées JPEG2000.

4.2 Travaux connexes et contributions

Les stratégies UEP ont prouvé depuis longtemps leur intérêt pour la transmission d'images progressives. Ces derniers, peuvent être obtenues en utilisant les code RCPC [84] ou les codes RS (Chapitre 3) en appliquant un niveau de protection différent à chaque partie constituant le flux binaire compressé. Ou encore, en exploitant les outils de protection d'erreurs défini par la norme JPEG2000 [85]. Une autre manière de réaliser une stratégie UEP est l'utilisation d'un schéma de codage concaténé. Ce dernier, est formé par la combinaison de deux ou plusieurs encodeurs élémentaires simples et des entrelaceurs (figures 4.1 et 4.2). Initialement motivés uniquement par des intérêts de recherche théoriques, les *Codes Concaténés (CC)* ont évolué depuis lors comme une norme pour les applications où des gains de codage très importants sont nécessaires, tels que les applications de communications dans l'espace (*deep-space applications*). Dans le premier schéma de codage concaténé proposé par Forney [86], l'enchaînement simple de deux décodeurs élémentaires n'est pas optimal, en effet le décodeur interne ne tire pas profit de la redondance introduite par le décodeur externe. Cette observation a conduit à l'invention d'un nouveau schéma de codage/décodage, les "turbo-codes" [87]. L'introduction des "turbo-codes", avec leur pouvoir de correction avoisinant, à moins de 0.5 dB, la limite de Shannon, a de nouveau montré le grand potentiel des schémas de codage formés par deux ou plusieurs codes fonctionnant de manière simultanés. Les turbo-codes sont construits à partir de la concaténation parallèle de deux codes convolutifs récursifs

systematiques [87] ou à partir de la concaténation série de deux codes en blocs linéaires selon le principe des codes produits [3].

L'idée de la concaténation en parallèle de deux codes a été étendue à plusieurs codes dans [88]. Ce nouveau schéma appelé "*Turbo codes multiples (TCM)*" est construit à partir de la concaténation en parallèle de $h > 2$ codes élémentaires, qui est une extension directe des turbo-codes classiques introduit par Berrou et al [87]. Les auteurs de [88] ont montré que les TCM assurent des gains de codage très élevés à faibles RSB. En particulier, des faibles taux d'erreurs peuvent être obtenus à des rendements bien supérieurs au rendement de coupure du canal (*cutoff rate*). Dans [89], un schéma de codage concaténé basé sur la concaténation en série de trois codes élémentaires avec deux entrelaceurs a été proposé. Ce schéma est formé par la cascade d'un codeur externe et un entrelaceur permutant les bits du mot de code externe, un codeur du milieu et un autre entrelaceur permutant les bits du mot de code intermédiaire et un codeur interne dont les bits du mot de code d'entrée sont les bits du mot de code intermédiaire permutés (figure 4.5). Les auteurs de [89] ont montré que ce nouveau système offre des performances comparables, et dans certains cas supérieures aux turbo-codes à rendement équivalent. Le codage concaténé peut également être utilisé pour assurer une protection inégale de données progressives. Dans ce contexte, les auteurs de [90] ont proposé un schéma de codage concaténé pour la transmission d'un flux progressif. Le schéma proposé fournit des gains de décodage, par rapport à un schéma de codage classique, en fournissant des fonctionnalités de transmission flexibles. Ces gains sont obtenus en optimisant le nombre de mot d'information à coder, le rendement des CCE et la longueur des codes blocs sous contrainte de débit global donné.

La principale contribution de ce chapitre est la conception d'un système robuste de transmission de flux progressifs, obtenus par le codeur JPEG2000, grâce à l'utilisation d'un mécanisme de codage concaténé que nous présentons dans la section 4.5. En effet, en ajustant correctement les rendements des codes correcteurs d'erreurs, une stratégie flexible de protection inégale de données est obtenue par l'utilisation d'un schéma de codage concaténé. Nous considérons des codes concaténés en séries formés de trois codes élémentaires séparés par deux entrelaceurs. En effet, les auteurs de [89] ont montré qu'un tel schéma fournit des gains de codage intéressants.

Dans ce qui suit, nous commençons par présenter les codes concaténés, puis nous décrivons le principe de décodage itératif des CC. Ensuite, nous présentons les turbo codes multiples ainsi que leurs différentes configurations de décodage et leur principe de décodage itératif.

4.3 Les codes concaténés

Les codes concaténés forment une classe de codes puissants [86]. De plus, leur structure permet d'assurer un décodage en plusieurs étapes ou itérations simples, d'où le nom de décodage itératif. Ce dernier consiste à décoder alternativement les codes élémentaires grâce au passage d'informations, dite extrinsèques, entre les décodeurs élémentaires. Pour mieux exploiter l'information produite par chaque décodeur élémentaire, les auteurs de [87] ont montré que faire passer des décisions souples plutôt que des décisions fermes peut conduire à d'excellentes performances proches de la limite de Shannon.

4.3.1 Construction des codes concaténés

Le premier schéma de codes concaténés a été proposé par Forney [86] en tant qu'une classe de codes puissants avec un pouvoir de correction élevé. A l'origine, ce schéma, présenté sur la figure 4.2, est composé d'un premier codeur, appelé codeur externe (dit aussi *outer code*), et d'un second codeur, appelé codeur interne (dit aussi *inner code*). Ces deux codeurs, concaténés en série, sont séparés par une fonction de permutation ou d'entrelacement (π) pour augmenter la robustesse du schéma de codage.

Soient k , n , l et R_c , respectivement, le nombre de bits informatifs, la taille du mot de code final, la taille de l'entrelaceur et le rendement de codage global du CC. D'une manière générale et selon le schéma de concaténation, on distingue deux types de concaténations. Dans un code concaténé en parallèle (dit aussi *Parallel Concatenated Codes (PCC)*) [91], présenté sur la figure 4.1, les k bits d'information sont permutés par un entrelaceur, puis les bits entrelacés et non entrelacés sont fournis respectivement au premier et au second encodeur. Le mot de code final est formé en multiplexant les bits d'information avec les bits redondants provenant des encodeurs. Ainsi, si on appelle respectivement R_1 et R_2 les rendements des deux codes élémentaires d'un PCC, le rendement total d'un schéma de concaténation en parallèle est égal à [92] :

$$R_c = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - 1} \quad (4.1)$$

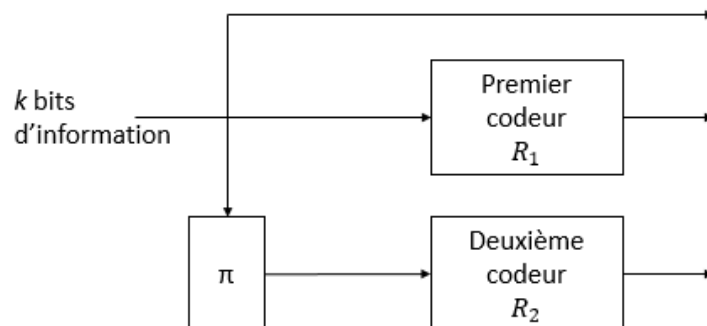


FIGURE 4.1 – Schéma de codage des codes concaténés en parallèle.

Le second type est constitué des codes concaténés en série (dit aussi *Serially Concatenated Codes (SCC)*) [93] décrits par la figure 4.2. Un codeur externe ajoute de la redondance aux k bits informatifs et le mot de code résultant est permuté par un entrelaceur aléatoire. Le codeur interne, utilise la sortie de l'entrelaceur comme bits d'information et ajoute sa propre redondance. Le mot de code final est formé par la sortie du codeur interne. Soient R_i et R_e les rendements des codes interne et externe, respectivement. Le rendement total d'un schéma de concaténation en série est égal à [92] :

$$R_c = R_i \times R_e \quad (4.2)$$

Dans notre travail, comme dit précédemment, nous adoptons des CC en série faisant intervenir des codes convolutifs systématiques et non-systématiques, séparés par un entrelaceur aléatoire. Rappelons qu'un code convolutif est dit systématique (SC), lorsque une partie de ses sorties est exactement égale à ses entrées, le cas contraire représente un

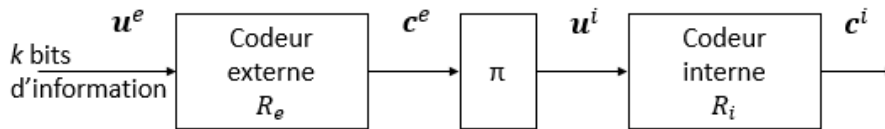


FIGURE 4.2 – Schéma de codage des codes concaténés en série.

code non systématique (NSC). Nous supposons aussi que les treillis des codes élémentaires sont fermés, ce qui signifie que le codeur est ramené à l'état zéro.

4.3.2 Décodage itératif des codes concaténés en série

Nous allons, dans cette section, présenter le principe de décodage itératif des codes concaténés en série de [93]. Le schéma de décodage est présenté sur la figure 4.3. Dans cette section, nous nous restreignons à $h = 2$ codes élémentaires. Le cas $h > 2$ sera traité dans la section 4.4.2. Le schéma de codage est illustré sur la figure 4.2, où \mathbf{u} représente la séquence des symboles d'information à l'entrée du codeur et \mathbf{c} la séquence des symboles de mot de code à la sortie du codeur. L'indice e réfère au codeur externe, et i au codeur interne. On note $\lambda(\mathbf{x}; A)$, $\lambda(\mathbf{x}; I)$ et $\lambda(\mathbf{x}; E)$, respectivement, l'information *a priori*, l'information intrinsèque et l'information extrinsèque du vecteur \mathbf{x} .

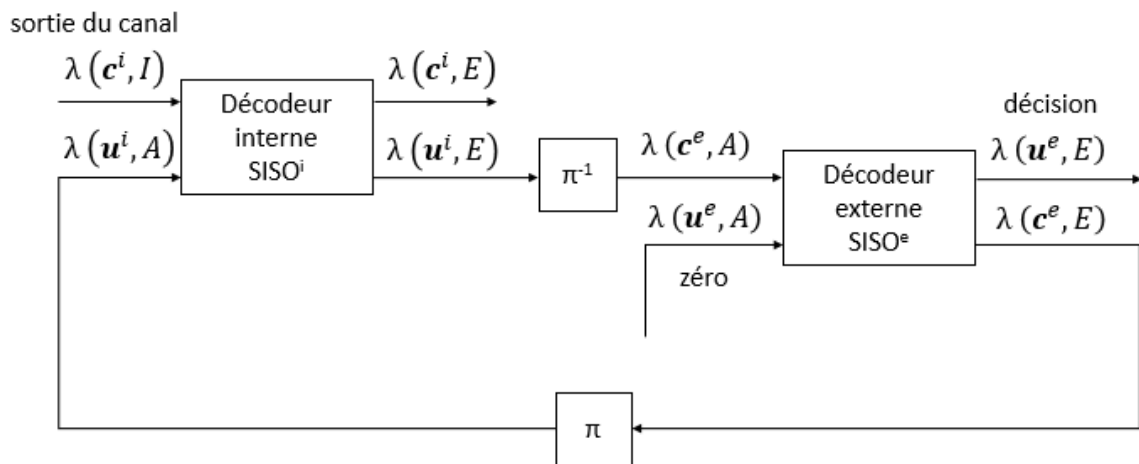


FIGURE 4.3 – Schéma de décodage itératif des codes concaténés en série.

Le schéma itératif permet à chaque décodeur à entrées/sorties pondérées, noté SISO (*Soft Input/ Soft Output*), de tirer profit de l'ensemble des informations disponibles. Le bloc SISO considéré [93] est un dispositif à quatre ports, qui accepte comme entrée l'information intrinsèque sur les symboles de mot de code $\lambda(\mathbf{c}^{i,e}; I)$ et l'information *a priori* sur les symboles de mot d'information $\lambda(\mathbf{u}^{i,e}; A)$. Le bloc SISO génère à sa sortie deux informations extrinsèques, une information extrinsèque sur les symboles de mot de code $\lambda(\mathbf{c}^{i,e}; E)$ et une information extrinsèque sur les symboles de mot d'information $\lambda(\mathbf{u}^{i,e}; E)$. Les grandeurs considérées à l'entrée $\lambda(\cdot; I, A)$ et à la sortie $\lambda(\cdot; E)$ de chaque bloc SISO sont des LRV.

Le décodage est réalisé itérativement en utilisant séquentiellement les décodeurs à entrées/sorties pondérées élémentaires SISOⁱ et SISO^e des codes interne et externe. Durant la première itération, le décodeur interne SISOⁱ est alimenté par l'information souple en provenance du canal de transmission $\lambda(\mathbf{c}^i; I)$ et l'information *a priori* $\lambda(\mathbf{u}^i; A)$ qui est initialisée à zéro pour la première itération. Les LRV intrinsèques $\lambda(\mathbf{c}^i; I)$ sont traités par le bloc SISOⁱ interne, qui génère les LRV extrinsèques $\lambda(\mathbf{u}^i; E)$ sur les symboles du mot d'information. Ces LRV extrinsèques passent à travers le désentrelaceur (π^{-1}), les sorties de ce dernier correspondent aux LRV *a priori* sur les symboles du mot de code du décodeur externe $\lambda(\mathbf{c}^e; A)$. Ces LRV sont traités par le bloc externe SISO^e, qui génère les LRV extrinsèques $\lambda(\mathbf{c}^e; E)$ sur les symboles du mot de code. Après entrelacement (π), ces derniers sont utilisés à l'entrée du décodeur interne SISOⁱ comme information *a priori* $\lambda(\mathbf{u}^i; A)$ sur les symboles du mot d'information du décodeur interne. La deuxième sortie du décodeur externe $\lambda(\mathbf{u}^e; E)$ correspond aux LRV extrinsèques sur le mot d'information. Ces derniers seront utilisés, dans l'itération finale, pour restituer les bits d'information. Notons que la deuxième entrée du décodeur externe $\lambda(\mathbf{u}^e; A)$ est toujours égale à zéro, ce qui implique l'hypothèse de transmission de symboles d'information source équiprobables.

Contrairement à l'algorithme de décodage itératif des codes concaténés en parallèle, dans lequel seuls les LRV des symboles du mot d'information sont mis à jour, nous devons dans le cas d'une concaténation en série, actualiser les LRV des symboles du mot d'information et les symboles du mot de code (qui correspondent aux symboles du mot d'information et de redondance). En effet, pour un PCC les codes élémentaires n'ont que les symboles d'information en commun, c'est pourquoi les décodeurs ne peuvent utiliser d'information *a priori* que pour ces symboles. Dans le cas d'un SCC, le codeur interne encode à la fois les symboles d'information et les symboles de redondance générés par le codeur externe. C'est pourquoi de l'information *a priori* est disponible à la fois pour les symboles d'information et les symboles de redondance à l'entrée du décodeur externe $\lambda(\mathbf{c}^e; A)$, tandis que de l'information *a priori* n'est disponible que pour les symboles d'information $\lambda(\mathbf{u}^i; A)$ à l'entrée du décodeur interne.

4.4 Turbo codes multiples

Dans cette section, nous allons présenter les turbo codes multiples. Ces derniers sont formés par la concaténation de $h > 2$ codes élémentaires. En général, l'avantage d'utiliser trois codes élémentaires, ou plus, est que les deux entrelaceurs correspondants ou plus ont plus de chance de diminuer la taille des paquets d'erreurs qui n'ont pas été traités par les autres entrelaceurs. L'inconvénient est que, pour un rendement global souhaité, chaque code doit être plus poinçonné, ce qui entraîne des codes élémentaires de rendement plus élevés et donc de faible pouvoir de correction. Les codeurs utilisés dans un schéma de turbo code multiple sont semblables à ceux utilisés pour un schéma de turbo code simple. Par exemple, un turbo codes multiples avec trois codes élémentaires nécessite l'utilisation de deux entrelaceurs. Ainsi, le mot de code final contient la séquence de bits systématique et trois séquences de bits de redondance correspondantes à chaque bloc d'information. Toutefois, contrairement aux turbo-codes où l'échange d'informations entre les deux décodeurs peut être fait d'une seule manière, dans le cas des TCM, les informations peuvent être échangées de différentes manières entre les décodeurs. Le choix des configurations appropriées devient alors un problème de conception et certaines configurations fonctionnent mieux que d'autres. Les différentes configurations seront présentées dans la section 4.4.1 et dans la section 4.4.2 le principe de décodage ité-

ratif des TCM adopté sera discuté.

4.4.1 Configurations de décodage des turbo codes multiples

Les très bonnes performances des turbo-codes sont principalement le résultat de l'échange d'informations extrinsèques entre les deux décodeurs. Dans le cas de turbo-codes, il n'y a qu'une seule configuration possible pour échanger les informations extrinsèques, mais dans le cas de turbo codes multiples différentes configurations sont possibles. Ces dernières ont été étudiées dans [94]. Sur la figure 4.4, nous montrons trois exemples de configuration de décodage pour illustrer les différentes stratégies d'échange d'informations possibles entre les décodeurs. Les lecteurs peuvent consulter la référence [94] pour avoir toutes les structures considérées. Les décodeurs élémentaires sont désignés par des ellipses qui prennent en entrées des informations *a priori* souples et génèrent des sorties extrinsèques souples.

Les configurations de décodage diffèrent : premièrement, par le nombre de décodeurs échangeant de l'information avec d'autres décodeurs et deuxièmement, le meilleur moment de mise à jour de l'information extrinsèque, c'est-à-dire, lorsque le décodeur finit son décodage ou après chaque itération. Par exemple, dans la configuration série (S) (figure 4.4a), chaque décodeur reçoit les informations extrinsèques de la part d'un seul décodeur après l'achèvement de l'opération de décodage. Dans la configuration parallèle (P) (figure 4.4c), chaque décodeur reçoit les informations extrinsèques de la part de tous les autres décodeurs et les informations extrinsèques sont mises à jour après la fin de chaque itération. Dans la configuration série étendue (ES) (figure 4.4b), chaque décodeur reçoit les informations extrinsèques de tous les autres décodeurs et les informations sont mises à jour après la fin de décodage de chaque décodeur. Les auteurs de [94] ont montré théoriquement et expérimentalement que la configuration (ES) fournit les meilleures performances, tandis que la configuration (S) présente les plus mauvaises performances. Ainsi, dans notre travail, nous adoptons la configuration (ES) pour l'échange d'informations entre les différents décodeurs.

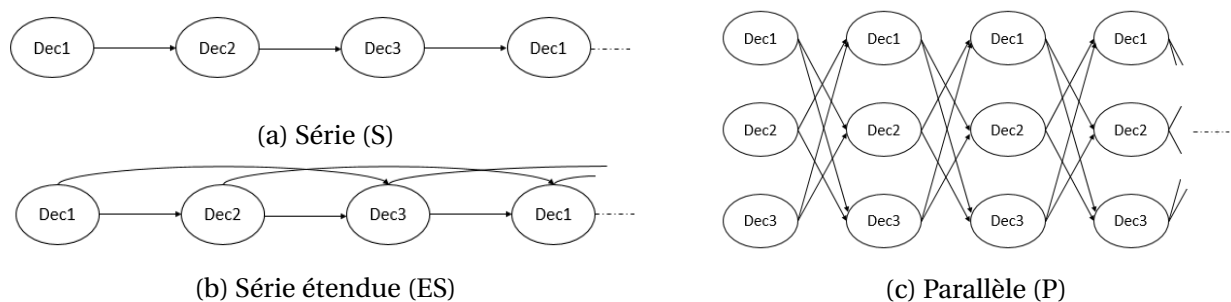


FIGURE 4.4 – Configurations de décodage itératif pour les TCM.

4.4.2 Décodage itératif des turbo codes multiples

Dans cette section, nous allons présenter le principe de décodage itératif d'un turbo codes multiples formé par la concaténation en série de $h = 3$ codes élémentaires et deux entrelaceurs [89]. Le schéma de décodage, basé sur la configuration (ES) pour l'échange d'information entre les différents décodeurs (section 4.4.1), est présenté sur la figure 4.5,

où nous montrons également le schéma de codage pour clarifier les notations. Nous conservons les mêmes notations présentées dans la section 4.3.2.

Le schéma de codage est illustré sur la figure 4.5. Ce dernier est formé par la concaténation en série de trois codes convolutifs, un codeur externe C^e avec un rendement $R_c^e = k/N_1$, un codeur du milieu C^m avec un rendement $R_c^m = N_1/N_2$ et un codeur interne C^i avec un rendement $R_c^i = N_2/n$ reliés par deux entrelaceurs π_1 et π_2 de tailles respectives N_1 et N_2 . Le rendement total du système concaténé est égale à $R_c = k/n$ (Eq. 4.2).

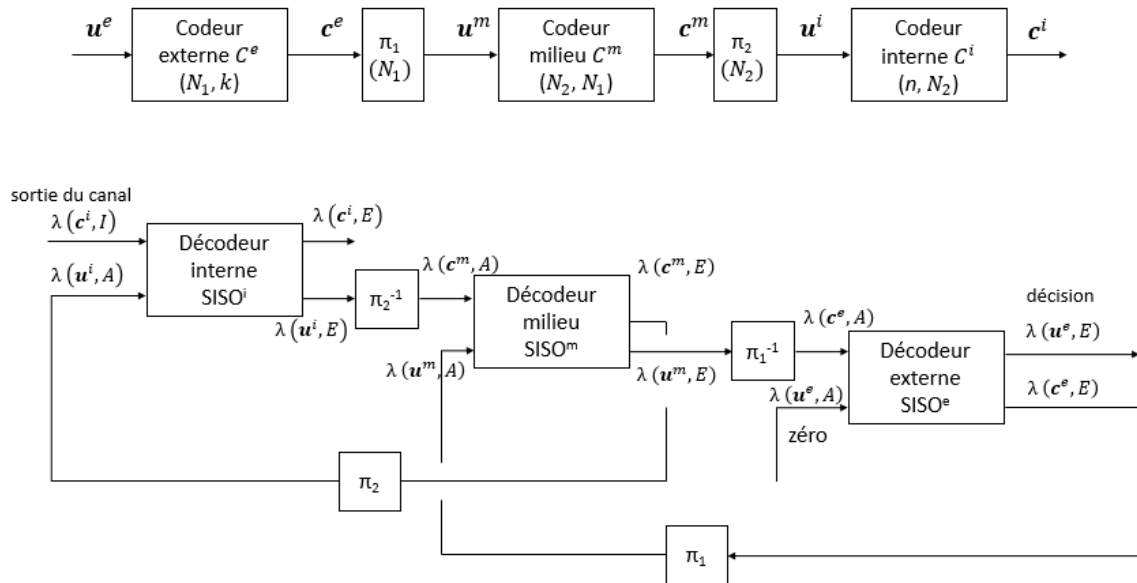


FIGURE 4.5 – Schéma de codage et de décodage itératif d'un TCM formé par trois codes convolutifs concaténés en série.

Le schéma de décodage est basé sur la configuration (ES) pour l'échange d'information entre les trois décodeurs. Au cours de la première itération le décodeur interne est alimenté par la sortie pondérée du démodulateur, constituée par les LRV intrinsèques sur les symboles reçus du canal. Ces LRV sont traités par le premier décodeur qui calcule les LRV extrinsèques sur les symboles du mot d'information. Cette information est désentrelacée (π_2^{-1}) puis envoyée à l'entrée du décodeur du milieu comme information *a priori* sur les symboles du mot de code. Le décodeur intermédiaire calcule, à son tour, les LRV extrinsèques sur les symboles du mot d'information qui seront désentrelacés (π_1^{-1}) puis envoyés au décodeur externe comme informations *a priori* sur les symboles du mot de code, et les LRV extrinsèques sur les symboles du mot de code qui seront entrelacés (π_2) et retournés, lors de la deuxième itération, comme information *a priori* sur les symboles du mot d'information à l'entrée du décodeur interne. A la sortie du décodeur externe, les LRV extrinsèques sur les symboles du mot d'information seront utilisés, lors de l'itération finale, pour restituer les bits d'information. Tandis que les LRV extrinsèques sur les symboles du mot de code seront entrelacés (π_1) puis retournés comme information *a priori* sur les symboles du mot d'information à l'entrée du décodeur du milieu. Notons que, lors de la première itération, toutes les informations *a priori* sont initialisées à zéro. Rappelons aussi que la deuxième entrée du décodeur externe est toujours égale à zéro, suite à l'hypothèse de transmission de symboles d'information source équiprobables.

4.4.3 Évaluation des performances du schéma de décodage itératif des turbo codes multiples

Dans cette section, nous proposons d'étudier les performances du schéma de transmission présenté sur la figure 4.5.

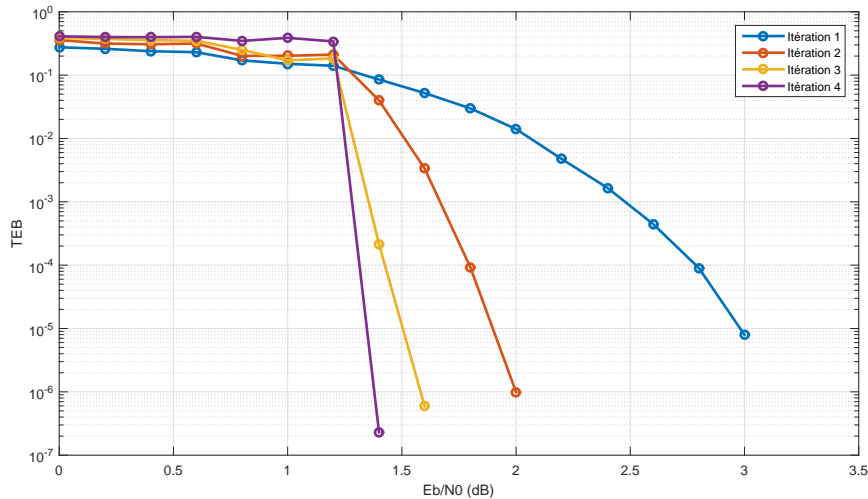


FIGURE 4.6 – Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ du schéma de décodage itératif des turbo codes multiples.

Pour ce faire, on considère une source binaire, générant un flux de longueur $L = \frac{2^{14}}{2}$ bits. Ce flux est codé par un codeur externe non récursif systématique de rendement $R_c^e = 1/2$, ensuite par un codeur intermédiaire récursif systématique de rendement $R_c^m = 2/3$ et enfin par un codeur interne récursif systématique de rendement $R_c^i = 3/4$, conduisant à un rendement total égal à $R_c = 1/4$. On a choisi ces paramètres en se basant sur l'article [89]. Les codeurs convolutifs utilisés sont poinçonnés et possèdent une longueur de contrainte $v + 1 = 3$ et un polynôme générateur défini par $g = \{07, 03\}$. La séquence finale codée est transmise à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK. Au niveau du récepteur, le turbo décodeur effectue un décodage itératif, comme décrit précédemment. Pour le décodage SISO du code convolutif, nous considérons l'algorithme Max-Log MAP [29] afin de réduire la complexité de décodage.

La figure 4.6 donne les performances observées en termes de TEB en fonction du rapport signal à bruit ($\frac{E_b}{N_0}$). Un gain de presque 1 dB est obtenu à la deuxième itération pour un TEB=10⁻⁴. Le gain diminue à 0.7 dB en passant à l'itération suivante.

Certes ce schéma de codage/décodage concaténé offre une amélioration des performances au fil des itérations, mais il n'est pas adapté à la transmission de flux progressifs où les bits situés au début sont beaucoup plus important que les bits situés à la fin. Par conséquent, l'application d'une protection inégale des données au différentes parties d'un flux progressif devrait, *a priori*, améliorer les performances du système de transmission. Dans la section suivante, nous allons proposer une nouvelle stratégie de transmission de flux progressifs, grâce à l'utilisation d'un mécanisme de codage/ décodage concaténé offrant un schéma flexible de protection inégale de données.

4.5 Nouvelle stratégie de codage/décodage concaténé pour la transmission de flux progressifs

Après avoir présenté la notion de turbo codes multiples et le principe de leur décodage itératif. Nous allons dans cette section présenter notre nouvelle stratégie de transmission basée sur la concaténation en série de trois codeurs convolutifs séparés par deux entrelaceurs aléatoires, ainsi qu'une protection inégale de données pour la transmission de flux de données progressifs. Pour rester dans un contexte général, nous considérons la transmission de trois flux progressifs que l'on note Flux 1, Flux 2 et Flux 3 de longueurs respectives k_1 , k_2 et k_3 . Ces flux peuvent être les couches de qualité d'une image codée par un codeur progressif. On note n_1 , n_2 et n_3 , respectivement, la taille du mot de code à la sortie du codeur externe, intermédiaire et interne. Les schémas de codage et de décodage proposés sont illustrés sur la figure 4.7.

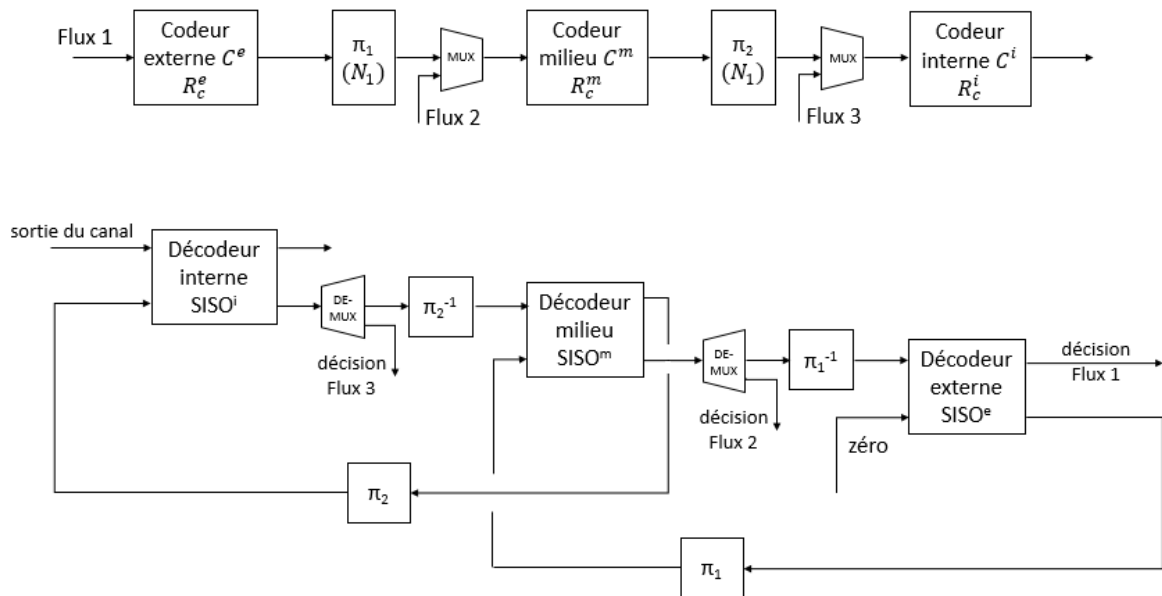


FIGURE 4.7 – Schéma de codage et de décodage itératif proposé pour la transmission d'un flux progressif.

Nous commençons par décrire la structure du codeur. Ce dernier est formé par la concaténation en série de trois codes convolutifs poinçonnés. Ces codeurs sont reliés par deux entrelaceurs aléatoires de taille N_1 et N_2 . Le poinçonnage est utilisé pour fabriquer des codes convolutifs de rendements supérieurs. Ces derniers sont obtenus à partir des codes de base auxquels on supprime un ou plusieurs bits de sortie périodiquement. On note R_c^e , R_c^m et R_c^i , respectivement, les rendements du codeur externe, codeur du milieu et codeur interne. Les longueurs du mot de code à la sortie des codeurs externe, du milieu et interne sont respectivement égales à :

$$\begin{aligned}
 n_1 &= \frac{k_1}{R_c^e} \\
 n_2 &= \frac{n_1 + k_2}{R_c^m} \\
 n_3 &= \frac{n_2 + k_3}{R_c^i} = \frac{k_1}{R_c^e R_c^m R_c^i} + \frac{k_2}{R_c^m R_c^i} + \frac{k_3}{R_c^i}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Ainsi le rendement global du schéma concaténé est égal à :

$$R_c = \frac{k_1 + k_2 + k_3}{n_3} \quad (4.4)$$

Nous allons décrire, maintenant, le principe de codage proposé. Tout d'abord, le Flux 1 est codé par le codeur externe. Ensuite, le Flux 2 est concaténé au Flux 1 codé et entrelacé (π_1). Ce nouveau flux est codé par le codeur du milieu. Puis, le Flux 3 est concaténé au nouveau flux codé et entrelacé (π_2). Enfin, on applique le codeur interne au flux résultant. Ainsi, les Flux 1, Flux 2 et Flux 3 sont protégés, respectivement, trois, deux et une fois. Notons qu'après la concaténation des flux, un autre entrelaceur est appliqué pour répartir les erreurs successives. On n'a pas présenté ces entrelaceurs pour ne pas encombrer le schéma de la figure 4.7. Enfin, la séquence finale codée est transmise à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK.

Le décodeur effectue les opérations séquentielles de codage des codeurs concaténés dans l'ordre inverse. La structure du décodeur est construite sur le principe turbo de décodage itératif. Ce dernier est basé sur la configuration (ES) pour l'échange d'information entre les trois décodeurs (section 4.4.1). Ainsi, chaque décodeur utilise les informations extrinsèques produites par le décodeur précédent pour effectuer le décodage itératif. Le principe de décodage itératif peut se résumer comme suit :

- Initialisation des LRV *a priori* à zéro.

- Pour chaque itération :

- **Étape 1 : Décodage interne**

1. Décodage de la séquence reçue par le décodeur interne.
2. Désentrelacement de la séquence décodée.
3. Récupération du Flux 3 décodé et calcul du TEB correspondant.
4. Récupération des LRV des Flux 1 et 2.
5. Désentrelacement (π_2^{-1}) de la nouvelle séquence.

- **Étape 2 : Décodage du milieu**

1. Décodage de la séquence formée des Flux 1 et 2 par le décodeur du milieu.
2. Désentrelacement de la séquence décodée.
3. Récupération du Flux 2 décodé et calcul du TEB correspondant.
4. Récupération des LRV du Flux 1.
5. Désentrelacement (π_1^{-1}) de la nouvelle séquence.
6. Retour de l'information *a priori* (π_2) au décodeur interne.

- **Étape 3 : Décodage externe**

1. Décodage de la séquence formée du Flux 1 par le décodeur externe et calcul du TEB correspondant.
2. Retour de l'information *a priori* (π_1) au décodeur du milieu.

Notons que l'algorithme de décodage SISO adopté, pour les codes élémentaires, est l'algorithme Max-Log MAP [29] qui est une version sous-optimale de l'algorithme MAP.

Ce nouveau système de transmission de flux progressifs basé sur un mécanisme de codage concaténé offre une stratégie flexible de protection inégale de données. Ce schéma

de décodage peut être profitablement exploité pour la transmission des images compressées. En effet, si on considère la transmission de trois couches de qualité classées par ordre d'importance décroissant, ce schéma de codage peut offrir plus de protection aux couches de qualité les plus importantes, ce qui permettrait d'améliorer la qualité de l'image reçue.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons étudier les performances de ce nouveau schéma de transmission. Nous présenterons les résultats de simulation en termes de TEB dans le cas de transmission de flux de symbole généré par une source binaire. Ensuite, nous proposons de mettre en évidence l'amélioration, apportée par notre schéma de codage/décodage itératif, sur la qualité visuelle d'une image compressée suivant le standard JPEG2000.

4.6 Évaluation des performances de la nouvelle stratégie de codage/ décodage concaténé

Dans cette section, nous allons évaluer les performances du schéma de transmission présenté dans la section précédente. Tout d'abord, nous allons présenter les résultats de simulation en termes de TEB dans le cas de transmission de flux de symboles générés par une source binaire. Ensuite, nous allons évaluer les performances de notre schéma de codage/décodage itératif, dans le contexte de transmission d'images codées par le standard JPEG2000. Une comparaison des résultats avec un schéma de codage/décodage turbo codes multiples sera aussi présentée.

4.6.1 Performances en termes de TEB

4.6.1.1 Contexte des simulations

Nous considérons la chaîne de transmission de la figure 4.7. Trois sources discrètes et sans mémoire génèrent trois flux binaires de taille identique. Ces flux sont partitionnés en paquets de longueur 8000 bits puis codés par les trois codeurs convolutifs selon le principe présenté dans la section précédente. On considère trois codeurs convolutifs ayant une longueur de contrainte $v + 1 = 3$ et un polynôme générateur défini par $g = \{07, 03\}$. Comme dans l'article [89], on choisit un codeur externe non récursif systématique, de rendement $R_c^e = 1/2$, un codeur du milieu récursif systématique de rendement $R_c^m = 2/3$ et un codeur interne récursif systématique de rendement $R_c^i = 3/4$. La séquence finale codée est transmise à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK. Au niveau du récepteur, le turbo décodeur effectue un décodage itératif, comme décrit dans la section précédente, basé sur un échange d'informations extrinsèques entre les trois décodeurs. Pour le décodage SISO du code convolutif, nous considérons l'algorithme Max-Log MAP afin de limiter la complexité de décodage.

4.6.1.2 Résultats de simulation

La figure 4.8 présente les performances en termes de TEB en fonction du rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total. Nous pouvons constater que les performances du Flux 1 sont meilleures que celles obtenues pour les Flux 2 et 3. En effet, dès la première itération, un TEB de l'ordre de 10^{-5} est observé pour un rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0} = 3$ dB. Cette valeur est atteinte, par le Flux 2, à partir de la deuxième itération et pour

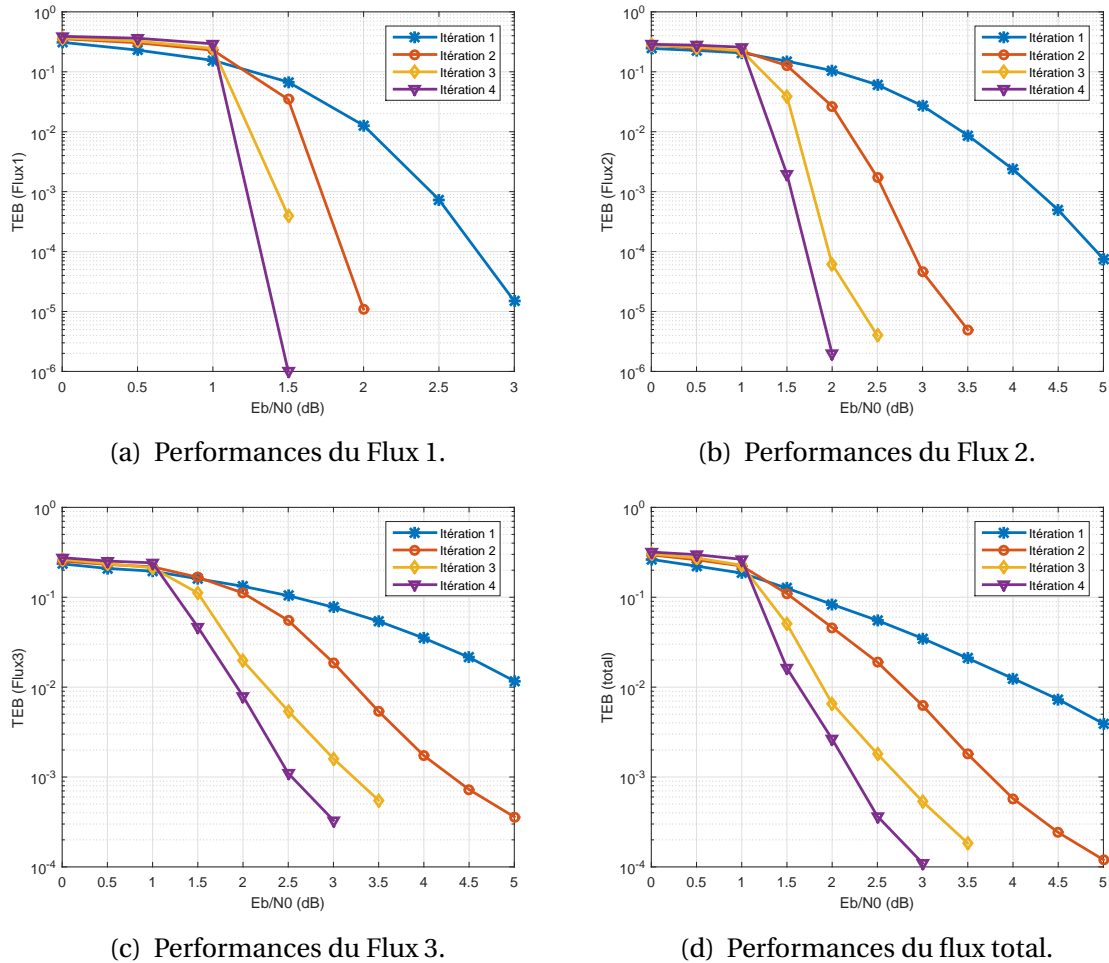


FIGURE 4.8 – Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total pour le schéma de codage/décodage itératif proposé.

$\frac{E_b}{N_0} = 3.2$ dB. Par ailleurs, un TEB de l'ordre de 10^{-6} est observé pour $\frac{E_b}{N_0} = 1.5$ dB à la quatrième itération pour le Flux 1. Les bonnes performances du Flux 1 se justifient par le fait que ce dernier est codé trois fois et décodé par un double turbo décodeur. Alors que le flux 2 est codé que deux fois et donc décodé par un seul turbo décodeur. Le Flux 3, quant à lui, est codé et décodé par un simple code convolutif ce qui explique les performances relativement mauvaises de ce dernier. On remarque aussi que les performances relativement mauvaises du Flux 3 dégradent les performances globales (figure 4.8d).

Nous proposons, dans la section suivante, d'évaluer les performances de notre schéma de codage/décodage itératif dans un contexte de transmission d'images codées par le standard JPEG2000 en le comparant au schéma de décodage turbo multiple de la figure 4.5, à débit total à l'entrée du canal équivalent.

4.6.2 Performances en termes de PSNR

4.6.2.1 Contexte des simulations

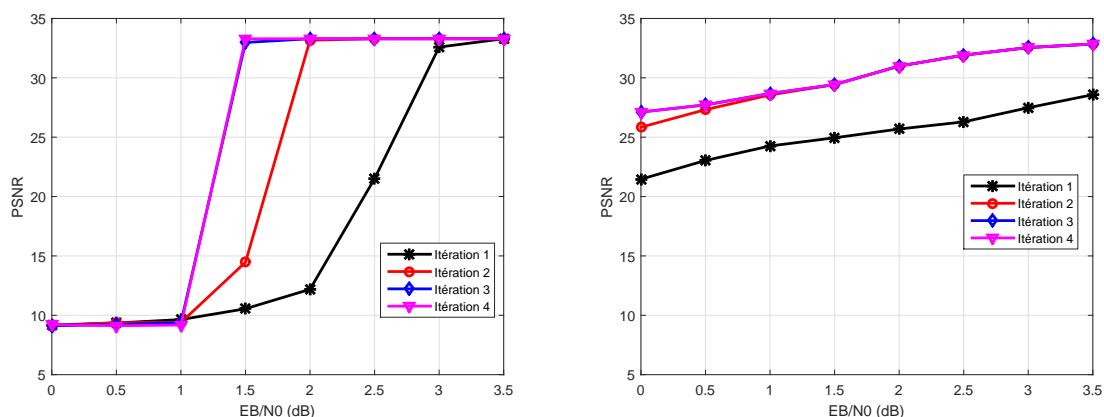
Pour le système de référence (figure 4.5) l'image "lena" (512×512) pixels est compressée par le codeur JPEG2000 délivrant un débit $D_s = 0.25$ bpp. La couche de qualité compressée est codée par les trois codeur convolutifs de rendements respectifs $R_c^e = 1/2$,

$R_c^m = 2/3$ et $R_c^i = 3/4$ ce qui conduit à un rendement total égal à $R_c = 1/4$. Avec cette configuration, le débit total à l'entrée du canal est égal à $D_t = 1$ bpp. Le flux binaire obtenu est partitionné en paquet de longueur 8000 bits, ensuite transmis à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK. Le décodage est effectué selon le principe présenté dans la section 4.4.2. Les performances sont évaluées en termes de PSNR moyenné sur 100 transmissions indépendantes de l'image. En l'absence de bruit de canal, l'image "lena" décodée présente un PSNR de 33.29 dB.

Dans le système proposé (figure 4.7), l'image "lena" (512×512) pixels est codée en trois couches de qualité, par le codeur JPEG2000, classées par ordre d'importance décroissante. Le débit à la sortie du codeur JPEG2000 est égal à $D_s = 0.25$ bpp. Les différentes couches de qualité sont appliquées à l'entrée des différents codeurs convolutif selon son importance. Ainsi, la 1^{ère}, 2^{ème} et 3^{ème} couche de qualité est appliquée, respectivement, à l'entrée du codeur externe, du codeur de milieu et du codeur interne. On considère les rendements suivants $R_c^e = 2/3$, $R_c^m = 1/2$, $R_c^i = 1/2$, ce qui conduit à un débit total égal à $D_t = 1$ bpp. En l'absence de bruit de canal, l'image "lena" décodée affiche un PSNR de 33.28 dB.

4.6.2.2 Résultats de simulation

Les figures 4.9a et 4.9b présentent les résultats des simulations obtenus en termes de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ correspondant respectivement au système de référence, et au système de codage/décodage itératif proposé. Les résultats montrent que, comparé au schéma de référence, on peut atteindre des gains intéressants pour $\frac{E_b}{N_0} < 1.5$ dB. Un gain de presque 19.3 dB est observé à la deuxième itération, avec notre schéma de décodage, pour $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB. Pour $\frac{E_b}{N_0} \geq 1.5$ dB, les performances du schéma de référence sont meilleures que celles obtenues avec notre stratégie de décodage concaténé. Ceci peut être expliqué par les performances relativement mauvaises de la troisième couche, malgré sa protection avec un décodeur de rendement 1/2, qui dégradent les performances globales. Une optimisation de l'allocation de débit entre le codage de source et le codage de canal peut être alors envisagée afin d'avoir des performances optimales.



(a) Performances du schéma de transmission de référence. (b) Performances du schéma de codage/décodage itératif proposé.

FIGURE 4.9 – Comparaison des performances avec un schéma de codage turbo multiple. Image "lena" codée à $D_t = 1$ bpp et transmise à travers un canal BBAG.

Pour remédier à ce problème nous proposons, dans ce chapitre, de rajouter un codeur

convolutif avant la concaténation de la troisième couche. Ainsi, cette dernière bénéficiera de plus de protection ce qui permettrait d'avoir de meilleurs résultats. Avec cette modification, les performances de la première et la deuxième couche de qualité seront susceptibles d'être améliorées puisque on va prendre en compte l'information *a priori* sur la troisième couche. Dans la section suivante, nous allons proposer un nouveau schéma de codage/décodage concaténé, plus robuste, afin d'améliorer les performances du système de transmission. Les performances du nouveau système, ainsi obtenu, seront aussi évaluées en termes de TEB et de PSNR moyen.

4.7 Proposition d'un schéma robuste de transmission de flux progressifs

Le nouveau schéma de transmission est illustré sur la figure 4.10. Un codeur convolutif supplémentaire de rendement R_c^{F3} , noté "Codeur_F3", est ajouté avant la concaténation du Flux 3. Rappelons qu'après la concaténation de chaque flux, un entrelaceur est rajouté pour disperser les erreurs en rafale. Ainsi, au niveau du décodeur, le Flux 3 est décodé par un turbo code formé par le décodeur interne et le "Décodeur_F3" séparé par un entrelaceur. Ainsi, le nouveau schéma de décodage comporte deux boucles globales et une boucle locale pour le décodage itératif :

- boucles globales :
 - boucle 1 : entre le décodeur interne et le décodeur du milieu,
 - boucle 2 : entre le décodeur du milieu et le décodeur externe.
- boucle local :
 - boucle 3 : entre le "Décodeur_F3" et le décodeur interne.

La boucle 3 est intégrée au niveau de la boucle 1. Ainsi, l'information extrinsèque à la sortie du nouveau décodeur est concaténée à l'information *a priori* provenant du décodeur du milieu. Après entrelacement, la nouvelle information *a priori* est injectée à l'entrée du décodeur interne.

Avec le nouveau schéma de transmission, les longueurs du mot de code à la sortie du codeur externe n_1 et du codeur du milieu n_2 sont identiques à celle obtenues avec le schéma de transmission de la section 4.5. La longueur du mot de code à la sortie du codeur interne devient :

$$n_3 = \frac{n_2 + \frac{k_3}{R_c^{F3}}}{R_c^i} = \frac{k_1}{R_c^e R_c^m R_c^i} + \frac{k_2}{R_c^m R_c^i} + \frac{k_3}{R_c^i R_c^{F3}}. \quad (4.5)$$

4.7.1 Performances en termes de TEB

La figure 4.11 présente les nouvelles performances en termes de TEB en fonction du rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total. D'après cette figure, on remarque une nette amélioration des performances en termes de TEB pour les trois flux. L'amélioration dépend essentiellement de la réduction de la probabilité d'erreur du Flux 3 qui est décodé, dans le nouveau système, par un turbo décodeur. Notons que pour la première itération, les performances du Flux 1 et 2 sont identiques à celles obtenues avec l'ancien système. Ce résultat est logique puisque on a gardé les mêmes rendements R_c^e , R_c^m et R_c^i .

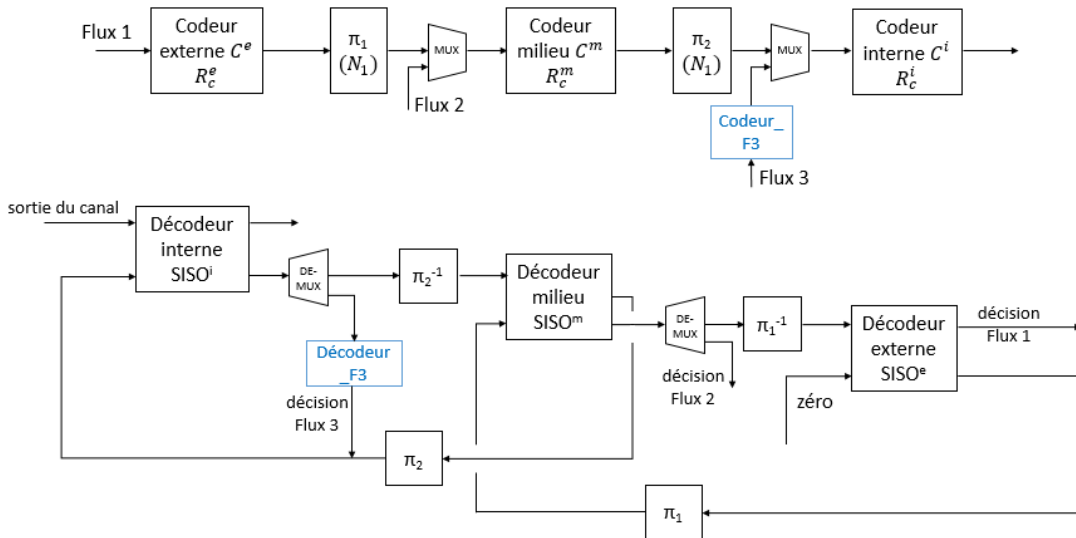


FIGURE 4.10 – Schéma de codage et de décodage itératif modifié pour la transmission d'un flux progressif.

Pour ces deux flux l'amélioration des performances est surtout observée à partir de la deuxième itération puisque on tient compte de l'information *a priori* sur le Flux 3.

Avec le nouveau schéma de transmission, un TEB quasiment sans erreur est observé à la troisième itération pour le Flux 1 à $\frac{E_b}{N_0} > 1$ dB. Ce même TEB est observé à la quatrième itération pour le Flux 2. D'après la figure 4.11c, on remarque bien que la nouvelle stratégie permet d'améliorer remarquablement les performances du Flux 3. Un TEB de l'ordre de 10^{-4} est obtenu à la première itération pour $\frac{E_b}{N_0} = 4$ dB. Pour ce même rapport signal à bruit, un TEB de l'ordre de 10^{-1} a été observé avec l'ancienne stratégie. On constate aussi que les performances du flux total sont améliorées figure (4.11d). Ce gain est essentiellement dû à l'amélioration des performances du troisième flux.

On conclut alors que le schéma de codage/décodage itératif modifié engendre des améliorations remarquables en termes de TEB. Dans la section suivante, nous proposons de mettre en évidence l'amélioration apportée par ce dernier, sur la qualité visuelle d'une image compressée suivant le standard JPEG2000.

4.7.2 Application à la transmission d'images codées JPEG2000

Nous venons de montrer, dans le paragraphe précédent, l'amélioration de la qualité de transmission en termes de TEB de notre schéma de codage/décodage itératif modifié. Nous proposons, dans ce qui suit, d'évaluer les performances de ce dernier sur la qualité visuelle d'une image compressée suivant le standard JPEG2000.

4.7.2.1 Contexte des simulations

Dans le système étudié, les images de test "lena" et "barbara" (512×512) pixels (8 bpp) sont compressées en trois couches de qualité par le codeur JPEG2000 générant à sa sortie un débit $D_s = 0.25$ bpp pour "lena" et $D_s = 0.5$ bpp pour "barbara". Les couches de qualité sont classées par ordre d'importance décroissant. Chaque couche de qualité est appliquée à l'entrée de chaque codeur convolutif de la figure 4.10 selon son importance.

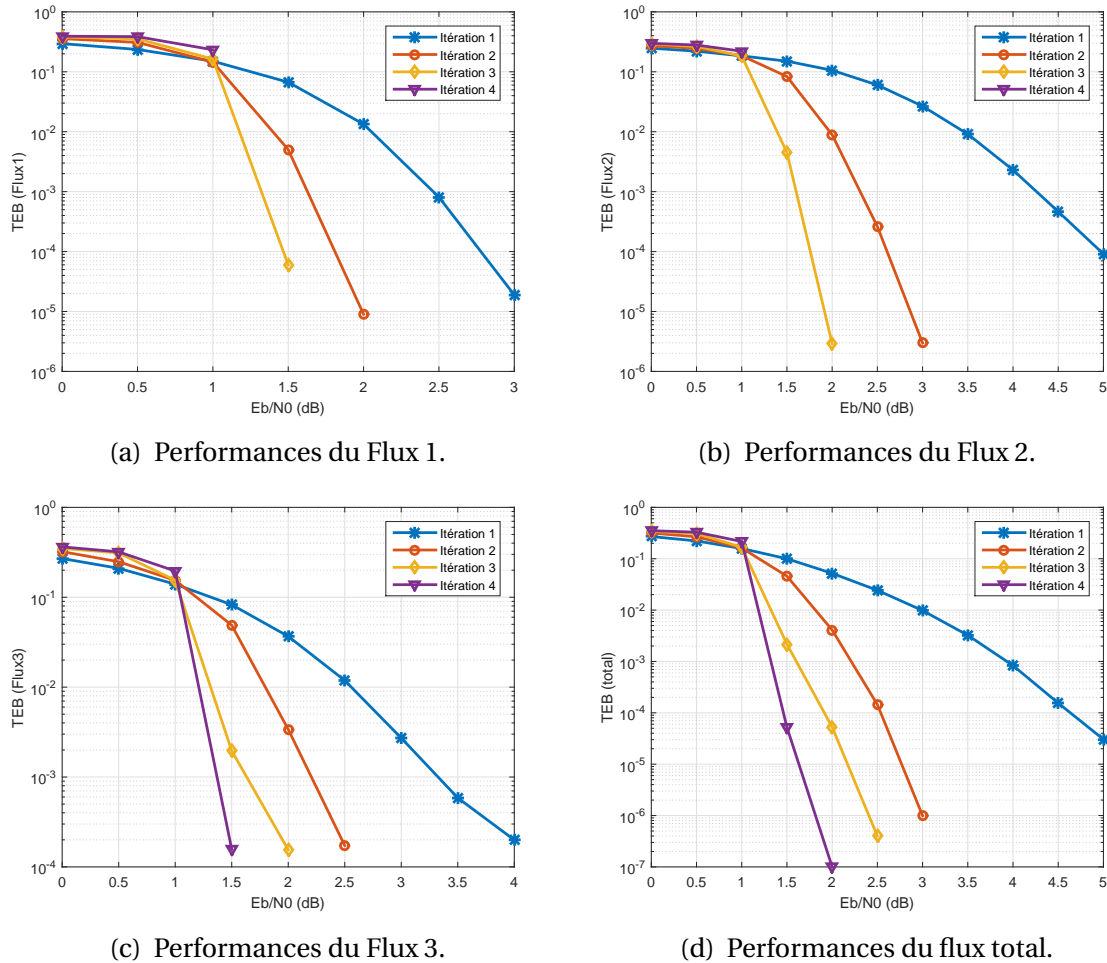


FIGURE 4.11 – Performances en termes de TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ des Flux 1, 2, 3 et du flux total pour le nouveau schéma de codage/décodage itératif proposé.

La 1^{ère}, 2^{ème} et 3^{ème} couche de qualité est appliquée, respectivement, à l'entrée du codeur externe, du codeur de milieu et du Codeur_F3. Ainsi, plus de protection est appliquée aux couches de qualité les plus importantes. On considère les rendements suivants $R_c^e = 2/3$, $R_c^m = 1/2$, $R_c^i = 2/3$ et $R_c^{F3} = 1/2$ ce qui conduit à un rendement total égal à $R_c = 0.28$ pour "lena" et $R_c = 0.26$ pour "barbara". La trame obtenue est ensuite transmise à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK. Les performances sont évaluées en termes de PSNR moyenné sur 100 transmissions indépendantes de l'image avec des paquets de longueur 8000 bits. Notons, qu'en absence de bruit de canal, l'image "lena" décodée présente un PSNR de 33.28 dB et l'image "barbara" décodée affiche un PSNR de 31.34 dB.

4.7.2.2 Résultats de simulation

Les variations du PSNR moyen en fonction du rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$ sont représentées sur la figure 4.12 pour l'image "lena" et sur la figure 4.13 pour l'image "barbara". Nous observons que le schéma de codage/décodage itératif modifié apporte des gains significatifs en termes de PSNR moyen. Le gain émanant du système itératif est essentiellement dû à l'échange d'informations extrinsèques entre les différents décodeurs. Pour l'image "lena", et pour un $\frac{E_b}{N_0}$ nul, un gain en PSNR moyen de l'ordre de 10 dB est obtenu à la deuxième itération. Ce gain s'améliore au fil des itérations et on observe un gain de

11 dB à la troisième itération à partir de laquelle le système converge. Pour l'image "barbara", et pour un $\frac{E_b}{N_0} = -0.5$ dB, un gain en PSNR moyen de l'ordre de 14 dB est observé à la quatrième itération. Ceci dit, on note une convergence du système à partir de la seconde itération, pour $\frac{E_b}{N_0} \geq 1$ dB.

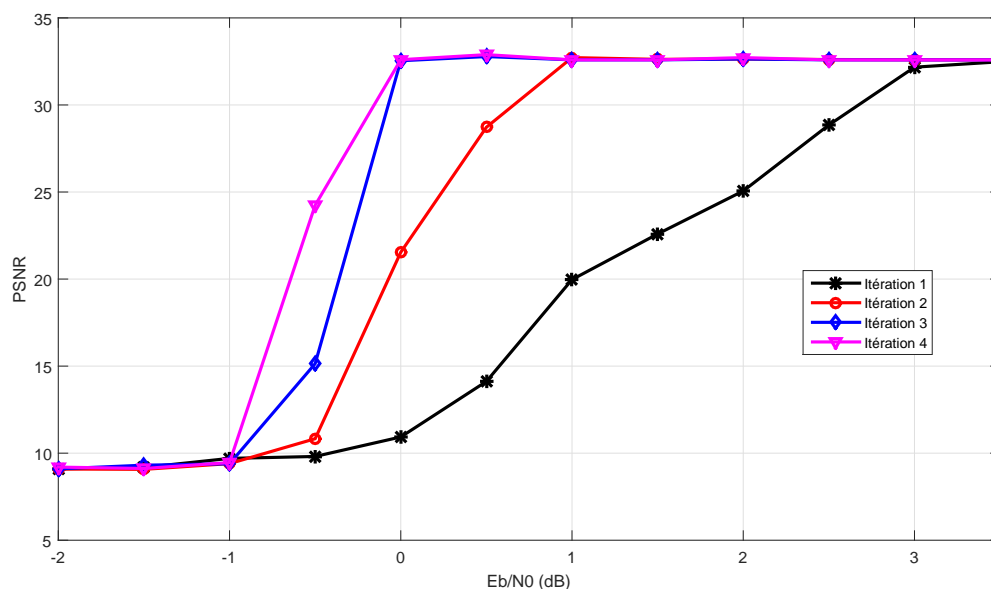


FIGURE 4.12 – Performances du système de codage/décodage itératif modifié, intégré dans un schéma de transmission d'images. Image "lena" codée à $D_s = 0.25$ bpp.

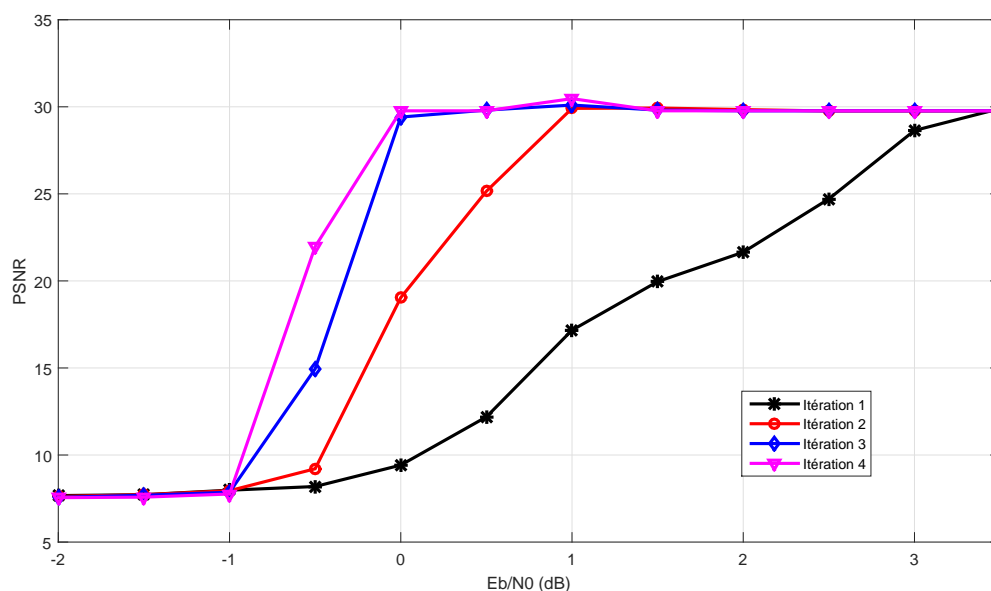


FIGURE 4.13 – Performances du système de codage/décodage itératif modifié, intégré dans un schéma de transmission d'images. Image "barbara" codée à $D_s = 0.5$ bpp.

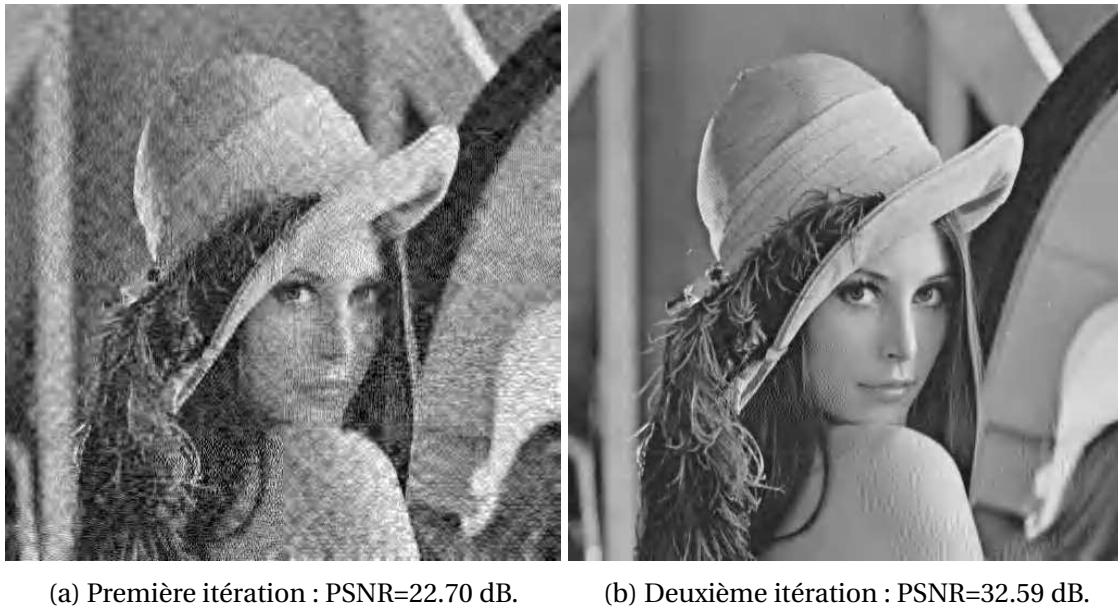


FIGURE 4.14 – Performances du schéma de codage/décodage itératif modifié en termes de qualité visuelle de l'image "lena" reconstruite pour $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB.

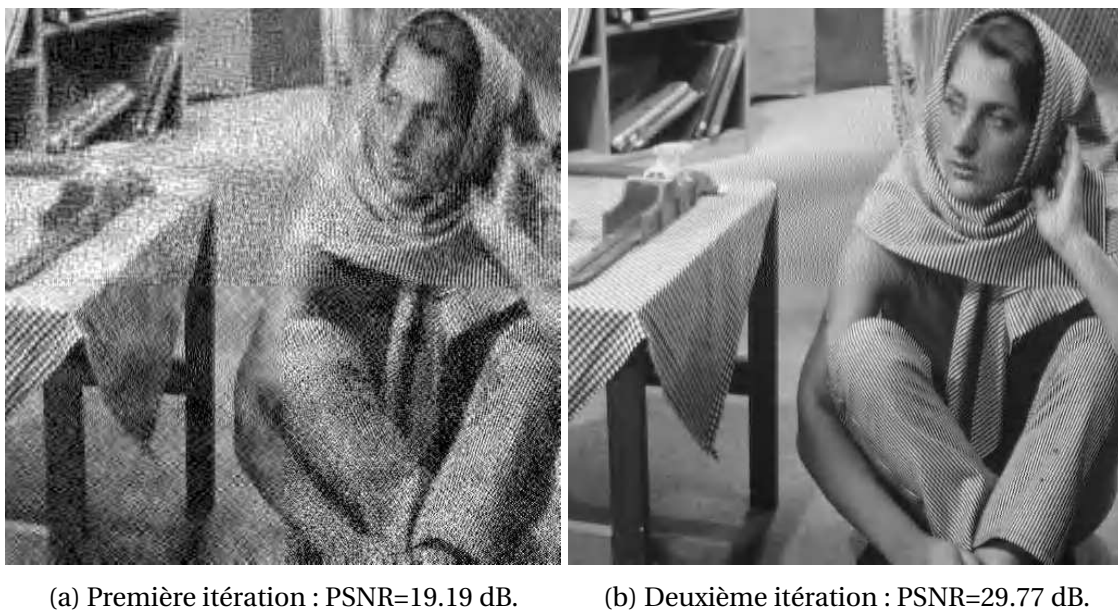


FIGURE 4.15 – Performances du schéma de codage/décodage itératif modifié en termes de qualité visuelle de l'image "barbara" reconstruite pour $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB.

Sur les figures 4.14 et 4.15, nous donnons des exemples d'images décodées dans le cas du système étudié afin d'illustrer l'amélioration apportée par l'application du schéma de codage/décodage itératif modifié au niveau de la qualité visuelle des images transmises sur un canal BBAG. Les figures mettent en évidence une nette amélioration visuelle de la qualité de l'image reconstruite avec les itérations ce qui se traduit par une augmentation du PSNR.

4.7.2.3 Comparaison avec un schéma de turbo codes multiples

Dans cette section, nous proposons de valider les performances de notre schéma de transmission concaténé itératif en se comparant par rapport aux résultats du système de transmission avec décodage turbo itératif présenté sur la figure 4.5, à débit total équivalent.

Dans le schéma de référence, l'image de test "lena" (512×512) pixels (8 bpp) est compressée par le codeur JPEG2000 générant à sa sortie un débit $D_s = 0.23$ bpp. La couche de qualité compressée est codée par les trois codeur convolutifs de la figure 4.5 de rendement $R_c^e = 1/2$, $R_c^m = 2/3$ et $R_c^i = 3/4$ ce qui conduit à un rendement total égal à $R_c = 1/4$. Avec une telle configuration, le débit total à l'entrée du canal est égal à $D_t = 0.9$ bpp. La trame obtenue est ensuite transmise à travers un canal BBAG moyennant une modulation BPSK. Le décodage est effectué selon le principe présenté dans la section 4.4.2. Les performances sont évaluées en termes de PSNR moyenné sur 100 transmissions indépendantes de l'image avec des paquets de longueur 8000 bits. En l'absence de bruit de canal, l'image "lena" décodée affiche un PSNR de 32.86 dB. Les paramètres utilisés pour l'évaluation des performances du schéma de codage/décodage itératif modifié de la section 4.7.2.1 seront considérés dans ce paragraphe. Les résultats des simulations obtenus en termes de PSNR moyen en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ sont représentés sur la figure 4.16.

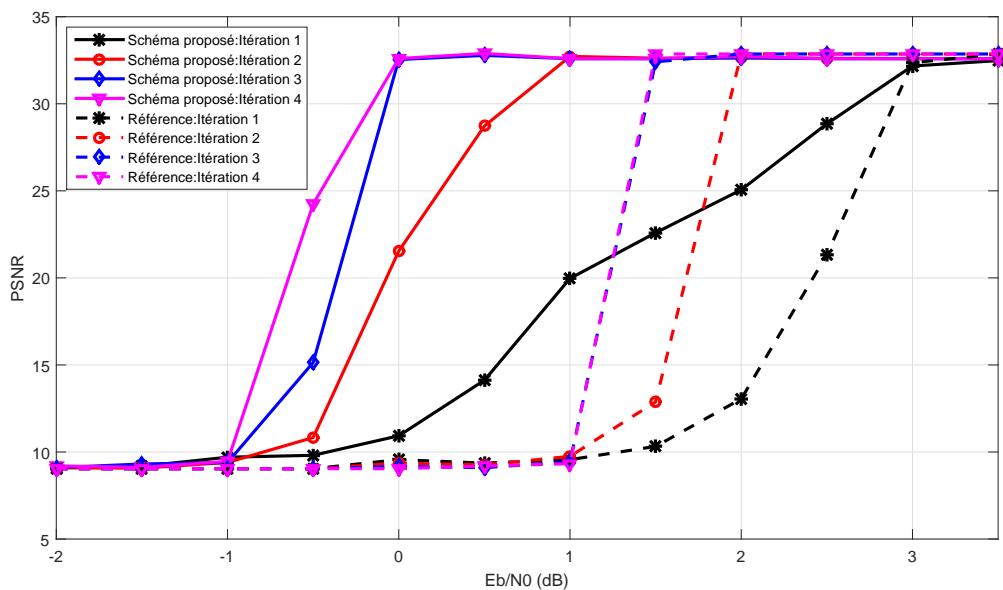


FIGURE 4.16 – Comparaison des performances avec un schéma de décodage turbo multiple. Image "lena" codée à $D_t = 0.9$ bpp et transmise à travers un canal BBAG.

Pour aboutir à une comparaison équitable, nous considérons un débit total pour les deux systèmes égale à $D_t = 0.9$ bpp. Les avantages de notre schéma de codage/décodage itératif proposé sont nettement visibles. En effet, un gain en PSNR moyen de presque 10.5 dB est obtenu, à la première itération, par rapport au schéma de référence pour un $\frac{E_b}{N_0} = 1$ dB. A la deuxième itération un gain de presque 23 dB est observé par rapport au schéma de référence. De plus, à partir d'un rapport signal à bruit nul, le PSNR moyen obtenu à la troisième itération est de l'ordre de 32 dB. Cependant, cette valeur n'est atteinte par le système de référence qu'à partir d'un rapport signal à bruit supérieur à 1.5 dB. On peut

donc conclure que les techniques de codage et de décodage itératif des codes concaténés, moyennant une stratégie de protection inégale de données, permettent d'avoir des gains remarquables comparés à un système de décodage turbo multiple.

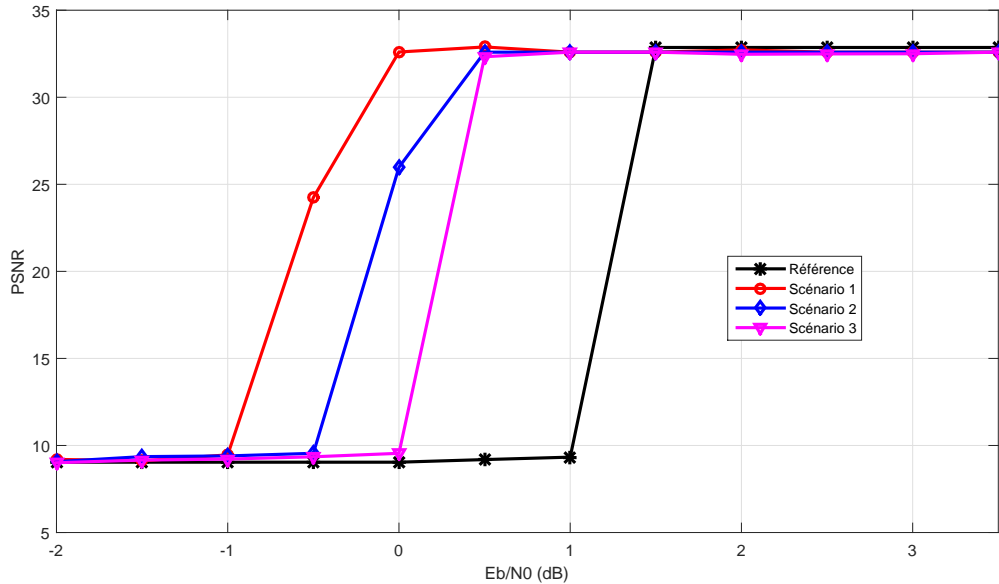


FIGURE 4.17 – Performances en termes de PSNR en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour le schéma de référence et le schéma de décodage itératif modifié. Résultats obtenus pour différents scénarios à la quatrième itération.

La figure 4.17 présente les résultats correspondants à la quatrième itération pour notre schéma de codage/décodage itératif modifié avec différents scénarios d'allocation de rendement, et le schéma de référence. Les différents scénarios sont les suivants :

- Scénario 1 : $R_c^e = 2/3$, $R_c^m = 1/2$, $R_c^i = 2/3$ et $R_c^{F3} = 1/2$. $R_c = 0.28$.
- Scénario 2 : $R_c^e = 1/2$, $R_c^m = 2/3$, $R_c^i = 2/3$ et $R_c^{F3} = 1/2$. $R_c = 0.30$.
- Scénario 3 : $R_c^e = 2/3$, $R_c^m = 2/3$, $R_c^i = 2/3$ et $R_c^{F3} = 1/2$. $R_c = 0.34$.

D'après la figure 4.17, on remarque que le gain en PSNR, par rapport au schéma de référence, varie selon les rendements choisis. On observe également que les performances correspondantes au troisième scénario sont les plus mauvaises. Ceci est dû au fait que la première et la deuxième couche de qualité sont moins protégées (Eq. 4.5), comparées aux scénarios 1 et 2. Pour le premier et le deuxième scénario, la première couche de qualité est protégée avec le même rendement (Eq. 4.5). Tandis que la deuxième couche de qualité est plus protégée avec le premier scénario. Ce qui explique les bonnes performances obtenues avec le scénario 1. En effet, pour un rapport signal à bruit nul, un gain en PSNR de presque 16.4 dB est observé avec le deuxième scénario. Ce gain augmente à 23 dB avec le premier scénario.

On conclut, alors, qu'un ajustement optimal des rendements permettrait au système de codage/décodage itératif modifié d'atteindre ses performances maximales. La question qui se pose est alors la suivante : Comment choisir les paramètres de transmission (débit de la source et rendement des codes convolutifs) pour avoir une image reconstruite ayant la meilleure qualité possible sous contrainte d'un débit global fixe? Ce problème

d'optimisation de l'allocation de débit entre le codage de source et le codage de canal pour un canal de transmission et un débit global donné sera étudié dans nos prochains travaux.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un schéma de codage/ décodage concaténé itératif robuste pour la transmission d'un contenu scalable. Ce schéma est basé sur un mécanisme de codage concaténé qui offre une stratégie flexible de protection inégale de données. Dans un premier temps, nous avons présenté les différents travaux qui ont inspiré notre étude. Ensuite, nous avons présenté les codes concaténés et les turbo codes multiples ainsi que leurs principe de décodage itératif. Dans un second temps, nous avons proposé, un premier schéma de transmission robuste pour la transmission de trois flux progressifs. Après la description du codeur et du décodeur, les performances correspondantes au décodage itératif ont été présentées en termes de TEB et PSNR moyen. Les résultats de simulation ont montré des gains de performance pour le premier et le deuxième flux. Cependant, le dernier flux a présenté des performances relativement mauvaises. Comme solution à ce problème, nous avons proposé un nouveau schéma de codage/ décodage plus robuste en rajoutant un codeur convolutif supplémentaire pour apporter plus de protection au flux le moins protégé, dans notre cas le troisième flux. Les performances du nouveau système de transmission ont été évaluées en termes de TEB et ont montré une nette amélioration pour les trois flux. Nous avons aussi évalué les performances du nouveau schéma de transmission dans le cadre d'un système de transmission d'images utilisant le standard JPEG2000. Les résultats en termes de PSNR moyen ont montré des améliorations importantes par rapport à un schéma de transmission de turbo codes multiples. En effet, pour un débit total de 0.9 bpp à l'entrée du canal, on a observé une amélioration de presque 23 dB en PSNR à la deuxième itération pour l'image "Lena". A la fin de ce chapitre, nous avons évalué les performances du nouveau schéma de codage concaténé en considérant différents scénarios d'allocation de rendement. Ainsi, nous avons montré l'intérêt d'adopter une stratégie d'allocation conjointe de débit source-canal pour assurer des performances optimales.

Conclusion et perspectives

« Toutes les histoires ont une fin, mais chaque fin est le début de quelque chose de nouveau. »

Anonyme

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude de la transmission d'images à travers des canaux bruités. L'objectif de cette étude est de tirer profit des techniques courantes de codage/ décodage conjoint source-canal et décodage itératif des codes concaténés, pour optimiser la qualité globale d'une chaîne de communication et minimiser l'impact des perturbations, liées à la transmission, sur la qualité des données reconstruites. Ainsi, des solutions optimisées prenant en compte, conjointement, la nature du codeur de source et les contraintes du canal ont été proposées pour garantir la qualité de service pour la transmission d'images.

Le travail de recherche effectué au cours de cette thèse est fondé sur trois parties. Après avoir mis en évidence la vulnérabilité du codeur d'images JPWL aux erreurs de transmission, nous avons proposé, dans un premier temps, un système de transmission robuste d'images codées JPWL intégrant un schéma de décodage conjoint source-canal basé sur des techniques de décodage à entrées pondérées. En effet, le passage d'information souples du décodeur de canal au décodeur de source permet de réduire le nombre de trames erronées en tirant partie de toute information supplémentaire disponible à la réception. Le schéma proposé est formé par la concaténation en série d'un décodeur de source JPEG2000 à entrées pondérées et d'un décodeur RS à entrées sorties pondérées. Nous avons ainsi montré que le recours aux techniques de décodage conjoint source-canal permet d'améliorer les performances d'un système de transmission d'images à travers des canaux bruités. Ces techniques seront utilisées dans la deuxième partie pour libérer la contrainte sur le taux d'erreur binaire cible.

La deuxième partie concerne l'optimisation d'une chaîne de transmission d'images sur un canal MIMO-OFDM sans fil réaliste. Nous avons ainsi proposé une stratégie de décodage conjoint optimisée pour la transmission d'images JPWL dans un système MIMO-OFDM précodé avec un schéma d'adaptation de lien. Ce dernier permet d'intégrer conjointement des stratégies UPA, UEP, de la modulation adaptative et du codage source adaptatif. Après avoir présenté la chaîne de transmission, les blocs qui la constituent (codeur de source, modulation et codage adaptatifs, bloc d'optimisation conjointe), les différentes stratégies et algorithmes utilisés (stratégie UPA, algorithme de précodage basé sur le contenu, algorithme d'optimisation), nous avons montré, dans un premier temps, que les techniques de décodage à entrées pondérées permettent d'obtenir des gains considérables en termes de PSNR et de consommation énergétique comparés à un système de décodage à entrées fermes. Dans un deuxième temps, nous avons montré que la combi-

raison des techniques de décodage à entrées pondérées avec la stratégie d'adaptation de lien permet d'avoir des gains intéressants par rapport à une stratégie non adaptative.

La dernière partie de cette thèse s'articule autour du décodage itératif des codes concaténés. Cette étude a conduit à la conception d'un système de transmission de flux progressifs basé sur un mécanisme de décodage concaténé. Ce dernier est formé par la concaténation en série de trois codeurs convolutifs poinçonnés reliés par deux entrelaceurs aléatoires. La structure du décodeur est construite sur le principe turbo de décodage itératif. Ainsi, le schéma proposé offre une stratégie flexible de protection inégale de données. Nous avons établi une première évaluation des performances de ce dernier, en termes de PSNR moyen, dans le cadre d'une transmission d'images progressives. Cette évaluation nous a permis d'observer des gains de performance de notre stratégie de décodage concaténé pour $\frac{E_b}{N_0} < 1.5$ dB. Cependant, pour $\frac{E_b}{N_0} \geq 1.5$ dB, notre schéma était moins performant que le schéma de référence. Nous avons alors proposé un nouveau schéma, plus robuste, de codage/décodage concaténé, afin d'améliorer les performances du système de transmission. L'évaluation des performances de ce dernier, en terme de PSNR moyen, a montré des gains intéressants au niveau de la qualité des images décodées. A la fin, différents scénarios de codage ont été proposés en jouant sur les rendements des codes convolutifs. Nous avons ainsi montré la nécessité de considérer une optimisation de l'allocation de débit entre le codage de source et le codage de canal pour aboutir à des performances optimales.

Différentes perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux présentés dans ce manuscrit de thèse.

Afin d'améliorer les performances de la nouvelle stratégie de codage/décodage concaténé itératif présentée dans le chapitre 4, un décodeur arithmétique à entrées/sorties pondérées, pourrait être appliqué pour fournir des informations supplémentaires aux décodeurs de canal concaténés. Cette stratégie pourrait ensuite être appliquée à la transmission d'images JPWL à travers un canal MIMO-OFDM. Puis, comparée à la stratégie du chapitre 3.

Dans le quatrième chapitre nous avons montrer qu'un ajustement optimal des rendements des codes correcteurs d'erreurs permettrait au système de codage/décodage itératif proposé d'atteindre ses performances maximales. Ainsi, il pourrait être intéressant pour la continuité de ce travail de considérer une optimisation conjointe de l'allocation de débit entre le codeur de source et les codeurs de canal élémentaires pour garantir des performances optimales.

Enfin, il serait également intéressant d'étendre les principes d'optimisation étudiés et des schémas de décodage proposés à la transmission vidéo en considérant les normes MPEG4 et H264/AVC.

Annexe A

Décodage max-log-MAP

L'algorithme Max-Log-MAP a été proposé au début par [95; 96]. Cette technique apporte une simplification à l'algorithme MAP introduit par [28], en transformant la récursivité dans le domaine logarithmique. Cette approximation réduit largement la complexité de cet algorithme. En revanche, ces performances sont considérées comme étant sous-optimales, en les comparant avec l'algorithme de source MAP.

L'algorithme MAP examine tous les chemins possibles à travers le treillis d'un codeur convolutif. En notant y la séquence reçue de symboles transmis, l'algorithme calcule pour chaque bit décodé u_k la probabilité selon laquelle le bit transmis était $+1$ ou -1 . Ce qui est équivalent à trouver l'information *a posteriori* correspondant au logarithme du rapport de vraisemblance (LRV) suivant :

$$L(u_k / y) = \log \left(\frac{P(u_k = +1 / y)}{P(u_k = -1 / y)} \right) \quad (\text{A.1})$$

On note S_k l'état de transition dans le treillis à l'instant k et s la valeur de l'état S à l'instant k . L'algorithme MAP calcule la valeur *a posteriori* de l'équation A.1, en utilisant les probabilités suivantes calculées de manière récursive :

- Probabilité d'état "*forward*" → probabilité que le treillis est à l'état s' à l'instant $k-1$, [28] :

$$\alpha_{k-1}(s') = \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \quad (\text{A.2})$$

- Probabilité de transition → probabilité de transition entre l'état s' et l'état s à l'instant k , [28] :

$$\gamma_k(s', s) \quad (\text{A.3})$$

- Probabilité d'état "*backward*" → probabilité de transition par l'état s à l'instant k dans le sens inverse, [28] :

$$\beta_k(s) = \sum_s \beta_k(s) \gamma_k(s', s) \quad (\text{A.4})$$

L'algorithme MAP calcule les probabilités $\alpha_{k-1}(s')$ et $\beta_k(s)$ de tous les états s' du treillis, et $\gamma_k(s', s)$ de toutes les transitions possibles entre un état $S_{k-1} = s'$ vers l'état $S_k = s$. Ainsi, l'information *a posteriori* s'écrit :

$$L(u_k / y) = \log \left(\frac{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=+1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=-1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)} \right) \quad (\text{A.5})$$

Où $(s', s) \Rightarrow u_k + 1$ et $(s', s) \Rightarrow u_k - 1$ représentent, respectivement, l'ensemble des transitions entre les états précédents $S_{k-1} = s'$ et les états présents $S_k = s$, pouvant apparaître si le bit transmis est $u_k = +1$ et $u_k = -1$.

L'algorithme Max-Log-MAP simplifie le calcul de l'information *a posteriori*, en le transférant dans le domaine logarithmique par l'approximation suivante :

$$\log \left(\sum_i \exp^{x_i} \approx \max_i(x_i) \right) \quad (\text{A.6})$$

où $\max_i(x_i)$ représente la valeur maximale de x_i , par conséquent, on peut définir :

$$A_k(s) \cong \log(\alpha_k(s)) \quad (\text{A.7})$$

$$B_k(s) \cong \log(\beta_k(s)) \quad (\text{A.8})$$

$$\Gamma_k(s) \cong \log(\gamma_k(s', s)) \quad (\text{A.9})$$

En appliquant cette nouvelle définition sur $\alpha_{k-1}(s')$, $\gamma_k(s', s)$ et $\beta_k(s)$, on obtient :

$$\begin{aligned} A_k(s) &\cong \log(\alpha_k(s)) \\ &= \log \left(\sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \right) \\ &= \log \left(\sum_{s'} \exp [A_{k-1}(s')] + \Gamma_k(s', s) \right) \\ &\approx \max_i (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

D'après l'équation A.10 et pour chaque chemin dans le treillis, l'algorithme additionne, à partir de chaque état précédent jusqu'à l'état présent $S_k = s$, la valeur $\Gamma_k(s', s)$, relative à la branche de transition entre les états s' et s , à $A_{k-1}(s')$, pour déterminer une nouvelle estimation $\hat{A}_k(s)$ correspondant au chemin suivi dans le treillis. La nouvelle valeur de $A_k(s)$ est la valeur maximale de toutes les estimations $\hat{A}_k(s)$. Cette valeur représente la probabilité que le treillis est dans l'état $S_k = s$ à l'instant k , ayant reçu la séquence y . L'approximation utilisée dans l'algorithme Max Log-MAP implique que le chemin avec le maximum de probabilité (MV), parcourant l'état $S_k = s$, est l'unique chemin considéré. On déduit alors que la valeur de $A_k(s)$ donne la probabilité sur le chemin le plus probable dans le treillis, passant par l'état $S_k = s$, au lieu de donner une valeur de probabilité sur tous les chemins passant par cet état. Cette approximation est à l'origine des performances sous-optimales du Max-Log-MAP.

De la même manière, on peut calculer les valeurs de $B_{k-1}(s')$ et $\Gamma_k(s', s)$:

$$\begin{aligned} B_{k-1}(s') &\cong \log(\beta_{k-1}(s')) \\ &\approx \max_s (B_k(s) + \Gamma_k(s', s)) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

et

$$\begin{aligned} \Gamma_k(s, s') &\cong \log(\gamma_k(s, s')) \\ &= C + \frac{1}{2} u_k L(u_k) + \frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n y_{kl} x_{kl} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Où C est une constante indépendante de u_k , x_k est le mot code transmis et L_c représente l'indice de fiabilité du canal.

Finalement, l'information *a posteriori* $L(u_k/y)$, calculer par l'algorithme Max Log-MAP peut s'écrire :

$$L(u_k/y) = \log \left(\frac{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=+1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s',s) \beta_k(s)}{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=-1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s',s) \beta_k(s)} \right) \quad (\text{A.13})$$

$$\approx \max_{(s',s) \Rightarrow u_k=+1} (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s',s) + B_k(s)) - \max_{(s',s) \Rightarrow u_k=-1} (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s',s) + B_k(s))$$

L'algorithme MAP calcule pour chaque bit u_k l'information *a posteriori* $L(u_k/y)$, en considérant toutes les transitions entre l'état S_{k-1} et l'état S_k . Ces transitions sont groupées avec celles générées par un bit en entrée $u_k = +1$ et celles produites par l'entrée $u_k = -1$. Ainsi le LRV est calculé à partir des deux meilleures transitions possibles parmi les deux groupes de transitions représentant la valeur maximale de $(A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s',s) + B_k(s))$.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] J. Abot, C. Olivier, C. Perrine, and Y. Pousset, "A link adaptation scheme optimized for wireless JPEG 2000 transmission over realistic MIMO systems," *Signal Processing : Image Communication, Elsevier Publishing*, vol. 27, pp. 1066–1078, 2012. [v](#), [34](#), [36](#), [64](#), [65](#), [67](#), [68](#), [69](#), [71](#), [79](#), [80](#)
- [2] S. Hara and R. Parasad, *OFDM for wireless communications systems*. Artech House, 2003. [9](#), [15](#)
- [3] R. Pyndiah, "Near-optimum decoding of product codes : block turbo codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 1003–1010, 1998. [10](#), [43](#), [49](#), [50](#), [51](#), [52](#), [88](#)
- [4] C. Berrou, *Codes et turbo codes*. Springer, 2006. [12](#), [23](#)
- [5] M. Patzold, *Mobile Radio Channels*. Wiley, 2011. [13](#), [14](#)
- [6] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2000. [14](#)
- [7] J. Gibson, *The communications handbook*. CRC Press, 1997. [14](#)
- [8] F. Dufaux, F. Baruffa, G. Frescura, and D. Nicholson, "JPWL- an extension of JPEG 2000 for wireless imaging," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (Island of Kos), May 2006. [16](#)
- [9] D. Taubman, "High performance scalable image compression with EBCOT," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 9, pp. 1158–1170, 2000. [17](#), [18](#), [19](#), [43](#)
- [10] "JPEG 2000 part 1 - core coding system," in *ISO/IEC 15444-1*, 2000. [18](#)
- [11] "Motion JPEG 2000," in *ISO/IEC 15444-3 Amd 2*, Oct 2002.
- [12] D. Taubman and M. Marcellin, "JPEG 2000 : standard for interactive imaging," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 1336–1357, 2002. [17](#), [18](#), [43](#)
- [13] M. Nauge, M.-C. Larabi, and C. Fernandez, "Benchmark de métriques de qualité sur bases de données d'images compressées," in *Codage et Représentation des Signaux Audiovisuels (CORESA)*, (Lyon, France), Oct 2010. [19](#)

-
- [14] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, and E. P. Simoncelli, "Image quality assessment : From error visibility to structural similarity," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 13, pp. 600–612, 2004. [20](#)
- [15] R. Bose and D. Ray-Chaudhuri., "On a class of error correcting binary group codes," *Information and Control*, vol. 3, pp. 68–79, 1960. [22](#)
- [16] R. W. Hamming, "Error detecting and error correcting codes," *The Bell System Technical Journal*, vol. XXIX(2), pp. 147–160, 1950. [22](#)
- [17] C. Chao and K. Parhi, "High-speed parallel CRC implementation based on unfolding, pipelining, and retiming," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 53, pp. 1017–1021, 2006. [22](#)
- [18] D. Nicholson, C. Lamy-Bergot, X. Naturel, and C. Poulliat, "JPEG 2000 backward compatible error protection with reed-solomon codes," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, pp. 855–860, 2003. [22](#)
- [19] R. G. Gallager, *Low-Density Parity-Check codes*. M.I.T Press, 1963. [22](#)
- [20] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, pp. 170–182, 1972. [23](#), [45](#), [49](#)
- [21] L. Yin, J. Lu, K. Letaief, and Y. Wu, "Burst-error-correcting algorithm for reed-solomon codes and its performance over a bursty channel," in *IEEE International Conference on Circuits and Systems and West Sino Expositions*, (Chengdu, Chine), Juin 2002. [25](#)
- [22] Y. F. Guo, Z. C. Li, and Q. Wang, "An area-efficient reed-solomon decoder for HDTV channel demodulation," in *International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications*, (Beijing, Chine), Aug 2006. [25](#)
- [23] S. Alekseev and A. Krivosheikin, "Digital implementation of DVB-C reverse channel receiver," in *IEEE Tenth International Symposium on Consumer Electronics*, (St. Petersburg, Russie), Sept 2006. [25](#)
- [24] J. G. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill, Inc, 1955. [26](#)
- [25] R. Fano, "A heuristic discussion of probabilistic decoding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 9, pp. 64 – 74, 1963. [27](#)
- [26] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, pp. 260 – 269, 1967. [27](#)
- [27] J. Hagenauer and P. Hoeher, "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications," in *IEEE Global telecommunications conference*, (Dallas, TX, USA,), Nov 1989. [27](#)
- [28] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, pp. 284 – 287, 1974. [27](#), [110](#)

- [29] P. Robertson, E. Villebrun, and P. Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal map decoding algorithms operating in the log domain," in *IEEE International Conference on Communications*, (Seattle, USA), June 1995. [27](#), [94](#), [96](#)
- [30] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, pp. 389–400, 1988. [28](#)
- [31] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585–595, 1999. [28](#)
- [32] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998. [28](#), [36](#)
- [33] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *C. E. Shannon*, vol. 27, pp. 379–423, 1948. [31](#)
- [34] T. André, C. Lamy-Bergot, A. Mokraoui-Zergainoh, and B. Pesquet-Popescu, "Panorama des techniques de codage/décodage conjoint et techniques de diversité adaptées à la transmission de flux vidéo et html sur lien ip sans fil point/multipoint," *Revue Traitement du Signal*, vol. 25, 2008. [31](#)
- [35] T. Guionnet and C. Guillemot, "Soft and joint source-channel decoding of quasi-arithmetic codes," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2004. [31](#), [36](#)
- [36] G. F. Elmasry, "Embedding channel coding in arithmetic coding," *IEE Proceedings Communications*, vol. 146, pp. 73–78, 1999.
- [37] S. Chokchaitam and P. Teekaput, "Embedded error detection in arithmetic coding using markers," in *International Conference on Information Technology: Coding and Computing.*, (Las Vegas, NV, USA, USA), April 2004. [31](#), [36](#)
- [38] C. Boyd, J. G. Cleary, S. A. Irvine, I. Rinsma-melchert, and I. H. Witten, "Integrating error detection into arithmetic coding," *IEEE Transactions on communications*, vol. 45, pp. 1—3, 1997. [32](#)
- [39] J. Chou and K. Ramchandran, "Arithmetic coding-based continuous error detection for efficient ARQ-based image transmission," in *Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, (Pacific Grove, CA, USA), Nov 2000. [36](#)
- [40] R. Anand, K. Ramchandran, and I. V. Kozintsev, "Continuous error detection (CED) for reliable communication," *IEEE Transactions on communications*, vol. 49, pp. 1540–1549, 2001. [32](#)
- [41] H. Kourkchi, W. Lynch, and M. O. Ahmad, "A measure for the missed error detection probability for optimizing the forbidden symbol configuration in joint source-channel arithmetic codes," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (Montreal, QC, Canada), May 2016. [32](#)

- [42] S. Zezza, G. Masera, and S. Nooshabadi, "A novel decoder architecture for error resilient JPEG2000 applications based on MQ arithmetic," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (Melbourne VIC, Australia), June 2014. 36
- [43] Q.Lin and KW.Wong, "Improving the error correction capability of arithmetic coding by forecasting forbidden symbols," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (Beijing, China), May 2013. 32, 36
- [44] M. Mhamdi, C. Perrine, A. Zribi, Y.Pousset, C.Olivier, and S.Kambou, "Soft-input arithmetic decoding for optimized scalable image transmission over a realistic MIMO channel," in *IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, (Macau, Chine), Nov 2014. 32, 34, 36, 74
- [45] J.Spinner, J.Freudenberger, and S.Shavgulidze, "A soft input decoding algorithm for generalized concatenated codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, pp. 3585–3595, 2016. 32
- [46] M. Mhamdi, A. Zribi, C. Perrine, Y.Pousset, and C.Olivier, "Méthodes de décodage à entrées pondérées pour la transmission d'images JPEG2000 wireless sur des canaux fortement bruités," in *Gretsi*, (Lyon, France), Sept 2015. 32, 36
- [47] M. Mhamdi, A. Zribi, S.Zaibi, C. Perrine, Y.Pousset, R.Pyndiah, and C.Olivier, "Codage conjoint source canal optimisé avec décodage itératif pour la transmission d'images RSPIHT," in *Gretsi*, (Brest, France), Sept 2013. 33
- [48] S. Zaibi, A. Zribi, R. Pyndiah, and N. Aloui, "Joint source/ channel iterative arithmetic decoding with JPEG 2000 image transmission application," in *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, 2012. 33, 36, 45
- [49] Q.Lin and KW.Wong, "An improved iterative decoding scheme based on error-resistant arithmetic code," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (Melbourne VIC, Australia), June 2014. 33
- [50] A. E. Mohr, E. A. Riskin, and R. E. Ladner, "Unequal loss protection : Graceful degradation of image quality over packet erasure channels through forward error correction," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, pp. 819–828, 2000. 33, 36
- [51] D. Vukobratovic and V. Stankovic, "Unequal error protection random linear coding strategies for erasure channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, pp. 1243–1252, 2012. 34
- [52] G. Baruffa and F. Frescura, "Adaptive error protection coding for wireless transmission of motion JPEG 2000 video," *J Image Video Proc*, vol. 10, 2016. 34
- [53] A. Bais, T. Dey, and N. Sarshar, "Unequal channel protection of multiple description codes for wireless broadcast applications," *Signal Processing : Image Communication*, vol. 27, pp. 625–636, 2012. 34
- [54] M. Torki and A. Hajshirmohammadi, "Unequal power allocation for transmission of JPEG2000 images over wireless channels," in *IEEE Global Telecom. Conference*, (Honolulu, HI, USA), Nov 2009. 34, 36

- [55] M. Shayegannia, A. Hajshirmohammadi, and M. T. S. Muhaidat, "An OFDM based system for transmission of jpeg2000 images using unequal power allocation," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, (Shanghai, China), Apr 2012. [34](#)
- [56] S. M. M. Shayegannia, A. Hajshirmohammadi and M. Torki, "Transmission of JPEG 2000 images over frequency selective channels with unequal power allocation," *IET Image Processing*, vol. 7, pp. 33–41, 2013. [34](#), [36](#)
- [57] M. Mhamdi, C. Perrine, A. Zribi, Y.Pousset, C.Olivier, and A. Bouallégué, "Soft decoding algorithms for optimized JPEG 2000 wireless transmission over realistic MIMO-OFDM systems," *Signal Processing : Image Communication, Elsevier Publishing*, vol. 52, pp. 41–53, 2017. [34](#), [35](#)
- [58] J.He, Y.Li, G.Wu, S.Qian, Q.Xue, and T.Matsumoto, "Performance improvement of joint source-channel coding with unequal power allocation," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. PP, pp. 1–1, 2017. [34](#)
- [59] S.-S. Tan, M. Rim, P. C. Cosman, and L. B. Milstein, "Adaptive modulation for OFDM-based multiple description progressive image transmission," in *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM*, (New Orleans, LO), pp. 1–5, Nov, Dec 2008. [35](#), [36](#)
- [60] J. E. Kleider and G. P. Abouseleman, "Robust image transmission using source adaptive modulation and trellis-coded quantization," in *International Conference on Image Processing*, (Kobe, Japan), Oct 1999. [35](#), [36](#)
- [61] Y. Pei and J. W. Modestino, "Multi-layered video transmission over wireless channels using an adaptive modulation and coding scheme," in *International Conference on Image Processing*, (Thessaloniki, Greece), Oct 2001.
- [62] S.Song and H.Peng, "Adaptive turbo-coded modulation for progressive image transmission on flat-fading channels," in *International Conference on MultiMedia and Information Technology*, (Three Gorges, China), Dec 2008.
- [63] Y.Sun and Z.Xiong, "Progressive image transmission over space-time coded OFDM-based MIMO systems with adaptive modulation," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 5, pp. 1016 – 1028, 2006. [35](#)
- [64] M. Morimoto, M. Okada, and S. Komaki, "A hierarchical image transmission system for multimedia mobile communication," in *First International Workshop on Wireless Image/Video Communications*, (Loughborough, UK), Sept 1996. [35](#), [36](#)
- [65] H. X. Nguyen, H. H. Nguyen, and T. Le-Ngoc, "Signal transmission with unequal error protection in wireless relay networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, pp. 2166—178, 2010. [35](#)
- [66] S. Arslan, P. Cosman, and L. Milstein, "Coded hierarchical modulation for wireless progressive image transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 4299–4313, 2011. [35](#), [36](#)

- [67] S.H.Chang, M.Rim, P.Cosman, and L.Milstein, "Optimal multiplexed hierarchical modulation for unequal error protection of progressive bit streams," in *IEEE Global Telecommunications Conference*, (Honolulu, USA), Nov-Dec 2009. 35
- [68] M. Zamkotsian, K. Peppas, F.Lazarakis, and P. Cottis, "Multilevel spatial hierarchical modulation : An efficient scheme for unequal error protection under rician fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, pp. 5177 – 5186, 2014. 35
- [69] S.Kambou, C. Perrine, Y.Pousset, C.Olivier, and M. Mhamdi, "Low-complexity and optimal resource allocation scheme for scalable video transmission over realistic noisy MIMO channels," in *IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, (Macau, Chine), Nov 2014. 35, 37
- [70] G. H. Hakonsen, T. A. Ramstad, and A. Gjendemsj, "Image transmission with adaptive power and rate allocation over flat fading channels using joint source channel coding," *Communications in Computer and Information Science*, vol. 9, pp. 312–321, 2000. 35
- [71] M. Hassan, M. El-Tarhuni, and R. Zrae, "A joint adaptive modulation and channel coding scheme for multimedia communications over wireless channels," *International Journal of Wireless and Mobile Computing*, vol. 9, pp. 99–114, 2015. 35
- [72] Z.Tang, J.He, Y.Zhang, and Z.Fan, "Achievable performance gain of IEEE 802.11 multi-rate link adaptation algorithm with cross-layer design," *International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems*, vol. 8, pp. 42–59, 2015. 35, 37
- [73] "http://www.openjpeg.org," 44
- [74] "IEEE standard for local and metropolitan area networks-part16 : Amendment for physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation, 802,11e," 2005. 65
- [75] "IEEE standard for information technology-part11 : Wireless lan medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications amendment :enhancements for higher throughput, 802,11n," 2009. 65
- [76] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, "LTE –the UMTS long term evolution from theory to practice, john wiley and sons," 2009. 65
- [77] A. Agrawal, G.Ginis, and J. Cioffi, "Channel diagonalization through orthogonal space-time coding," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, pp. 1621–1624, 2002. 66, 67
- [78] P. Smith, L. Garth, and M. Shafi, "Performance analysis of multiple- input multiple-output singular value decomposition transceivers during fading and other cell interference," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 1111–1119, 2007. 68
- [79] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004. 72

- [80] W. Hamidouche, C. Perrine, Y. Pousset, and C. Olivier, "A solution to efficient power allocation for H.264/svc video transmission over a realistic MIMO channel using pre-coder designs," *Journal of Visual Communication and Image Representation*, vol. 22, pp. 563–574, 2011. [72](#)
- [81] C. Pereira, Y. Pousset, R. Vauzelle, and P. Combeau, "Sensitivity of the MIMO channel characterization to the modeling of the environment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 1218–1227, 2009. [72](#), [73](#)
- [82] W. Hamidouche, *Stratégies de transmission vidéo sur un canal MIMO*. Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 2010. [73](#)
- [83] J. Abot, *Stratégies de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système MIMO*. Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 2012. [73](#)
- [84] H. Houas, I. Fijalkow, and C. Baras, "Resource allocation for the transmission of scalable image on OFDM systems," in *IEEE International Conference on Communications*, (Dresden, Germany), pp. 1–5, June 2009. [87](#)
- [85] N. Thomos, N. V. Boulgouris, and M. G. Strintzis, "Optimized transmission of JPEG 2000 streams over wireless channels," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 15, pp. 54–67, 2006. [87](#)
- [86] G. D. Forney, *Concatenated Codes*. Cambridge, MA : MIT Press, 1966. [87](#), [88](#), [89](#)
- [87] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo codes," in *IEEE International Conference on Communications*, (Genève, Suisse), May 1993. [87](#), [88](#)
- [88] D. Divsalar and F. Pollara, "Turbo codes for pcs applications," in *IEEE International Conference on Communications*, (Seattle, USA), June 1995. [88](#)
- [89] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Analysis, design, and iterative decoding of double serially concatenated codes with interleavers," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 231 – 244, 1998. [88](#), [92](#), [94](#), [97](#)
- [90] S. S. Arslan, P. C. Cosman, and L. B. Milstein, "Concatenated block codes for unequal error protection of embedded bit streams," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 21, pp. 1111–1122, 2012. [88](#)
- [91] S. Benedetto and G. Montorsi, "Unveiling turbo-codes : some results on parallel concatenated coding schemes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, pp. 409–428, 1996. [89](#)
- [92] J. Dumas, J. Roch, E. Tannier, and S. Varrette, *Théorie des codes : Compression, cryptage, correction*. Dunod, 2 ed., 2013. [89](#)
- [93] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Serial concatenation of interleaved codes : performance analysis, design, and iterative decoding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 909–926, 1998. [89](#), [90](#)
- [94] J. Han and O. Takeshita, "On the decoding structure for multiple turbo codes," in *IEEE International Symposium on Information Theory*, (Washington, DC), Juin 2001. [92](#)

- [95] W. Koch and A. Baier, "Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying inter-symbol interference," in *IEEE Globecom*, (San Diego, CA), Dec 1990. [110](#)
- [96] J. A. Erfanian, S. Pasupathy, and G. Gulak, "Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 1661–1671, 1994. [110](#)

Liste de publications

Articles dans des revues internationales à comité de lecture

- **Marwa Mhamdi**, Clency Perrine, Amin Zribi, Yannis Pousset, Christian Olivier and Ammar Bouallègue, "Soft decoding algorithms for optimized JPEG 2000 Wireless transmission over realistic MIMO-OFDM systems," *Signal Processing : Image Communication, Elsevier*, Vol 52, pp. 41-53, Mars 2017.

Communications dans des conférences internationales à comité de lecture

- **Marwa Mhamdi**, Clency Perrine, Amin Zribi, Yannis Pousset, Christian Olivier, and Samy Kambou, "Soft-input arithmetic decoding for optimized scalable image transmission over a realistic MIMO channel," *14th IEEE International Conference on Communication Systems 2014 (IEEE ICCS'14)*, Macau, P. R. China, Nov 2014.
- Samy Kambou, Clency Perrine, Yannis Pousset, Christian Olivier, and **Marwa Mhamdi**, "Low-Complexity and Optimal Resource Allocation Scheme for Scalable Video transmission over realistic noisy MIMO channels," *14th IEEE International Conference on Communication Systems 2014 (IEEE ICCS'14)*, Macau, Chine, Nov. 2014.

Communications dans des conférences nationales à comité de lecture

- **Marwa Mhamdi**, Amin Zribi, Clency Perrine, Yannis Pousset and Christian Olivier, "Méthodes de décodage à entrées pondérées pour la transmission d'images JPEG2000 Wireless sur des canaux fortement bruités," *GRETSI 2015*, Lyon, France, Sep 2015.
- **Marwa Mhamdi**, Amin Zribi, Sonia Zaibi, Clency Perrine, Yannis Pousset, Ramesh Pyndiah and Christian Olivier, "Codage conjoint source canal optimisé avec décodage itératif pour la transmission d'images RSPIHT," *GRETSI 2013*, Brest, France, Sep. 2013.

Résumé : Cette thèse est consacrée à l'amélioration des performances de codage/ décodage de systèmes de transmission d'images fixes sur des canaux bruités et réalistes. Nous proposons, à cet effet, le développement de méthodes de transmission d'images optimisées en se focalisant sur les deux couches application et physique des réseaux sans fil. Au niveau de la couche application et afin d'assurer une bonne qualité de service, on utilise des algorithmes de compression efficaces permettant au récepteur de reconstruire l'image avec un maximum de fidélité (JPEG2000 et JPWL). Afin d'assurer une transmission sur des canaux sans fil avec un minimum de TEB à la réception, des techniques de transmission, de codage et de modulation avancées sont utilisées au niveau de la couche physique (système MIMO-OFDM, modulation adaptative, CCE, etc). Dans un premier temps, nous proposons un système de transmission robuste d'images codées JPWL intégrant un schéma de décodage conjoint source-canal basé sur des techniques de décodage à entrées pondérées. On considère, ensuite, l'optimisation d'une chaîne de transmission d'images sur un canal MIMO-OFDM sans fil réaliste. La stratégie de transmission d'images optimisée s'appuie sur des techniques de décodage à entrées pondérées et une approche d'adaptation de lien. Ainsi, le schéma de transmission proposé offre la possibilité de mettre en oeuvre conjointement de l'UEP, de l'UPA, de la modulation adaptative, du codage de source adaptatif et de décodage conjoint pour améliorer la qualité de l'image à la réception. Dans une seconde partie, nous proposons un système robuste de transmission de flux progressifs basé sur le principe de turbo décodage itératif de codes concaténés offrant une stratégie de protection inégale de données. Ainsi, l'originalité de cette étude consiste à proposer des solutions performantes d'optimisation globale d'une chaîne de communication numérique pour améliorer la qualité de transmission.

mots clé : JPEG2000, JPWL, canal MIMO-OFDM réaliste, décodage conjoint source-canal, décodage à entrées pondérées, adaptation de lien, codes concaténés.

Abstract : This work is devoted to improve the coding/ decoding performance of a transmission scheme over noisy and realistic channels. For this purpose, we propose the development of optimized image transmission methods by focusing on both application and physical layers of wireless networks. In order to ensure a better quality of services, efficient compression algorithms (JPEG2000 and JPWL) are used in terms of the application layer enabling the receiver to reconstruct the images with maximum fidelity. Furthermore, to insure a transmission on wireless channels with a minimum BER at reception, some transmission, coding and advanced modulation techniques are used in the physical layer (MIMO-OFDM system, adaptive modulation, FEC, etc). First, we propose a robust transmission system of JPWL encoded images integrating a joint source-channel decoding scheme based on soft input decoding techniques. Next, the optimization of an image transmission scheme on a realistic MIMO-OFDM channel is considered. The optimized image transmission strategy is based on soft input decoding techniques and a link adaptation approach. The proposed transmission scheme offers the possibility of jointly implementing, UEP, UPA, adaptive modulation, adaptive source coding and joint decoding strategies, in order to improve the image visual quality at the reception. Then, we propose a robust transmission system for embedded bit streams based on concatenated block coding mechanism offering an unequal error protection strategy. Thus, the novelty of this study consists in proposing efficient solutions for the global optimization of wireless communication system to improve transmission quality.

keywords : JPEG2000, JPWL, realistic MIMO-OFDM channel, joint source-channel decoding, soft input decoding, link adaptation, concatenated codes.