



HAL
open science

Algorithmes d'optimisation inter-couches pour les réseaux de capteurs sans fil multimédia utilisant la technologie Ultra Wide Band

Asma Ben Abdallah

► **To cite this version:**

Asma Ben Abdallah. Algorithmes d'optimisation inter-couches pour les réseaux de capteurs sans fil multimédia utilisant la technologie Ultra Wide Band. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Conservatoire national des arts et métiers - CNAM; École supérieure des communications de Tunis (Tunisie), 2021. Français. NNT : 2021CNAM1288 . tel-03464520v1

HAL Id: tel-03464520

<https://theses.hal.science/tel-03464520v1>

Submitted on 3 Dec 2021 (v1), last revised 8 Dec 2021 (v2)

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.

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES DES MÉTIERS DE L'INGÉNIEUR
Centre d'Études et de Recherche en Informatique et Communications

En cotutelle avec

ÉCOLE DOCTORALE EN TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION
Green and Smart Communication Systems

THÈSE DE DOCTORAT

présentée par : **Asma BEN ABDALLAH**

soutenue le : **17 Mars 2021**

pour obtenir le grade de :

Docteur du Conservatoire National des Arts et Métiers

Spécialité : **Génie informatique, automatique et traitement du signal**

Et

Docteur de l'École Supérieure de Communications de Tunis

Spécialité : **Technologies de l'information et de la communication**

**Algorithmes d'optimisation inter-couches pour les réseaux de capteurs sans fil multimédia
utilisant la technologie Ultra Wide Band**

DIRECTEURS DE THÈSE

Michel TERRE
Fethi TLILI

Professeur des Universités au Cnam
Professeur au Sup'Com

RAPPORTEURS

Iyad DAYOUB
Azza OULED ZAIED

Professeur des Universités à l'UPHF
Professeur à l'ISI

EXAMINATEURS

Maria TROCAN
Hichem BESBES

Présidente de Jury, Professeur à l'ISEP
Professeur au Sup'Com

ENCADRANS

Ali DZIRI
Amin ZRIBI

Ingénieur de recherche au Cnam
Maitre assistant à l'IsetCom

Dédicaces

*Je dédie ce travail à
Ma très précieuse mère Wided
Mon père Taoufike qui a bien sacrifié pour ma réussite,
Mon cher mari Mustapha et mes petites filles Fatma et Kmar
Mes frères Yessine, Mohamed, Amine et Zied que j'adore
Mes Ami(e)s et tous ceux qui me sont chers*

Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements à mes directeurs de thèse M. Michel TERRÉ, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris (CNAM), M. Fethi TLILI, Professeur à l'École Supérieure des Communications de Tunis (SUP'COM) et à mes co-encadrants, M. Ali DZIRI, Ingénieur de recherche au CNAM et M. Amin ZRIBI, Maître Assistant à l'Institut Supérieur des études technologiques en Communications de Tunis (ISET'COM). Je les remercie infiniment pour leurs suivis tout au long de la période de la thèse, ainsi bien que leurs soutiens moral et leurs précieux conseils pour l'élaboration de ce travail. Je tiens à remercier tous mes collègues du laboratoire Gres'Com pour leurs soutiens et les divers aides qu'ils m'ont apportés. Je souhaite également remercier tout les membres du Centre d'Etude et de Recherche en Informatique du CNAM (Cédric) spécialement l'équipe LAETITIA pour leur accueil chaleureux et sympathique.

*Paris, Mars 2021
Asma Ben Abdallah*

Résumé

Un réseau de capteurs sans fil (RCSF) ou bien Wireless Sensor Network (WSN) est l'ensemble d'éléments appelés micro-capteurs capable de collecter des données et les transmettre via des liens sans fil. Avec le développement des éléments hardware comme les caméras CMOS, l'intégration des contenus multimédia est devenue possible dans les RCSFs la chose qui a conduit au développement des Réseaux de Capteurs Sans Fil Multimédia (RCSFMs) connu aussi sous le nom de Wireless Multimedia Sensor Networks (WMSNs).

Les RCSFMs nécessitent généralement des liaisons sans fil à courte portée et à hauts débits qui supportent la transmission des contenus multimédia comme des images et des vidéos dans des environnements internes, ce qui justifie l'usage de la technologie de transmission sans fil Ultra Wide Band (UWB) et plus précisément le standard IEEE 802.15.3c dans nos travaux de recherche, et pour assurer la bonne transmission des contenus multimédia (images/vidéos) avec une certaine qualité de service à travers le système UWB IEEE 802.15.3c, des codeurs de sources robustes et efficaces ont été bien choisis (JPEG et SPIHT pour les images et H.264/AVC pour les vidéos).

Nos contributions dans ce manuscrit se focalisent sur l'amélioration de la qualité de service (QoS), en premier lieu pour le cas de transmission d'images, et ce par l'application de diverses techniques adaptatives y compris la protection inégale de données UEP au niveau du codeur canal et les modulations hiérarchique, hybride, OFDM adaptative au niveau du modulateur. En deuxième lieu, et pour le cas d'une source vidéo, toutes les techniques citées précédemment ont été appliquées afin d'améliorer la qualité de vidéos reçues au côté receveur. De plus, nous avons agi sur le choix de la taille du GOP (Group of Pictures) dans le codeur H.264/AVC pour montrer l'influence de la taille de GOP lors de la transmission d'une vidéo sur la propagation d'erreurs produites par le canal multi-trajets perturbé.

L'originalité de cette thèse porte à proposer des techniques performantes pour l'amélioration de la qualité de transmission des flux compressés multimédia à travers un système UWB IEEE 802.15.3c plus spécifiquement, le mode de couche physique Audio Visuel à haut débit (AV HRP) tout en gardant une bonne QoS et minimisant le rapport débit distortion et d'exploiter les caractéristiques des RCSFMs qui sont largement utilisés pour déployer des services dans des applications multimédias IoT.

Mots clés : RCSFMs, IoT, UWB, IEEE 802.15.3c, JPEG, SPIHT, H.264/AVC, QoS.

Abstract

Wireless Sensor Network (WSN) is the set of elements called micro-sensors able to collect data and transmit it via wireless links. In recent years and with the development of hardware elements such as CMOS cameras, the integration of multimedia content has become possible in the WSNs, that leads to the development of Wireless Multimedia Sensor Network (WMSN).

The WMSNs requires short-range and high-speed wireless links that support the transmission of multimedia contents such as images and videos in indoor environments, which justifies the use of Ultra Wide Band (UWB) wireless transmission technology, more precisely the IEEE 802.15.3c standard. In order to ensure a better image/video transmission with a certain quality of service over UWB IEEE 802.15.3c system, many robust and efficient source encoders are used on our research work like JPEG and SPIHT for image transmission and H.264/AVC for video transmission.

Our contributions in this manuscript focus on improving the quality of service (QoS), firstly for the case of image transmission by the application of various adaptive techniques including unequal error protection UEP at the channel encoder side and hierarchical modulation, hybrid modulation and adaptive OFDM modulation at the modulator side. Secondly, and for the case of video transmission, all the techniques previously mentioned have been applied to improve the quality of transmitted videos at the receiver side. In addition, we acted on the choice of the size of the GOP (Group of Pictures) at H.264 /AVC encoder to show the influence of the GOP size during the video transmission on the errors propagation produced by the noisy multi-path channel.

The originality of this thesis is to propose effective techniques for the improvement of transmitted multimedia contents quality through UWB IEEE 802.15.3c system, more precisely the audio visual high rate physical layer mode (AV HRP) while keeping a good QoS and minimizing the rate distortion ratio and exploit the characteristics of WMSNs which are widely used to deploy services in IoT multimedia applications.

Keywords : WMSNs, IoT, UWB, IEEE 802.15.3c, JPEG, SPIHT, H.264/AVC, QoS.

Table des matières

Dédicaces	1
Remerciements	3
Résumé	5
Abstract	6
Liste des figures	13
Liste des tableaux	17
Glossaire	19
Introduction	21
1 Aperçu sur les réseaux de capteurs sans fil multimédia et la technologie Ultra Wide Band	27
1.1 Introduction	27
1.2 Evolution des réseaux de capteurs sans fil	27
1.2.1 Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil	28
1.2.2 Application des réseaux de capteurs sans fil multimédia	29
1.2.3 Architecture des réseaux de capteurs sans fil multimédia	30
1.2.4 Modèle OSI et traitements inter couches	31
1.2.5 La qualité de service	33
1.2.6 Optimisation inter-couches (Cross-Layer Design)	34
1.3 La technologie UWB pour les réseaux de capteurs sans fil multimédia	35
1.3.1 Vue d'ensemble des communications ultra large bande	35
1.3.2 Régulation et normalisation UWB	36
1.4 La norme IEEE 802.15.3c pour l'UWB	39
1.4.1 Modèles d'usage	39
1.4.2 Modes de la couche physique	39
1.5 Etude du modèle UWB AV PHY HRP IEEE 802.15.3c	40
1.5.1 Etude des composants d'une chaîne de communication numérique	40
1.5.2 Canal de propagation Triple SV (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela) à 60 GHz	41
1.5.3 Diagramme en bloc de l'émetteur du modèle AV HRP PHY IEEE 802.15.3c	44
1.6 Performance du système UWB AV HRP PHY IEEE 802.15.3c	47
1.6.1 Modélisation du système UWB AV PHY IEEE 802.15.3c pour un canal de transmission TSV	47
1.6.2 Scénarios de simulations et évaluation des performances	47

1.7	Etat de l'art sur l'amélioration de la qualité de service dans les RCSFMs . . .	50
1.8	Contributions de la thèse	51
1.9	Synthèse et Conclusions	51
2	Codage conjoint source-canal pour la transmission d'images dans un système UWB IEEE 802.15.3c	53
2.1	Introduction	53
2.2	Classification des techniques de compression d'images	53
2.2.1	Compression physique et logique	54
2.2.2	Compression symétrique et compression asymétrique	54
2.2.3	Compression sans pertes et avec pertes	54
2.3	Algorithmes de compression sans pertes	55
2.3.1	RLE (Run Length Encoding)	55
2.3.2	Algorithme de Huffman	55
2.3.3	CAVLC (Context-Adaptive Variable-Length Coding)	56
2.3.4	Exp-Golomb	56
2.4	Algorithmes de compression avec pertes	56
2.5	Critères de performances en compression d'images	57
2.5.1	Le taux de compression	57
2.5.2	Débit de compression	57
2.5.3	La distorsion	58
2.5.4	La qualité visuelle	58
2.5.5	Rapport débit-distorsion	58
2.5.6	Complexité	59
2.6	L'algorithme JPEG pour la compression d'images	59
2.6.1	La transformée Discrète en Cosinus	60
2.6.2	La quantification	60
2.6.3	Le codage entropique	61
2.7	L'algorithme SPIHT pour la compression d'images	61
2.7.1	EZW	61
2.7.2	SPIHT	61
2.8	Performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images	62
2.8.1	Transmission d'images codées JPEG sur un système UWB IEEE 802.15.3c	63
2.8.2	Transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB IEEE 802.15.3c	65
2.8.3	Analyse des résultats et comparaison	68
2.9	Synthèse et conclusion	70
3	Techniques adaptatives de la couche physique pour la transmission d'images	71
3.1	Introduction	71
3.2	Objectifs et motivations	73
3.3	État de l'art	74
3.4	Techniques de protection inégale pour la transmission des images codées SPIHT sur le système UWB	75

3.5	Techniques de modulations hybride et hiérarchique associées à l'UEP pour un système UWB	81
3.5.1	Modulation hybride appliquée à l'UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB	81
3.5.2	Modulation 16-QAM hiérarchique en utilisant UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB	82
3.5.3	Modulation hybride vis-à-vis modulation hiérarchique	85
3.6	Technique de modulation OFDM adaptative associée à l'UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB	85
3.7	Synthèse et conclusion	87
4	Transmission de vidéo H264/AVC dans un système UWB IEEE 802.15.3c	89
4.1	Introduction	89
4.2	État de l'art en compression vidéo	90
4.2.1	Évolution des formats de compression vidéo	91
4.2.2	Choix du codage vidéo H.264/AVC	93
4.2.3	Étude des principaux profils de la norme H.264/AVC	93
4.2.4	Principe du codage vidéo H.264/AVC	94
4.2.5	Schéma de codage/décodage de vidéos H264/AVC	94
4.3	Transmission de vidéos H264/AVC dans un système UWB IEEE 802.15.3c . .	98
4.3.1	Scénarios de simulations	98
4.3.2	Résultats et interprétations	100
4.4	Analyse de l'impact de la taille du GOP sur les performances du codeur H264/AVC dans la chaîne UWB	101
4.4.1	Étude de l'impact de la taille du GOP	101
4.4.2	Comparaison entre les différentes tailles de GOP	102
4.5	Stratégie inter-couches pour la transmission de vidéos H264/AVC	103
4.5.1	Protection inégale du flux vidéo compressé H264/AVC	103
4.5.2	Modulation hiérarchique appliquée à une source vidéo	106
4.5.3	Modulation adaptative appliquée aux sources vidéo H264/AVC	107
4.6	Synthèse et conclusion	109
	Conclusions et perspectives	111
	Bibliographie	113

Table des figures

1.1	Exemple d'un réseau de capteurs sans fil.	28
1.2	Domaines d'applications des RCSFs.	29
1.3	Architecture d'un réseau de capteur sans fil multimédia.	30
1.4	les différentes couches du Modèle OSI.	31
1.5	Evolution des technologies de transmission sans fil.	36
1.6	Chaîne de communication numérique.	41
1.7	Réponses impulsionnelles d'un exemple de réalisation des modèles de canaux (a) TSV MC 1.3 et (b) TSV MC 2.3.	42
1.8	Le diagramme du bloc émetteur du modèle AV HRP PHY IEEE 802.15.3c.	44
1.9	Principe de la modulation OFDM.	46
1.10	Performances en TEB en fonction de E_b/N_0 du système utilisant les modulations QPSK/16QAM, OFDM et TSV MC1.3 (LOS) et MC2.3 (NLOS).	48
1.11	Performances du système AV HRP IEEE 802.15.3c en termes de TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes configurations avec un canal de transmission (a) TSV MC 1.3 et (b) TSV MC 2.3.	49
2.1	Schéma de codage et de décodage de l'algorithme JPEG.	59
2.2	Structure de l'arbre des coefficients d'ondelettes pour un codage SPIHT.	62
2.3	Schéma du principe de codage SPIHT.	63
2.4	Schéma de transmission d'images codées JPEG à travers un système UWB IEEE 802.15.3c.	64
2.5	Exemples d'images reconstruites pour différentes configurations utilisant le codage JPEG.	66
2.6	Schéma de transmission d'images codées SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c.	67
2.7	Exemples d'images reconstruites pour différentes configurations utilisant le codage SPIHT.	69
2.8	Performances en PSNR du système UWB IEEE802.15.3c pour un canal TSV MC1.3 avec différents ordres de modulations et différents rendements de co-deur convolutif.	70
3.1	Effet de l'emplacement d'une erreur dans un flux binaire compressé SPIHT.	72
3.2	Diagramme du bloc émetteur UWB IEEE802.15.3c avec un organe décisionnel agissant sur les différents blocs des couches physique et application.	74

3.3	Les performances en termes de PSNR en fonction de E_b/N_0 de l'UEP à répartition équitable par rapport à l'EEP pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à 1bpp à travers le système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant les modulations 16QAM et QPSK.	77
3.4	Comparaison entre trois schémas de protection inégale en fonction de PSNR et E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers le système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant les modulations (a) 16QAM et (b) QPSK.	78
3.5	Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant différents schémas de protection inégale pour un $E_b/N_0 = 4$ dB.	80
3.6	La performance en PSNR en fonction E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c utilisant UEP à répartition équitable combinée avec la modulation hybride.	81
3.7	Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation hybride pour un $E_b/N_0 = 3$ dB.	82
3.8	Schéma de modulation Hiérarchique 16-QAM.	83
3.9	La performance en PSNR en fonction de E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant UEP et la modulation hiérarchique.	84
3.10	Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation hiérarchique pour un $E_b/N_0 = 6$ dB.	85
3.11	Les performances en PSNR en fonction de E_b/N_0 pour la transmission de l'image "Lena" codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant la modulation OFDM adaptative appliquée à l'UEP.	87
3.12	Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation OFDM adaptative pour un $E_b/N_0 = 5$ dB.	88
4.1	Schéma de codage H264/AVC.	95
4.2	Présentation du codeur CAVLC.	96
4.3	Chaîne de communication numérique pour la transmission des vidéos H264/AVC à travers un système AV PHY HRP IEEE 802.15.3c.	99
4.4	Performance en PSNR Moyen utilisant respectivement la protection égale de données et les modulations 16QAM et QPSK pour les vidéos codées H.264/AVC.	100
4.5	Structure de GOP dans un codeur H.264/AVC à profil de base.	101
4.6	PSNR Moyen vis à vis E_b/N_0 pour différentes tailles de GOP dans un système AV PHY IEEE 802.15.3c.	102
4.7	Résultats visuels pour différentes tailles de GOP et une même configuration.	104
4.8	Schéma de protection inégale proposé pour une vidéo codée en utilisant H.264/AVC.	105
4.9	Comparaison en terme de PSNR Moyen entre les performances du système EEP et UEP pour des vidéos codées en utilisant H.264/AVC.	106

4.10 Performance en PSNR Moyen utilisant EEP et UEP appliqué à la Modulation Hiérarchique pour des vidéos codées par H.264/AVC.	107
4.11 Performance en PSNR Moyen utilisant EEP et UEP appliqué à la Modulation hybride pour des vidéos codées par H.264/AVC.	108

Liste des tableaux

1.1	Comparison entre les différents modes de la couche physique de l'IEEE 802.15.3c.	39
1.2	Les paramètres du modèle AV HRP PHY.	40
1.3	Les paramètres du système AV HRP OFDM.	46

Glossaire

Abréviations et Acronymes

AOA	Angle of Arrival
AV	Audio Visual
AVC	Advanced Video Coding
CC	Convolutional Code
CABAC	Context-Adaptive Binary Arithmetic Coding
CAVLC	Context-Adaptive Variable Length Coding
CMOS	complementary metal-oxide-semiconductor
DCT	Discrete Cosine Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
EEP	Equal Error Protection
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FFT	Fast Fourier Transform
GOP	Group Of Pictures
HSI	High Speed Interface
HRP	High Rate PHY
HM	Hierarchical Modulation
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IoT	Internet of Things
IoMT	Internet of Multimedia Things
JPEG	Joint Photographic Experts Group
LSP	List of Significant Pixels
LIP	List of Insignificant Pixels
LIS	List of Insignificant Set
LOS	Line of Sight
LZW	Lempel Ziv Welch
MPEG	Motion Picture Expert Group
NLOS	None Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open Systems Interconnection
PHY	Physical layer
PSNR	Peak Signal to Noise Ratio
QoS	Quality of Service

RCSF	Réseaux de Capteurs Sans Fil
RCSFM	Réseaux de Capteurs Sans Fil Multimédia
RLE	Run Length Encoding
RS	Reed Solomon
SC	Single Carrier
SNR	Signal to Noise Ratio
SPIHT	Set Partitionning In Hierarchical Trees
SV	Saleh Valenzuela
TSV	Two-path and Saleh Valenzuela
UEP	Unequal Error Protection
UM	Usage Model
UWB	Ultra Wide Band
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WMSN	Wireless Multimedia Sensor Networks
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Networks
WWAN	Wireless Wide Area Network

Introduction

1. Contexte et problématique

Les progrès dans le domaine des communications sans fil ont mené au développement de très petits composants appelés capteurs qui peuvent être déployés pour assurer plusieurs fonctions. Ainsi, le réseau établi est appelé Réseau de Capteurs Sans Fils (RCSF) ou Wireless Sensor Network (WSN). Ce réseau est représenté sous la forme d'un ensemble de nœuds assurant des fonctionnalités de traitement, d'acquisition et de communication. Les nœuds déployés coopèrent ensemble d'une manière autonome pour collecter et transmettre des données durant un phénomène donné [1].

L'évolution conjointe et continue de la recherche sur les RCSFs et leur technologie rend possible l'optimisation de l'utilisation de ces réseaux dans un nombre croissant de contextes et d'applications. Avec le développement hardware de composants tels que les caméras CMOS, l'intégration de contenus multimédia dans les RCSFs est devenu possible [2]. Parmi les applications cibles des réseaux de capteurs sans fil multimédia (RCSFMs), on peut citer la surveillance vidéo, le contrôle automatique de la circulation routière, le suivi avancé de la santé, l'assistance des personnes âgées, le monitoring de l'environnement, la localisation de personnes, etc.

Par ailleurs, pour rendre les données collectées d'un RCSF disponibles sur Internet, la solution la plus adéquate et répandue actuellement sert à utiliser une passerelle de communication qui est dans la plupart des cas la station centrale de collecte de données. Dans ce cas, d'autres modes de diffusion des données ont eu apparition, résultats de l'intégration des RCSFs dans ce qu'on appelle l'Internet des Objets (IdO) ou encore Internet of Things (IoT) et des évolutions technologiques récentes dans plusieurs domaines y compris le domaine médical qui a subi une évolution assez importante suite à la pandémie Covid-19 que tout le monde a connu.

Cependant, le besoin en développement des RCSFMs doit répondre à plusieurs exigences dont on peut citer la gestion de la QoS au niveau applicatif, le besoin en bande passante induit par les informations multimédia, le codage de source robuste, le traitement inter-capteurs, la consommation d'énergie, etc. Pour répondre à ces exigences duales, de nouveaux algorithmes et protocoles doivent être envisagés au niveau des différentes couches du modèle OSI. Ceci dit, dans ce type de réseaux, une optimisation conjointe entre les différentes couches sera plus efficace qu'une approche séparée

et on parle de conception inter-couches ou cross-layer design.

Le sujet de thèse s'inscrit dans cette thématique et vise à optimiser les paramètres et à améliorer les algorithmes au niveau de la couche physique et de la couche application en fonction de la QoS requise et de l'état du canal sans fil. La contrainte visée en termes de bande passante impose l'utilisation d'une technologie permettant un débit important au niveau de la couche physique ce qui justifie l'usage du standard Ultra Wide-Band UWB IEEE 802.15.3c dans sa version multi-canal utilisant la modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

La thèse comporte deux axes principaux qui peuvent être classés comme suit. Un premier axe porte sur l'application des méthodes de codage et décodage inter-couches pour la transmission d'images et de vidéos et un deuxième axe qui s'intéresse à l'amélioration de la qualité de service (débit, taux de perte de données) lors de la transmission de différentes sources via un système UWB IEEE 802.15.3c.

2. Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse est de proposer des méthodes de codage et décodage inter-couches pour la transmission de contenus multimédia visuel dans des réseaux de capteurs sans fil utilisant la technologie UWB et plus spécifiquement le standard IEEE 802.15.3c. Ainsi, les objectifs spécifiques du présent travail peuvent être classés en trois volets.

- **Vitesse de transmission** : Pour un cas de transmission de vidéos qui supporte une quantité d'information assez volumineuse, l'utilisateur du système UWB IEEE 802.15.3c est de plus en plus satisfait que lorsque la durée de réception de la vidéo est minimale. Par conséquent, la durée de transmission d'un contenu multimédia est un facteur très important.
- **Fiabilité** : C'est le fait qu'un système assure une transmission sans altérer ou détériorer une certaine information durant une période bien déterminée, et d'un point de vue utilisateur, la bonne fiabilité donne une meilleure crédibilité au système du coup l'utilisateur deviendra plus rassuré de l'exactitude des informations reçues surtout pour le cas de transmission de contenus multimédia, ça peut être dégagé à travers la qualité visuelle des images ou vidéos reçues.
- **Rapport débit distorsion** : la fiabilité reflète partiellement la mesure de distorsion dans une chaîne de transmission car notre objectif est non seulement d'assurer une réception totale de l'information mais ce qui nous intéresse au plus c'est que cette information reçue soit fortement corrélée par rapport à l'information émise. Cette corrélation peut être évaluée par une mesure mathématique appelée rapport débit distorsion qui doit être minimale pour satisfaire les besoins des utilisateurs du système UWB IEEE 802.15.3c.

3. Plan de la thèse

Pour mieux détailler la problématique ainsi que nos contributions, ce présent manuscrit est organisé en quatre chapitres comme suit.

Introduction

Cette partie a permettra de présenter la problématique de codage inter-couches dans les RCSFMs en utilisant la technologie UWB et le standard IEEE 802.15.3c et d'exprimer les motivations qui ont poussé à investiguer des solutions pour résoudre cette problématique.

Chapitre-1 : Aperçu sur les réseaux de capteurs sans fil multimédia et la technologie Ultra Wide Band

Ce chapitre présente un état de l'art et un cadre théorique du travail. Nous avons commencé par la présentation des réseaux de capteurs sans fil et leurs évolution jusqu'à l'apparition des réseaux de capteurs sans fil multimédia. Et puis, une étude de la technologie Ultra Wide Band ainsi que la standardisation de la norme IEEE 802.15.3c ont été établies. Nous avons également présenté les différents blocs de la chaine UWB ainsi que leurs rôles. A la fin du chapitre, un état de l'art des techniques de traitement inter-couches proposées pour l'amélioration de la QoS a été établi.

Chapitre-2 : Codage conjoint source-canal pour la transmission d'images dans un système UWB IEEE 802.15.3c

Dans ce chapitre, nous détaillons le principe de compression d'images ainsi que la méthode de transmission progressive d'images à travers un système UWB IEEE 802.15.3c abordée respectivement par deux techniques à savoir JPEG et SPIHT. La fin de ce chapitre sera sous forme d'une évaluation des performances des schémas de transmission d'images proposés.

Chapitre-3 : Techniques adaptatives de la couche physique pour la transmission d'images

Ce chapitre est alloué à la description des techniques adaptatives pour la transmission d'images qui se sont classées en quatre grandes techniques : une technique basée sur la protection inégale du flux binaire compressé, une deuxième technique s'inscrit dans le cadre de l'application de la modulation hybride, une troisième dédiée à l'attribution de plusieurs niveaux de protection de données selon une hiérarchie bien déterminée fixée par le modulateur approprié connue sous le nom de modulation hiérarchique et finalement une technique portant sur l'application la modulation OFDM adaptative.

Chapitre-4 : Transmission de vidéo H264/AVC dans un système UWB IEEE 802.15.3c

Ce chapitre est réservé à la partie transmission vidéo tout en détaillant le codeur vidéo H.264/AVC ainsi que le système de transmission de vidéos et les techniques adaptatives utilisées dans nos travaux pour l'amélioration de la qualité visuelle des vidéos trans-

mises via le système UWB IEEE 802.15.3c en gardant une bonne qualité de services.

Conclusion et perspectives

Cette partie présente un rappel des problématiques, une synthèse des résultats obtenus et des contributions achevées. Nous allons terminer cette partie par citer quelques perspectives ouvertes par ce travail de thèse.

Liste des publications

Conférences

1. A.Ben Abdallah, A.Zribi, A.Dziri, F.Tlili, M.Terré, "Ultra-Wide Band Audio Visual PHY IEEE 802.15.3c for WMSNs", IEEE IWCMC, Paphos, Cyprus, September 2016.
2. A.Ben Abdallah, A.Zribi, A.Dziri, F.Tlili, M.Terré, "Ultra-Wide Band Audio Visual PHY IEEE 802.15.3c for SPIHT-compressed Image Transmission", IEEE ISIVC, Tunis, Tunisia, November 2016.
3. A.Ben Abdallah, A.Zribi, A.Dziri, F.Tlili, M.Terré, "Adaptive UWB AV PHY IEEE 802.15.3c for Compressed SPIHT Image Transmission", IEEE IWCMC, Valencia, Spain, June 2017.
4. A.Ben Abdallah, A.Zribi, A.Dziri, F.Tlili, M.Terré, "H264/AVC Video Transmission over UWB AV PHY IEEE 802.15.3c using UEP and Adaptive Modulation Techniques", IEEE Comm'Net, Rabat, Morocco, April 2019.
5. A.Ben Abdallah, A.Zribi, A.Dziri, F.Tlili, M.Terré, "Adaptive Joint Source-Channel Coding Using Multilevel codes for Unequal Error Protection and Hierarchical Modulation for SPIHT Image Transmission", IEEE MMS, Hammamat, Tunisia, November 2019.
6. A.Ben Abdallah, A.Dziri, A.Zribi, M.Terré, F.Tlili, "GOP Encoding Structure in H264/AVC for Video Transmission over Ultra Wide Band IEEE 802.15.3C ", IEEE SmartNets, Egypt Sharm El Sheikh, Egypt, December 2019.

Chapitre 1

Aperçu sur les réseaux de capteurs sans fil multimédia et la technologie Ultra Wide Band

1.1 Introduction

Le Réseau de Capteurs Sans Fil ou Wireless Sensor Network est un paradigme informatique basé sur les efforts collaboratifs d'un très large nombre de capteurs auto-organisés. Les progrès dans le domaine des réseaux de capteurs sans fils ont permis l'ouverture sur plusieurs domaines de recherche ces dernières années et dans ce chapitre nous allons étudier en premier lieu l'évolution des réseaux de capteurs sans fil et plus précisément les réseaux de capteurs sans fil multimédia avec la technologie de transmission sans fil Ultra Wide Band en utilisant le standard IEEE 802.15.3c. Puis, en deuxième lieu, nous allons décrire le cadre théorique de notre travail par une étude détaillée des différents blocs de la chaîne UWB. Ensuite, nous allons analyser les performances de ce système en prenant en considération plusieurs facteurs comme par exemple le type de modulation et le type de canal de transmission. Finalement, nous allons positionner notre travail par rapport à l'état de l'art et puis nous allons présenter nos contributions.

1.2 Evolution des réseaux de capteurs sans fil

Ces dernières années, les RCSFs ont attiré l'attention mondiale [3]. Cet intérêt est principalement dû à de nombreuses applications activées par l'architecture distribuée de ces réseaux. L'idée principale est de déployer un réseau de capteurs composés de nœuds communicants à fortes contraintes (calcul, énergie, stockage, etc.) et capables de recueillir des

informations sur les cibles, d'extraire des données utiles et de les transmettre à des emplacements distants via des liens sans fil (figure 1.1) [4].

De nos jours, de nombreuses solutions RCSF existent et se concentrent principalement sur la mesure de phénomènes physiques scalaires (pression, température, emplacement), ce qui peut être satisfait avec des systèmes limités en bande passante.

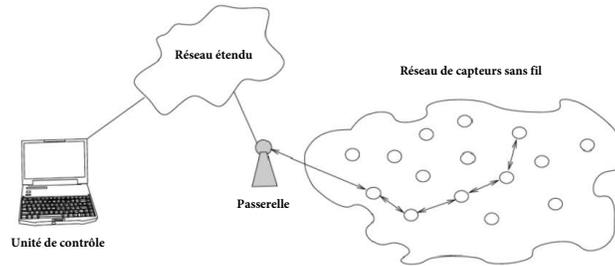


FIGURE 1.1: Exemple d'un réseau de capteurs sans fil.

1.2.1 Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil

Le réseau sans fil est l'ensemble d'interconnexions entre au moins deux équipements numériques qui échangent des données par l'intermédiaire d'ondes radios et grâce à ce réseau, les utilisateurs identifiés par des terminaux (stations ou noeuds) auront dans ce cas la possibilité d'être inter-connectés dans des régions géographiques larges [5].

Les réseaux sans fil contrairement aux réseaux filaires ne nécessitent pas des aménagements lourds en termes d'infrastructure qui exige l'installation de câbles ainsi que leur acheminement dans les bâtiments à travers des tranchées. Ceci a entraîné un développement très rapide des systèmes de communication sans fil [6].

Cependant, une question toujours se pose concernant la réglementation de ces réseaux. En fait, les systèmes de transmission sans fil sont utilisés dans un grand nombre d'applications et vue la grande sensibilité aux interférences causée par les transmissions sans fil, les organismes internationaux ont eu recours à des réglementations pour les différents type de technologies sans fil. Donc, plusieurs réseaux sans fil sont définis [7] dont les réseaux personnels sans fil (WPAN), les réseaux locaux sans fil (WLAN), les réseaux métropolitains sans fil (WMAN) et les réseaux étendus sans fil (WWAN). On peut distinguer entre ces systèmes selon leurs périmètres géographique appelé autrement « zone de couverture ».

Les RCSFs n'ont pas cessé d'attirer les industriels grâce à la variété des applications qu'ils offrent, comme l'indique la figure 1.2, dans les domaines de santé, transport, environnementale, militaire, etc.

Dans cette thèse, nous ciblons l'application du RCSF au contenu multimédia connu par RCSFM (Réseau de Capteurs Sans Fil Multimédia) [8,9].

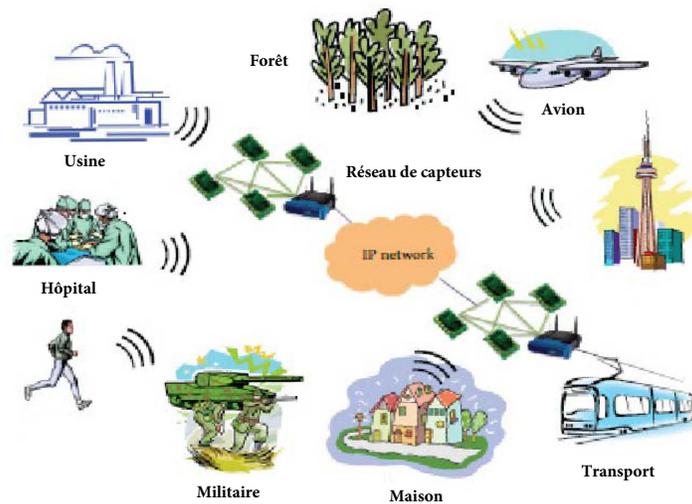


FIGURE 1.2: Domaines d'applications des RCSFs.

1.2.2 Application des réseaux de capteurs sans fil multimédia

Les RCSFMs ont le potentiel pour permettre de nombreuses nouvelles applications qui peuvent être classées comme suit [10] :

- **Surveillance multimédia** : Les réseaux de capteurs de surveillance sont utilisés pour améliorer les systèmes de surveillance existants dans le but d'éliminer les attaques criminelles et terroristes. Au fait, les contenus multimédia, tel que les images fixes et les flux vidéo peuvent être utilisés pour localiser des personnes disparues, identifier des criminels, déduire et enregistrer d'autres activités potentiellement pertinentes (vols, accidents de voitures, etc.).
- **Gestion de la circulation routière** : les RCSFMs assure la surveillance de la circulation automobile dans les grandes villes ou sur les autoroutes et le déploiement de services qui offrent des conseils de routage du trafic pour éviter la congestion et identifier les violations routière. En outre, les systèmes de conseil en smartparking basés sur les RCSFMs permettent de détecter les places de stationnement disponibles au conducteurs et donner des conseils de stationnement automatisés.
- **Prestation des soins de santé avancés** : Les réseaux de capteurs de télémédecine peuvent être intégrés avec les réseaux cellulaires de troisième et quatrième génération (3G/4G) pour fournir des services de soin de santé. En fait, les patients portent des capteurs médicaux pour surveiller différents paramètres tels que la température corporelle, la pression artérielle, l'activité respiratoire, etc. Ainsi, le rôle des capteurs vidéo est de surveiller l'état des patients en cas d'urgence résidants dans des centres médicaux éloignés.
- **Surveillance environnementale et structurelle** : Dans les domaines de l'environnement, plus précisément l'océanographie et pour déterminer l'évolution de barres de

sable, les océanographes utilisent également des capteurs de vidéo et d'imagerie pour surveiller la santé structurelle des ponts et les autres structures civiles.

1.2.3 Architecture des réseaux de capteurs sans fil multimédia

Nous introduisons l'architecture de référence pour les RCSFMs [11] illustrée dans la figure 1.3, où les utilisateurs se connectent via internet et adressent des requêtes à un réseau de capteurs déployé. La fonctionnalité des différents composants du réseau est résumée d'une manière ascendante dans la liste ci-dessous.

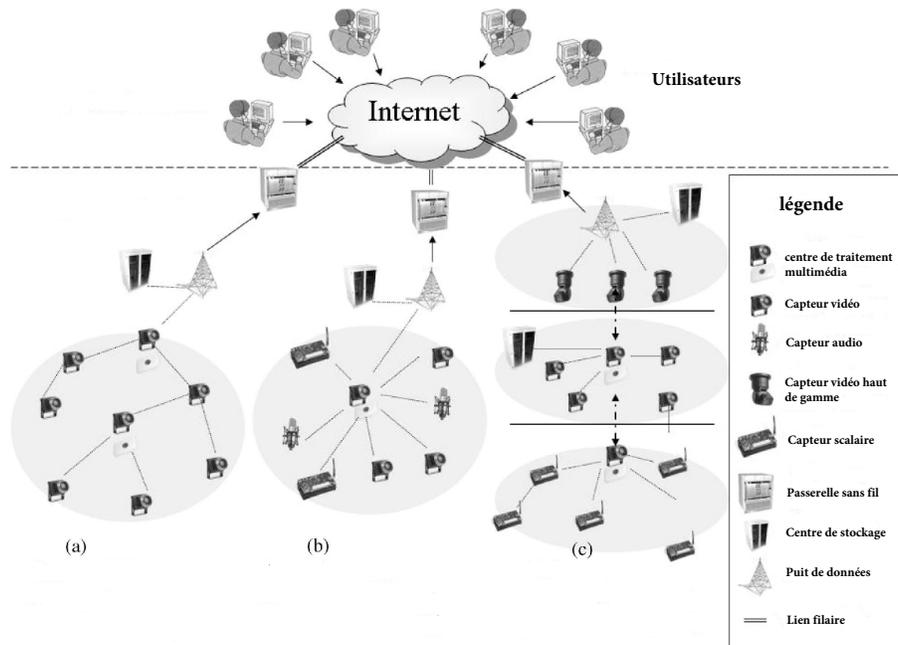


FIGURE 1.3: Architecture d'un réseau de capteur sans fil multimédia.

- **Capteurs vidéo et audio standards** : Le rôle de ces capteurs est de capter le son, les images fixes ou animées des événements. Ils peuvent être disposés dans un réseau à un seul niveau, comme indiqué dans la figure 1.3 ou d'une manière hiérarchique.
- **Capteurs scalaires** : Ces capteurs détectent les données scalaires tels que la température, la pression et l'humidité, puis ils transmettent des valeurs mesurées. Ces capteurs sont des dispositifs généralement limités en ressources en termes de capacité de stockage et de traitement et peuvent aider les capteurs multimédia à consommer moins d'énergie.
- **Puit de données** : C'est le composant responsable de regroupement des utilisateurs de haut niveau. Il permet l'interrogation des directives spécifiques du réseau en renvoyant à l'utilisateur les parties filtrées du flux multimédia.
- **Passerelle** : Ce dispositif sert à relier le puit de données à Internet. Il est également le seul composant IP-adressable dans les RCSFMs. Il attribue de même les tâches aux récepteurs appropriés.

- **Utilisateurs** : Les utilisateurs forment l'extrémité la plus élevée de l'hierarchie des RCSFMs qui sont généralement identifiés par leurs adresses IP. Ils envoient des tâches de surveillance au RCSFM en fonction des zones géographiques d'intérêt.

1.2.4 Modèle OSI et traitements inter couches

Les réseaux informatiques ont eu plusieurs évolutions dès leur apparition, mais la première évolution a été la plus anarchique car les constructeurs en ce moment là n'ont pas pu connecter différents réseaux entre eux et pour palier à cela, l'Institut International de normalisation (ISO) a mis en place un modèle de référence théorique nommé par modèle OSI (Open System Interconnection) [12]. Ce modèle a un but majeur qui s'agit d'analyser la communication et ceci en découpant les différentes étapes en sept couches dont chacune remplit une tâche bien spécifique.

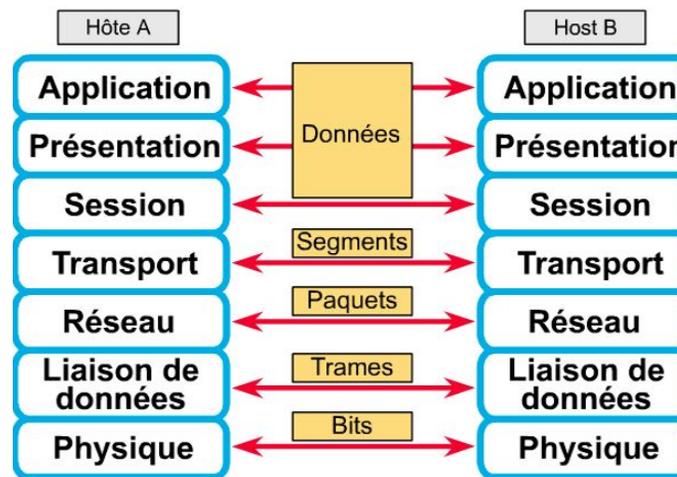


FIGURE 1.4: les différentes couches du Modèle OSI.

1.2.4.1 Les différentes couches du modèle OSI

- **Couche physique** : C'est la couche la plus basse du modèle OSI dont le rôle principal est l'adaptation des flux binaires à transmettre au canal de propagation. Dans les RCSFMs, la transmission s'effectue via des ondes électromagnétiques.
- **Couche liaison de données** : Son rôle principal est de continuer l'encapsulation du paquet et puis créer une trame, à laquelle elle va y ajouter une adresse locale (MAC).
- **Couche réseau** : C'est la couche qui permet de contrôler toutes les fonctionnalités du réseau par la mise en oeuvre des protocoles de routage. De plus, elle permet d'encapsuler les segments qui donneront ainsi des paquets puis elle ajoute à chaque paquet deux adresses réseau l'une de l'origine et l'autre de destination.
- **Couche transport** : C'est la couche responsable du bon acheminement des messages entre l'émetteur et le récepteur.
- **Couche session** : C'est la couche responsable de la gestion, ouverture et fermeture des sessions entre la source et la destination.

- **Couche présentation** : Elle permet la traduction des informations transportées en format commun.
- **Couche application** : C'est la septième couche du modèle OSI permettant de rendre des services génériques aux diverses applications.

Dans nos travaux de thèse, nous nous intéressons à deux couches à savoir la couche physique (PHY) et la couche application (APPL) pour constituer une architecture générale du modèle de transmission inter-couches (PHY/APPL).

1.2.4.2 Couche physique dans les RCSFMs

La couche physique dans les RCSFMs se compose des technologies de transmission matérielle de base d'un réseau et définit les moyens de transmission des bits bruts, plutôt que des paquets de données logiques, sur la liaison sans fil qui relie les nœuds du réseau. Elle est également responsable de la sélection des fréquences, de la modulation et du codage de canal. Dans les RCSFMs, la couche physique doit être conçue de manière à sous-tendre toutes les fonctions liées aux communications de la couche supérieure et à répondre aux exigences et caractéristiques spécifiques du RCSFM, donc la technologie de la couche physique doit fonctionner de manière compatible avec les couches supérieures de la pile de protocoles afin de prendre en charge leurs exigences spécifiques à l'application et de relever les défis de conception du RCSFM. Cela peut être fait avec une efficacité plus élevée si un modèle inter-couches est utilisé en particulier entre la couche physique et la couche MAC. La couche physique doit utiliser de plus la bande passante et le débit de données disponibles de la meilleure façon possible et être plus économe en énergie. Elle doit aussi fournir de bonnes performances et gains en termes de bruit et d'interférences et de fournir suffisamment de flexibilité pour les canaux à trajets multiples [13].

1.2.4.3 Couche application dans les RCSFMs

La couche application dans les RCSFMs fournit des fonctionnalités hétérogènes et prend en charge de nombreux services, notamment les techniques de traitement multimédia et le codage de source qui dépendent des exigences spécifiques de l'application et de la capacité du matériel, la communication efficace avec d'autres applications sur le réseau pour prendre en charge les mécanismes collaboratifs de traitement multimédia en réseau et finalement la gestion du trafic et le contrôle d'admission [13].

Afin d'avoir la capacité de gérer un contenu multimédia sur les réseaux de capteurs sans fil et de prendre en charge des applications multimédias en temps réel, les techniques de traitement multimédia et de codage source ont été largement utilisées dans la couche application du RCSFM. Ces techniques de traitement multimédia visent à réduire la quantité de trafic multimédia transféré sur le réseau en extrayant les informations utiles des images et des vidéos capturées tout en maintenant les exigences de QoS spécifiques à l'application. Cependant, dans un RCSFM, ces techniques doivent être conçues de manière à répondre aux capacités matérielles actuelles, à être plus écoénergétiques pour correspondre aux contraintes de batterie dans un RCSFM et à avoir une efficacité de compression élevée pour réduire la taille du contenu multimédia et répondre aux besoins disponibles.

1.2.5 La qualité de service

La qualité de service (QoS) ou Quality of Service (QoS) est définie comme étant l'effet procuré par la qualité de fonctionnement d'un service qui détermine le degré de satisfaction de l'utilisateur. De plus, elle mène à identifier la performance globale d'un réseau perçue par les différents utilisateurs. En effet, ce concept est très important pour le transport des trafics ayant des besoins spécifiques comme dans le cas des RCSFs qui possèdent des ressources partagées et nécessitent un service différencié assurant la gestion des ressources de manière optimisée en favorisant les trafics qui ont des besoins spéciaux par rapport aux autres qui tolèrent un niveau de QoS minimal.

Selon [14], la qualité de service peut être affectée par plusieurs facteurs répartis en deux catégories : Les facteurs humains comme la stabilité du service, la disponibilité et le délai. Ces facteurs sont subjectifs parce qu'ils sont liés au taux de satisfaction de l'utilisateur final qui diffère d'une personne à une autre ou même pour une seule personne dans divers situations et les facteurs techniques comme la fiabilité, l'extensibilité et l'efficacité qui sont des facteurs mesurables permettant une évaluation objective plus précise [15].

Par ailleurs et afin de quantifier la QoS, un ensemble de critères sont considérés appelés "métriques de performance" qui permettent d'évaluer la QoS d'une façon plus objective au lieu de se contenter de la satisfaction des gens et parmi les métriques les plus utilisées on trouve :

1.2.5.1 Délai

Le délai de communication est une métrique importante car la rapidité est recommandée dans la plupart des applications mais ça reste variable d'une application à une autre ou même entre les différents messages d'une même application. Ainsi, on distingue deux types d'applications classées selon le degré de tolérance au délai appelées SRT (Soft Real-Time), qui peuvent tolérer un délai maximal moyen et HRT (Hard Real-Time) qui ont des exigences strictes en termes de délai maximal.

Le délai provient généralement de deux sources principales qui sont respectivement le retard d'accès au médium qui dépend de la densité des nœuds RCSF, de la bande passante offerte par la couche physique, la méthode d'accès au canal, etc et le temps de traitement des paquets à l'intérieur des nœuds intermédiaires (routeurs) spécifiquement dans les files d'attente appelé généralement latence.

1.2.5.2 Gigue

La gigue est définie par la variation du délai des paquets reçus au fil du temps. Elle vient du fait que les conditions réseau varient d'un instant à un autre et ne sont pas toujours stables ce qui peut affecter la QoS dans certaines applications comme par exemple les applications interactives. Et pour palier ce problème, on utilise une mémoire tampon au niveau du récepteur permettant d'assurer l'ajustement du délai pour qu'il soit constant. Par contre, si la gigue d'un paquet est très large donc ce dernier risque d'être supprimé et lorsque le nombre de paquets supprimés augmente, cela causera des problèmes de reconstitution de données, ce qui affectera par conséquent la QoS (par exemple détérioration de la qualité de l'image, vidéo..)

1.2.5.3 Débit

Le débit représente l'occupation réelle de la bande passante sachant qu'elle définit la capacité de données à transmettre par unité de temps de la couche physique. Le débit peut être affecté par beaucoup de facteurs comme la densité des nœuds RSCF, la fiabilité du médium de transmission sans fil et le type de protocole utilisé pour la gestion de l'accès au médium (MAC).

1.2.6 Optimisation inter-couches (Cross-Layer Design)

1.2.6.1 Etude de l'approche cross-layer

L'approche Cross-layer est l'une des solutions les plus favorable en termes de sécurité et d'économie d'énergie au niveau des différentes couches en respectant les contraintes imposées par les RSCFs. Cette approche consiste à concevoir des protocoles à base d'architecture Cross-layer, faisant interagir plusieurs couches de la pile protocolaire [16].

1.2.6.2 Architecture cross-layer

L'architecture inter-couches ou cross-layer peut être défini par l'échange d'informations entre les différentes couches du modèle OSI qui se ressemble à une cascade de couches interdépendantes ayant des limites strictes entre elles .

L'approche inter couches [17] vise à transporter des informations d'une manière dynamique en tenant en considération les limites des couches et tout cela afin d'assurer la compensation, comme par exemple, d'une latence, d'une surcharge, discordance de ressources par une entrée de commande d'une autre couche sauf la couche qui est directement affectée par un défaut.

Pour la mise en place des solutions cross-layer, il y a trois catégories d'architectures qui sont proposées [18] dont la première catégorie d'architectures assure la coopération entre les différentes couches, même si elles sont non adjacentes, et permet la communication directe pour assurer des optimisations cross-layer et fournir la qualité de service nécessaire. A cet effet, de nouvelles routines sont à intégrer aux couches afin de permettre la réception des données et leur traitement cross-layer. En outre, le sens des échanges des données ainsi que les couches impliquées dans cet échange ne sont pas normalisés car ils dépendent de l'objectif QoS à atteindre [19-21].

Pour la deuxième catégorie d'architecture, l'idée est de conserver le fonctionnement normal de la pile protocolaire tout en permettant des interactions cross-layer via une entité intermédiaire dont la dénomination et les fonctionnalités exactes varient selon l'architecture. Les architectures selon ce principe permettent de garder une compatibilité avec l'architecture classique en couches, de maintenir les avantages de l'architecture modulaire en couches isolées offrant ainsi un environnement robuste de mise à jour, permettant l'addition et la suppression des protocoles des différentes couches, sans avoir à modifier les autres couches et garantir une évolution continue de l'entité cross-layer en lui incorporant d'autres fonctionnalités sans gêner les protocoles relatifs aux couches.

Et pour finir, la troisième catégorie d'architectures est particulièrement distincte des deux autres car elle présente des abstractions complètement nouvelles. Elle adopte le concept du

"non-layered protocol architecture". La motivation pour cette architecture est la forte flexibilité obtenue avec un minimum de problèmes d'interactions et de communications entre ses différents composants. Jusqu'à nos jours, plusieurs architectures cross-layer ont été proposées et sont déjà implémentées. Chacune se classe forcément dans l'une des catégories exposées.

1.2.6.3 Aspect optimisation inter-couches

De nombreuses méthodes d'optimisation peuvent être données à notre travail de thèse dont la plus intéressante consiste à adopter une conception cross layer entre les couches physique et application pour augmenter les performances. En effet, dans le modèle OSI, plusieurs limites sont établies entre les couches donc le rôle de l'optimisation entre couches dans ce cas est de supprimer ces limites pour permettre la communication entre les différentes couches et assurer l'interaction et l'échange des informations d'où la nécessité d'une optimisation des opérations de compression d'images, de vidéos et de communication sans fil. Cette exigence a motivé les chercheurs à développer de nouveaux algorithmes d'optimisation inter-couches (APPL/PHY). Certains d'entre eux ont optimisé le processus de codage correcteur d'erreurs, d'autres se sont concentrés sur la modulation [22] et encore la modulation OFDM.

En revanche, le schéma de transmission adopté dans cette thèse se situe lors de la minimisation des trames erronées en se basant sur le traitement des codes correcteurs d'erreurs et des schémas de modulation appropriés qui servent à récupérer les informations originales lors de la transmission des trames erronées incluant une quantité non nulle d'information. L'approche consiste principalement à fusionner le traitement réalisé par le code correcteur d'erreurs (Reed Solomon, Convolutifs..) et des techniques de modulations appropriées (16QAM, QPSK..).

1.3 La technologie UWB pour les réseaux de capteurs sans fil multimédia

Différentes technologies de communication sans fil peuvent être utilisées dans les RCSFMs actuels mais vu la présence d'une demande croissante en débit, le monde de la télécommunication s'est intéressé particulièrement à la technologie Ultra Wide Band qu'on va introduire dans cette section [23].

1.3.1 Vue d'ensemble des communications ultra large bande

Au début, la technologie Ultra Wide Band (UWB) ou aussi Ultra Large Bande(ULB) qui est basée sur la transmission des signaux de très large bande, contrairement au système à bande étroite comme le GSM et le Bluetooth grâce à sa communication à haut débit et à faible consommation d'énergie, a été attribuée aux applications militaires jusqu'à la Commission fédérale de la communication (FCC) l'a utilisé pour les applications sans fil à haut débit avec l'attribution de la bande 57-64 GHz [24] et l'a orienté pour les hautes bandes passantes.

La figure 1.5 présente le positionnement de l’UWB par rapport à d’autres technologies de transmission sans fil standards en termes de distances maximales couvertes et débit. En effet, la technologie UWB est bien positionnée en offrant à la fois un haut débit avec bas coût et faible consommation d’énergie adaptée particulièrement aux communications à

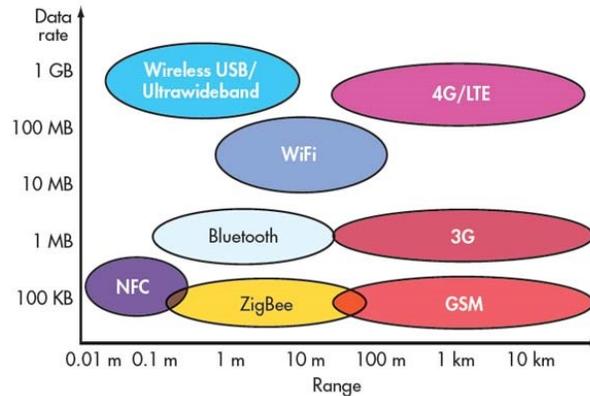


FIGURE 1.5: Evolution des technologies de transmission sans fil.

courte portée comme WPAN, WBAN et WLAN. Par ailleurs, l’UWB offre d’autres propriétés et parmi ces propriétés on peut citer :

- Susceptibilité très faible à l’évanouissement durant la propagation par les trajets multiples due à la largeur de la bande occupée ;
- Possibilité de coexister avec d’autres systèmes existants ;
- Pénétration des obstacles grâce aux bonnes propriétés caractérisant les signaux UWB.

Et face aux propriétés citées précédemment, UWB peut être un choix approprié pour les RCSFMs.

1.3.2 Régulation et normalisation UWB

De nos jours, on remarque l’existence d’une grande variété de technologies de transmission sans fil. Pour protéger les systèmes existants contre le brouillage des signaux émis, les autorités de réglementation ont fixé des règles strictes et vu que l’UWB occupe des bandes de fréquences qui sont déjà allouées, il doit être de même réglementé.

Aussi, afin de ne plus se trouver dans des situations où les systèmes UWB sont incompatibles entre eux puisqu’ils n’utilisent pas une même forme d’onde, les autorités de normalisation ont mis en place des normes appelés aussi des standards pour l’ajustement des systèmes utilisant la technologie UWB et dans ce cas on parle de la normalisation de l’UWB.

1.3.2.1 Régulation de l’UWB inférieur à 10,6 GHz au monde

— États-Unis

La FCC (Federal Communications Commission), qui est l’organisme responsable de la

reglementation du spectre destiné aux diverses usages (sécurité publique, commerce, etc) en Amérique a commencé ses travaux sur le domaine de l'UWB en 1998 [25] et qui sont devenus publiés le 14 Avril 2002 par l'intermédiaire du First Report and Order qui est l'office de reglementation des émissions UWB et à partir de cette date, l'autorisation de l'émission des signaux UWB est établie sans licence pour les différentes applications indoor et les liaisons point à point outdoor. L'émission des signaux UWB aux États-Unis est limitée dans la bande [3.1-10.6] GHz là où la DSP (Densité Spectrale de Puissance) moyenne ne dépasse pas -41.3 dBm/MHz et la largeur de bande excède 500 MHz pour protéger la transmission des autres signaux dans cette partie du spectre provenant des différents utilisateurs [26].

— Europe

L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) est chargé de la normalisation des systèmes en Europe en collaboration avec CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) afin d'étudier les systèmes UWB et leurs impacts sur les systèmes existants pour mettre la réglementation du spectre mais au début il a été un peu difficile de fédérer les pays faisant partie de l'Union Européenne car chacun d'entre eux a une instance nationale indépendante responsable de la régulation des fréquences [25]. Mais en 2007, une décision a été présentée par l'ECC (Electronic Communication Committee) a mis en place un masque du spectre pour limiter l'émission des signaux UWB aux bandes [6 - 8.5] GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz et [3.8 - 6] GHz pour une DSP de -70 dBm/MHz. La bande [3.8 - 6] GHz présente des limitations de puissances et du coup ça peut entraîner des liaisons non fiables entre les systèmes distants à peu près d'un mètre, donc l'ECC a autorisé sous la bande [3.4 - 4.8] GHz l'émission des signaux pour une DSP de -41.3 dBm/MHz à condition que le système UWB soit équipé d'un mécanisme assurant la gestion des interférences.

— Reste du monde

En Asie, tirant l'exemple du Japon, le ministère de l'intérieur et de la communication est le département responsable de la réglementation des télécommunications qui a autorisé l'émission de signaux UWB en 2006. Cette autorisation concerne les bandes [3.4 - 4.8] GHz et [7.25 - 10.25] GHz avec une contrainte de puissance de 41.3 dBm/MHz. Pour le cas du Singapour qui est aussi un pays asiatique, l'autorité de régulation est nommée Infocomm Development Authority (IDA) et elle a créée à partir de Février 2003 une zone appelée UWB Friendly Zone (UFZ) qui est une zone géographique allouée principalement aux recherches sur l'UWB. À l'intérieur de cette zone, les systèmes UWB autorisent l'émission de signaux dans la bande [2.2 - 10.6] GHz pour une DSP maximale de 6 dB.

1.3.2.2 Régulation de l'UWB à 60 GHz au monde

L'évolution des technologies CMOS a permis la réalisation de circuits intégrés assurant la communication à coût réduit et à grande fréquence ce qui a impliqué l'utilisation d'une bande passante à 60 GHz. Suite à ça, la FCC a autorisé l'émission de signaux UWB non licenciés dans la bande [57-64] GHz. Cette bande est caractérisée par l'absence d'interférences car elle est éloignée des bandes ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) surchargées par différents services radio.

— **Etats-Unis**

Le spectre autorisé aux Etats-Unis est une bande de 7 GHz sans licence disponible entre 57 GHz et 64 GHz ayant comme valeur de puissance PIRE maximale 43 dBm.

— **Europe**

Le spectre autorisé en Europe est supérieur à celui des Etats-Unis est équivalent à 9 GHz se situant entre 57 GHz et 66 GHz et ayant comme valeur de puissance PIRE maximale 40 dBm.

— **Reste du monde**

Tirant l'exemple du Japon, le spectre autorisé se situe dans la bande [59 - 66] GHz avec une PIRE limite de valeur 57 dBm.

Pour le cas de l'Australie, le spectre autorisé se situe dans la bande [59,4 - 62,9] GHz et ayant comme PIRE limite une valeur de 40 dBm.

1.3.2.3 Normalisation de l'UWB

Le groupe de travail IEEE 802.15 est divisé en quatre domaines principaux : le premier groupe TG1 a créé une norme basée sur Bluetooth fonctionnant dans la bande ISM à 2.4 GHz, le deuxième groupe TG2 sert à assurer la coexistence des dispositifs à spectre non licencié. TG3 est dédié au WPAN à haut débit de données (supérieur à 20 Mbps) et finalement TG4, le groupe fondateur des standards à faible débit et puissance.

— **IEEE 802.15.4a**

L'IEEE 802.15.4a est une norme capable de satisfaire les exigences des industriels et consommateurs des communications LR-WPAN (Low Rate-Wireless Personal Area Network) [27]. Plusieurs applications telles que la connexion d'ordinateurs portables à des projecteurs, le transfert de musique d'un lecteur vers un casque ou des hauts parleurs qui demandent une portée plus élevée ainsi que des débits élevés qui ne pourraient être pris en charge qu'avec l'adaptation de l'UWB.

— **IEEE 802.15.3a**

L'IEEE 802.15.3a est une norme flexible qui a été développée par TG3a afin d'assurer des débits élevés dépassant 100 Mbps (110 Mbps à 10 mètres, 200 Mbps à 4 mètres et 480 Mbps pour des distances non spécifiées) dans WPAN tout en gagnant respectivement en termes de coût et robustesse [28]. Grâce à ces spécificités, ce standard a permis une large gamme d'applications comme la transmission sans fil d'images et de vidéos.

— **IEEE 802.15.3c**

En 2009, le Task Group TG3c a développé le standard IEEE 802.15.3c afin d'achever des débits de transmission supérieur à 1 Gb/s dans des environnements sans fils intérieurs. Cette norme permet même de transmettre les données dans la bande de fréquence radio sans licence de 60 GHz avec une large bande passante [29].

Les contenus multimédia volumineux nécessitent pour leur transmission une large bande passante et puisque nos travaux de recherche sont basés sur la transmission d'images et de vidéos à travers les RCFMs, l'IEEE 802.15.3c est le meilleur choix parmi les trois standards de l'UWB cités ci-dessus.

TABLE 1.1: Comparaison entre les différents modes de la couche physique de l'IEEE 802.15.3c.

	SC PHY	HSI PHY	AV PHY
Mode d'usage principal	Kiosk downloading, office desktop	Conference ad hoc, office desktop	Video streaming
Débit de données	0.3 Mb/s-5.28 Gb/s	1.54-5.78 Gb/s	0.95-3.8 Gb/s
Schéma de modulation	Mono-porteuse	OFDM	OFDM
Codage Correcteur d'erreurs	RS, LDPC	LDPC	RS, CC
FFT		512	512

1.4 La norme IEEE 802.15.3c pour l'UWB

Le comité de normalisation IEEE 802 a développé de nombreuses normes de communication sans fil comme IEEE 802.15.1 (Bluetooth), IEEE 802.15.4 (Zigbee), IEEE 802.11 (WIFI) et IEEE 802.15.3 (Ultra Large Bande) et au cours des dernières années, cinq normes de 60 GHz ont été établies, parmi elles la norme IEEE 802.15.3c.

1.4.1 Modèles d'usage

La norme IEEE 802.15.3c a identifié cinq Modèles d'Usage (MU) possibles [30]. MU1 est le streaming vidéo non compressé. Il est plutôt dédié à un environnement résidentiel Line of Sight (LOS) ou None Line of Sight (NLOS) dont le Taux d'Erreur Binaire maximum (TEB) autorisé pour ce modèle d'utilisation est de l'ordre de 10^{-6} , avec des débits proposés variant entre 1,8 Gbps à 3,5 Gbps pour une distances de 5 mètres à 10 mètres entre l'émetteur et le récepteur. Le deuxième modèle d'utilisation MU2 est nommé Le streaming multi vidéos non compressé qui est également dédié aux environnements résidentiels comme MU1 mais pour des débits de données inférieurs ne dépassant pas 1,75 Gbps pour un environnement résidentiel LOS et 650 Mbps pour un environnement résidentiel NLOS. Le troisième modèle d'utilisation (MU3) permet la transmission de fichiers et de données entre les éléments d'un réseau informatique et puis le modèle d'usage suivant MU4 (Conférence ad hoc) donne la possibilité de transmettre des données entre les diverses éléments du réseau. Finalement, le modèle MU5 assure le téléchargement et l'ajout de données sans fil.

Dans cette thèse, le modèle d'usage adapté est le MU1 car il répond à toutes nos exigences pour la transmission de vidéos dans des environnements résidentiels.

1.4.2 Modes de la couche physique

En raison des exigences contradictoires des modèles d'utilisation, trois différents modes de couche physique (PHY) sont définis dans le tableau 1.1 et connus sous le nom de : Single Carrier ou transporteur unique (SC PHY), High Speed Interface ou interface haute vitesse (HSI PHY) et Audio-Visuel (AV PHY). Pour le mode SC, il y a trois classes de codage et de modulation. La première classe (classe 1) est destinée à traiter le téléchargement de fichiers kiosque et des applications complexes à faibles puissance et coût. Elle atteint des débits de données allant jusqu'à 1,5 Gbps. La deuxième classe, est conçue pour les applications ayant

TABLE 1.2: Les paramètres du modèle AV HRP PHY.

Débit de données	Modulation	FEC (code interne)	FEC (code externe)	Type de protection
0.952	OFDM/QPSK	1/3	RS(224,216)	EEP
1.904	OFDM/QPSK	2/3	RS(224,216)	EEP
3.807	OFDM/16QAM	2/3	RS(224,216)	EEP
1.904	OFDM/QPSK	4/7 ou 4/5	RS(224,216)	UEP
3.807	OFDM/16QAM	4/7 ou 4/5	RS(224,216)	UEP

des débits de données allant jusqu'à 3 Gbps et la classe 3 supporte des applications de haute performance avec des débits de données variant entre 3 Gbps et 5 Gbps. Le mode HSI est conçu essentiellement pour les données à haute vitesse bidirectionnelles et à faible latence [5] et le mode (AV) peut être utilisé pour transmettre des contenus à haute définition ou High Definition (HD).

1.5 Etude du modèle UWB AV PHY HRP IEEE 802.15.3c

Le sujet de thèse considère les applications ciblées par les réseaux de capteurs sans fil multimédia. Nous supposons que nous avons beaucoup de caméras qui visent à transférer un contenu HD à un centre de supervision via des liens sans fil ce qui justifie l'utilisation du mode de couche AV PHY ou il existe une distinction entre deux sous modes différents : mode physique à faible débit ou Low-Rate PHY (LRP) et mode physique à haut débit ou High-rate PHY (HRP) [31]. Le mode LRP permet le contrôle des signaux et le mode HRP permet la transmission d'audios et de vidéos. Les débits de données, les types de modulation, les codes correcteurs et les types de protection de l'AV HRP PHY sont décrits dans le tableau 1.2.

Le mode AV HRP comme décrit dans le tableau prend en charge deux types de protection de données : protection égale de données ou Equal Error Protection (EEP) et protection inégale de données ou Unequal Error Protection (UEP). Le mode AV HRP PHY est basé aussi sur la modulation OFDM pour transférer des vidéos HD en utilisant les schémas de modulation QPSK et 16QAM.

1.5.1 Etude des composants d'une chaîne de communication numérique

Les systèmes de communication numériques transportent l'information de la source vers la destination à travers un support physique comme par exemple câble, fibre optique ou bien sur un canal radioélectrique [32]. Les signaux peuvent être soit d'origine numérique, soit d'origine analogique (image, parole...) mais convertis sous forme numérique. la figure 1.6 représente un schéma détaillant les différents blocs d'un système de communication numérique afin d'assurer le transfert de l'information de la source vers le destinataire avec une fiabilité garantie.

- **Le codage de source** : Compresser en supprimant la redondance dans les messages (audio, image ou vidéo) émis par la source d'information.
- **Le codage de canal** : Appelé aussi codage correcteur d'erreurs est basé sur l'insertion d'éléments binaires de redondance dans le message émis suivant un processus bien déterminé.
- **La modulation** : Transformer le message numérique délivré par le codeur de canal en un signal physique adapté au canal de transmission.
- **Le canal de transmission** : C'est un support physique assurant la transmission des signaux.
- **La démodulation et l'égalisation** : Extraire l'information à partir d'un signal modulé.
- **Le décodage de canal** : Détecter les erreurs de transmission et les corriger. Généralement les codes correcteurs d'erreurs ne peuvent pas corriger tout les erreurs car ça demande trop de bits de redondance.
- **Le décodage de source** : Ce décodeur reconstitue l'information transmise par le canal de transmission. Cette notion est connue par la décompression.

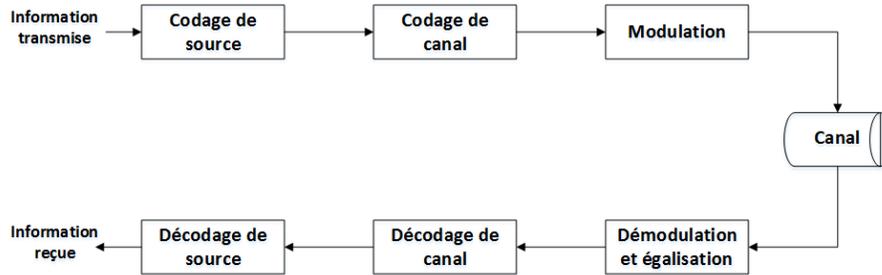


FIGURE 1.6: Chaîne de communication numérique.

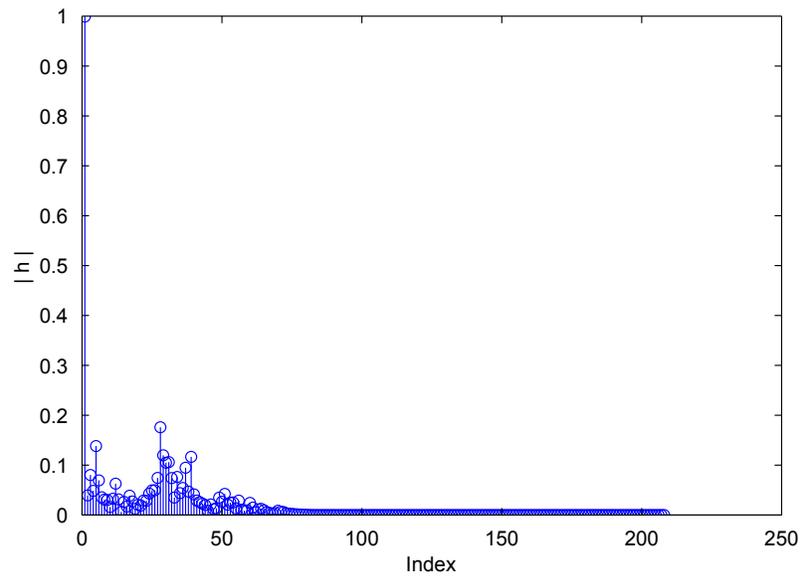
Dans ce qui suit, nous allons détailler le diagramme en bloc de l'émetteur du modèle AV HRP de la norme IEEE 802.15.3c.

1.5.2 Canal de propagation Triple SV (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela) à 60 GHz

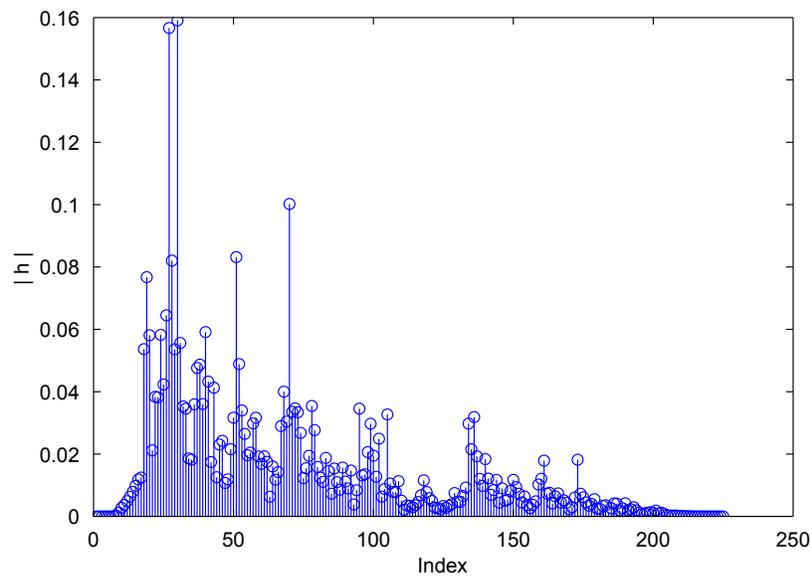
La modélisation du canal 60 GHz est basée sur le modèle statistique Saleh-Valenzuela (S-V) qui est assez utilisé dans les environnements intérieurs en particulier avec la norme IEEE 802.15. Ce modèle est basé sur le principe de clusters et d'angle d'arrivée AOA (Angle Of Arrival). La réponse impulsionnelle du modèle de canal Saleh Valenzuela est donnée par :

$$h(t, \theta) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} a_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \delta(\theta - \Omega_l - \omega_{k,l}). \quad (1.1)$$

- L : Le nombre des clusters,



(a)



(b)

FIGURE 1.7: Réponses impulsionnelles d'un exemple de réalisation des modèles de canaux (a) TSV MC 1.3 et (b) TSV MC 2.3.

- K_l : Le nombre des rayons,
- $a_{k,l}$: Le coefficient de gain par trajets multiples du $K^{\text{ème}}$ rayon selon le $L^{\text{ème}}$ cluster,
- τ_l : le temps d'arrivée du premier rayon du $L^{\text{ème}}$ cluster,
- $\tau_{k,l}$: le retard du rayon K à l'intérieur du $L^{\text{ème}}$ cluster,
- Ω_l : l'angle moyen d'arrivée du $L^{\text{ème}}$ cluster,
- $\omega_{k,l}$: l'angle d'arrivée du $K^{\text{ème}}$ rayon du $L^{\text{ème}}$ cluster

Les mesures à 60 GHz ont montré que, contrairement au modèle S-V, il existe une corrélation entre le domaine spatial et le domaine temporel. Il y aura apparition d'un composant supplémentaire Line Of Sight (LOS) qui sera ajoutée au modèle de réponse impulsionnelle du S-V. Pour la technologie UWB et IEEE 802.15.3c, Two-path and Saleh Valenzuela (TSV) est le modèle de canal approprié. Il comprend neuf sous Modèles de Canaux (MC) différents (MC1 à MC9) et ils sont classés en cinq environnements. Pour chaque environnement, deux scénarios LOS (Line-Of-Sight) et NLOS (Non-Line-Of-Sight) sont définis, sauf pour l'environnement kiosque où seul le scénario LOS est considéré. La réponse impulsionnelle du canal TSV est donnée par :

$$h(t, \theta) = \beta \delta(\tau) + \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} a_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \delta(\theta - \Omega_l - \omega_{k,l}). \quad (1.2)$$

- $\beta \delta(\tau)$: le terme correspondant de la composante LOS supplémentaire.

$$\beta = 20 \log_{10} \left[\frac{\mu_d}{d} \left| \sqrt{G_{t_1} G_{r_1}} + \sqrt{G_{t_2} G_{r_2}} \gamma_0 \frac{e^{jA\pi h_1 h_2}}{\lambda d} \right| \right] - PL_d(\mu_d). \quad (1.3)$$

- PL_d est la perte du trajet donnée par :

$$PL_d(\mu_d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) + A_{NLOS} + 10n_d \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right). \quad (1.4)$$

- A_{NLOS} : Constante d'atténuation NLOS,
- μ_d : distance moyenne,
- λ_0 : coefficient de reflection,
- h_1 : l'hauteur de l'antenne émettrice,
- h_2 : l'hauteur de l'antenne réceptrice,
- G_{t_1} et G_{t_2} : les gains apportés par l'antenne émettrice pour le premier et le deuxième chemin,
- G_{r_1} et G_{r_2} : les gains apportés par l'antenne réceptrice pour le premier et le deuxième chemin.

Hiroschi Harada et al. ont développé en Matlab le modèle de canal TSV [33] ayant neuf modèles de canaux différents. Dans nos travaux de recherche, nous considérons les modèles de canal MC1.3 et MC2.3. Ils ont été générés pour des centaines de réalisations avec un angle d'ouverture (30°), un angle de fermeture (15°), et une distance de 5 mètres entre l'antenne émettrice (Tx) et l'antenne réceptrice (Rx). La figure 1.7 (a) montre une réalisation du modèle de canal TSV MC1.3 qui comprend 208 chemins. Nous voyons clairement à l'index $= 0$, le chemin du LOS entre Tx et Rx. Pour l'index $= 60$, nous n'observons pas de chemins.

Nous notons que les amplitudes des chemins NLOS sont petites par rapport à la composante LOS. Par conséquent, MC1.3 n'est pas très sélectif.

La figure 1.7 (b) d'un autre côté montre une réalisation du modèle de canal MC2.3 qui comprend 225 chemins NLOS entre Tx et Rx. La figure montre que MC2.3 est plus sélectif dans le domaine fréquentiel que MC1.3. Ainsi, nous aurons recours à l'application de la modulation OFDM pour lutter contre cette sélectivité.

1.5.3 Diagramme en bloc de l'émetteur du modèle AV HRP PHY IEEE 802.15.3c

Le diagramme de la figure 1.8 représente le diagramme du bloc émetteur du modèle AV HRP PHY IEEE 802.15.3c. Il est composé de plusieurs blocs dont on distingue deux codeurs canaux dont quatre codeurs convolutifs et deux entrelaceurs et un modulateur OFDM.

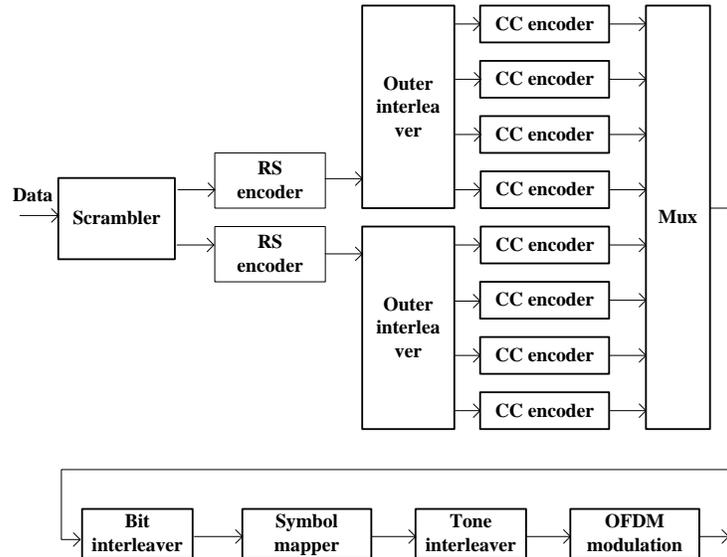


FIGURE 1.8: Le diagramme du bloc émetteur du modèle AV HRP PHY IEEE 802.15.3c.

1.5.3.1 Les codes Correcteurs d'Erreurs

Un Code Correcteur d'Erreurs (CCE) ou en anglais, Error Correcting Code (ECC) est une technique de codage qui se base sur le principe de l'ajout de la redondance. Cette technique est dédiée à corriger les erreurs lors de la transmission d'une information sur un canal de communication bruité. Les CCEs peuvent être classés comme suit :

- **Codeur en bloc** : qui divise l'information en blocs et les traitent indépendamment les uns des autres.
- **Codeur convolutif** : dont la sortie du codeur dépend à la fois du symbole courant à coder et des symboles précédents codés.

Dans le standard AV HRP IEEE 802.15.3c, deux codeurs correcteurs d'erreurs sont utilisés.

— **Le codeur Reed Solomon RS**

Le code Reed Solomon (RS) est un codeur canal appartenant à la famille des codes en blocs. L'encodeur RS est caractérisé par RS (n_{RS}, k_{RS}, m) où k_{RS} est le nombre des symboles d'entrée, $n_{RS} = 2^m - 1$ est le nombre des symboles de sortie et m est le nombre de bits par symbole. t est la capacité de correction de l'encodeur RS et elle peut être calculée par $t = (n_{RS} - k_{RS})/2$. Dans le standard UWB AV HRP IEEE 802.15.3c, nous avons utilisé RS (224, 216, 8) et il a été obtenu par le raccourcissement de RS (255, 247, 8) [34].

— **Le codeur convolutif**

Les codes convolutifs appartiennent à une classe souple et efficace de CCE. Ce sont des codes largement utilisés dans plusieurs systèmes de télécommunications. Ils ont théoriquement quelques caractéristiques similaires à celles des codes en blocs [35].

Principe du codeur convolutif

Le Codeur Convolutif (CC) peut être spécifié comme CC (n_{cc}, k_{cc}, K) où n_{cc} représente les bits de sortie, k_{cc} sont les bits d'entrée et K est la longueur de contrainte. Le rendement du code convolutif est donné par $R_{cc} = n_{cc}/k_{cc}$.

Pour AV HRP IEEE 802.15.3c, le codeur Convolutif utilisé est CC (1, 3, 7) avec un rendement initial 1/3 et des polynômes générateurs $g_0 = 133$, $g_1 = 171$ et $g_2 = 165$. Pour le mode AV HRP PHY, il y a deux rendements CC possibles à utiliser, 2/3 et 1/3 où 2/3 est obtenu par une matrice de perforation $(1 \ 1 \ 0 \ | \ 1 \ 0 \ 0)$.

Principe du décodeur convolutif

Le rôle de l'algorithme Viterbi est de permettre lors de la réception d'un mot r de déterminer un mot de code v ayant le maximum de probabilité d'être plus éligible. L'algorithme de Viterbi est un algorithme dynamique qui prend en considération la structure répétitive du treillis modélisant le codeur [36].

1.5.3.2 Les entrelaceurs

L'entrelaceur permet de changer les positions des bits dans une séquence binaire. L'AV HRP IEEE 802.15.3c considère trois Modes d'entrelacement : entrelacement externe, entrelacement de bits et entrelacement de tons. L'entrelacement externe est mis en œuvre en conformité avec le standard UWB IEEE 802.15.3c AV HRP avec une écriture ligne lecture colonne. Il comprend n mots codés RS écrits rangée par rangée dans une matrice qui comporte 4 colonnes et $n/4$ lignes. Pour les entrelaceurs de bits et de tons, ils se sont mis en œuvre en fonction des sous-porteuses OFDM du mode AV HRP.

1.5.3.3 Système de transmission OFDM et mapping bit symboles

L'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) est une modulation multi-porteuses dans laquelle les sous-porteuses sont orthogonales même si les réponses fréquentielle des sous-canaux se chevauchent.

Le principe de la modulation OFDM se base à la division de la bande passante du canal en N sous-bandes indépendantes. Ainsi, les symboles du signal à émettre sont multiplexés sur les N sous-porteuses associées aux N sous-bandes fréquentielles. Le décalage entre les sous-porteuses est défini par rapport au temps symbole T_s pour assurer l'orthogonalité entre

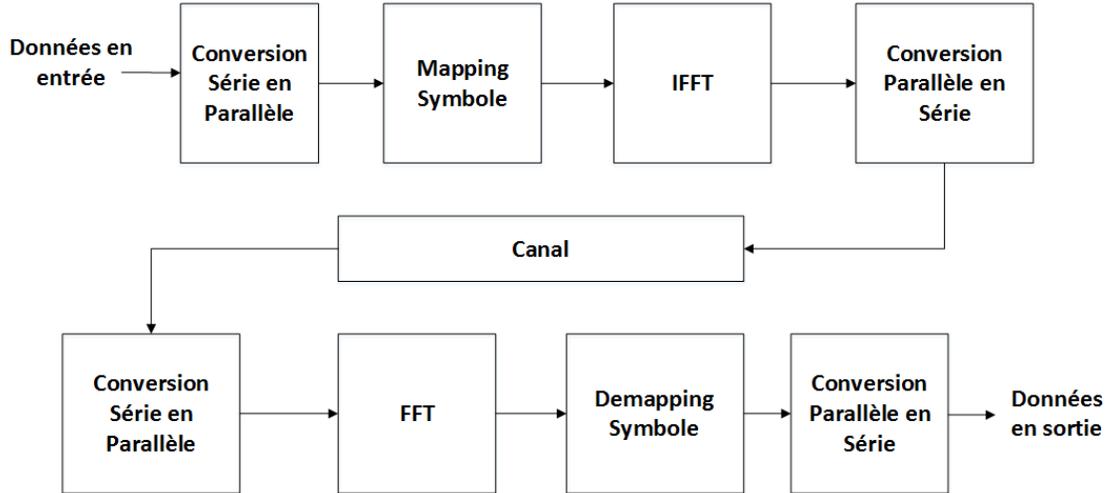


FIGURE 1.9: Principe de la modulation OFDM.

TABLE 1.3: Les paramètres du système AV HRP OFDM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses	512
Nombre de sous-porteuses de données	336
Nombre de sous-porteuses pilotes	16
Nombre de sous-porteuses nulles	157
Nombre de sous-porteuses DC	3
Nombre de sous-porteuses utilisées	352
Période IFFT et FFT	$\sim 202 \text{ ns}$
Durée de l'intervalle de garde	$\sim 25.2(64) \text{ ns}$
Durée du symbole OFDM	$\sim 227 \text{ ns}$
Nombre d'échantillon par symbole OFDM	576

les différentes sous-porteuses. Ensuite, les N symboles sont transmis simultanément sous la forme d'un symbole OFDM qui va subir d'abord une transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) (Inverse Fast Fourier Transform) comme l'indique la figure 1.9 puis transmis sur le canal. Finalement, au niveau récepteur, le signal subit toutes les transformations inverses amenant vers la reconstruction des symboles émis.

L'OFDM est une solution efficace pour combattre la sélectivité fréquentielle. Cette technique est capable de transformer un canal sélectif en fréquence en un ensemble de canaux à bandes étroites non sélectifs en fréquence. Ceci montre la robustesse de la modulation OFDM face aux retards de propagation tout en gardant une orthogonalité dans le domaine fréquentiel.

Dans la norme AV HRP 802.15.3c, le modulateur OFDM est caractérisé par 512 sous-porteuses où 336 sont des sous-porteuses de données, 16 sont des sous-porteuses pilotes, 157 sont des sous-porteuses nulles et 3 sont des sous-porteuses DC. Les paramètres AV HRP OFDM sont résumés dans le tableau 1.3.

1.6 Performance du système UWB AV HRP PHY IEEE 802.15.3c

Dans cette section, une implémentation des différents blocs de la chaîne UWB a été établie afin de présenter les performances du système AV PHY IEEE 802.15.3c pour les différentes configurations citées.

1.6.1 Modélisation du système UWB AV PHY IEEE 802.15.3c pour un canal de transmission TSV

Le système de transmission UWB IEEE 802.15.3c représenté dans le schéma de la figure 1.8 a été implémenté sous matlab. On a considéré une chaîne de transmission composée d'un codeur RS(224, 216, 8), un codeur CC à différents rendements $R_{cc}=1/3$ et $R_{cc}=2/3$ pour des cas d'utilisation différents, un modulateur 16QAM ou bien QPSK et un canal TSV MC1.3 ou MC2.3 qui sont générés pour 1000 réalisations et ayant comme angle d'ouverture (30°), de fermeture (15°) et une distance maximale de 5 mètres entre l'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx). Le modulateur OFDM proposé par le mode AV HRP PHY a été implémenté de même sous Matlab en suivant la répartition imposée par le comité de standardisation en 512 sous-porteuses réparties comme suit : 336 pour données, 16 pour les pilotes, 157 sont des sous-porteuses nulles. Au niveau du récepteur, et après le passage par le canal TSV, les signaux subissent une démodulation à l'entrée du démodulateur OFDM puis un message binaire en sortie sera décodé en utilisant un algorithme de viterbi et un décodeur RS.

1.6.2 Scénarios de simulations et évaluation des performances

Au départ, nous avons commencé par l'implémentation de la chaîne UWB sans CCE. En effet, notre objectif est la mise en oeuvre du codage correcteur d'erreurs et son influence dans le système de transmission UWB. Et comme l'indique la figure 1.10 qui affiche les résultats obtenus pour le cas d'un système composé uniquement d'un modulateur 16QAM ou QPSK utilisant OFDM et un canal TSV MC1.3 ou TSV MC2.3. Les courbes affichées dans la figure en termes de TEB en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 montrent qu'un système UWB à canal TSV MC1.3 offre des performances plus importantes qu'un système UWB TSV MC2.3 car le canal MC2.3 semble plus perturbé que MC1.3 qui bénéficie de la composante LOS.

D'autre part, on remarque aussi que l'utilisation de la modulation QPSK présente toujours des gains très importants allant jusqu'à 10 dB par rapport au 16QAM. Ceci est dû au fait que chaque symbole de QPSK transmet deux bits à l'exception de celui de 16QAM qui transmet quatre bits par symbole donc la probabilité d'erreur en utilisant la modulation 16QAM est plus supérieure que QPSK.

C'est vrai qu'en terme de qualité, utiliser QPSK ça peut nous offrir de très bonnes performances mais en termes de débit de transmission, le 16QAM est beaucoup plus important. Ceci peut être déduit à partir de la formule (1.5) du débit donné par le mode AV HRP :

$$Debit = \frac{1}{T_{FFT} + T_{GI}} \times Taux\ CCE \times N_{sd} \times Nombres\ de\ bits/Sous -\ porteuses \quad (1.5)$$

Où T_{FFT} est la période de la FFT, T_{GI} est la durée de l'intervalle de garde, les taux CCE sont les rendements des codeurs RS et CC et N_{sd} est le nombre de sous porteuses de données. La formule montre que l'augmentation du débit de transmission est proportionnelle à l'augmentation du nombre de bits transmis par sous-porteuses même dans le cas d'absence de codes correcteur d'erreurs.

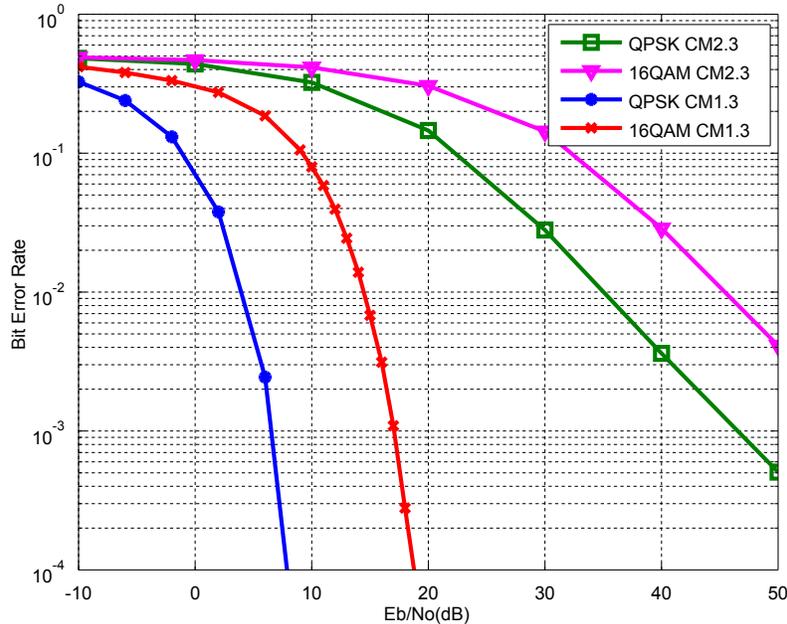
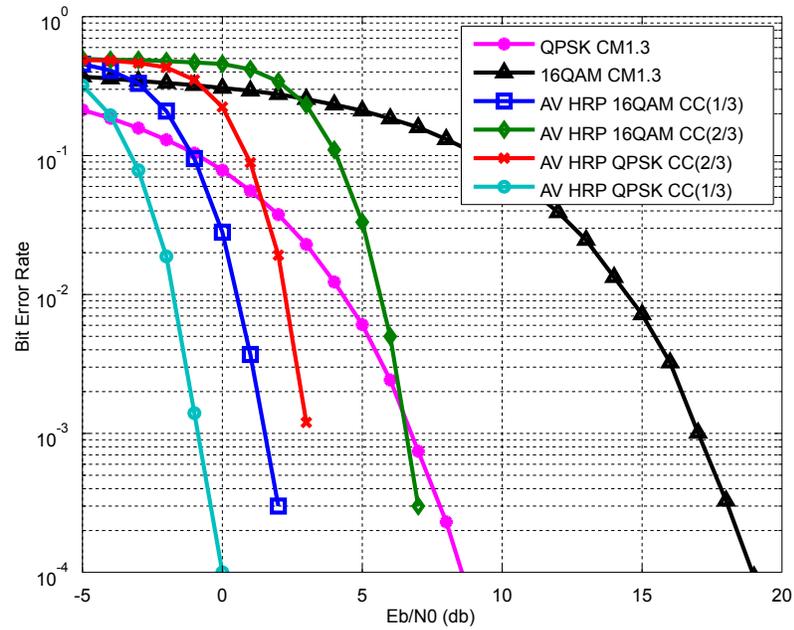
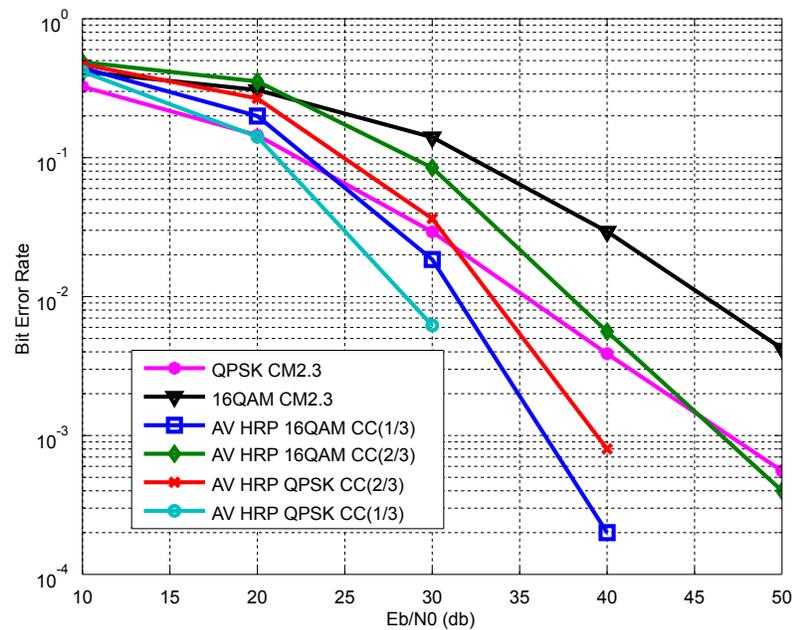


FIGURE 1.10: Performances en TEB en fonction de E_b/N_0 du système utilisant les modulations QPSK/16QAM, OFDM et TSV MC1.3 (LOS) et MC2.3 (NLOS).

En deuxième lieu, nous avons complété l'implémentation de la chaîne UWB en prenant en considération tous les paramètres fixés par le standard. La figure 1.11 illustre la performance en TEB par rapport à E_b/N_0 du mode AV HRP PHY pour les modèles de canal MC1.3 et MC2.3 avec différents rendement de code Convolutif ($R_{CC}=(1/3)$ et $R_{CC}=(2/3)$) et différentes modulations (16QAM et QPSK). En effectuant une comparaison entre les figure 1.10 et 1.11 indépendamment du modèle de canal choisi, on remarque que UWB AV HRP encodé est plus performant qu'UWB AV HRP non codé. De plus, la configuration 16QAM CC (2/3) bénéficie d'un gain de 10 dB et 16QAM CC (1/3) bénéficie d'un gain de 15dB par rapport aux AV HRP 16QAM non codé. Selon l'AV HRP QPSK non codé, AV HRP QPSK CC (2/3) donne une amélioration de 5dB, et le QPSK CC (1/3) s'améliore de 8 dB. Ceci est dû aux décodages Reed Solomon et Viterbi se chargeant de reconstruire les messages transmis par correction des éventuelles erreurs de transmission causées par le canal afin d'atténuer ces dégâts et grâce à cette caractéristique que le système étudié dans nos travaux a amélioré ses performances.



(a)



(b)

FIGURE 1.11: Performances du système AV HRP IEEE 802.15.3c en termes de TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes configurations avec un canal de transmission (a) TSV MC 1.3 et (b) TSV MC 2.3.

1.7 Etat de l'art sur l'amélioration de la qualité de service dans les RCSFMs

Dans la section 1.2.6, nous avons décrit le principe de l'optimisation inter-couches et nous avons démontré la nécessité de l'optimisation conjointe source-canal durant la transmission d'images ou vidéos à travers un système de communication sans fil. En effet, cette exigence a poussé les chercheurs à développer des algorithmes d'optimisation entre la couche physique et la couche application. Certains d'entre eux se sont concentrés sur le processus de CCE, d'autres se sont focalisés sur la modulation et quelques chercheurs ont optimisé le processus de codage de source.

Dans nos travaux de recherche nous avons pris en considération l'importance des données transmises que ce soient images ou vidéos dans le but de garantir une bonne qualité visuelle à la réception. En se basant sur cette hypothèse, nous avons eu recours à plusieurs techniques de transmission dont certaines sont basées sur la protection inégale des données et d'autres sur des modulations appropriées appelées respectivement : Techniques de protection inégale des données et techniques de modulations adaptatives. D'autres techniques sont basées sur l'exploitation du codage vidéo afin de réduire le taux d'erreurs au niveau du récepteur en exploitant les techniques citées précédemment.

La protection inégale de données est une technique qui a été largement étudiée dans les travaux portant sur la transmission des contenus multimédia mais les stratégies de protection inégale diffèrent ainsi que les outils utilisés. Plusieurs travaux récemment publiés comme [37] où les auteurs étudient la protection inégale pour le contexte de la transmission de vidéo streaming dans le but de lutter contre la perte de données et faciliter leurs récupération au niveau du récepteur. Dans [38], les auteurs utilisent la protection inégale au niveau des codeurs polaires qui sont caractérisés par la faible complexité en terme de codage et décodage et largement utilisés dans le domaine industriel. Dans un autre contexte [39] la protection inégale a été appliquée dans un système basé sur le codage QC-LDPC (Quasi Cyclic - Low Density Parity Check) caractérisé d'une conception combinatoire afin d'assurer une performance supérieure.

La modulation hybride a été introduite dans [40] dans le cadre de la transmission sans fil des données volumineuses nommées Big Data à travers un canal à atténuation progressive. Dans un autre contexte, les auteurs de [41] ont utilisé la modulation hiérarchique pour effectuer la bonne transmission progressive d'images à travers un canal Gaussien et Rayleigh afin d'assurer la bonne protection du flux binaire compressé. Dans le même esprit, la modulation hiérarchique a été appliquée dans [42] où les auteurs cherchent à assurer la fiabilité des vidéos codés H264/AVC transmises.

Dans [43], les auteurs ont appliqué la méthode de codage de GOP adaptatif basée sur un contenu vidéo codé en utilisant la norme H.264/AVC. Cette méthode repose sur la segmentation de la vidéo en une succession d'images répartis en groupes d'images en fonction des caractéristiques du contenu vidéo. Dans un autre esprit de codage vidéo basé sur la notion de scalabilité, les auteurs de [44] ont étudié l'impact de la taille du GOP dans le but d'améliorer la qualité de la vidéo codée sous la norme H.264/SVC en utilisant différentes tailles de GOP le long de la séquence vidéo sans la restriction d'une taille de GOP fixée.

1.8 Contributions de la thèse

Dans le domaine de la communication numérique, plusieurs techniques et méthodes récentes ont été apparues permettant une amélioration au niveau de la qualité des contenus multimédia transmis à travers des canaux bruités en gardant un rapport débit distortion minimal.

Dans la littérature, on trouve diverses approches ayant un objectif de minimiser l'effet de la perturbation du canal lors de la transmission des images ou vidéos et de réduire l'effet des erreurs produites sur les flux de données au niveau du récepteur. Ces techniques sont de plus, dotées d'une telle robustesse afin de garantir une bonne qualité de service.

L'objectif de cette thèse est de développer des techniques de codage et décodage inter-couches tout en exploitant l'ordre d'importance des données dans un flux multimédia au niveau du codeur de source, du codeur canal et du modulateur dans un système se basant sur la technologie de transmission UWB, plus spécifiquement la norme IEEE 802.15.3c et pour ce faire, les techniques suivantes sont envisagées :

- **Protection inégale des données** : Le principe de la protection inégale des données contre les erreurs est le fait de protéger des données au détriment d'autres au niveau du codeur canal. Cette technique dans son environnement permet d'exploiter la scalabilité des informations issues du codeur source et ceci en agissant sur le rendement du codeur correcteur d'erreurs par l'attribution d'un rendement plus faible aux données les plus importantes et respectivement un rendement plus élevé aux données les moins importantes. Et en comparaison avec un schéma de protection égale de données, l'UEP a prouvé une performance et une robustesse accrue.
- **Techniques basées sur des modulations adaptatives** : Dans le domaine de la communication numérique, les chercheurs n'ont pas cessé de travailler sur la partie modulation afin d'en tirer profit surtout en terme de gain apporté lors de la transmission des données volumineuses. Sur ce point là, nous avons agit dans nos travaux de recherche là où plusieurs techniques de modulation sont traitées comme la modulation hybride et la modulation hiérarchique.
- **Modulation OFDM adaptative** : En partant de l'idée que la bande passante totale dans OFDM est divisée en un nombre de sous-porteuses variant d'un système à un autre, la performance du système sera affectée systématiquement en exploitant le gain des sous porteuses pour minimiser la perte des données.
- **Étude de l'impact de la taille du GOP** : L'idée principale de cette étude est d'exploiter la taille du GOP afin de protéger au maximum les images successives constituant une vidéo portant des données très importantes et sensibles aux erreurs contre les perturbations causées par le canal sans fil.

1.9 Synthèse et Conclusions

Ce premier chapitre a permis de définir le cadre théorique de cette thèse. Nous avons commencé par une étude de l'évolution des RCSFs allant jusqu'au RCSFMs. Ensuite, nous avons présenté la technologie UWB en précisant son évolution, sa réglementation et sa normalisation autour du monde. Et puis une étude détaillée du standard UWB IEEE 802.15.3c

a été élaborée afin de décrire la plateforme de notre travaux de thèse. De plus, nous avons présenté les performances du système pour différents types de configurations.

Ainsi, dans le chapitre suivant, nous allons étudier la performance d'un système UWB IEEE 802.15.3c à transmission d'images codées JPEG et SPIHT.

Chapitre 2

Codage conjoint source-canal pour la transmission d'images dans un système UWB IEEE 802.15.3c

2.1 Introduction

Les objets multimédia sont caractérisés par un volume de données important ce qui nécessite une compression efficace pour diminuer le volume de données en gardant au maximum le volume utile d'information. Pour atteindre cet objectif et pour conserver le bon niveau de qualité d'information, plusieurs algorithmes de compression ont vu le jour. Dans ce chapitre nous allons commencer par présenter le principe théorique de la compression d'images. Ensuite, nous allons étudier les algorithmes de compression d'images utilisés dans nos travaux de thèse. Après, nous allons présenter les facteurs principaux justifiant le choix des codeurs JPEG et SPIHT. Puis, nous allons détailler les schémas de transmission d'images qu'on a utilisé et finalement nous allons étudier leurs performances.

2.2 Classification des techniques de compression d'images

La compression de données dans son principe est le fait de réduire l'espace nécessaire d'une manière bien déterminée pour représenter une certaine quantité d'information. Pour le cas de la compression d'images, l'utilité du principe de compression est de minimiser la redondance des données dans une même image pour pouvoir l'emmagasiner dans un espace moins réduit et la transmettre par la suite assez rapidement [45].

On peut distinguer différentes méthodes de compression qui sont classées en trois grands axes détaillés ci-dessous.

2.2.1 Compression physique et logique

La compression physique consiste à modifier les données de l'image pour qu'elles soient stockées dans l'espace minimal à travers un algorithme permettant d'éviter la redondance qui existe entre les données elles-mêmes. Quant à la compression logique, elle permet de réduire la taille de l'image en y substituant une information contenue dans une donnée par une autre plus compacte en gardant le même sens comme par exemple « Organisation Mondiale de la Santé » sera remplacée par « OMS ».

2.2.2 Compression symétrique et compression asymétrique

La compression symétrique qui utilise la même méthode ou algorithme pour la compression ainsi que la décompression. Elle demande de plus une même capacité de calcul pour chacune de ces opérations. Cette méthode de compression est d'autant plus utilisée dans la transmission de données.

Contrairement, la méthode de compression asymétrique utilise deux algorithmes différents l'un pour la compression et l'autre pour la décompression. En terme de temps et de ressources, cette méthode exige un temps de compression plus élevé et des ressources système plus importantes par rapport à la décompression [46].

2.2.3 Compression sans pertes et avec pertes

Puisque la compression d'une information sert principalement à réduire sa taille principale, dans ce cas l'information initiale peut subir des modifications non perceptibles par l'être humain. Ainsi, on peut parler de compression avec pertes et compression sans pertes [47].

1. Méthodes de compression sans pertes

Ces méthodes sont connues aussi sous le nom anglais "lossless". La compression sans perte assure après la compression et la décompression de données la protection et la préservation de toutes les informations. Dans le domaine de l'imagerie, cette méthode de compression trouve un intérêt particulier surtout dans les applications liées aux domaines militaire, médical, imagerie satellitaire.

Ce mode de compression peut être réalisé par plusieurs types de codage :

- **Codage à longueur variable** : C'est un type de codage utilisant des mots binaires à longueurs différentes. Son principe est d'associer des symboles de la source en un nombre variable de bits.
- **Codage par plages** : ou aussi "Run length encoding", permet de représenter une succession de valeurs identiques par un couple (valeur, nombre de répétitions).
- **LZW (Lempel Ziv Welch)** : C'est un algorithme utilisant une bibliothèque représentée par une table de données qui contient des chaînes de caractères. Durant le traitement de l'information, des chaînes de caractères sont classées une par une dans la bibliothèque. Si une chaîne existe déjà dans la bibliothèque, son code de fréquence d'utilisation sera incrémenté. Si le code de fréquence devient trop élevé, la chaîne de caractères sera remplacée par un "mot" ayant un nombre

de caractères le plus petit possible et le code de correspondance sera inscrit dans la bibliothèque. On obtient ainsi une information encodée et sa bibliothèque [48].

Algorithme de décompression : Lors de la lecture de l'information encodée, les " mots " codés sont remplacés dans le fichier par leur correspondance lue dans la bibliothèque et le fichier d'origine est ainsi reconstitué.

Utilité et caractéristiques de compression : Cette méthode est peu efficace pour les images mais donne de bons résultats pour les textes et les données informatiques en général (plus de 50%).

2. Méthodes de compression avec pertes

La compression avec pertes est une méthode de compression appelée aussi communément compression destructrice car elle utilise des algorithmes effectuant la compression des données en les dégradant. Par ailleurs, pour éviter la perception des dégradations par les utilisateurs, les développeurs des algorithmes associés à ce type de compression se basent sur les limites de la vue et de l'ouïe chez les êtres humains.

En revanche, ce genre d'algorithmes de compression est dédié aux données volumineuses comme les vidéos.

2.3 Algorithmes de compression sans pertes

La compression sans perte signifie que lorsque des données sont compressées et ensuite décompressées, l'information originale contenue dans les données a été préservée. Aucune donnée n'a été perdue ou oubliée. Les données n'ont pas été modifiées. Les méthodes de compression d'images sans pertes sont utiles lorsqu'on veut garder une grande précision, tels que les balayages médicaux ou la numérisation d'images destinées à l'archivage. Nous allons nous intéresser aux deux algorithmes RLE (basé sur les répétitions) et le codage Huffman (basé sur les statistiques). Ces deux algorithmes sont utilisés lors de la compression JPEG.

2.3.1 RLE (Run Length Encoding)

Le Run-Length Encoding, aussi appelé codage par plages, est un algorithme de compression de données basé sur les répétitions. Ainsi, le RLE s'emploie à réduire la taille physique d'une répétition de chaîne de caractères. Son principe est de compter le nombre d'occurrences d'une chaîne répétée appelée passage (Run) à l'aide d'un compteur de passages (Run Count) et associer ce nombre à chaque séquence, soit à la valeur du caractère répété dans le passage qu'on appelle la valeur de passage (Run Value). Chacune de ces deux opérations est codée sur un octet, on obtient donc une chaîne de deux octets après codage. Cette représentation est nommée un paquet RLE (RLE packet) dont on génère un nouveau à chaque fois que le caractère change ou chaque fois que le nombre de caractères dans le passage excède la valeur maximale que peut prendre le compteur [49].

2.3.2 Algorithme de Huffman

C'est un algorithme qui sert à construire un arbre binaire en partant progressivement des nœuds terminaux [50].

- On part tout d'abord de la liste symboles et la liste probabilités,
- On sélectionne ensuite les deux moins probables symboles,
- On crée après deux branches dans l'arbre et on les étiquette respectivement par les deux symboles binaires 0 et 1.
- On actualise ainsi la liste des symboles en rassemblant les deux symboles utilisés précédemment en un nouveau symbole en lui affectant la somme des deux probabilités sélectionnées.
- On répète les deux dernières étapes jusqu'à ce que ne reste plus de symboles dans la liste.

2.3.3 CAVLC (Context-Adaptive Variable-Length Coding)

C'est une forme de codage entropique utilisée dans la norme H.264/AVC servant à coder des données résiduelles quantifiées non nulles et ce en suivant un ordre en zigzag. En premier lieu, le nombre total des coefficients non nuls appelés Coeff-token est codé mais les coefficients nuls situés à la fin de chaque bloc 4 x 4 et les zéros intermédiaires ne sont pas codés et ils sont repérés par leurs positions par rapport à chaque coefficient non nul qui est appelé Run et leur nombre total étant nommé Totalzeros. L'ordonnement des coefficients en zigzag permet de classer les coefficients de chaque bloc 4 x 4 en commençant par les basses fréquences DC allant jusqu'aux hautes fréquences AC (ayant comme valeur 1 ou -1). Ils se sont codés séparément (sous la forme Trailingones) et puis les modules des coefficients non nuls nommés Level sont codés en suivant un sens inverse (des AC vers les DC) [51].

2.3.4 Exp-Golomb

Le codage exponentiel-Golomb ou Exp-Golomb est employé par la norme H.264/AVC pour coder les éléments syntaxiques comme les données de prédiction, par exemple le vecteur de mouvement dans le cas de prédiction Inter, le mode choisi dans le cas de prédiction Intra et le pas de quantification. Ce type de codage est considéré comme étant un codage à longueur variable avec une construction régulière car il attribue le code le plus court aux valeurs les plus fréquentes.

2.4 Algorithmes de compression avec pertes

La compression avec perte est une méthode de compression de données qualifiée d'irréversible. Il est donc impossible de retrouver les données originelles après une telle compression. C'est pour cela que l'on emploie les méthodes de compression avec pertes uniquement qu'avec des données "perceptibles" humainement, soit des sons ou des images. En effet, ces types de données peuvent subir des modifications, parfois importantes, sans que l'on ne ressente une quelconque différence par rapport aux données de départ.

Ces techniques de compression avec perte se basent sur le principe que seul un sous-ensemble très faible des données que l'on souhaite compresser possède un caractère exploitable pour notre œil, pour notre ouïe... C'est donc cet ensemble là que l'on compressera de manière courte, de sorte que même après avoir réduit la quantité de données, le résultat soit

toujours très ressemblant à l'original, voir presque identique, toujours pour une perception humaine.

Avec un algorithme de compression avec pertes, la suite de bits obtenue après les opérations de compression et de décompression est donc différente de l'originale, mais l'information restituée est en revanche très voisine. Les algorithmes de compression avec pertes sont utiles pour les images, le son et la vidéo. Les fichiers exécutables par exemple, ne peuvent donc pas être compressés selon ce type de méthode car ils ont besoin de conserver leur code intact pour fonctionner.

— **JPEG (Joint Photographic Expert Group) :**

JPEG est une norme qui définit le format d'enregistrement et l'algorithme de décodage pour une représentation numérique compressée d'une image fixe. [52].

— **MPEG (Motion Picture Expert Group) :**

Les formats MPEG sont des formats de compression avec pertes pour les séquences vidéos. Ils incluent à ce titre des codeurs audio, comme les célèbres MP3 ou AAC qui peuvent parfaitement être utilisés indépendamment, et bien sûr des codeurs vidéos généralement référencés par la norme dont ils dépendent (MPEG-2, MPEG-4), ainsi que des solutions pour la synchronisation des flux audio et vidéo, et pour leur transport sur différents types de réseaux. [53] .

2.5 Critères de performances en compression d'images

Certaines critères peuvent agir sur l'amélioration de la performance des algorithmes de compression d'images. Ces critères sont détaillés dans les sous sections suivantes.

2.5.1 Le taux de compression

C'est la mesure de réduction d'une telle information qui sera transmise après. Cette mesure représente un but fondamental de la compression car elle donne une idée sur le taux de performance de la méthode de compression des images utilisées.

Le taux de compression est défini par :

$$\text{Taux de compression} = \frac{\text{Nombre de bits dans l'image source}}{\text{Nombre de bits dans l'image compressée}} \quad (2.1)$$

2.5.2 Débit de compression

Le débit de compression est défini par le nombre moyen de bits nécessaires pour représenter un pixel d'une image compressée. L'importance de cette mesure est déduite à partir de son influence sur la résolution numérique de l'image.

Il y a une forte liaison entre le débit de compression et le taux de compression est ceci est justifié par la formule suivante :

$$\text{Debit de compression} = \frac{\text{Nombre de bits par pixel dans l'image source}}{\text{Taux de compression}} \quad (2.2)$$

Cette mesure est exprimée en unité de bits par pixel (bpp).

2.5.3 La distorsion

Pour les cas de la compression avec pertes ou la transmission du flux image compressé à travers un canal bruité, la prise en considération de la qualité de l'image reconstruite est une tâche nécessaire. Du coup, le compromis entre le taux de compression et la qualité de l'image reconstruite doit être établi connu sous le nom de rapport débit distorsion. La distorsion est définie par l'erreur commise entre les deux images originale et reconstruite. et elle est mesurée en fonction de l'erreur quadratique moyenne ou EQM entre l'image originale et l'image compressée.

EQM est définie par :

$$EQM = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (I_0(i, j) - I_r(i, j))^2. \quad (2.3)$$

où M est la largeur de l'image, N est la longueur de l'image, I_0 représente l'image originale et I_r définit l'image compressée.

2.5.4 La qualité visuelle

La qualité visuelle est un critère très important pour valoriser la performance d'un tel algorithme de compression. Elle peut être mesurée en utilisant le rapport signal sur bruit de crête à crête ou encore Peak Signal to Noise Ratio (PSNR) en fonction de rapport signal à bruit ou signal to noise Ratio (SNR).

Le PSNR est calculé en fonction de l'EQM et représenté par l'équation suivante :

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{D^2}{EQM} \quad (2.4)$$

Avec

- **D** : La valeur maximale possible que pourra prendre un pixel. Pour le cas standard dont les pixels d'une image sont codés sur 8 bits, $D = 2^8 - 1 = 255$.

Il existe encore d'autres critères d'évaluation de la qualité visuelle des images compressées comme l'erreur moyenne absolue ou l'erreur maximale mais le PSNR est souvent utilisé et il reste toujours une mesure de référence pour évaluer les performances en compression.

2.5.5 Rapport débit-distorsion

Le facteur débit-distorsion cherche à résoudre le problème du débit binaire nécessaire pour obtenir une distorsion minimale et inversement. En effet, pour le cas d'une compression avec pertes, le rapport débit-distorsion intervient dans le sens de compresser au maximum tout en gardant une certaine qualité ou bien d'introduire le minimum de distorsions pour un taux de compression fixé [54].

2.5.6 Complexité

La complexité est aussi un critère de performance d'un algorithme de compression. La complexité est mesurée en fonction du temps d'exécution nécessaire du processus de compression ou encore en fonction du nombre d'opérations par pixel.

2.6 L'algorithme JPEG pour la compression d'images

Dans cette thèse, deux algorithmes de compression d'images ont été pris en considération pour assurer la transmission d'images à travers le système UWB IEEE 802.15.3c. Ces algorithmes sont respectivement, JPEG et SPIHT. Ce choix n'est pas aléatoire et il est basé sur plusieurs facteurs.

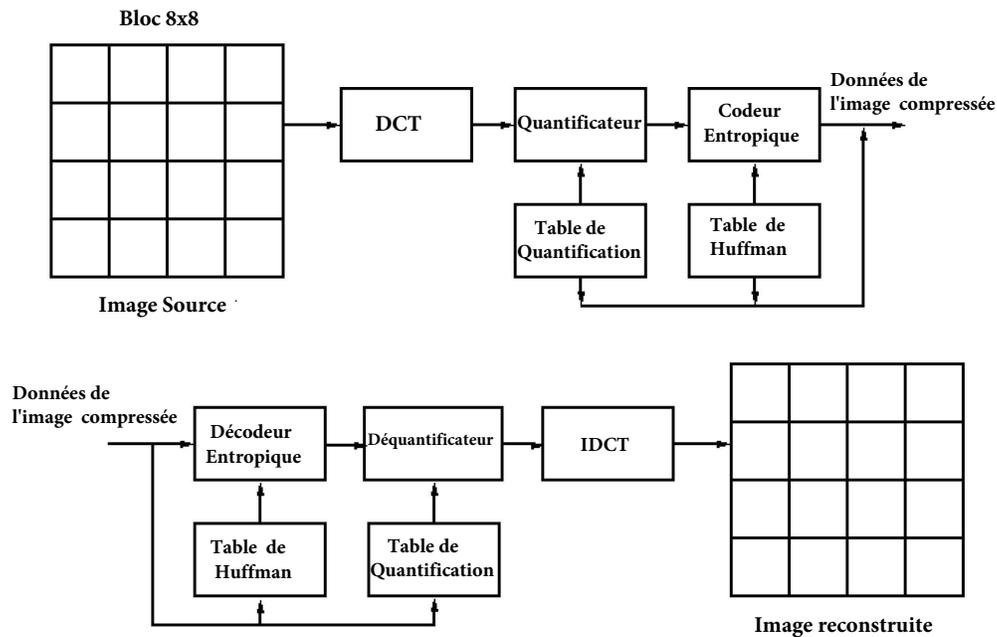


FIGURE 2.1: Schéma de codage et de décodage de l'algorithme JPEG.

Joint Photographic Experts Group ou JPEG est un codeur de source permettant la compression d'images et la transmission du flux compressé. Il offre une bonne compression pour une qualité très correcte. Ces deux avantages en font l'un des codeurs d'images les plus répandus, particulièrement sur le plan où les problématiques de transfert et de stockage sont importantes. Son principe est comme indiqué dans la figure 2.1. Pour l'image d'entrée, elle sera partitionnée en sous-blocs suivis de la transformée en cosinus discrète (DCT) pour chaque sous-bloc. La quantification des coefficients DCT contrôle le taux de compression atteint et pour cette phase nous avons utilisé la table de quantification proposée par le standard des composants de luminance. Les coefficients quantifiés sont ensuite analysés en zigzag et ils se sont par la suite partitionnés sur les coefficients DC et AC. Dans notre configuration,

pour éviter la propagation d'erreurs, le coefficient DC n'est pas codé en utilisant DPCM. Les coefficients AC sont compressés en utilisant le codage Run-Length Encoding (RLE). Le flux obtenu est alors codé en Huffman pour délivrer le flux compressé JPEG final [55].

La figure 2.1 présente un schéma de compression JPEG et dans ce qui suit nous allons détailler les différentes étapes de la compression JPEG tout en étudiant ces fondements.

2.6.1 La transformée Discrète en Cosinus

Transformée Discrète en Cosinus ou DCT est un outil mathématique permettant la transformation linéaire de coefficients transformés où certains d'entre eux seront disproportionnés de sorte que leur abandon ne causera pas des distorsions significatives au niveau de l'image reconstruite.

La DCT génère après, des coefficients réels. Les coefficients les plus petits sont localisés dans une zone fréquentielle à faible acuité d'œil. Dès que la DCT sera calculée sur un bloc, on obtient une matrice carrée des valeurs pour chacune des fréquences où les valeurs de cette matrice ont été arrondies vers le plus proche entier.

L'élément (0,0) de la matrice carrée représente la valeur "moyenne" de la grandeur d'ensemble de toute la matrice d'entrée. Cela ne représente pas exactement la moyenne au sens mathématique du terme car l'ordre de grandeur n'est pas le même mais plutôt c'est un nombre relativement proportionnel à la somme des valeurs du signal. Le reste des valeurs de la DCT sont appelées des "écarts".

Les valeurs de la matrice à s'approchent de "0" dès qu'on s'éloigne du coin gauche supérieur autrement lorsqu'on monte vers les plus hautes fréquences. Ce fait signifie que l'information importante de l'image est localisée dans les basses fréquences qui est le cas pour la majorité des images.

2.6.2 La quantification

Le rôle de la quantification est de minimiser la précision de stockage des entiers dans la matrice DCT afin de diminuer le nombre de bits associés pour chaque entier.

Les informations situées dans les basses fréquences sont caractérisés par la forte pertinence ce qui nécessite de diminuer la précision encore plus dans les hautes fréquences. Puisque la perte de précision va être de plus en plus grande lorsqu'on s'éloigne de la position (0,0). On doit utiliser une matrice appelée matrice de quantification qui contient des entiers par lesquels les valeurs de la matrice DCT seront divisées. Ces entiers vont être de plus en plus grands en s'éloignant de la position (0,0). La valeur de chaque élément de la matrice DCT quantifiée sera égale à l'arrondi de l'entier le plus proche du quotient de la valeur correspondante de la matrice DCT par la valeur correspondante de la matrice de quantification.

Au cours de la décompression, la valeur de la matrice DCT quantifiée sera multipliée par l'élément correspondant dans la matrice de quantification pour obtenir après une valeur approximative de la DCT. Et on obtient une matrice appelée matrice DCT déquantifiée.

2.6.3 Le codage entropique

La phase finale de la compression JPEG est le codage de la matrice DCT quantifiée. Ce codage est effectué sans perte d'informations car il utilise des mécanismes économes.

Puisqu'il y a une corrélation entre les différents blocs contigus, on peut coder le coefficient en position (0,0) et la différence avec le coefficient du bloc précédent ce qui produira un très petit nombre de mots de codes.

Le reste de la matrice DCT quantifiée va se coder tout en parcourant les éléments dans un ordre particulier appelé zigzag en produisant une séquence appelée séquence zigzag. Cette dernière suit un ordre parcourant les éléments en commençant par le traitement des éléments de basses fréquences allant jusqu'au hautes fréquences. La séquence zigzag va engendrer une longue suite de "0" consécutifs car la matrice DCT quantifiée contient beaucoup de composants nuls correspondants aux hautes fréquences. Finalement, les suites de valeurs nulles sont codées en spécifiant le nombre de "0" consécutifs en suivant le principe RLE. Puis, les valeurs non nulles seront codées par un codeur à longueur variable de type Huffman.

2.7 L'algorithme SPIHT pour la compression d'images

Set Partitioning In Hierarchical Trees ou SPIHT est un algorithme de compression d'images basé sur la méthode de codage EZW (Embedded Zerotrees of Wavelet transforms).

2.7.1 EZW

C'est un codeur qui offre une représentation progressive de l'image en apportant une excellente performance débit-distorsion. En effet, les coefficients sont parcourus selon l'ordre colonne puis ligne, dans le sens des sous-bandes basses vers les sous-bandes hautes.

Ayant donné transmis un seuil initial au décodeur, le codage EZW s'effectue progressivement sur deux passes successives dont une première passe de signifiante sert à coder chaque coefficient à partir l'un des quatre symboles 'P', 'N', 'T' et 'Z'. En effet, si l'amplitude du coefficient dépasse le seuil alors un symbole 'P' ou 'N' sera transmis en fonction du signe du coefficient (respectivement positif ou négatif).

La deuxième passe, dite de raffinement et elle permet de préciser la valeur des coefficients significatifs en comparant leurs amplitudes courantes au seuil. [56].

2.7.2 SPIHT

L'algorithme SPIHT utilise des arbres d'orientation spatiale (SOT) (figure 2.2) et utilise un algorithme de tri de partitionnement bien défini. Les coefficients qui correspondent à l'emplacement spatial identique dans toutes les sous-bandes situées dans la structure pyramidale présentent des caractéristiques d'autosimilarités. SPIHT établit des relations parents-enfants entre les sous-bandes auto-similaires pour fixer les arbres d'orientation spatiale [57].

L'algorithme SPIHT comporte différentes étapes comme décrit dans la figure 2.3 :

- Tout d'abord, dans la passe de tri, la liste des pixels insignifiants (LIP) est balayée pour déterminer si une entrée est significative ou non au seuil actuel. Si nous trouvons une entrée significative, nous obtenons un bit de sortie '1' et un autre bit pour le signe

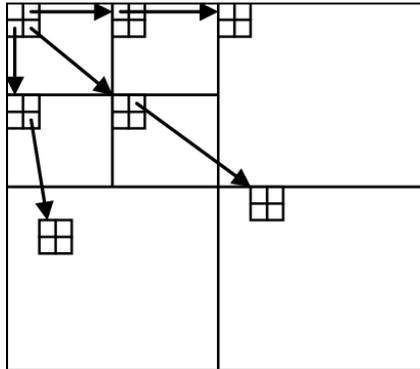


FIGURE 2.2: Structure de l'arbre des coefficients d'ondelettes pour un codage SPIHT.

du coefficient, qui prend la valeur '1' s'il est positif ou '0' s'il s'agit d'un coefficient négatif et l'entrée significative maintenant appartient à la liste des pixels significatifs (LSP). Sinon, si une entrée est insignifiante, le bit de sortie prendra '0'.

- Dans la deuxième étape, les entrées dans LIS (List of Insignificant Set) ou liste des ensembles insignifiants seront toutes traitées. Alors qu'une entrée est l'ensemble des descendants entiers d'un coefficient nommé par 'type A', des tests d'amplitude seront effectués pour tous les descendants de l'entrée actuelle afin de décider s'ils sont significatifs ou non. Si l'entrée est significative, les descendants directs de l'entrée courante subissent de grands tests. Dans le cas où la progéniture directe est significative, elle passera dans LIP, sinon elle passera dans LSP. Si l'entrée est estimée être insignifiante et cet arbre d'orientation spatiale ancré par l'entrée actuelle est nommé arbre zéro alors le bit de sortie prend '0' et aucun autre traitement n'est nécessaire.
- Après, cette entrée est déplacée à la fin de LIS nommée par 'type B', qui représente l'ensemble de tous les descendants sauf pour la progéniture directe d'un coefficient. Pour chaque entrée de LIS de type B, un test de signification sera effectué sur tous les descendants de sa progéniture immédiate. Lorsque le test de signification est vrai, le SOT ayant une racine de type B comme entrée est divisé en quatre sous arbres qui sont profondément ancrés par la progéniture directe et ces descendants immédiats sont insérés à la fin de LIS et prennent le type A. Les choses les plus importantes dans le tri LIS sont les ensembles complets de coefficients insignifiants et les arbres zéro figurés avec un seul zéro.
- Enfin, une passe de raffinement est utilisée pour obtenir en sortie les bits de raffinement des coefficients en LSP dans le seuil courant. Lorsque le décodeur SPIHT reçoit l'information, il la reconstruit et exécute une transformation inverse pour récupérer l'image originelle.

2.8 Performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images

Cette section présente le schéma de transmission d'images à travers le système UWB IEEE 802.15.3c en détaillant les différents blocs ainsi que les paramètres associés fixés par

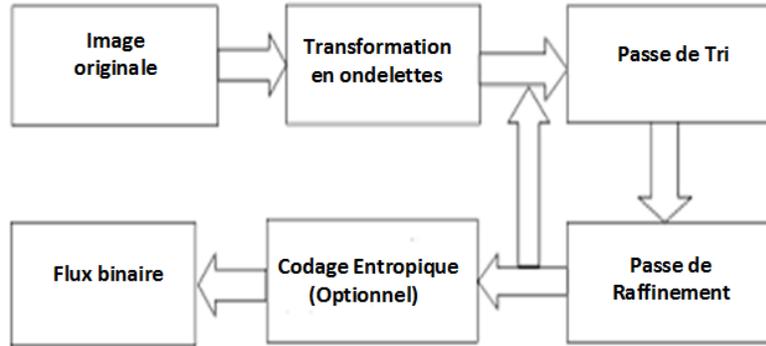


FIGURE 2.3: Schéma du principe de codage SPIHT.

le standard. Et puis une étude de performances du système est établie pour différentes configurations.

2.8.1 Transmission d'images codées JPEG sur un système UWB IEEE 802.15.3c

2.8.1.1 Description du système

Le schéma de transmission d'images codées JPEG comme l'indique la figure 2.4 est composé d'un codeur JPEG qui assure la compression des images suivi de deux codeurs correcteurs d'erreurs respectivement RS et CC. Un passage par le modulateur OFDM est établi permettant par la suite la transmission des signaux modulés à travers un canal TSV.

2.8.1.2 Paramètres

Le schéma de transmission d'images codées JPEG pour une image de test "Lena" à niveaux de gris en utilisant un débit de compression équivalent à 0.64 bpp et produisant un PSNR de l'ordre de 38.78 dB à travers un système UWB IEEE 802.15.3c est organisé comme suit. L'image de test "Lena" est décomposée séquentiellement en blocs de 8x8 pixels subissant tous les mêmes traitements. Une transformée en cosinus discrète DCT est appliquée sur chaque bloc. Les coefficients produits seront ensuite quantifiés uniformément en utilisant une table de 64 éléments appelés pas de quantification. La table de quantification permet d'affecter le plus important pas de quantification pour les composantes les moins significatifs visuellement parceque les informations pertinentes dans une image sont concentrées dans les plus basses fréquences spatiales.

Un codage entropique est réalisé après commençant par ordonner les coefficients quantifiés en suivant un balayage en zigzag dans le but de placer au début les coefficients quantifiés correspondant aux plus basses fréquences. On obtient après une suite de symboles où les symboles les plus probables seront codés en suivant le codeur Huffman.

La séquence de bits à la sortie du codeur Huffman va subir un codage Reed Sololom RS(224,216) ayant comme entrées 224 symboles et produisant 216 symboles à la sortie. Ces symboles codés RS seront codés une deuxième fois par l'intermédiaire du codeur convolutif CC. Une modulation OFDM est établie en vue de générer des signaux à transmettre à

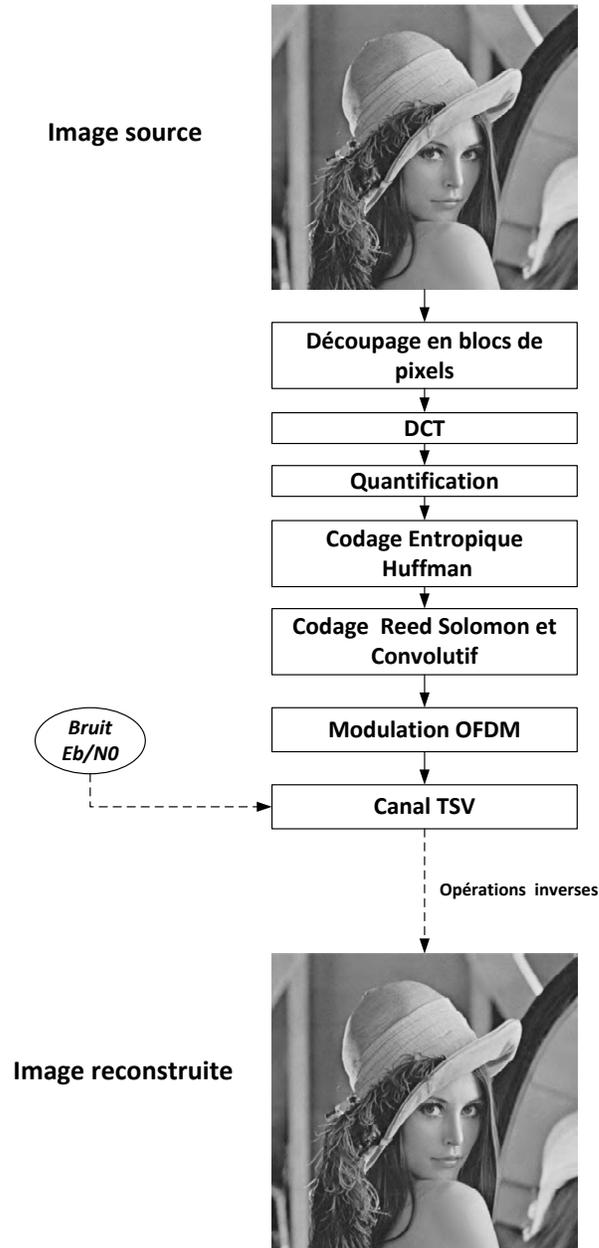


FIGURE 2.4: Schéma de transmission d'images codées JPEG à travers un système UWB IEEE 802.15.3c.

2.8 Performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images 65

travers un canal TSV multitrajets.

Après le passage par le canal, des opérations inverses auront lieu afin d'obtenir une image reconstruite similaire à l'image source en cas d'absence d'erreurs causées par le canal.

2.8.1.3 Résultats

Dans cette partie, nous évaluons les performances de l'algorithme de compression d'images JPEG lors de la transmission du flux compressé à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en fonction du TEB et PSNR.

La figure 2.5 montre un ensemble d'images "Lena" reconstruites pour différentes configurations du système appliqué à l'image de test "Lena" 8x8 pixels, les sorties JPEG génèrent un débit source équivalent à 0,64 bpp et un PSNR maximal de l'ordre de 38,78 dB. En premier lieu, nous avons utilisé respectivement le canal TSV MC 1.3 et TSV MC2.3 pour ces réalisations et nous remarquons que le canal TSV MC2.3 donne de mauvaises performances par rapport à TSV MC1.3 pour des valeurs de E_b/N_0 trop élevées. En plus, on observe que la qualité visuelle de l'image est plus nette en utilisant la modulation QPSK que 16QAM pour différents rapport signal à bruit. La figure montre aussi l'effet induit par les codes correcteurs d'erreurs sur la qualité d'image reconstruite et justifie la nécessité de bien choisir le rendement R_{CC} qui joue un rôle très important au niveau de la réduction des erreurs produites durant le passage par le canal à faible RSB.

2.8.1.4 Interprétations

Nous avons démontré dans le chapitre précédent les améliorations de la certitude des données transmises à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en termes de TEB suite à l'introduction des codeurs RS et CC pour la correction des erreurs. Pour le modèle de canal MC1.3, nous pouvons voir que les améliorations apportées au TEB induisent des améliorations remarquables en termes de qualité visuelle et PSNR et pour le canal MC2.3, les conditions de transmission des événements sont très mauvaises et ceci est dû à la sélectivité fréquentielle du canal MC2.3.

Selon la figure 2.5, l'utilisation de la combinaison CC(2/3) et QPSK permet d'obtenir une image reconstruite avec une meilleure qualité et ceci revient en premier lieu à la modulation QPSK qui a un ordre de modulation inférieur à 16QAM et qui garantit une transmission d'image plus fiable et en deuxième lieu au codeur CC qui protège les bits de subir des erreurs suite aux perturbations du canal TSV.

2.8.2 Transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB IEEE 802.15.3c

2.8.2.1 Description du système

Le schéma de transmission d'images codées SPIHT comme l'indique la figure 2.6 est composé d'un codeur SPIHT qui assure la compression des images suivi de deux codeurs correcteurs d'erreurs respectivement RS et CC. Un passage par le modulateur OFDM est établi permettant par la suite la transmission des données comprimées par un canal TSV.

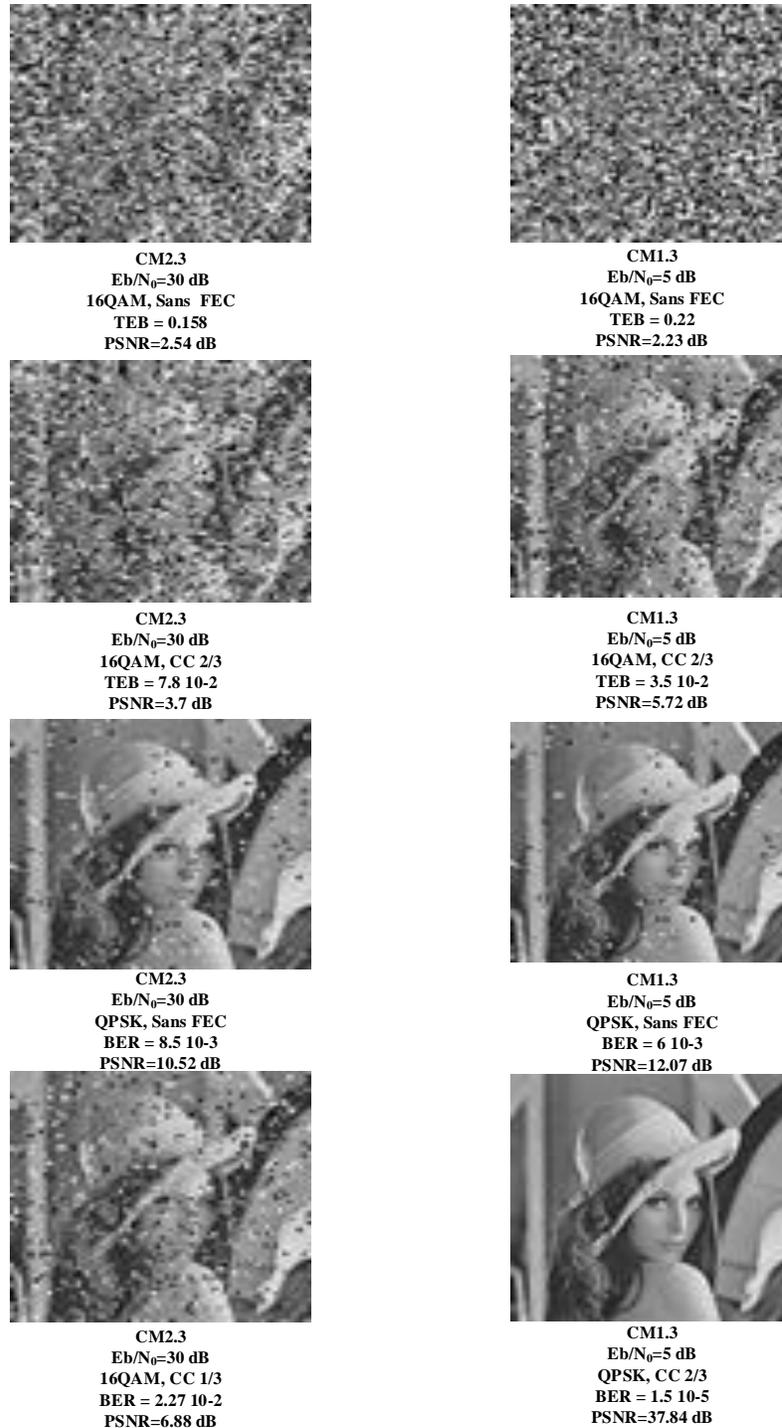


FIGURE 2.5: Exemples d'images reconstruites pour différentes configurations utilisant le codage JPEG.

2.8 Performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images⁶⁷

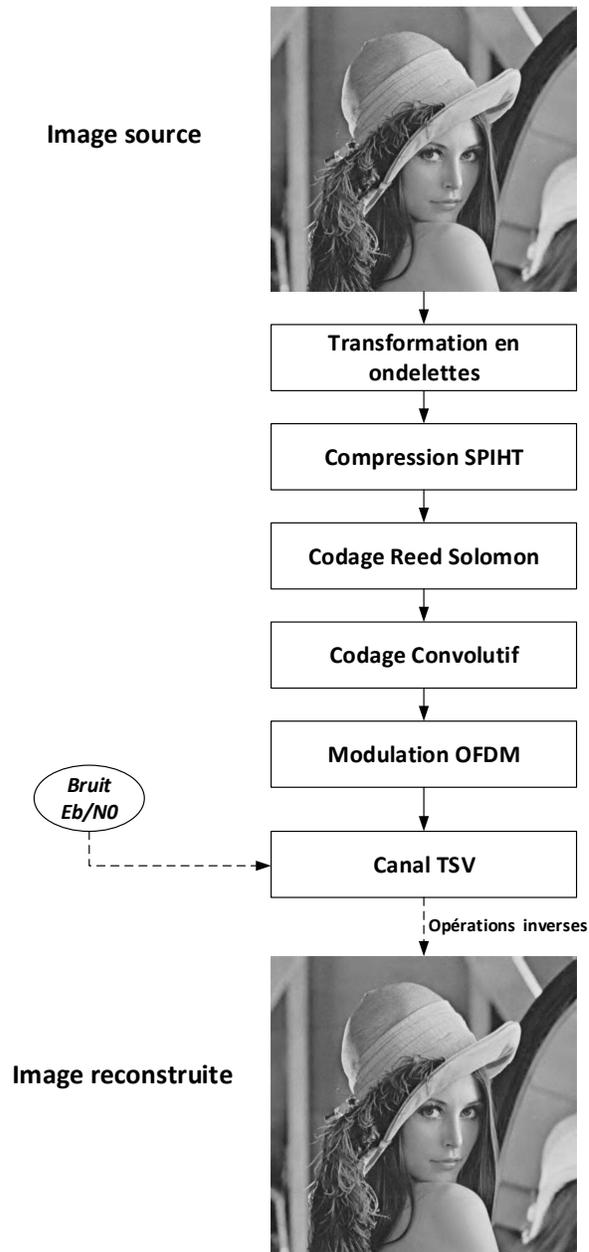


FIGURE 2.6: Schéma de transmission d'images codées SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c.

2.8.2.2 Paramètres

Le schéma de transmission d'images codées SPIHT est organisé comme suit : Un codeur de source de type SPIHT ayant comme entrée une image de test "Lena" de taille 512x512 pixels avec un débit source de l'ordre de 1 bpp délivrant un PSNR de 39.94 dB. Tout d'abord, l'image à coder subit une première transformation appelée transformation en ondelettes suivant une arborescence bien déterminée et puis, des passes de tri et de raffinement seront établis pour dégager un flux binaire compressé sera codé ensuite par des codes correcteurs d'erreurs de type Reed Solomon et Convolutif. Le flux codé sera modulé en utilisant une modulation OFDM. Le signal délivré à la sortie du modulateur sera transmis à travers le canal TSV. Finalement, les opérations inverses (démodulation, décodage canal, décompression) seront appliquées en vue de récupérer l'image "Lena" originale.

2.8.2.3 Résultats

Dans cette sous section, nous visons à valider la performance du système UWB IEEE 802.15.3c pour le cas de transmission d'images codées SPIHT en termes de TEB et PSNR.

En effet, la figure 2.7 affiche des exemples d'images reconstruites pour différentes configurations d'un système UWB IEEE 802.15.3c de transmission d'images codées SPIHT. En fait, les résultats montrent que pour un $E_b/N_0 = 3$ dB, la combinaison CC(1/3) et QPSK a donné une meilleure qualité de reconstruction d'image avec un PSNR maximal. On remarque aussi pour un même RSB que le système CC(1/3) 16QAM présente encore une nette qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite et offre un gain de 24 dB par rapport à un système CC(2/3) 16QAM et un gain de l'ordre de 12 dB par rapport à un système CC(2/3) QPSK.

2.8.2.4 Interprétations

Selon les figures 2.7 et 2.8, l'amélioration de la qualité visuelle de l'image reconstruite et les gains apportés en PSNR et TEB dans la configuration QPSK CC(1/3) sont remarquables et ça prouve toujours l'utilité d'appliquer la modulation QPSK pour garantir la bonne réception des données mais en même temps il faut tenir en considération le facteur débit de transmission qui joue un rôle très important dans la rapidité des communications et qui varie d'un système à un autre suite aux variations des rendements R_{CC} et aux types de modulations choisies. Donc pour un rapport signal à bruit élevé, il vaut mieux appliquer la modulation 16QAM pour bénéficier d'un débit de transmission maximal équivalent à 3.807 Gbps.

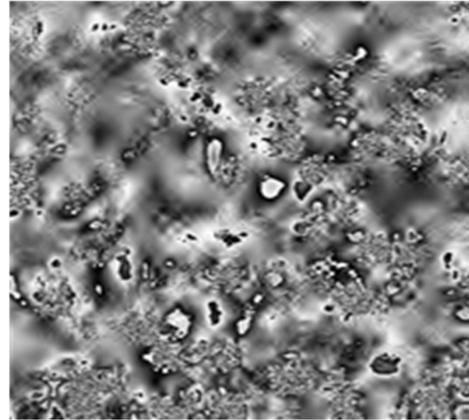
2.8.3 Analyse des résultats et comparaison

Dans les images numériques, on trouve fréquemment des zones homogènes (fond d'objets) à forte corrélation spatiale et des anomalies (irrégularités), tels que les contours et les bords des objets. Ces derniers prennent une importance considérable dans la perception de l'image bien que leur contribution énergétique est plus faible que les zones homogènes. Les codeurs traditionnels, tels que ceux utilisant la DCT, décomposent les images selon une grille qui a effectivement la même résolution temporelle et fréquentielle pour tous les coefficients dans la représentation. L'information du bord est donc dispersée, à cet effet, de nombreux

2.8 Performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images⁶⁹



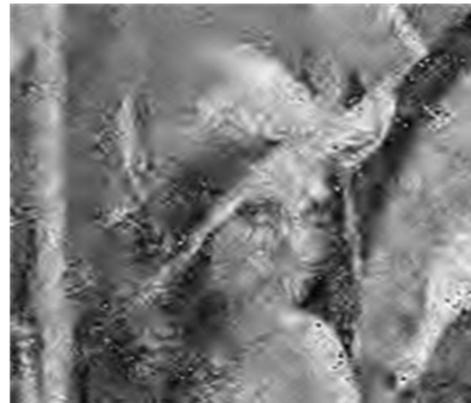
**$E_b/N_0 = 3$ dB
16 QAM, CC 1/3
TEB = $5 \cdot 10^{-5}$
PSNR = 32.67 dB**



**$E_b/N_0 = 3$ dB
16 QAM, CC 2/3
TEB = $2.3 \cdot 10^{-2}$
PSNR = 8.91 dB**



**$E_b/N_0 = 3$ dB
QPSK, CC 1/3
TEB = $1.1 \cdot 10^{-5}$
PSNR = 39.94 dB**



**$E_b/N_0 = 3$ dB
QPSK, CC 2/3
TEB = $1.2 \cdot 10^{-3}$
PSNR = 20.03 dB**

FIGURE 2.7: Exemples d'images reconstruites pour différentes configurations utilisant le codage SPIHT.

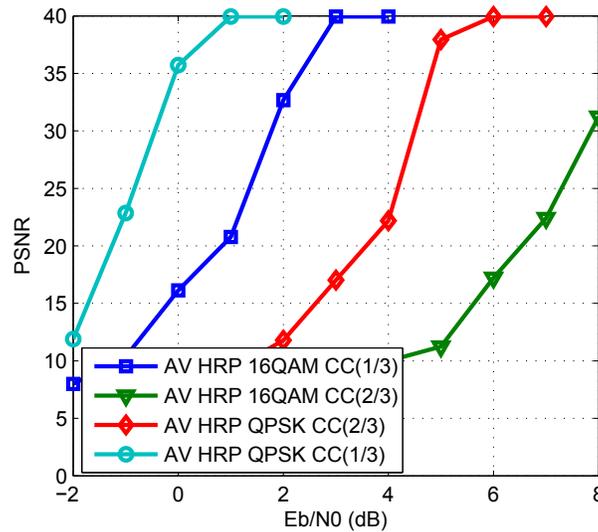


FIGURE 2.8: Performances en PSNR du système UWB IEEE802.15.3c pour un canal TSV MC1.3 avec différents ordres de modulations et différents rendements de codeur convolutif.

coefficients non nuls sont nécessaires pour représenter les bords avec une bonne fidélité. Toutefois, comme les bords représentent une énergie relativement insignifiante par rapport à l'image entière, les codeurs traditionnels, tels que ceux qui utilisent les DCT, ont une bonne efficacité aux moyens et hauts débits. Cependant, à très faibles débits binaires, les techniques traditionnelles de codage, tels que le JPEG, tend à attribuer plus de bits aux zones homogènes et peu de bits pour représenter les anomalies. En conséquence, l'effet des blocs (artefacts) apparaissent souvent. Les techniques basées sur la transformation en ondelettes ont montré des bons résultats à très faibles débits puisque les zones homogènes et les anomalies sont disponibles à chaque échelle. La difficulté majeure est dans l'exploitation et la gestion de la position des coefficients dus aux anomalies. Le codeur mis en place par EZW, permet aux codeurs d'utiliser efficacement la puissance de la représentation multi-résolutions de la transformation en ondelettes par la représentation efficace des positions des coefficients d'ondelettes représentant des anomalies [58].

2.9 Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une étude théorique des différentes techniques de compression d'images reconnues dans le domaine de traitement d'images. Après, nous avons détaillé les critères de performance en compression d'image en vue de les exploiter dans le chapitre suivant pour améliorer la qualité de service du système de transmission UWB IEEE 802.15.3c. Ensuite, une étude précise des algorithmes JPEG et SPIHT a été établie dans le but d'expliquer le mode de fonctionnement de ces algorithmes et les étapes implicites de transformation d'une image en un flux binaire compressé. Finalement, nous avons discuté les performances du système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission d'images dans différentes configurations. Dans le reste du travail, nous allons se focaliser sur le type de codage SPIHT.

Chapitre 3

Techniques adaptatives de la couche physique pour la transmission d'images

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons étudié deux méthodes de compression d'images basées sur les transformations DCT et DWT et nous avons montré les performances du système UWB IEEE 802.15.3c appliqué à la transmission de ces images codées. Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser sur l'amélioration de la QoS au niveau applicatif pour des images codées avec l'algorithme SPIHT. En fait, nous allons utiliser des méthodes de codage et décodage inter-couches en vue d'améliorer la qualité visuelle des images transmises à travers le système tout en gardant une vitesse de transmission assez importante et un rapport débit distortion minimal pour les différents états de canal.

Ce chapitre est alors organisé comme suit. Tout d'abord nous allons présenter les objectifs principaux des techniques adaptatives utilisées au niveau de la couche physique. Puis, nous allons étudier les différentes techniques de protection inégale pour la transmission des images codées SPIHT comme la protection inégale de données à répartition équitable et inéquitable. Ensuite, nous allons détailler les techniques de modulation adaptative et finalement nous allons décrire le principe de la modulation OFDM adaptative. Pour chaque technique, nous allons discuter l'impact de cette approche adaptative sur les performances en termes de PSNR pour un canal défini par un rapport de signal à bruit.



Une erreur produite au début du flux SPIHT compressé

PSNR = 14.05 dB



Une erreur produite au milieu du flux SPIHT compressé

PSNR = 22.53 dB



Une erreur produite à la fin du flux SPIHT compressé

PSNR = 39.8 dB



Aucune erreur n'est produite au niveau du flux SPIHT compressé

PSNR = 39.94 dB

FIGURE 3.1: Effet de l'emplacement d'une erreur dans un flux binaire compressé SPIHT.

3.2 Objectifs et motivations

De nos jours, l'utilisation progressive des modalités numériques dans le domaine de l'imagerie génère des volumes de données assez importants ce qui nécessite l'utilisation d'images compressées pour réduire le volume de données à transmettre ou à stocker. Comme défini dans le chapitre précédent, la compression d'une image est le fait de minimiser le nombre de bits qu'elle occupe et ce en exploitant les deux facteurs principaux qui interviennent pour atteindre cet objectif qui sont respectivement la réduction de la redondance et la représentation approximative de l'information contenue dans l'image pour une compression avec pertes.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté aussi deux schémas de codage, JPEG qui se repose sur la transformée discrète en cosinus (DCT) et SPIHT qui se repose sur la transformée en ondelettes DWT qui est relativement plus récente et permet d'achever des taux de compression assez importants sans produire des artefacts, ou encore effets de bloc qui sont observés généralement sur les images compressées par la DCT [59]. En plus, SPIHT permet d'avoir une scalabilité sur le flux compressé ainsi qu'un cryptage sélectif des informations trop sensibles pour limiter les ressources (puissance, mémoire et bande passante) dans les RCSFMs ce qui permet de satisfaire différents cas d'usages. Les RCSFMs faisant partie de l'Internet des Objets, s'étendent de plus en plus dans plusieurs applications telles que les utilisations militaires, les soins de santé et les applications médicales [60].

Lors de la transmission de données codées source, tout les bits d'information ne sont pas également importants en raison de la sensibilité du décodeur de source aux erreurs. En se basant sur cette hypothèse, on a commencé tout d'abord par un ensemble de test en vue de prouver l'effet induit par une erreur sur un flux SPIHT compressé de l'image de test "Lena" de taille (512x512) avec un débit de source D_s de l'ordre de 1bpp délivrant un PSNR maximal de 39.94 dB, du coup on a essayé de produire des erreurs dans différents emplacements dans le flux binaire compressé et on a obtenu plusieurs résultats distincts représentés dans la figure 3.1. Cette figure montre que si une erreur est produite au premier bit du flux binaire, la qualité visuelle de l'image reconstruite est mauvaise par contre elle sera de plus en plus améliorée si l'erreur se produit au milieu ou encore à la fin du flux binaire compressé. Même en termes de PSNR, on a remarqué qu'il devient de plus en plus important tant que l'ordre de l'erreur est de plus en plus éloigné. Ceci peut être traduit par le fait que le codeur SPIHT, comme décrit dans le chapitre 2, est basé sur la décomposition de l'image en ondelettes multicouches et il utilise les différents coefficients de sous-bande pour former une structure arborescente. En outre, les coefficients de sous-bande situés en basse fréquence forment un ensemble de noeuds racine de l'arbre et les coefficients de sous-bande situés en haute fréquence forment un ensemble de noeuds descendants des noeuds racine [61]. Le processus de codage commence par traiter et encoder l'ensemble de noeuds racine puis il passe au reste de la structure arborescente. Par conséquent, les informations de l'image situées en basse fréquence seront codés en premier lieu et le reste des informations en haute fréquence seront codés en deuxième lieu. En se basant sur cette caractéristique, nous proposons d'utiliser des techniques adaptatives au niveau de la couche physique qui exploitent la structure arborescente du codeur SPIHT en vue de maximiser la QoS du système au niveau de la couche application pour différents états du canal. L'objectif global est d'avoir des approches de codage et décodage inter-couches pour la transmission d'images

codées SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c par l'intermédiaire d'un organe décisionnel comme l'indique la figure 3.2. Ce dernier est responsable d'activer différentes fonctionnalités supplémentaires au niveau du codeur source SPIHT, du codeur convolutif, du modulateur ou encore au niveau du bloc modulation OFDM tout en adaptant leurs paramètres pour un canal TSV MC1.3 donné et une QoS fixée sous contrainte d'un débit global fixe. Ces fonctionnalités dépendent d'un facteur principal qui est le rapport signal à bruit qui permet de mesurer la qualité du canal de transmission et de décider par la suite la technique adaptative appropriée à utiliser.

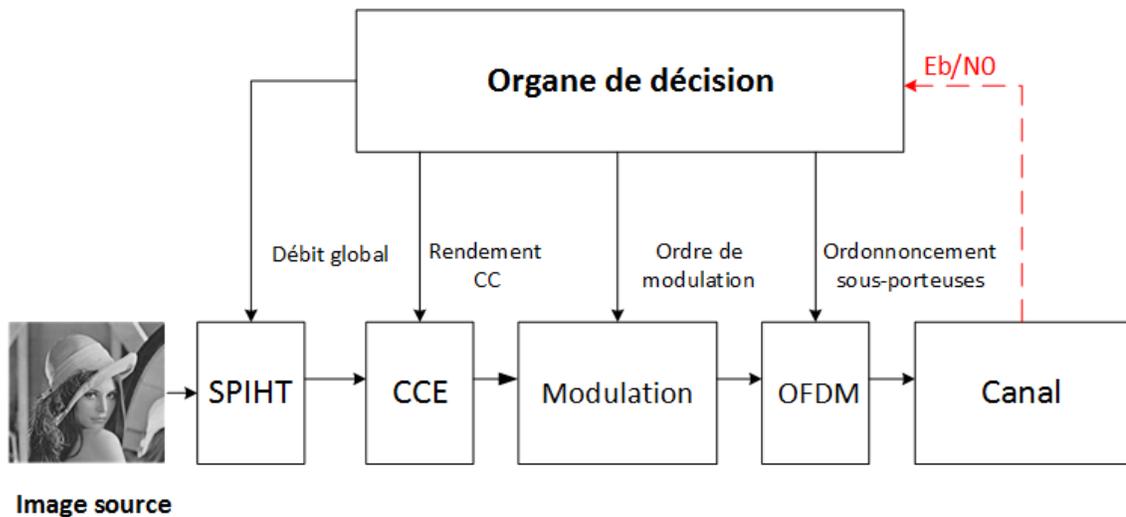


FIGURE 3.2: Diagramme du bloc émetteur UWB IEEE802.15.3c avec un organe décisionnel agissant sur les différents blocs des couches physique et application.

3.3 État de l'art

La protection égale de données EEP n'est pas un moyen optimal pour garantir une bonne qualité de données à la réception durant les mauvaises conditions de canal car cette approche offre un même degré de protection pour les flux binaires plus importants ainsi que les moins importants. Puisque les données les plus importantes ne sont pas très bien protégées, le décodeur entraînera une dégradation de la qualité de l'image reçue [62]. Pour offrir plus d'efficacité, l'approche Unequal Error Protection UEP sert à appliquer des degrés de protection selon le degré d'importance du flux binaire. En effet, plus le flux binaire est important plus il est protégé et vice versa.

L'implémentation de l'UEP est établie au niveau du codage de canal en partant du fait que le codage de canal donne des meilleures performances lorsque son rendement est faible. Donc l'approche UEP dans son principe, sert à protéger les données les plus importantes à la sortie du codeur de source en lui affectant un taux de codage inférieur et les données les moins importantes un taux de codage plus élevé afin d'atteindre un très bon niveau de protection contre les erreurs. Pour réussir l'opération de protection inégale de données, deux facteurs principaux sont considérablement traités : Le débit source de la compression SPIHT et le

rendement du codeur convolutif. En outre, ces paramètres ont une liaison réciproque. En fait, au cours de l'application de la technique de protection inégale, on a varié le débit source au niveau du codeur SPIHT pour assurer un débit global constant et garantir une comparaison équitable entre la protection égale ainsi que les différentes techniques de protection inégale de données proposées. Dans la littérature, l'UEP a été largement appliquée dans différents cas de transmission d'images. Citons l'exemple de [63], *Fowdur et al* ont proposé une solution d'amélioration de la transmission d'une image codée SPIHT qui consiste à employer UEP à la fois durant les étapes de codage de canal et de retransmission en se basant dans leurs travaux sur un codeur de type RCPC (Rate Compatible Punctured Convolutional).

Durant la transmission des contenus volumineux à travers des systèmes de communication sans fil, on cherche, d'une part, à accélérer la vitesse de transmission des informations ce qui nécessite un taux de modulation élevé ce qui pourrait augmenter le taux d'erreur. D'autre part, si on se concentre sur la minimisation des erreurs de transmission, on sera obligé à utiliser un type de modulation d'ordre inférieur et dans ce cas le débit sera réduit. Les facteurs débit et taux d'erreurs peuvent être exploités en se basant sur l'agilité de la modulation afin d'atteindre une efficacité de transmission accrue pour créer une technique appelée modulation hybride en fonction de l'importance des données source. Dans cette technique, les données binaires à transmettre n'ont pas le même ordre d'utilité. Ils seront préalablement codés en RS et CC puis modulés. Les types de modulations appliqués sont adaptés en fonction du taux d'importance de l'information à transmettre pour garantir un TEB minimal. Au niveau de la modulation hybride, le rôle de l'organe décisionnel intervient dans le but d'agir sur l'ordre de modulation en fonction de l'état du canal. En effet, lorsque les informations à transmettre sont trop importantes, la taille des constellations du signal sera réduite pour minimiser le taux d'erreur des données, par contre, si les informations à transmettre sont moins importantes, la taille des constellations du signal sera augmentée pour augmenter le débit de transmission de données. Plusieurs travaux de recherche ont traité la modulation hybride pour un schéma de transmission d'images comme [64] sur un canal de Rayleigh. Le schéma que les auteurs viennent de proposer considère conjointement le rapport signal à bruit vu par le récepteur et la sensibilité du train binaire compressé pour obtenir un compromis optimal entre la qualité d'image et l'efficacité de la bande passante.

Et finalement au niveau du bloc de modulation OFDM, l'organe de décision ayant comme entrée E_b/N_0 décide d'appliquer un ordonnancement des sous porteuses de données afin de transmettre les informations les plus importantes à travers les sous porteuses les plus fiables pour que les informations importantes ne soit pas atténuées. *Tan et al* ont traité l'utilisation de la modulation OFDM adaptative en transmission d'image progressive dans [65]. Ils ont proposé un algorithme pour allouer la puissance et la taille de la constellation à chaque sous-canal en maximisant le débit. Les résultats de leurs simulations confirment que l'optimisation intercouche avec modulation adaptative améliore les performances du système.

3.4 Techniques de protection inégale pour la transmission des images codées SPIHT sur le système UWB

Dans les systèmes de communication répandus et essentiellement pour les données multimédia, les données transmises peuvent être partitionnées en des sous catégories ayant

différents degrés d'importance. La protection égale contre les erreurs ou encore Equal Error Protection EEP.

Le Mode AV HRP IEEE 802.15.3c comme mentionné dans le chapitre 1 prend en charge deux types de protection : Protection égale ou Equal Error Protection (EEP) et protection inégale ou Unequal Error Protection (UEP). L'UEP consiste à allouer une redondance de codage en fonction de l'ordre d'importance des bits d'information. Dans cette étape de notre schéma de codage, la stratégie de protection inégale UEP suivie consiste à protéger le flux binaire compressé avec deux codes correcteur d'erreurs de type Reed-Solomon et convolutif avec un rendement $R_{CC} = (4/7)$ pour les bits les plus importants afin d'assurer une robustesse aux erreurs et un rendement $R_{CC} = (4/5)$ pour les bits les moins importants puisqu'ils sont moins sensibles aux erreurs .

Comme on a montré précédemment, les informations les plus importantes de l'image sont situés au début du flux binaire compressé SPIHT. Ainsi, on a établi plusieurs opérations de protection inégale avec différentes répartitions des taux de codage sur le flux compressé.

— Protection inégale à répartition équitable de données

La protection inégale dans cette étape est assurée en faisant la répartition du flux binaire compressé en deux sous flux de mêmes tailles où le premier sous flux contient les bits d'informations plus importantes et il est codé en CC en lui attribuant un rendement élevé $4/7$ et le deuxième sous flux contient les informations les moins importantes est codé en CC avec un rendement de $4/5$. Le débit total utilisé au niveau du codeur de source est équivalent à 1bpp.

Afin d'étudier les performances des stratégies de codage décrites précédemment, nous avons visualisé pour différentes valeurs de E_b/N_0 l'impact des erreurs sur la qualité en analysant le PSNR moyen. Nous considérons le cas d'une transmission sur un canal de type TSV MC1.3 avec l'application des modulation QPSK et 16QAM. Une comparaison de cette stratégie a été établie avec le cas d'une protection égale du flux binaire compressé SPIHT.

Dans nos simulations, la transmission d'images SPIHT a été expérimentalement examinée par l'image de test "Lena" à l'échelle de gris (512 x 512) avec un débit de source de 1 bit par pixel. Le flux binaire généré par le codeur SPIHT est codé par un codeur correcteur d'erreurs $RS(224, 216)$ avec une capacité de correction $t = 4$ puis par un codeur convolutif CC avec un rendement global de l'ordre de $2/3$. L'image codée est ainsi transmise à travers le canal multitrajets TSV. Ce dernier possède de nombreux modèles de canaux et dans nos simulations nous avons utilisé MC1.3 car il est dédié pour des environnements résidentiels et destinés aux applications internes dans des espaces limités dont toute image décodée sans subir des erreurs dues aux perturbations du canal affiche un PSNR maximal de 39,94 dB.

La figure 3.3 illustre une comparaison entre deux systèmes UWB IEEE 802.15.3c l'un à protection égale de données et l'autre à protection inégale à répartition équitable de données. Les performances sont représentées en termes de PSNR moyen en fonction de E_b/N_0 en utilisant respectivement les modulations 16QAM et QPSK. D'après la figure, pour un E_b/N_0 de 4dB, UEP avec QPSK bénéficie de 15dB par rapport à EEP avec QPSK. Aussi, pour PSNR de 30dB, UEP AV PHY QPSK apporte un gain de

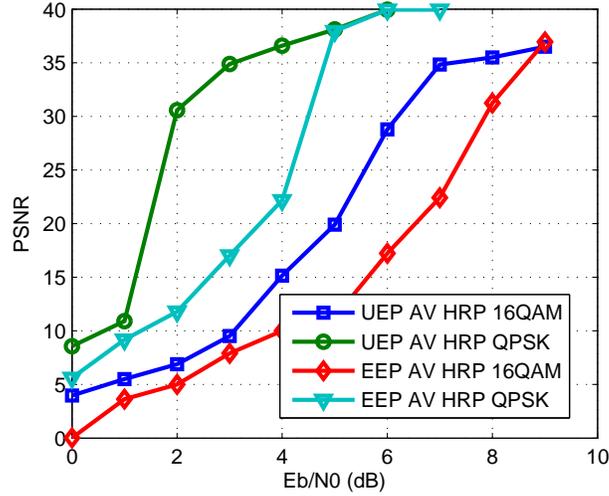


FIGURE 3.3: Les performances en termes de PSNR en fonction de E_b/N_0 de l'UEP à répartition équitable par rapport à l'EEP pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à 1bpp à travers le système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant les modulations 16QAM et QPSK.

2.5dB en rapport signal à bruit comparé à EEP AV PHY QPSK et UEP AV PHY 16QAM est 2dB meilleur que EEP AV PHY 16QAM. Par conséquent, en appliquant La protection inégale d'erreurs pour le même type de modulation (16QAM ou QPSK), les valeurs de PSNR augmentent, ce qui mène à améliorer les performances du système en terme de qualité visuelle des images transmises tout en gardant un débit de global constant.

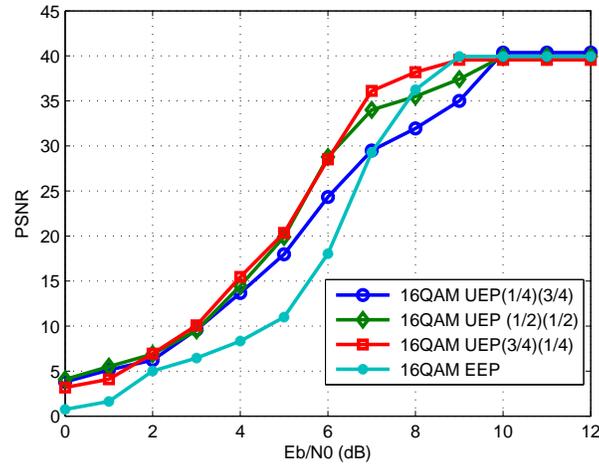
— **Protection inégale à répartition inéquitable de données**

Le principe de cette méthode est le même que la méthode précédente sauf que la seule différence est au niveau de la répartition du flux binaire compressé. En fait, l'idée est de répartir le flux SPIHT compressé en deux sous flux de tailles distinctes :

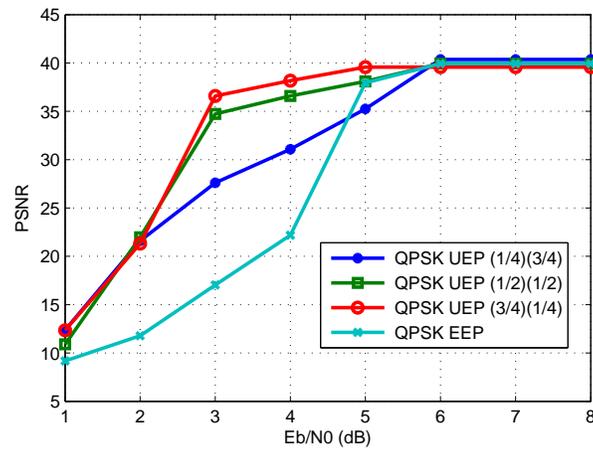
- **Premier cas :** Le sous flux contenant les bits les plus importants représente $\frac{1}{4}$ de la taille globale du flux binaire, ils sont codés en $R_{CC} = (4/7)$ et le reste c'est le sous flux réservés pour les bits les moins importants, ils sont codés en $R_{CC} = (4/5)$. Le débit de source D_S est équivalent à 1.03 bpp.
- **Deuxième cas :** Le sous flux contenant les bits les plus importants représente $\frac{3}{4}$ de la taille globale du flux binaire, ils sont codés en $R_{CC} = (4/7)$ et le reste c'est le sous flux réservés pour les bits les moins importants, ils sont codés en $R_{CC} = (4/5)$. Le débit de source D_S est équivalent à 0.92 bpp.

Pour les deux cas de protection inégale à répartition inéquitable détaillés précédemment, on a gardé un débit global équivalent en variant le débit de source au niveau du codeur SPIHT en s'appuyant sur des calculs mathématiques bien précis.

Les trois scénarios de protection inégale de données se sont évalués et leurs perfor-



(a)



(b)

FIGURE 3.4: Comparaison entre trois schémas de protection inégale en fonction de PSNR et E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers le système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant les modulations (a) 16QAM et (b) QPSK.

mances sont tracés dans la figure 3.4. La différence entre ces scénarios comme décrit dans la section précédente est dégagée à partir de la variation de la taille d'information à protéger au plus. La figure 3.4 (a) représente les performances des différents cas de protection inégale utilisé pour une modulation 16QAM alors que la figure 3.4 (b) considère les simulations basées sur la modulation QPSK. Les deux sous figures montrent les performances des différents types de correction d'erreur pour UEP pour l'image de compression SPIHT sur UWB AV HRP PHY en utilisant TSV MC 1.3. Pour la figure 3.4 (a), lorsque $E_b/N_0 = 6$ dB, 16QAM UEP($\frac{3}{4}$)($\frac{1}{4}$) fournit un gain de 5dB par rapport à 16QAM UEP($\frac{1}{2}$)($\frac{1}{2}$) et un avantage de qualité exprimé par une hausse de 10dB en PSNR par rapport à l'EEP 16QAM. Sur la figure 3.4 (b), à $E_b/N_0 = 4$ dB, QPSK UEP($\frac{3}{4}$)($\frac{1}{4}$) donne un gain de 15dB par rapport au QPSK EEP et profite de 8dB de gain par rapport à QPSK UEP($\frac{1}{4}$)($\frac{3}{4}$) et dépasse QPSK UEP($\frac{1}{2}$)($\frac{1}{2}$) de 2dB. On rappelle que UEP($\frac{3}{4}$)($\frac{1}{4}$) et UEP($\frac{1}{4}$)($\frac{3}{4}$) représentent les courbes où le flux binaire compressé SPIHT est codé inégalement en utilisant différents taux de codes convolutifs (pour UEP($\frac{3}{4}$)($\frac{1}{4}$), $\frac{3}{4}$ des données importantes sont codées en utilisant le taux de convolution $R_{CC} = 4/7$ et le $\frac{1}{4}$ de données restantes sont codés en utilisant le taux $R_{CC} = 4/5$ respectivement pour UEP($\frac{1}{4}$)($\frac{3}{4}$)) mais le troisième scénario, nommé par UEP($\frac{1}{2}$)($\frac{1}{2}$), utilise un $R_{CC} = (4/7)$ pour la moitié de données importantes et un $R_{CC} = (4/5)$ pour la deuxième moitié de données.

Analytiquement parlant, le codeur convolutif protège le symbole d'entrée en tenant compte des derniers symboles d'entrée. Pratiquement, il s'agit d'une machine d'états, qui produit une sortie en fonction de l'entrée et de l'état de la mémoire. Du point de vue de la protection de canal, la redondance est générée principalement par l'augmentation de la taille du message et renforcée ensuite par la participation des derniers symboles à la procédure de codage. Dans le cas idéal du codage d'une suite infinie de symboles, chaque symbole d'entrée prend part n_{cc} fois à la génération des k_{cc} bits de sortie. L'influence de chaque symbole s'étale ainsi sur un nombre important de bits de sortie. Il en résulte qu'en augmentant le k_{cc} des bits les plus importants du flux SPIHT compressé, on renforce la redondance du codage convolutif, ce qui permet de disposer d'un système de protection plus efficace contre les erreurs de transmission. Maintenant, nous proposons d'illustrer l'impact de l'application de la protection inégale dans le schéma de transmission d'images codées SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en considérant la qualité visuelle des images décodées comme critère. La figure 3.5 montre des exemples d'images reconstruites après transmission sur un canal TSV MC1.3 avec deux types de modulation QPSK et 16QAM pour des valeurs de rapport signal à bruit E_b/N_0 équivalent respectivement à 4dB et 6dB. Cette figure met en évidence une nette amélioration de la qualité de l'image en appliquant la protection inégale UEP d'une façon générale par rapport à l'EEP ce qui se traduit par une augmentation du PSNR. Les sous figures 3.5 (a), (b), (c), (d), (e) et (f) présentent six réalisations de six schémas différents de protection inégale. On observe une qualité visuelle améliorée en fonction de la diminution du rendement CC affecté au codeur convolutif le codage des données très importantes. Ceci dit que, en se basant sur un débit global équivalent à 1.5bpp, on pourra varier le taux de protection du flux SPIHT compressé jusqu'à atteindre une protection optimale des données.



(a)
 $E_b/N_0 = 4$ dB
PSNR = 38.17 dB
UEP ($\frac{3}{4}$) ($\frac{1}{4}$) & QPSK



(b)
 $E_b/N_0 = 6$ dB
PSNR = 29.9 dB
UEP ($\frac{3}{4}$) ($\frac{1}{4}$) & 16QAM



(c)
 $E_b/N_0 = 4$ dB
PSNR = 36.59 dB
UEP ($\frac{1}{2}$) ($\frac{1}{2}$) & QPSK



(d)
 $E_b/N_0 = 6$ dB
PSNR = 29.16 dB
UEP ($\frac{1}{2}$) ($\frac{1}{2}$) & 16QAM



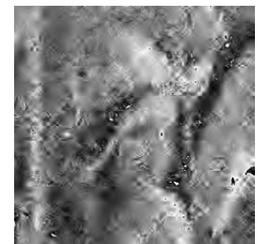
(e)
 $E_b/N_0 = 4$ dB
PSNR = 31.08 dB
UEP ($\frac{1}{4}$) ($\frac{3}{4}$) & QPSK



(f)
 $E_b/N_0 = 6$ dB
PSNR = 24.79 dB
UEP ($\frac{1}{4}$) ($\frac{3}{4}$) & 16QAM



(g)
 $E_b/N_0 = 4$ dB
PSNR = 22.18 dB
EEP & QPSK



(h)
 $E_b/N_0 = 6$ dB
PSNR = 18.62 dB
EEP & 16QAM

FIGURE 3.5: Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant différents schémas de protection inégale pour un $E_b/N_0 = 4$ dB.

3.5 Techniques de modulations hybride et hiérarchique associées à l'UEP pour un système UWB

3.5.1 Modulation hybride appliquée à l'UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB

Dans nos travaux de recherche, nous proposons une technique de modulation hybride qui consiste à combiner deux types de modulation 16QAM et QPSK.

Après avoir appliqué la protection inégale sur le flux binaire compressé, les bits les plus importants codés en $CC(4/7)$ seront adaptés au modulateur QPSK et les bits les moins importants codés en $CC(4/5)$ seront respectivement mappés en utilisant un modulateur 16QAM.

Le standard AV HRP IEEE 802.15.3c a fixé 336 sous-porteuses de données qui sont réparties comme suit : 247 sous-porteuses seront modulées en utilisant QPSK et 89 sous-porteuses seront modulées en utilisant 16QAM. Le modulateur et démodulateur hybrides sélectionnent 2 bits par sous-porteuse pour les 247 premières sous-porteuses et 4 bits par sous-porteuse pour les 89 sous-porteuses restantes afin de protéger les bits les plus importants et de bénéficier d'un débit de données de l'ordre de 2.38 Gbps.

Les performances de la protection inégale de données équitable combinée avec la stratégie

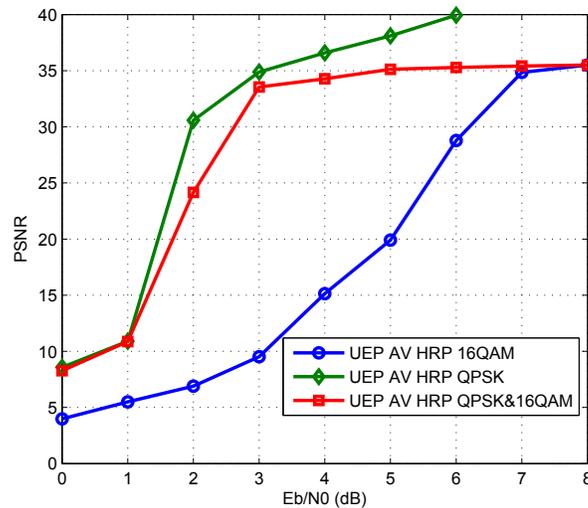


FIGURE 3.6: La performance en PSNR en fonction E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c utilisant UEP à répartition équitable combinée avec la modulation hybride.

de modulation hybride sont étudiées et comparées à celles obtenues avec l'application de l'UEP avec la modulation 16QAM et l'UEP avec la modulation QPSK présentées dans la section précédente. La figure 3.6 indique pour un $PSNR = 30$ dB que UEP QPSK bénéficie d'un gain de 0,5 dB par rapport à UEP QPSK & 16QAM et 4 dB par rapport à UEP 16QAM. Les simulations montrent qu'il n'y a pas assez de gain entre UEP QPSK et UEP hybrid modulation mais en terme de débit, UEP QPSK assure la transmission d'images à

travers le système UWB IEEE 802.15.3c à un débit inférieur de l'ordre de 1.904 Gbps ce qui donne une grande importance à l'application de la modulation hybride combinée à l'UEP par rapport à l'application de l'UEP uniquement .



FIGURE 3.7: Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation hybride pour un $E_b/N_0 = 3$ dB.

Pour illustrer l'impact de l'application de la modulation hybride sur la qualité visuelle de l'image reconstruite , nous montrons sur la figure 3.7 trois images reconstruites obtenues pour le cas d'une protection inégale associée à la modulation 16-QAM pour la figure 3.7 (a), QPSK pour la figure 3.7 (b) et combinaison QPSK & 16QAM pour la figure 3.7 (c). Nous notons que pour $E_b/N_0 = 3$ dB, UEP QPSK permet une transmission quasi-parfaite d'images ce qui se traduit par une meilleure qualité visuelle au niveau récepteur. De même, en appliquant la modulation hybride, on observe une nette amélioration de la qualité visuelle de l'image ce qui se traduit par un gain de l'ordre de 23 dB en PSNR par rapport à l'UEP 16QAM. Nous remarquons à l'oeil nue qu'en terme de qualité visuelle il n'y a pas une grande différence entre les figure 3.7 (b) et 3.7 (c). Les deux sous figures sont claires et similaires même en termes de PSNR il n' ya pas une large différence. D'où, l'intérêt d'adopter la stratégie de modulation hybride pour tirer des bénéfices en gain de débit de transmission.

3.5.2 Modulation 16-QAM hiérarchique en utilisant UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB

La modulation hiérarchique est une technique de transmission de données de plusieurs flux dans un seul symbole. Dans la modulation 16-QAM hiérarchique, les bits les plus importants ou Most Significant Bits (MSBs) sont les deux bits les plus à gauche dans l'écriture binaire d'un symbole et les deux bits restants sont les bits les moins importants ou Least Significant Bits (LSBs). Dans un quadrant de la constellation, les MSBs sont identiques alors que les LSBs sont différents. Ainsi, les MSBs sont plus résilients et leur probabilité

3.5 Techniques de modulations hybride et hiérarchique associées à l'UEP pour un système UWB83

d'erreur sans codage est plus faible. Puisque la modulation hiérarchique combine plusieurs flux dans le même symbole, l'énergie disponible est alors partagée entre chaque flux [66].

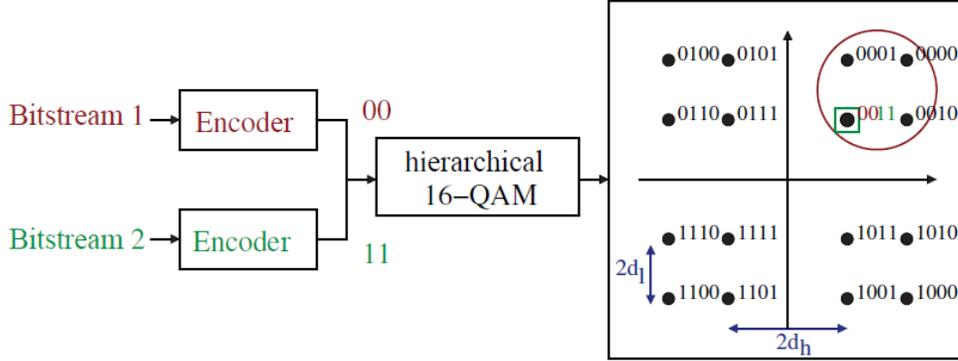


FIGURE 3.8: Schéma de modulation Hiérarchique 16-QAM.

Lorsque la modulation hiérarchique est appliquée, on peut à ce niveau distinguer entre, flux à Haute priorité (HP) et flux à basse priorité (LP) et nous pouvons également se référer aux flux à Haute Energie (HE) et à Basse Energie (LE) pour les flux contenant respectivement le maximum et le minimum d'énergie.

La modulation hiérarchique est basée sur des constellations non uniformes dans lesquelles les symboles ne sont pas répartis uniformément dans le plan comme l'indique la figure 3.8.

La géométrie de la constellation est décrite par le(s) paramètre(s) de la constellation. Prenant le cas de la modulation 16-QAM hiérarchique, le paramètre α est défini par :

$$\alpha = \frac{d_h}{d_l} \quad (3.1)$$

où $2d_h$ représente la distance minimale entre deux symboles dans différents quadrants et $2d_l$ est la distance minimale entre deux symboles dans le même quadrant. α est donc ≥ 0 .

Dans le cas où $\alpha = 0$, la constellation comporte que 9 symboles au lieu de 16 car certains symboles se superposent. On dit alors qu'on a une modulation avec un mapping non bijectif, ça veut dire que N bits seront transmis avec $M < 2^N$ symboles. La modulation 16-QAM uniforme correspond à $\alpha = 1$. Étant donné une énergie moyenne par symbole E_S , quand α augmente, les points de la constellation dans chaque quadrant s'éloignent des axes I et Q . Toutefois, dans un même quadrant les points se rapprochent. Ainsi, quand α tend vers l'infini, la constellation converge vers une QPSK. En définissant le paramètre de constellation d'une QPSK comme la distance minimale entre deux points de la constellation, la 16-QAM hiérarchique de la figure 3.8 est une superposition d'une QPSK de paramètre $2(d_h + d_l)$ et d'une QPSK de paramètre $2d_l$. Sachant qu'une QPSK de paramètre $2d$ a une E_S de l'ordre de $2d^2$, le rapport d'énergie entre les deux QPSK superposées est donné par :

$$\frac{E_+}{E_-} = \frac{2(d_h + d_l)^2}{2d_l^2} = (1 + \alpha)^2 \quad (3.2)$$

où E_+ et E_- (E_+ supérieur ou égal à E_-) sont les énergies des QPSK de paramètres $2(d_h + d_l)$ et $2d_l$, respectivement. Ainsi, la modulation hiérarchique partage l'énergie disponible entre

plusieurs modulations. Le flux avec le plus d'énergie est appelé ainsi flux HE (High Energy), transporte le flux 1 et le flux avec le moins d'énergie est appelé flux LE (Low Energy), transporte le flux 2.

Le concept de modulation 16-QAM hiérarchique peut être également utilisé avec l'UEP. En effet, la constellation 16-QAM hiérarchique comme l'indique la figure 3.8 est illustrée comme suit : Les deux bits les plus à gauche sont les MSBs et ils forment les bits à haute priorité HP respectivement les bits les plus à droite sont les LSBs et forment les bits à basse prioroté LP [67].

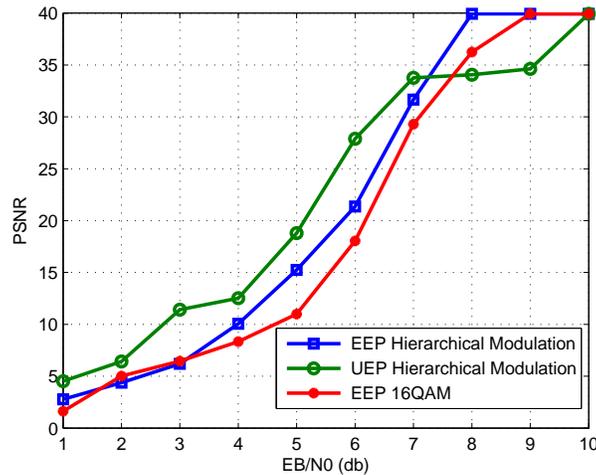


FIGURE 3.9: La performance en PSNR en fonction de E_b/N_0 pour la transmission de l'image 'Lena' codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant UEP et la modulation hiérarchique.

Les résultats des simulations du schéma de la modulation hiérarchique UEP 16QAM proposé sont présentés dans la figure 3.9. Dans le schéma proposé, nous distinguons les Bits HP qui représentent les données de l'image compressée codées en utilisant le rendement $R_{CC} = (4/7)$ et les bits LP représentant les données de l'image compressée codées en CC avec un rendement $R_{CC} = (4/5)$. Dans ce travail, nous avons suivi une stratégie de division inégale de l'image compressée pour rendre possible l'application de UEP et 16QAM. HP et LP sont ensuite mappés hiérarchiquement. En fait, les bits HP sont mappés sur les bits les plus significatifs (MSB) de la constellation et les bits LP sont mappés aux bits les moins significatifs (LSB).

le PSNR moyen pour notre système est présenté en fonction de E_b/N_0 dans la figure 3.9 en examinant trois scénarios : EEP 16QAM, EEP 16QAM Hierarchical Modulation et UEP 16QAM Hierarchical Modulation. On observe que le troisième scénario UEP 16QAM HM conduit à une meilleure qualité de reconstruction d'image par rapport au deuxième scénario EEP 16QAM HM avec un gain allant jusqu'à 6 dB en terme de PSNR lorsque $E_b/N_0 \leq 6$ dB et ceci est dû à la protection inégale des bits HP et des bits LP. Par contre, le premier scénario, EEP 16QAM, donne une pire performance par rapport aux deuxième et troisième scénario. En comparaison de la 16QAM, on peut déduire que la modulation hiérarchique propose des indisponibilités bien plus faibles grâce au décodage du flux HE. De

plus, l'utilisation de deux taux de codage R_{CC} pour les flux HE et LE permet d'offrir une efficacité spectrale moyenne souvent meilleure que celle de la 16QAM.

Sur la figure 3.10, nous donnons trois exemples d'images décodées SPIHT pour les trois scénarios effectués afin de justifier l'amélioration apportée en appliquant un schéma de protection inégale combiné à une modulation hiérarchique en termes de qualité visuelle de l'image "Lena" transmise à travers un système UWB IEEE 802.15.3c sur un canal TSV MC1.3. La figure met en évidence une amélioration visuelle lors de l'application de l'UEP et une autre amélioration encore plus nette lors de l'application de la modulation hiérarchique de la qualité de l'image reconstruite ce qui se traduit éventuellement par une augmentation du PSNR.

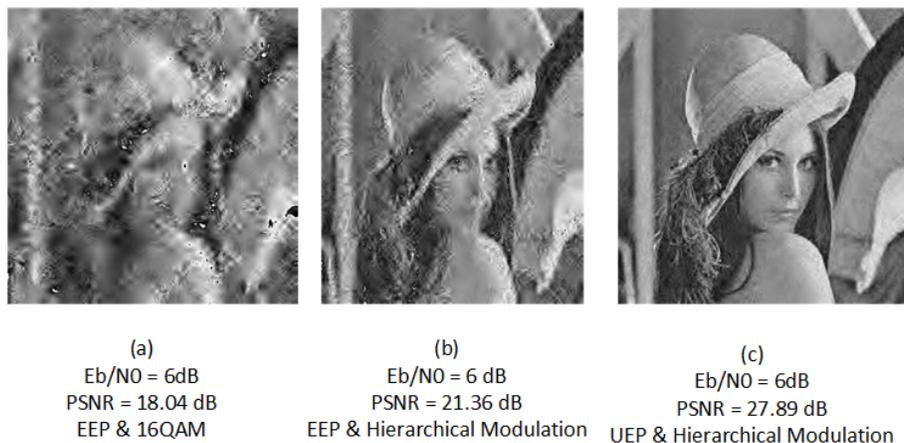


FIGURE 3.10: Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation hiérarchique pour un $E_b/N_0 = 6\text{ dB}$.

3.5.3 Modulation hybride vis-à-vis modulation hiérarchique

D'après les résultats obtenus et affichés sur les figures 3.6 et 3.9, on peut conclure qu'un système la modulation hybride donne des performances beaucoup plus importantes que la modulation hiérarchique en termes de PSNR pour un E_b/N_0 inférieur à 5dB. Par contre, en termes de débit de transmission, la modulation 16-QAM hiérarchique offre un débit de l'ordre de 3.807 Gbps supérieur au débit de transmission de la modulation hybride qui est équivalent à 2.38 Gbps.

3.6 Technique de modulation OFDM adaptative associée à l'UEP pour la transmission d'images codées SPIHT sur un système UWB

Pour assurer la transmission de données multimédia volumineuses avec un débit élevé à travers des systèmes sans fil, la technique de transmission multiporteuse OFDM est considérée comme une alternative pour la transmission monoporteuse qui est largement utilisée

dans les systèmes communicants sans fil. Parmi les avantages de l'OFDM est la flexibilité en termes de modulation et techniques d'accès multiples.

Le principe de l'OFDM est d'utiliser une bande passante plus grande que la bande de cohérence $B_c = 1/T_m$, divisée en un nombre de sous-porteuses variant d'un système à un autre et offrant la possibilité de s'adapter aux caractéristiques du canal de transmission sans fil, mais chaque porteuse n'utilise qu'une partie de cette bande plus petite que $1/T_m$. Donc pour certaines fréquences, les données seront très atténuées et perdues dans le bruit [68]. Pour diminuer le nombre d'erreurs à la réception, les symboles numériques sont codés avec un codage convolutif à protection inégale de données en affectant un rendement $CC(4/7)$ aux données plus importantes et un rendement $CC(4/5)$ aux données moins importantes. Mais cela ne suffit pas puisque pour des symboles proches, la fonction de transfert étant très faible, elle provoquera des erreurs sur plusieurs symboles successives liées par le codage convolutif. Pour éviter la perte de ces symboles, on effectue après le codage un entrelacement des symboles en fonction des gains des sous porteuses de telle façon qu'une donnée perdue soit récupérée grâce à d'autres symboles liés par le codage et la modulation des fréquences d'atténuation plus faible. Ainsi, on parle de modulation OFDM adaptative appliquée à l'UEP.

Durant l'application de cette solution, tout d'abord, nous avons codé le flux SPIHT compressé en RS puis en CC en affectant respectivement les rendements $R_{CC} = (4/7)$ pour les informations les plus importantes et $R_{CC} = (4/5)$ pour les informations les moins importantes. Ensuite, nous avons appliqué les modulations QPSK et 16QAM pour deux schémas indépendants. Et puis, au niveau de la modulation OFDM et afin de limiter l'effet des atténuations des sous-porteuses causé par le canal TSV multi-trajets, nous avons attribué les symboles modulés par ordre d'importance aux sous-porteuses les plus significatives et ce en se référant aux conditions du canal TSV.

Les résultats des simulations sont tracés sur la figure 3.11 présentant les performances des configurations décrites en PSNR en fonction de E_b/N_0 . Cette figure présente quatre courbes pour des scénarios suivants : UEP 16QAM, UEP QPSK, UEP 16QAM Adaptive OFDM et UEP QPSK Adaptive OFDM. Les résultats obtenus montrent que le système UEP 16QAM Adaptive OFDM bénéficie d'un gain de 3dB par rapport au système UEP 16QAM pour un $E_b/N_0 = 5dB$ et pour les systèmes UEP QPSK et UEP QPSK Adaptive OFDM, on remarque que le gain est un peu négligeable. Ceci dit que la modulation OFDM adaptative peut apporter un gain en termes de PSNR variable en fonction de l'augmentation du nombre de trajets dans le canal TSV. Le gain en PSNR pourra être plus remarquable si le canal est beaucoup plus perturbé.

Sur la figure 3.12, six images reconstruites pour différentes configurations dans le système UWB IEEE 802.15.3c étudié. Ces images sont affichées afin d'illustrer l'amélioration apportée par l'application du schéma de protection inégale combiné à une modulation OFDM adaptative sur la qualité visuelle des images codées SPIHT transmises. Les figures mettent en évidence une nette amélioration visuelle de la qualité de l'image reconstruite par rapport à un système UWB à protection égale de données ce qui se traduit par une augmentation du PSNR. On peut déduire que même si le gain en termes de PSNR n'est pas assez important, la modulation OFDM adaptative donne des améliorations bien remarquable en termes de qualité visuelle pour des rapports signal à bruit minimaux.

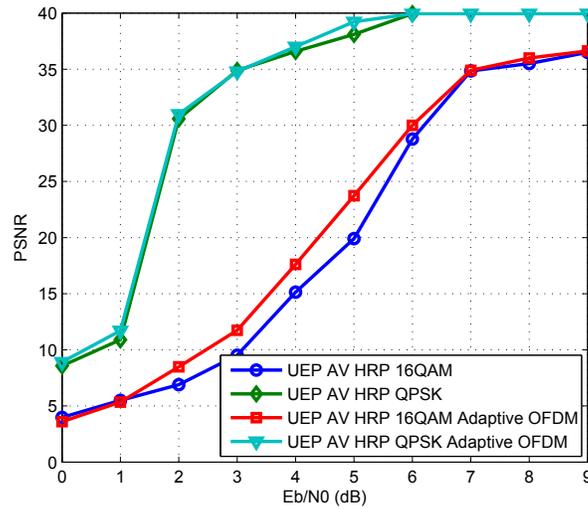


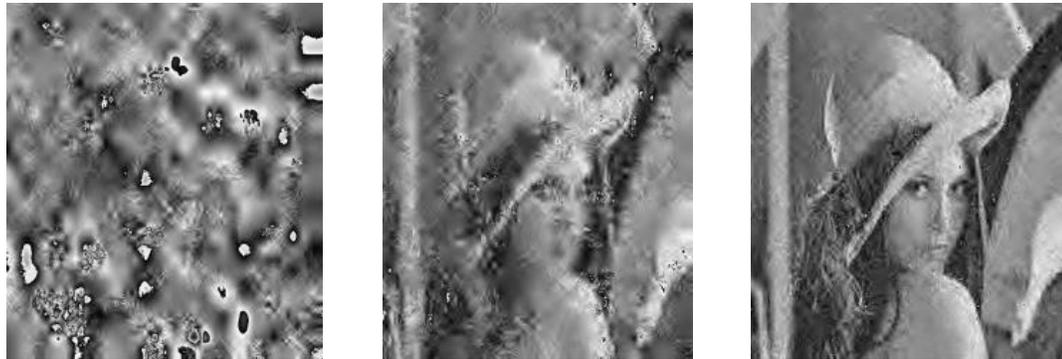
FIGURE 3.11: Les performances en PSNR en fonction de E_b/N_0 pour la transmission de l'image "Lena" codée SPIHT à travers un système UWB IEEE 802.15.3c en utilisant la modulation OFDM adaptative appliquée à l'UEP.

3.7 Synthèse et conclusion

L'étude dans ce chapitre s'est focalisée sur l'optimisation des ressources, plus précisément le débit et la qualité visuelle des images transmises. Dans ce cas, on a eu le recours à différentes techniques adaptatives qui sont, la protection inégale du flux binaire délivré par le codeur de source SPIHT, la modulation hybride, modulation hiérarchique et la modulation OFDM adaptative.

Les simulations ont montré que la modulation hybride a pu apporter des gains allant jusqu'à 20dB en termes de PSNR. La modulation hiérarchique de son côté a prouvé ces performances dans le système UWB IEEE 802.15.3c avec une amélioration allant jusqu'à 6 dB en termes de PSNR. La modulation OFDM adaptative proposée a pu fournir aussi une qualité d'image de reconstruction plus nette par rapport au système de codage source-canal traditionnel.

Les résultats qu'on vient d'obtenir peuvent être exploitables en vue d'être plus améliorés et ceci en ajoutant un aspect dynamique à la chaîne UWB de façon qu'il y aura une évaluation de l'état de canal et selon le statut obtenu, le système décisionnel agit d'une manière dynamique afin d'assurer la bonne gestion des ressources.



(a)
 $E_b/N_0 = 5$ dB
EEP, 16 QAM
PSNR = 11.24 dB

(b)
 $E_b/N_0 = 5$ dB
UEP, 16 QAM
PSNR = 19.9 dB

(c)
 $E_b/N_0 = 5$ dB
UEP, 16 QAM Adaptive OFDM
PSNR = 23.73 dB



(d)
 $E_b/N_0 = 3$ dB
EEP, QPSK
PSNR = 20.03 dB

(e)
 $E_b/N_0 = 3$ dB
UEP, QPSK
PSNR = 34.69 dB

(f)
 $E_b/N_0 = 3$ dB
UEP, QPSK Adaptive OFDM
PSNR = 34.8 dB

FIGURE 3.12: Performances en termes de qualité visuelle de l'image 'Lena' reconstruite en utilisant un schéma de protection inégale à répartition équitable combinée à la modulation OFDM adaptative pour un $E_b/N_0 = 5$ dB.

Chapitre 4

Transmission de vidéo H264/AVC dans un système UWB IEEE 802.15.3c

4.1 Introduction

Durant les dernières années, les applications multimédia plus précisément les applications vidéos sont devenues de plus en plus demandées. En effet, la recherche en technologie vidéo est devenue omniprésente [69, 70] dans plusieurs domaines et ceci est dû à l'évolution du code vidéo qui se caractérise par un fort contexte normatif suite aux performances accrues de chaque nouveau standard. Dans ce chapitre, nous proposons la généralisation des algorithmes proposés dans les chapitres précédents au contenu vidéo. Pour cela, nous avons choisi le codeur H264/AVC puisqu'il permet d'avoir un bon compromis qualité-complexité [71]. Tout d'abord, nous allons étudier le codeur H264/AVC et son fonctionnement. Ensuite, nous allons présenter le schéma de transmission de contenus vidéos à travers un système UWB IEEE 802.15.3c. Après, nous allons présenter les différentes techniques adaptatives proposées en vue d'améliorer la qualité visuelle des vidéos transmises à travers le système UWB IEEE 802.15.3c tout en gardant un usage économe en bande passante. Pour cela, nous proposons d'appliquer la protection inégale de données, la modulation hiérarchique ainsi que la modulation hybride. De plus, nous allons établir une comparaison sur l'usage de différentes tailles de GOP dans un codeur H264/AVC et étudier son impact sur la qualité de la vidéo à la réception pour montrer l'importance du choix de la taille du GOP dans un tel système d'une part et d'autre part de montrer la sensibilité du flux vidéo compressé aux erreurs de transmission causées par le canal TSV.

4.2 État de l'art en compression vidéo

La vidéo est un terme qui représente une succession d'images animées. Elle est devenue ces dernières années un des termes largement utilisés avec l'expansion des applications multimédia (streaming vidéo, cloud gaming, etc) et qui représentent une direction de développement réaliste et interactive pour les réseaux d'applications multimédias de nouvelle génération [72]. Suite à l'évolution de la technologie multimédia, les chercheurs dans ce domaine se sont focalisés à améliorer les fonctionnalités et les caractéristiques de la vidéo telles que la haute résolution en conservant une fréquence d'images élevée.

Toutefois, en raison de contraintes de complexité et de qualité pour certaines applications, il est recommandé d'utiliser des algorithmes de compression simples et robustes. Par exemple, utiliser MPEG-4 pour la compression vidéo n'est pas évident, car un tel encodeur nécessite des calculs élevés qui ne peuvent pas être pris en charge par des capteurs contraints en consommation énergétique et c'est ce qui justifie que le choix de la technologie de codage vidéo est devenu de nos jours un élément essentiel de la communication multimédia à cause de l'évolution exponentielle des applications notamment dans le domaine de l'Internet des objets multimédias (IoMT) [73, 74] étant un réseau de détection connectant n'importe quel objet à Internet à l'aide de plusieurs types d'équipements de détection. Ainsi, dans l'environnement IoMT, les applications vidéo exigent une technologie de bande passante plus élevée, en particulier pour assurer la surveillance régulière dans certains cas [74] et la technologie UWB est l'une des meilleures solutions [75].

H264/AVC a été développé en 2003 et il est devenu l'un des plus importants et pratiques codeurs vidéo à cause de sa conception, sa meilleure compression offerte comparée par rapport aux anciennes normes de compression vidéo et son aptitude à résister aux erreurs causées par le canal sans fil bruité [76]. En outre, dans cette thèse le choix du codeur H.264/AVC n'était pas arbitraire mais plutôt basé sur le profit qu'on pourra dégager en termes de consommation de bande passante et de résolution [77]. En effet, Le format de compression vidéo H.264 utilise un codec très efficace qui garantit la transmission de vidéo en haute qualité en limitant la consommation de la bande passante et en minimisant la latence par rapport aux autres normes vidéo et en termes de stockage, la norme H.264 exige beaucoup moins d'espace pour le stockage des vidéos par rapport à d'autres normes et elle permet l'extension vidéo sans avoir recours aux fournisseurs même pour la combinaison du matériel H.264 sans s'inquiéter du problème de compatibilité.

Dans un contexte de transmission de vidéos sur un réseau sans fil, les auteurs de [78] proposent un système de protection basé sur la priorité des paquets de données. Cette priorité détermine le nombre minimal que le décodeur doit le recevoir pour garantir le décodage concerné et pour assurer le bon acheminement des données protégées à travers un canal Rayleigh. L'intérêt de la protection inégale de l'information multimédia de type vidéo est mis en relief dans différents contextes de la littérature et c'est ce qui justifie l'utilité de profiter des gains apportés par cette technique. En fait, Chag et al. dans [79, 80] présentent un autre schéma de protection inégale basé sur la non uniformité d'importance des images intra (I) et inter (P). L'idée est de regrouper une séquence IPPPP d'images ayant des ordres d'importances distincts sous forme de GOP classifié comme suit : L'image I ayant une haute protection, certaines images P sont moyennement protégées et d'autres sont faiblement protégées et ceci dépend de leur occurrence dans le GOP. Et puis, la performance

de ce système a été évaluée à travers un canal AWGN. En outre, dans [81] un schéma de streaming vidéo a été proposé qui exploite à la fois les techniques de protection inégales contre les erreurs et de la modulation QAM hiérarchique (HQAM) basées sur les techniques UEP et dont les performances supérieures des techniques proposées sont démontrées lorsque des vidéos H.264/AVC sont diffusées sur des systèmes WirelessMAN-Avancés.

4.2.1 Évolution des formats de compression vidéo

4.2.1.1 Les normes ISO/IEC

- **MPEG-1** : C'est le premier standard international publié en 1992 et traitant la compression vidéo. L'objectif de ce standard est le codage d'images en mouvement et de son associé. MPEG-1 peut supporter les débits allant jusqu'à 1,5 Mb/s [82]. La séquence vidéo au format MPEG-1 est divisée en GOPs d'une quinzaine d'images dont chaque image peut être encodée d'une façon Intra (I), Inter (P) ou Bidirectionnelle (B) et elle sera découpée en sous-blocs appelés macroblocks pour réduire la complexité calculatoire des étapes de compensation de mouvement.
- **MPEG-2** : Le standard MPEG-2 a eu son apparition en 1994 [83]. Il a été initialement élaboré pour assurer la transmission de vidéos avec un débit variant de 4 Mb/s à 9 Mb/s. Ces spécifications couvrent les besoins de la transmission de vidéos de qualité TV. D'une manière générale, MPEG-2 garantit la compatibilité ascendante et descendante entre les codeurs et les décodeurs de résolutions et de normes distinctes. Les couches structurant les flux MPEG-2 et MPEG-1 sont similaires et les améliorations apportées par le standard MPEG-2 apparaissent principalement au niveau de la compensation de mouvement et de l'adaptabilité du flux vidéo.
- **MPEG-4** : Le standard MPEG-4 a été normalisé en 1998 en se basant sur la combinaison et la synchronisation d'un ou plusieurs objets (audio-vidéo) pour représenter des contenus audio-visuels [84]. La norme MPEG-4 est composée d'une partie visuelle et une partie audio dont la partie visuelle décrit les méthodes de compression des images et des vidéos. Il est possible de décoder qu'une partie du flux vidéo et cette caractéristique permet l'adaptation du flux vidéo aux limitations de débit du canal de transmission et aussi aux capacités du décodeur. La partie audio fournit des outils pour représenter les sons. Le débit alloué est compris entre 6 kb/s et 24 kb/s en permettant une transmission extensible. Finalement, et afin d'améliorer la QoS, le standard prévoit des techniques de resynchronisation du flux vidéo compressé pour corriger ou limiter les erreurs de transmission.

4.2.1.2 Les normes UIT-T

- **H.261** : Cette norme a été standardisée en 1988 et développée pour la transmission de vidéos à débits variables à l'ordre de $p \times 64$ kb/s où p est comprise entre 1 et 30. Elle est ciblée notamment aux applications liées à la vidéophonie et la vidéoconférence [85]. Les formats d'images utilisés sont le QCIF (144x176 pixels) et le CIF (288x352 pixels) et elles sont composées sous forme de macroblocks codés en mode Intra ou en Inter pour exploiter les redondances temporelles. La transformation d'un macroblock 16x16 pixels en 4 blocs de 8x8 pixels et le passage de la représentation temporelle à la représentation

fréquentielle au moyen d'une DCT. Les coefficients fréquentiels obtenus sont alors quantifiés dont la quantification est l'étape responsable de perte de la qualité visuelle durant la compression d'un flux vidéo. En aval de cette étape, les données quantifiées sont traitées à travers un codeur à longueur variable.

- **H.263** : La première version de la norme H.263 a apparue en 1995. Elle s'agit d'une norme de codage vidéo des applications de type visiophonie et visioconférence à très bas débit [86]. Cette norme repose sur les mêmes principes de base que la norme H.261. Le codage du flux vidéo commence par un partitionnement de chaque image en un ensemble de macroblocks de taille 16x16 pixels pour la luminance et de 8x8 pixels pour la chrominance. Le décodage H.263 est une version améliorée du décodage H.261 pour supporter les nouvelles innovations. Les améliorations principales sont au niveau du codage arithmétique qui a remplacé le codage de Huffman et l'apparition du codage mixte d'une image P et une image B sous forme d'une image PB.

4.2.1.3 La norme H.264/AVC

L'émergence de la norme de codage H.264/AVC a permis d'achever une efficacité très importante des étapes de compression avec une qualité visuelle équivalente. L'augmentation de la performance de compression du format H.264/AVC est due en partie à la plus grande souplesse de partitionnement d'image en blocs élémentaires par rapport aux normes antérieures. De plus, cette norme permet le regroupement des blocs élémentaires en macroblocks de forme et de taille variables. En effet, la taille des blocs sur lesquels il y aura estimation de mouvements entre des images successives est réduite de 8x8 pixels à 4x4 pixels ce qui résulte d'une meilleure adéquation entre l'image compressée et l'image originale. Actuellement, cette norme est couramment utilisée par les diffuseurs de contenus vidéo [87].

4.2.1.4 La norme H.264/SVC

La norme H.264/SVC est une extension de la norme H.264/AVC [88]. La principale nouveauté de cette version étendue se base sur l'extensibilité ou scalabilité spatiale et temporelle du flux vidéo pour simplifier son adaptation aux systèmes chargés de son décodage. Cette extension a été développée aussi pour simplifier l'affichage de flux vidéo à haute définition sur des systèmes embarqués à taille réduite ce qui exige de minimiser le nombre de calculs effectués et économiser par conséquent de l'énergie. L'intérêt de ce type de codage vidéo est de permettre à l'émetteur et au récepteur de traiter en fonction des besoins une partie du flux vidéo.

4.2.1.5 La norme H.265/HEVC

La norme H.265 nommée par HEVC (High Efficiency Video Coding) a été publiée en 2013. Cette norme supporte les résolutions 1080p et Ultra HD. Elle offre une amélioration à l'ordre de 50% en taux de compression et 25% en qualité visuelle [89]. L'amélioration des performances apportées est obtenue au détriment de la complexité des étapes de compression et décompression.

4.2.1.6 La norme H.266/VVC

La norme H.266 aussi appelée VVC (Versatile Video Coding) qui a été publiée en 2020. C'est la plus récente norme qui a été annoncée offrant un taux de compression du flux vidéo deux fois de plus supérieur au H.265/HEVC pour une qualité identique [90].

4.2.2 Choix du codage vidéo H.264/AVC

Le codage vidéo est le fait de compresser et de décompresser des signaux vidéo numériques. De nombreux algorithmes de codage vidéo ont été standardisés dans les dernières années et le H.264 est considéré parmi l'une des meilleures normes de codage en raison de son efficacité de codage et sa fiabilité accrue. Advanced Video Coding H.264 est caractérisé par la transmission de vidéos à faible débit maintenant la meilleure qualité visuelle [91]. Il est également une norme de codage vidéo basée sur la compensation de mouvements orientés car il assure la prédiction de l'image courante à partir de l'image précédente ou l'image suivante. Il est encore le prédécesseur de H.265 qui est un format également connu sous le nom de codage vidéo à haute efficacité (HEVC). Par rapport à H.264, H.265 offre jusqu'à deux fois la compression de données avec le même niveau de qualité vidéo. Il est conçu pour prendre en charge les futures résolutions jusqu'à 8K UHD (8192x4320) par rapport au 4K (4092x2160) pris en charge par le H.264. Certains équipements plus récents, tels que les téléviseurs, commencent à être livrés avec un décodeur matériel intégré pour lire le contenu H.265, mais l'amélioration de la qualité et la réduction de la bande passante ont un coût. Le codage et le décodage H.265 nécessitent beaucoup plus de puissance de traitement que H.264, de sorte que le coût des solutions H.265 est encore nettement plus élevé.

4.2.3 Étude des principaux profils de la norme H.264/AVC

Le profil est un ensemble d'algorithmes ou d'outils de codage permettant la compression d'un flux vidéo compatible. Il est conçu pour faciliter l'interopérabilité entre les applications axées sur la norme H.264/AVC et qui requièrent une configuration similaire. En effet, les codeurs ne sont pas tenus d'utiliser un ensemble particulier de fonctionnalités incluses dans un profil mais ils sont tenus de fournir des flux compatibles par contre, les décodeurs conformes à tel profil doivent prendre en considération toutes ces fonctionnalités. Dans la norme H.264/AVC, quatre profils principaux sont décrits ci-dessous [92] :

- Le profil de base : Il est orienté aux applications à faible débit, aux systèmes disposant peu de ressource et aux applications contraintes en énergie.
- Le profil principal : Il est destiné aux images de haute qualité particulièrement les applications HDTV.
- Le profil étendu : Il est conçu pour la diffusion en streaming vidéo par internet.
- Le profil haute définition : Il est le plus récent profil introduit essentiellement pour les applications haute définition.

Dans les travaux de thèse, on a choisi le profil de base à cause de sa simplicité au niveau du traitement et au niveau de l'optimisation. En outre, le décodeur H.264/AVC, dans le cas d'un profil de base trop peu gourmand en termes de ressources. Il est de plus alloué aux applications ayant le minimum de complexité de calcul et le maximum de robustesse

contre les erreurs comme les applications en temps réel telles que la surveillance vidéo ou la vidéoconférence [93].

4.2.4 Principe du codage vidéo H.264/AVC

La norme H.264/AVC est un codeur vidéo en boucle fermée comme tout l'ensemble des normes précédentes. En outre, les informations déjà décodées sont réutilisées pour coder la partie courante. Le schéma global de codage H.264/AVC est représenté dans la figure 4.1. La séquence vidéo en entrée du codeur est une succession d'images dont chaque image est une matrice de pixels. Elle est découpée en "slices". Le slice est découpé en macroblock (étant l'unité de codage) de taille 16x16 pixels. Chaque macroblock est codé soit en mode Intra, soit en mode Inter. Les codages obtenus génèrent plusieurs résiduels de texture. Ce résiduel subit une DCT. Puis, il est quantifié et les coefficients engendrés sont codés à travers un codeur entropique en produisant un flux binaire. Le codec assure également le décodage en créant des références aux prochaines prédictions. Alors, le résiduel transformé en DCT et quantifié sera déquantifié et subira une DCT inverse. Les blocs ainsi générés subissent la prédiction inverse qui consiste à ajouter le prédicteur (Intra ou Inter) sélectionné dans le module de décision. Enfin, les macroblocks et les slices décodés sont stockés dans une mémoire. Concernant les blocs décodés de l'image courante, ils se sont stockés puis utilisés pour effectuer le calcul des prédicteurs Intra. Quant aux images précédemment décodées et débloquées, elles se sont utilisées pour effectuer le codage Inter. Ainsi, les prédicteurs engendrés par l'estimation de mouvement serviront à la compensation de mouvement. Pour que le décodeur soit capable de récupérer ce prédicteur Inter, il y a désormais un vecteur de mouvement (entre le bloc courant et le prédicteur) est transmis au décodeur. [92].

4.2.5 Schéma de codage/décodage de vidéos H264/AVC

4.2.5.1 Étapes du codage H264/AVC

Le processus de compression de la norme H.264/AVC présenté dans la figure 4.1, est en grande partie similaire à celui de la norme MPEG-2. Cependant, il possède un modèle hybride de de prédiction spatiale (mode Intra) et de prédiction temporelle (mode Inter). La première image dans une séquence vidéo est codée nécessairement en mode Intra et les images suivantes sont codées en mode Inter ou Intra en fonction de leurs contenus.

La chaîne de compression H.264/AVC est caractérisée principalement par différents modes de prédiction Intra [94], la Transformée en Cosinus Discrète (TCD), la quantification et l'estimation de mouvement qui sont détaillées ci-dessous [95].

— Prédiction spatio-temporelle

Le but principal de la compression vidéo étant de réduire au plus le volume d'information nécessaire à transmettre, des méthodes sont utilisées pour réduire les redondances spatiales et temporelles appelées des techniques de prédiction. Ces méthodes sont très efficaces surtout pour diminuer la quantité d'information à envoyer ou à stocker. En effet, au lieu de transmettre les données de l'image compressée, il est beaucoup plus intéressant de transmettre les données résiduelles, qui représentent la différence entre l'image originale et l'image prédite, ainsi que le mode de prédiction.

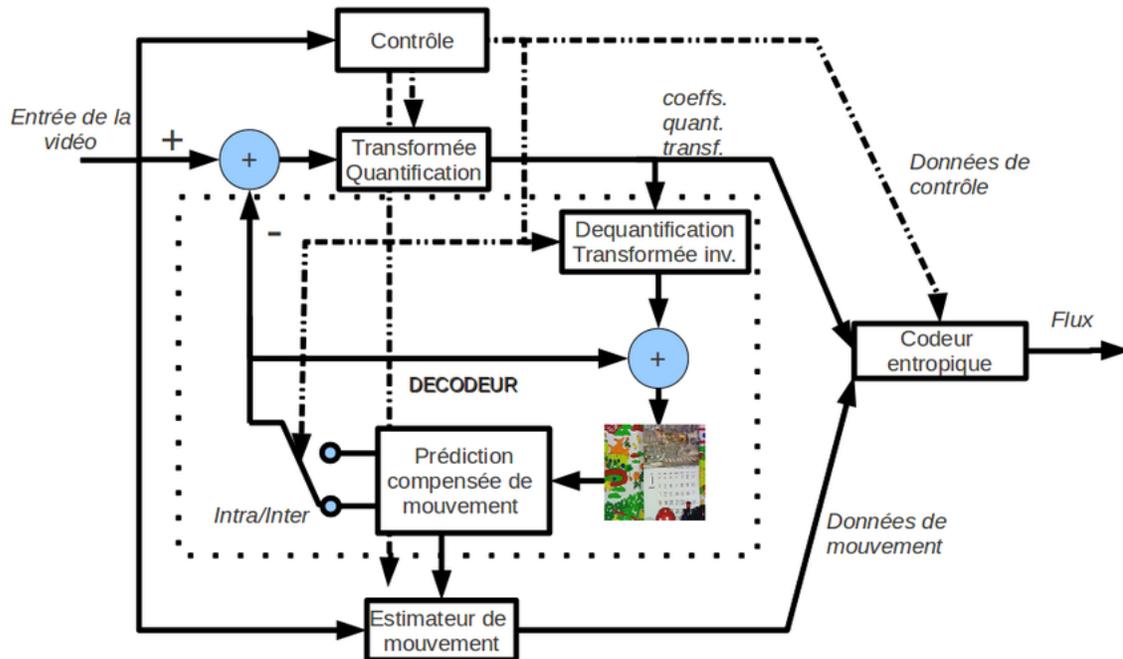


FIGURE 4.1: Schéma de codage H264/AVC.

La valeur des données résiduelles est souvent faible ce qui permet d'atteindre des taux de compression relativement élevés et pour le cas de la norme H.264/AVC on trouve deux types de prédiction pouvant être utilisés en fonction de la nature des redondances ciblées appelés respectivement prédiction spatiale (Intra) appliquée si les redondances appartiennent à la même image et prédiction Inter qui est employée dans le cas où les images possèdent une image de référence. Ce type de prédiction est appliqué aux images de type P et B dans le but d'éliminer les redondances temporelles entre les images successives [96].

— La transformée fréquentielle

Cette étape a pour objectif principal de remplacer la représentation spatiale sous une forme fréquentielle des images dans la chaîne de compression H.264/AVC. Le format de la représentation fréquentielle permet de fournir des meilleures caractéristiques tout au long de la compression d'une telle information car la représentation fréquentielle assure la distinction entre les basses fréquences et les hautes fréquences. En effet, dans les images les basses fréquences emportent plus d'information que les hautes fréquences du coup elles sont plus importantes pour une meilleure reconstruction d'images parce que le champ visuel de l'être humain est un peu sensible aux hautes fréquences.

— La quantification

La quantification est l'étape responsable de la perte d'information dans la chaîne H264/AVC ce qui affecte systématiquement la qualité de la vidéo. En fait, la quantification consiste à augmenter le nombre de coefficients nuls en éliminant les hautes fréquences dans la représentation fréquentielle de l'image. Elle est encore caractérisée par un facteur principal nommé pas de quantification ou encore QP ayant une valeur

comprise entre 1 et 52 en fonction de la qualité visuelle de la vidéo reçue souhaitée. En effet, si QP prend la valeur 1 alors la qualité visuelle est dite optimale sans pertes mais l'inconvénient c'est le taux de compression qui deviendra trop faible. Par contre, si QP prend la valeur 52, l'ensemble des hautes fréquences sera supprimé de l'image ce qui génère un fort taux de compression et encore une piètre qualité visuelle.

Le pas de quantification QP joue un rôle très important dans la norme H.264/AVC et c'est grâce à lui que l'encodeur aura la possibilité du contrôle souple et exact permettant de promouvoir le compromis qualité visuelle et débit binaire.

— Le codage entropique

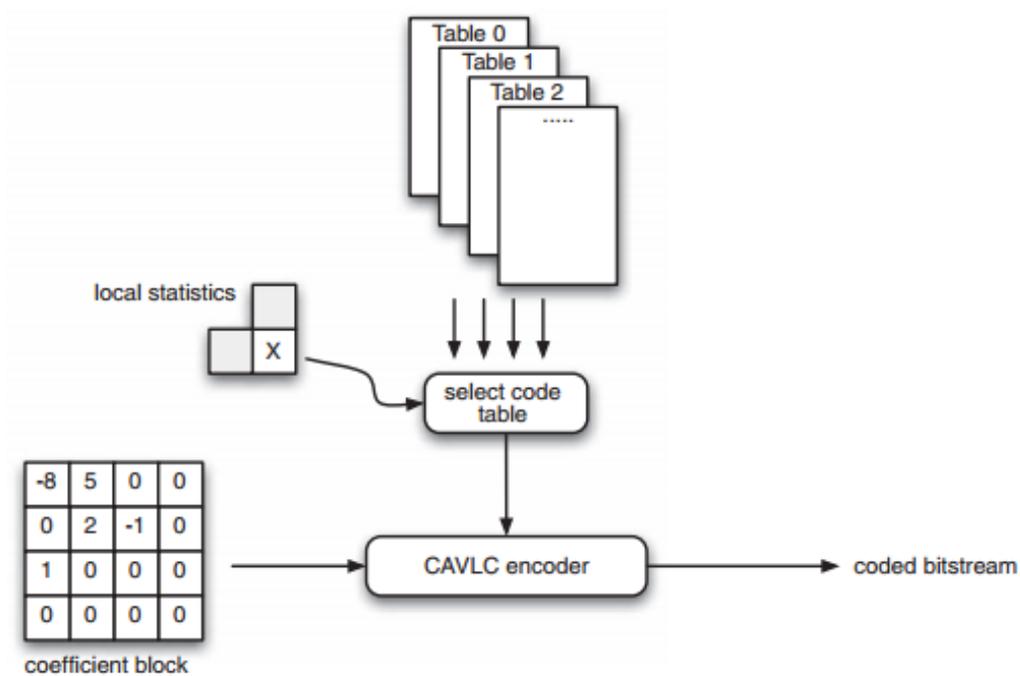


FIGURE 4.2: Présentation du codeur CAVLC.

C'est la dernière étape avant de transmettre les données sur le canal. Elle est responsable du codage des données en transformant les données vidéo en un flux compressé organisé sous forme de bitstream.

En vue d'exploiter les probabilités d'occurrence de chaque symbole à émettre, il est possible de leur associer un mot binaire avec une longueur variable qui varie en fonction de l'occurrence du symbole donc plus l'occurrence du symbole est élevée, plus la taille du mot binaire correspondante sera courte.

Dans le profil H.264/AVC de base, le codage entropique appelé codage VLC (Variable Length-Coding) est utilisé. C'est un codage adaptatif à longueur variable caractérisé par sa faible complexité. Ce mode de codage est disponible pour les différents profils (Principal, Étendu et de Base) de la norme H.264/AVC et l'unique mode utilisé dans le profil de base et durant le codage d'une vidéo, le mode VLC applique deux types de codage qui sont respectivement le codage CAVLC, son rôle s'agit d'encoder les

coefficients des blocs résiduels qui ont déjà subi la transformée de Fourier discrète, la quantification et le ré-ordonnement, et le codage Exp-Golomb appliqué sur les éléments syntaxiques comme le type d'image, type de slice ou de Macrobloc, le facteur de quantification et le vecteur de mouvement.

CAVLC

C'est un codage conçu comme l'indique la figure 4.2 pour tirer parti de plusieurs caractéristiques des blocs de coefficients quantifiés. Le processus de codage CAVLC suit les étapes suivantes décrites ci-dessous :

1. Coder le nombre de coefficients non nuls appelés Coeff-token : C'est l'ensemble de coefficients non nuls et d'une séquence de +/- 1 (nommés par T1s ou trailing ones) : .
2. Coder le signe de chaque T1 : Pour chaque T1 (+/- 1) signalé par un Coeff-token, le signe est codé avec un seul bit, 0 = +, 1 = -, dans l'ordre inverse, en commençant par la fréquence T1 la plus élevée.
3. Coder les Levels des coefficients non nuls restants : Le Level, le signe et la magnitude de chaque coefficient non nul restant dans le bloc est codé dans l'ordre inverse, en commençant par la fréquence la plus élevée et en retournant vers le coefficient DC. Le choix de VLC pour encoder chaque Level successif est adaptatif au contexte et dépend de l'ampleur du Level précédent codé .
4. Coder le nombre total de zéros avant le dernier coefficient : TotalZeros est la somme de tous les zéros précédant le coefficient non nul le plus élevé dans le tableau réorganisé est codé avec un VLC.
5. Coder chaque série de zéros : Le nombre de zéros précédant chaque coefficient différent de zéro (Run before) est codé en ordre inverse. Le paramètre du Run-before est codé pour chaque coefficient différent de zéro, en commençant par la fréquence la plus élevée.

Exp-Golomb

Le codage Exp-Golomb est dédié au codage des éléments syntaxiques qui concerne des données complémentaires associées à chaque macroblock comme le mode choisi dans une prédiction Intra, le pas de quantification, le vecteur de mouvement pour le cas d'une prédiction Inter. Les éléments syntaxiques comportent aussi les deux types de paramètres Set définis par Sequence Parameter Set et Picture Parameter Set dont SPS sont les paramètres qui caractérisent la séquence à coder comme le type de profil, le quantificateur initial et le format (4 :2 :0 ou 4 :2 :2). Par ailleurs, les PPS sont les paramètres communs des images comme par exemple la taille de l'image, le nombre d'images et le mode de codage utilisé (CABAC,CAVLC..) [94].

4.2.5.2 Étapes de décodage H264/AVC

L'encodeur H.264/AVC est plus complexe que le décodeur associé et ceci est dû aux différentes étapes suivies pour identifier les redondances. Quant à la chaîne de décodage H.264/AVC, elle est répartie en un décodage entropique, une déquantification et une transformation inverse afin de décoder les données résiduelles.

1. Le décodage entropique

C'est une opération inverse de celle du codage entropique. En effet, le décodage entropique CAVLD (Context Adaptive Variable Length Decoding) qui est l'opération inverse du CAVLC est utilisée au niveau du décodeur vidéo H.264/AVC. Il commence au début par décoder les blocs 4 x 4 inclus dans chaque Macrobloc où le Coeff-token est le premier élément à décoder car il permet de spécifier les valeurs de TotalCoef et de Trailingones. Ensuite, si TotalCoef prend la valeur '0' alors il n'y aura pas de coefficients non nuls appelés encore (non zero coefficient) dans le bloc courant ce qui nous ramène à passer au bloc 4 x 4 suivant à décoder sinon nous devons décoder les nonzero coefficient y compris le level et le trailing-ones-sign-flag et de plus si la valeur de TotalCoef est égale au nombre maximal des coefficients qui constituent le bloc 4 x 4 alors les valeurs de Run-before et de Totalzeros doivent être décodées. Finalement, le bloc courant décodé est reconstruit et ceci en se basant sur la valeur de Run-before et les coefficients non nuls.

2. La quantification inverse

La quantification comme définie précédemment est une étape de compression avec pertes des données et elle est utilisée au niveau du codeur H.264/AVC pour éliminer la redondance spatiale d'une part et d'autre part pour augmenter le nombre de coefficients nuls qui remplacent les valeurs faibles portant une information peu énergétique. Par contre, au niveau du décodeur H.264/AVC, on parle de deux types de quantifications inverses l'une pour les coefficients DC et l'autre pour les coefficients AC [97].

3. La transformation inverse

Au cours de cette étape, les coefficients DC et AC sont tous déquantifiés et rassemblés dans un seul bloc pour subir ensuite une transformée inverse de données.

4. La compensation de mouvement

Il s'agit durant cette étape de reconstruire les valeurs du nouveau macrobloc en se basant sur l'image de référence. Dans le processus de compensation de mouvement la norme H.264/AVC propose une grande variété de tailles et de formes de blocs avec une précision allant jusqu'au $\frac{1}{4}$ de pixel. On utilise entre 8 et 36 types de blocs pour effectuer la compensation de mouvement alors que les standards précédents n'en utilisent qu'un à trois types de blocs. Cette caractéristique assure une adaptation plus fine au mouvement des images et au contenu spatial.

4.3 Transmission de vidéos H264/AVC dans un système UWB IEEE 802.15.3c

4.3.1 Scénarios de simulations

Durant le process de transmission de la séquence vidéo 'Suzie' de format QCIF à travers la chaîne UWB, plusieurs étapes ont eu lieu. Tout d'abord, la séquence vidéo est une succession de 30 images de taille (176x144 pixels). Elle a été répartie en GOPs dont chacun est composé de cinq images consécutives classifiées sous la forme IPPPP. La première image est une image intra I suivie de quatre image inter prédites de type P. Le pas de quantification QP est égal

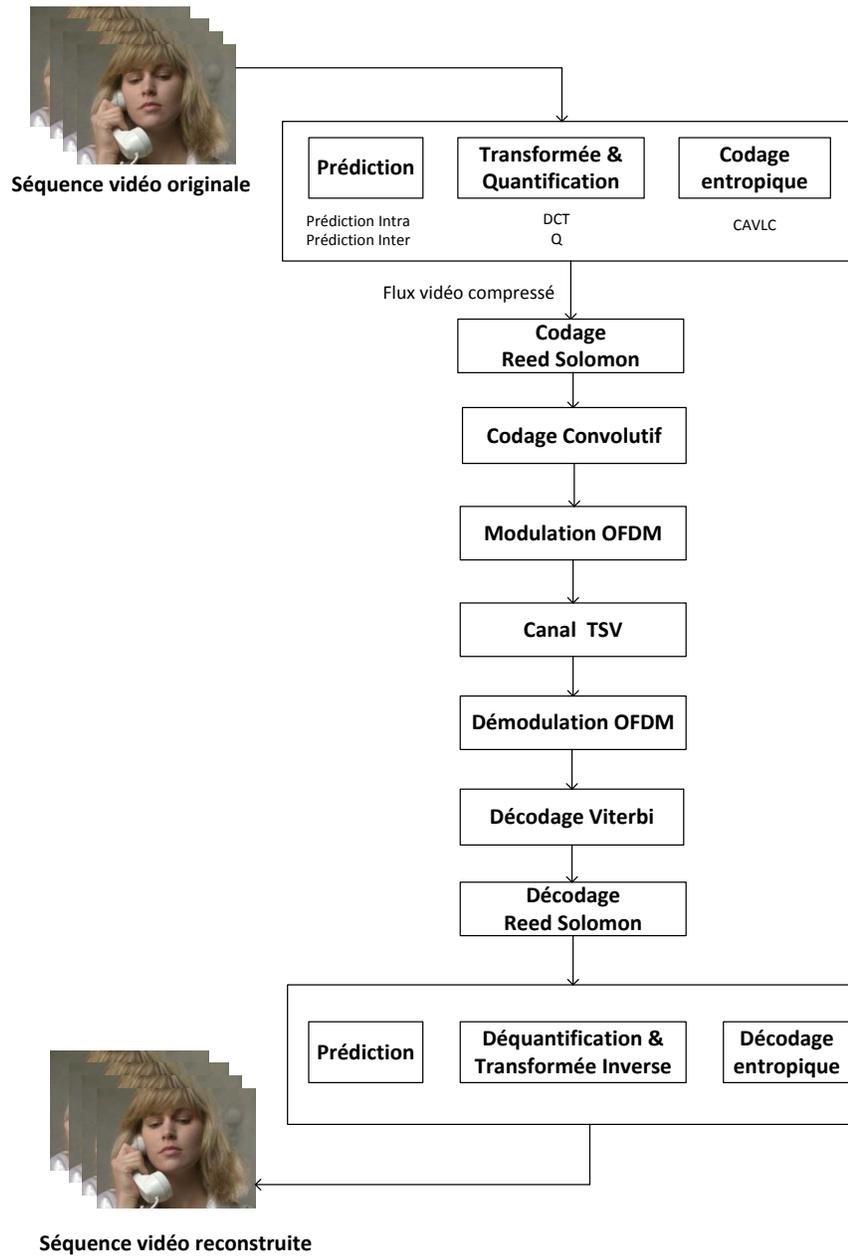


FIGURE 4.3: Chaîne de communication numérique pour la transmission des vidéos H264/AVC à travers un système AV PHY HRP IEEE 802.15.3c.

à 15. Comme l'indique la figure 4.3, un codage vidéo a été établi. Au début, la première image (Image I) est codée en Intra car le GOP ne dispose plus d'une image référence. En fait, La prédiction intra-image dans la norme H.264/AVC fonctionne par interaction des pixels voisins appartenant aux blocs préalablement codés situés à gauche et au dessus du bloc courant. Les images P restantes ayant déjà des images de références sont prédites en mode Inter afin de minimiser le taux de redondance temporelle entre les images successives. La prédiction Inter définit l'emplacement d'un macroblock de l'image courante par rapport à son emplacement dans l'image de référence. Les relations de correspondance fournies sont ainsi scellées par un calcul des vecteurs de mouvement indiquant la position des pixels retenus à l'image de référence qui sera désormais transmis au décodeur avec une forte précision pour réussir l'étape de compensation de mouvement. Ensuite, un codage des résiduels issu du codage Inter et Intra est établi afin d'exploiter les redondances spatiales et de réduire la quantité d'information à transmettre. Les résiduels sont transformés en DCT pour générer des coefficients à quantifier puis codé avec un codage entropique de type CAVLC pour obtenir à la fin un flux binaire. Un codage de canal *RS* et convolutif ont été mis en place et ce en appliquant une protection égale de données tout en suivant un codage convolutif portant le rendement $CC(2/3)$ et puis ce flux vidéo compressé a été modulé suivant deux types de modulations 16QAM et QPSK qui sont déjà fixé par le standard IEEE 802.15.3c et finalement transmis par le canal TSV MC1.3.

4.3.2 Résultats et interprétations

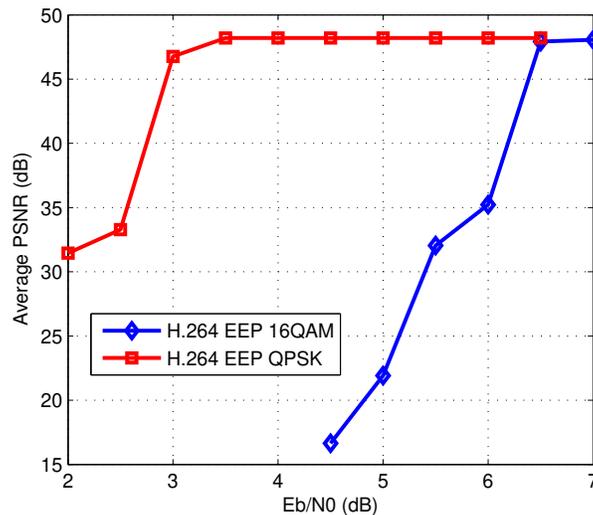


FIGURE 4.4: Performance en PSNR Moyen utilisant respectivement la protection égale de données et les modulations 16QAM et QPSK pour les vidéos codées H.264/AVC.

Tout en suivant le schéma de transmission d'une vidéo codée H264/AVC à travers un système UWB IEEE802.15.3c, on a pu tracer les courbes de la figure 4.4. En effet, cette figure présente deux courbes de performance en PSNR moyen en fonction de E_b/N_0 pour deux systèmes distincts au niveau de la modulation. Les simulations, comme indiqué dans la

figure, ont montré que la modulation QPSK donne des performances de système de codage vidéo plus importantes que la modulation 16QAM et offre un gain allant jusqu'à 25dB pour un $E_b/N_0 = 4.5\text{dB}$. D'où, la modulation QPSK est nécessaire pour un canal TSV à conditions dégradées.

La figure montre aussi que pour un E_b/N_0 inférieur à 4dB et pour le cas de modulation 16QAM, le système de transmission de vidéo H.264/AVC subit une désynchronisation ce qui génère un blocage au niveau du décodeur et l'empêche de continuer son déroulement.

4.4 Analyse de l'impact de la taille du GOP sur les performances du codeur H264/AVC dans la chaîne UWB

A l'entrée du codeur vidéo H.264/AVC à profil de base, une séquence vidéo est mise en place. Cette séquence vidéo est divisée en un ensemble de GOP fixes disposés sous forme périodique. Le GOP contient deux types d'images connues sous le nom d'image I ou image Intra codée indépendamment de toutes les autres images et image P ou image Prédictive qui contient l'information de différence compensée par le mouvement par rapport aux images précédemment décodées. La figure 4.5 montre la structure de GOP pour un profil de base du codeur H.264/AVC où chaque GOP commence par une image I suivi par plusieurs images P [87].

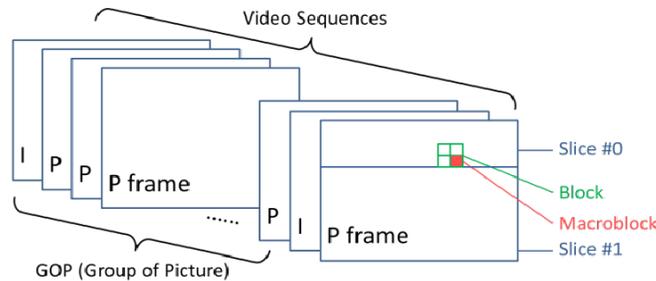


FIGURE 4.5: Structure de GOP dans un codeur H.264/AVC à profil de base.

4.4.1 Étude de l'impact de la taille du GOP

L'idée principale est d'agir sur le choix de la taille de GOP avant de commencer le processus de codage vidéo au niveau du codeur H.264/AVC dans le but de minimiser l'effet des erreurs produites lors du passage du flux vidéo compressé par le canal TSV multitrajets.

Afin de résoudre cette problématique, nous avons étudié l'impact de l'image I erronée sur le GOP. Donc nous avons remarqué que l'image I attaquée par des erreurs du canal implique systématiquement des erreurs sur le reste des images P du même GOP à cause de l'aspect prédictif du codeur H.264/AVC. Ceci dit, la séquence vidéo devient plus éditable quand elle sera répartie sur beaucoup d'images I par contre ayant plus d'images I, le flux binaire compressé de la vidéo peut augmenter considérablement le débit nécessaire au codage de la séquence vidéo.

D'après cette hypothèse, une optimisation des positions et du nombre d'images P est un facteur nécessaire avant de démarrer le codage vidéo.

4.4.2 Comparaison entre les différentes tailles de GOP

Dans cette sous section, nous présentons l'influence de la taille de GOP sur la qualité de la séquence vidéo à la réception. Tout d'abord, nous avons appliqué la séquence vidéo de test "Suzie" en format Quarter Common Intermediate Format (QCIF) (176x144) au codeur vidéo H.264/AVC. Avant de démarrer le codage, nous avons fixé la taille de la séquence à coder à quatre images puis, nous avons préparé trois scénarios de codage de GOP.

- Premier scénario IIII : Ce scénario suppose que la séquence vidéo à quatre images est codée sous forme de quatre GOPs composés chacun d'une simple image I.
- Deuxième scénario IPIP : Ce scénario suppose que la séquence vidéo à quatre images est codée sous forme de deux GOPs composés d'une image I suivie d'une image P.
- Troisième scénario IPPP : Ce dernier scénario suppose que la séquence vidéo à quatre images est codée sous forme d'un seul GOP composé d'une image I suivie de trois images P.

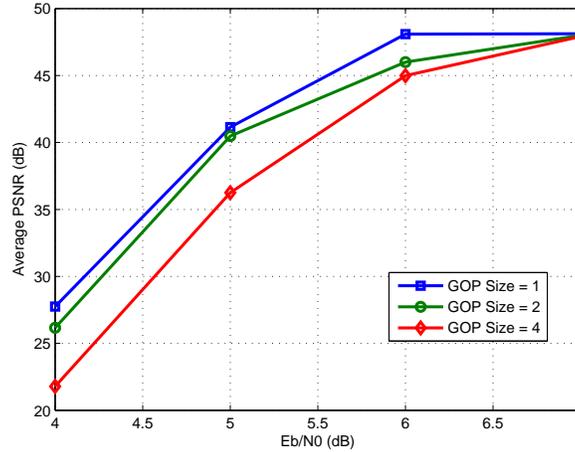


FIGURE 4.6: *PSNR* Moyen vis à vis E_b/N_0 pour différentes tailles de GOP dans un système AV PHY IEEE 802.15.3c.

Les simulations ont été établies en se basant sur les scénarios cités précédemment et les résultats sont tracés comme le montre la figure 4.6 en termes de *PSNR* Moyen (lorsqu'il n'y a pas d'erreurs, le système génère un *PSNR* maximal d'environ 48.21 dB) en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 . Le *PSNR* moyen est défini par :

$$PSNR_{Moyen} = \frac{1}{F} \sum_{i=1}^F PSNR_i \quad (4.1)$$

où F désigne le nombre d'images transmises par vidéo et $PSNR_i$ est défini par l'équation ci-dessous.

$$PSNR_i = 20 \log_{10} \frac{255}{\sqrt{\frac{1}{N_1 * N_2} \sum_i \sum_j [F(i, j) - f(i, j)]^2}} \quad (4.2)$$

où $F(i; j)$ représente la valeur en pixels de l'image émise et $f(i; j)$ décrit la valeur en pixels de l'image reconstruite [98].

La figure 4.6 montre que le premier scénario IIII donne un meilleur PSNR moyen comparé au deuxième scénario IPIP et au troisième scénario IPPP avec un gain de 5 dB en termes de PSNR Moyen lorsque $Eb/N_0 = 5$ dB. En outre, les trames prédites et leurs sensibilités dépendent impérativement des trames précédentes. En effet, si on perd une trame P, même si les trames suivantes sont correctement transmises, elles ne seront pas correctement reconstruites. Dans les applications vidéo, le contrôle de débit cause toujours un problème d'optimisation avec contraintes puisque la quantité d'informations des séquences vidéo compressées est intrinsèquement variable. Le débit binaire cible pour coder une trame donnée est ajusté en se basant sur l'état des données collectées à travers le codage des trames précédentes et c'est ce qui justifie le rôle très important de ce facteur.

La figure 4.7 présente un ensemble de séquences vidéo reconstituées pour chaque scénario. Une nette amélioration en termes de qualité de vidéo reconstruite est marquée en fonction de la réduction de la taille des GOP de la séquence "Suzie" codée en H264/AVC. Nous pouvons en conclure que lorsque la taille du GOP est minimale, la qualité de la vidéo sera de plus en plus améliorée.

4.5 Stratégie inter-couches pour la transmission de vidéos H264/AVC

4.5.1 Protection inégale du flux vidéo compressé H264/AVC

Généralement, les codes CCE ne peuvent pas corriger toutes les erreurs causées par les perturbation du canal. cependant, les signaux multimédia contiennent de nombreuses informations avec différents niveaux d'importance. Différentes techniques de résilience aux erreurs pour le codage vidéo peuvent être proposées afin de minimiser les effets de ces erreurs sur la qualité de la vidéo reconstruite. Tels que décrite précédemment, l'UEP est l'une des techniques les plus importantes qu'on peut appliquer à ce niveau là. Dans un même flux vidéo compressée, les données n'ont pas un même ordre d'importance. Par exemple, les vecteurs de mouvement et les en-têtes des images sont des informations trop sensibles aux erreurs et cruciales pour le décodage plus que d'autres informations.

La technique UEP est basée sur une protection inégale du flux binaire de la vidéo compressée. De plus, la qualité de la vidéo reconstruite côté récepteur sera dégradée si les données importantes sont à peine affectées par les erreurs causées par le canal TSV, c'est pourquoi ces bits importants doivent être hautement protégé que le reste du flux binaire compressé [99].

La figure 4.8 montre un exemple de GOP composé de quatre images où la première est une image I puis les trois images qui la suit sont des images P. Les différentes images du GOP suivent un ordre d'importance, du coup elles sont classées en images plus protégées et d'autres moins protégées. Nous avons démontré dans la section précédente l'importance des trames codées en intra (I) par rapport aux images Inter (P). En effet, nous nous sommes alors inspiré de ces observations pour appliquer une protection inégales aux trames I et P dans le GOP. En fait, la première image I contient des informations trop sensibles aux er-

Video Sequence	GOP size = 1	Video Sequence	GOP size = 2	Video Sequence	GOP size = 4
	I₁		I₁		I₁
	I₂		P₁		P₁
	I₃		I₂		P₂
	I₄		P₁		P₃
E_b/N₀ = 4 dB Average PSNR = 27.75 dB		E_b/N₀ = 4 dB Average PSNR = 26.16 dB		E_b/N₀ = 4 dB Average PSNR = 21.79 dB	

FIGURE 4.7: Résultats visuels pour différentes tailles de GOP et une même configuration.

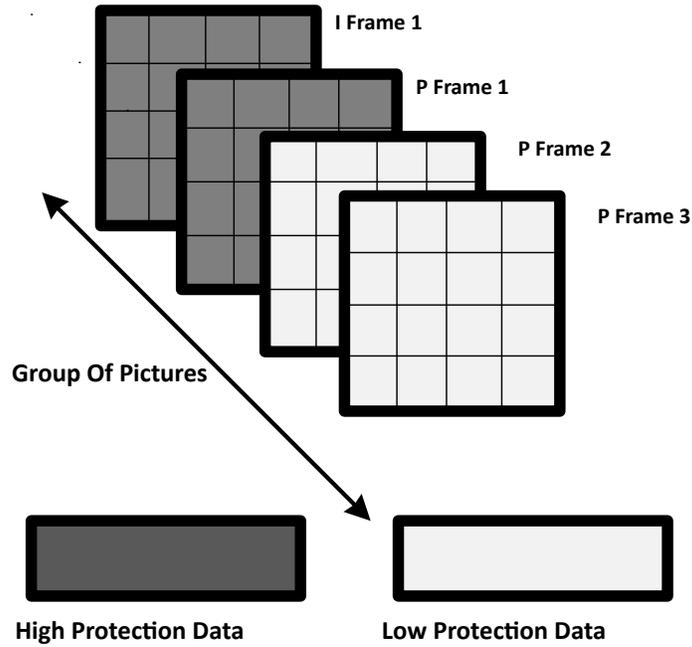


FIGURE 4.8: Schéma de protection inégale proposé pour une vidéo codée en utilisant H.264/AVC.

reurs alors elle devrait être hautement protégée parce que si une erreur se produit au niveau de cette image, le reste des images seront affectées car elle sont prédites à partir d'elle. Mais si l'erreur se produit dans la dernière image du GOP, les autres images ne seront pas affectées car leurs décodage est déjà établi.

Ainsi, le schéma UEP a été mis en œuvre en concaténant le simulateur UWB IEEE 802.15.3c avec un codeur vidéo H.264/AVC. Appliqué à la séquence vidéo de test "Suzie" (176 x 144), le codeur H.264/AVC génère un PSNR moyen d'environ 48,21 dB si aucune perturbation n'est produite. Le principe de l'UEP proposé est basé sur le fait que les premières images dans le GOP devrait être hautement protégées par rapport aux dernières images parce que si l'erreur se produit au début du GOP, le reste des images seront affectées. C'est à cause de ça que le flux binaire généré par le codeur entropique CAVLC a été arrangé en bits d'information très importants et bits d'informations moins importants, où les bits d'information très importants représentant les données vidéo compressées des premières images du GOP et ils ont été codés dès leur entrée au codeur convolutif avec un rendement $R_{CC} = 4/7$ et les bits d'informations moins importants qui représentent les données vidéo compressées des dernières images ont été codées avec un rendement $R_{CC} = 4/5$. Dans cette partie, nous avons supposé que les données sont toutes modulées en utilisant le modulateur 16QAM. Les résultats de la simulation proposée seront comparées avec un système de transmission vidéo H264/AVC à protection égale de données.

La figure 4.9 donne les performances en PSNR Moyen de l'UEP comparé au système de référence appelé EEP. Pour un PSNR moyen de 45dB, UEP AV PHY 16QAM permet une amélioration de 13 dB par rapport à EEP AV PHY 16 QAM. Ceci est dû à la haute protection attribuée aux bits les plus significatifs car ils contiennent des informations sensibles aux erreurs de transmission.

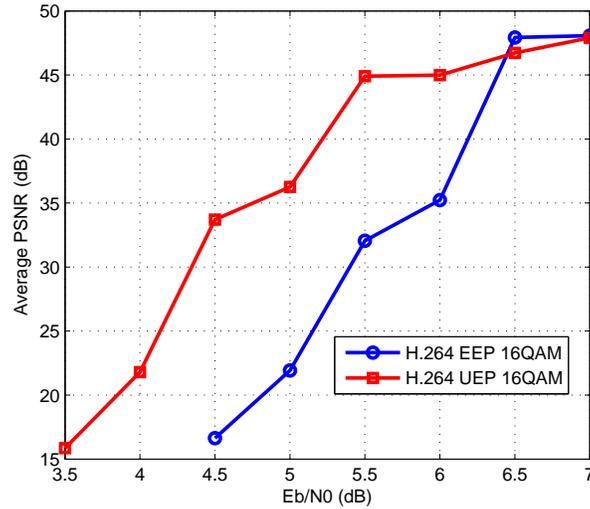


FIGURE 4.9: Comparaison en terme de PSNR Moyen entre les performances du système EEP et UEP pour des vidéos codées en utilisant H.264/AVC.

On note que dans cette partie nous avons considéré un unique schéma de modulation 16QAM. Le fait d'utiliser une modulation hiérarchique pourrait donner plus de flexibilité pour l'allocation des débits et en conséquent améliorer les gains en termes de PSNR.

4.5.2 Modulation hiérarchique appliquée à une source vidéo

La modulation hiérarchique est souvent utilisée pour fournir de la protection inégale comme décrit dans le chapitre 3. Le principe est de partager l'énergie de manière inégale entre les flux à transmettre. Quand on utilise deux flux à des fins de protection inégale, le flux HE est généralement appelé le flux haute priorité nécessitant un rapport signal à bruit aible pour être décodé. L'autre flux LE est le flux à basse priorité ne pouvant être décodé que si la qualité du canal est bonne. La modulation hiérarchique est adoptée à la transmission de données de type vidéo encodée avec H.264/AVC dans nos travaux de thèse. Dans le standard H.264/AVC, une trame est traitée comme étant un ensemble de blocs non superposés de taille différentes appelés macroblocs. Un macrobloc pourra contenir un ou plusieurs sous-macrobllocs. Les macroblocs sont prédits par plusieurs trames de référence qui sont dans notre cas les trames antérieures. Ceci montre une certaine dépendance entre les différentes images constituant la vidéo à coder en H264/AVC. Ainsi, l'utilisation conjointe de la modulation hiérarchique avec H.264/AVC permet d'adapter la qualité de la vidéo avec la qualité du signal reçu. Les étapes de la modulation hiérarchique utilisées pour une source vidéo sont les mêmes suivies lors de la transmission d'une source image que nous venons de décrire dans le chapitre précédent. Donc l'idée est de regrouper plusieurs flux dans un seul symbole. Dans un quadrant de la constellation, les bits les plus significatifs sont identiques, tandis que les bits les moins significatifs sont différents. Ainsi, les MSBs sont plus résilients et leur probabilité d'erreur sans le codage est plus faible.

Dans le schéma proposé, nous distinguons entre les bits HP hautement protégé repré-

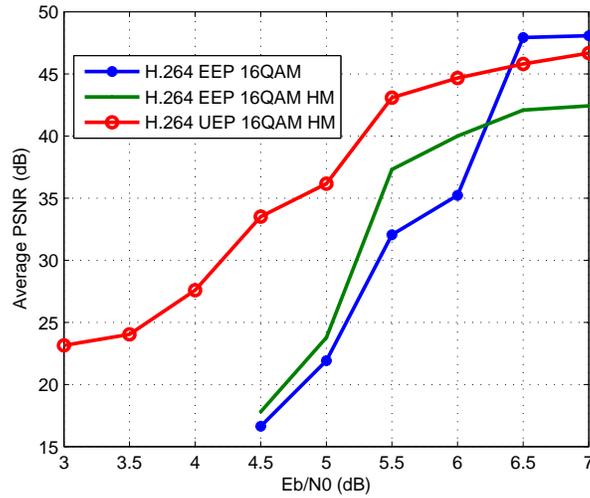


FIGURE 4.10: Performance en PSNR Moyen utilisant EEP et UEP appliqué à la Modulation Hiérarchique pour des vidéos codées par H.264/AVC.

sentant les données vidéo compressées codées utilisant des rendements $CC(4/7)$ et les bits à faible protection LP codés en $CC(4/5)$. Dans ce travail, nous avons suivi une stratégie de répartition inégale des données de la séquence vidéo codée afin de rendre l'application de UEP et 16QAM possible. HP et LP sont ensuite mappés hiérarchiquement. En fait, les bits HP sont mappés dans la constellation du 16QAM en tant que bits plus significatifs où les bits LP sont automatiquement mappés en tant que bits moins importants. La figure 4.10 présente trois systèmes à configurations distinctes. En examinant ces trois scénarios, UEP, EEP 16QAM HM et UEP 16QAM HM, on observe que le troisième scénario UEP 16QAM HM conduit à une meilleure qualité vidéo reconstruite par rapport au second scénario EEP 16QAM HM avec un gain de 12dB en termes de PSNR moyen lorsque $E_b/N_0 = 5$ dB. Par contre le système EEP 16QAM donne une performance minimale à celle du deuxième et troisième scénario parce que HP et LP sont également protégés. Il en résulte que la modulation 16QAM hiérarchique ayant comme paramètre de constellation α vérifiant la contrainte $\alpha \geq 0$. Quand α tend vers l'infini, la 16QAM tend vers une QPSK puisque les quatre points dans le même quadrant se rapprochent. De plus, quand α croît, la capacité du flux HE augmente alors que celle du flux LE diminue.

4.5.3 Modulation adaptative appliquée aux sources vidéo H264/AVC

Il existe différents ordres de modulations permettant d'envoyer plus de bits par symbole pour atteindre un débit plus élevé. Mais, il est à noter que l'utilisation de la modulation 64-QAM, 16-QAM par exemple, nécessitent relativement de meilleurs rapports signal à bruit (SNR) pour surmonter les perturbations du canal. Alors, la modulation adaptative était destinée à permettre aux systèmes sans fil de s'adapter à l'ordre de modulation appropriée en fonction des conditions du canal. Une estimation générale des conditions du canal est nécessaire pour les différentes techniques de modulation. Si les fluctuations du canal ont augmenté, nous passons aux modulations inférieures comme BPSK, sinon nous pouvons

utiliser des modulations d'ordre supérieur tel que M-QAM pour augmenter le débit. La modulation adaptative présente de nombreuses caractéristiques qui permettent pour les systèmes de transmission sans fil de surmonter les évanouissements et les interférences [99].

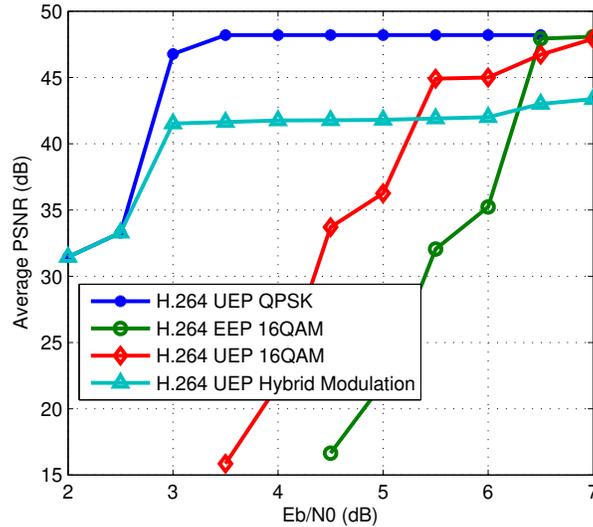


FIGURE 4.11: Performance en PSNR Moyen utilisant EEP et UEP appliqué à la Modulation hybride pour des vidéos codées par H.264/AVC.

Dans la sous section 4.3, la modulation QPSK est utilisé pour moduler les données d'information et elle a donné des gains en PSNR de l'ordre de 25dB par rapport à la modulation 16QAM mais à ce niveau, on est face à des contraintes de limitation du débit de transmission et les performances du système en termes de PSNR vis-à-vis la variation de E_b/N_0 . Suite à la sélectivité fréquentielle introduite par le canal TSV multi-trajets, les sous-porteuses à faible rapport signal à bruit peuvent causer des erreurs lors de la transmission. Par conséquent, l'objectif de cette partie est d'exploiter le bloc modulation pour optimiser la transmission de données en termes de E_b/N_0 , tout en gardant un débit de données constant. Le mode audio visuel HRP recommandé par la norme IEEE 802.15.3c, suppose l'utilisation des modulations QPSK et 16QAM. En effet, la modulation hybride qu'on a utilisé au niveau du bloc modulation de la chaîne UWB vise la combinaison de deux ordres de modulations distincts respectivement QPSK et 16QAM supportés par la norme IEEE802.15.3c. L'ordre de la modulation QPSK est inférieur à celui du 16QAM ce qui nous mène à regrouper les données numériques très importantes à la sortie du CCE dans un paquet X et les données moins importantes dans un deuxième paquet Y. Les paquets de données X et Y vont subir respectivement la modulation QPSK et 16QAM. Les symboles modulés obtenus vont être attribué aux 336 sous-porteuses de données fixées par le standard IEEE 802.15.3c. Après les calculs effectués, nous nous sommes arrivés à régler Le système de modulation hybride à protection inégale de données comme suit : 336 sous-porteuses de données sont divisées en 249 sous-porteuses modulées en utilisant QPSK et réservées aux informations vidéo sensibles aux erreurs et 87 sous-porteuses modulées à l'aide de 16QAM et allouées aux informations trop peu importantes.

Les simulations établies sont affichées sur la figure 4.11. Les courbes présentent le PSNR moyen en termes de rapport signal à bruit des configurations H.264 EEP 16QAM, H.264 UEP 16QAM, H.264 UEP QPSK et H.264 UEP hybrid modulation. Les résultats montrent pour un $E_b/N_0=5\text{dB}$ que les performances de H.264 UEP hybrid modulation sont dégradées de 6dB par rapport à H.264 UEP QPSK et améliorées d'un ordre allant jusqu'à 5dB par rapport à H.264 UEP 16QAM et 20dB par rapport au système H.264 EEP 16QAM.

C'est vrai que le système H.264 UEP QPSK est bénéficié d'un gain supplémentaire par rapport au système H.264 UEP hybrid modulation mais ce gain n'est pas trop remarquable côté visuel donc cette différence ne pourra pas négliger la performance du système H.264 UEP hybrid modulation.

4.6 Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système UWB IEEE 802.15.3c pour la transmission de vidéos codés par le codec H264/AVC ayant comme objectif l'amélioration de la qualité visuelle des vidéos transmises en gardant un compromis débit-distorsion maximal ce qui nous a amené à appliquer plusieurs techniques adaptatives au niveau du codeur de source et du codeur canal en prenant en considération la sensibilité du flux vidéo compressé aux erreurs causées par le canal TSV multi-trajets.

Au début, nous avons étudié l'impact de la taille du GOP sur les performances du système. Cette étude repose sur la sensibilité des images I et P aux erreurs et l'effet des erreurs induites sur le système de codage vidéo H.264/AVC.

En deuxième lieu, nous avons étudié les performances de la modulation hiérarchique en comparaison avec les solutions standards. Cette technique ne nécessitant pas un temps de calcul élevé apporte des gains de l'ordre de 15dB et les résultats montrent de plus son efficacité sur les différents cas de protection de données traités.

Nous avons présenté les performances en termes de gain en PSNR allant jusqu'à 20dB de la modulation hybride appliquée au standard UWB par une investigation de la variation de l'état du canal TSV MC1.3

Conclusions et perspectives

Le sujet de thèse s'intéresse à la transmission des contenus multimédia, images et vidéos à travers les réseaux de capteurs sans fil multimédia utilisant la technologie de transmission sans fil Ultra Wide Band plus spécifiquement le standard IEEE 802.15.3c qui a marqué un tournant très important pour plusieurs activités de recherche dans différents domaines. La variété des solutions proposées a incité l'esprit de concurrence à atteindre les meilleures performances en termes de débit pour par la suite gagner les nouveaux marchés cherchant à profiter de la montée de débit pour transférer des données multimédia à haute résolution graphique.

Cette thèse a été répartie en trois axes principaux. Le premier axe se repose sur l'étude du système global UWB AV HRP IEEE 802.15.3C tout en détaillant les différents blocs de la chaîne de transmission. Cette étude nous a permis d'associer des paramètres bien déterminés au bloc correspondant et ce en suivant le standard IEEE 802.15.3c. Cette partie nous a permis aussi d'évaluer la performance du système étudié en termes de TEB en fonction de E_b/N_0 .

Le deuxième axe s'articule sur les techniques d'optimisation introduites dans un système de transmission d'images codées SPIHT à travers la chaîne UWB. En effet, face à la taille volumineuse des contenus multimédia notamment l'image, on a eu recours à quatre techniques adaptatives afin de protéger au plus les informations les plus importantes transmises tout en minimisant le rapport débit distorsion et maximisant la qualité visuelle des images reçues. En premier lieu, nous avons appliqué la protection inégale des données avec différents scénarios de protection équitable et inéquitable ce qui nous a amené à dégager des gains allant jusqu'à 15dB en termes de PSNR par rapport à un système de protection égale de données basique. En deuxième lieu, nous avons proposé deux techniques de modulation adaptatives nommées respectivement la modulation hybride et la modulation hiérarchique. Nous avons pu démontrer que ces techniques permettent d'obtenir des améliorations considérables en termes de PSNR, de débit ainsi que qualité d'image à la réception comparé à un système de transmission d'images à protection inégale de données avec des gains pouvant atteindre 10dB pour des $E_b/N_0 \leq 4$ dB.

Dans la dernière partie, on a considéré les techniques adaptatives étudiées dans la deuxième partie et on a proposé de les étendre pour des schémas de transmission vidéo en considérant la norme H264/AVC à profil de base dans un premier lieu, puis en deuxième lieu on a agit sur le codeur de source utilisé afin d'étudier l'influence de la variation de la taille de GOP sur les performances du système de transmission vidéo H.264/AVC à travers un système UWB dans le but d'améliorer la qualité visuelle de la vidéo à la réception tout en gardant un meilleur débit de transmission.

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

Les fonctionnalités de l'UWB rendent cette technologie l'une des plus viables pour les applications IoMT. L'intégration de l'UWB dans les applications IoT critiques pour la santé peut fournir une solution efficace et fiable pour la surveillance des patients souffrant de mouvements anormaux.

Il serait également intéressant à ce niveau d'étendre les techniques adaptatives étudiées et les schémas de décodage proposés à la transmission vidéo en considérant les normes plus récentes H265/HEVC et H266/VVC.

Bibliographie

- [1] Affoua Therese Aby, *Réseaux de capteurs sans fil étendus dédiés aux collectes de données environnementales*, Ph.D. thesis, 2016.
- [2] Youssouf Zatout, *Conception et évaluation de performances d'un réseau de capteurs sans fil hétérogène pour une application domotique*, Ph.D. thesis, 2011.
- [3] Ian F Akyildiz, Weilian Su, Yogesh Sankarasubramaniam, and Erdal Cayirci, "Wireless sensor networks : a survey," *Computer networks*, vol. 38, no. 4, pp. 393–422, 2002.
- [4] Ian F Akyildiz, Tommaso Melodia, and Kaushik R Chowdhury, "A survey on wireless multimedia sensor networks," *Computer networks*, vol. 51, no. 4, pp. 921–960, 2007.
- [5] Shahriar Emami, *UWB Communication Systems : Conventional and 60 GHz*, Springer, 2013.
- [6] Su-Khiong Yong, "Tg3c channel modeling subcommittee final report," *IEEE 802.15-07-0584-01-003c*, 2007.
- [7] Ismail Guvenc, Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu, and Ulas C Kozat, *Reliable communications for short-range wireless systems*, Cambridge University Press, 2011.
- [8] Tuncer Baykas, Chin-Sean Sum, Zhou Lan, Junyi Wang, M Azizur Rahman, Hiroshi Harada, and Shuzo Kato, "Ieee 802.15. 3c : the first ieee wireless standard for data rates over 1 gb/s," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 7, 2011.
- [9] M-O Wessman, Arne Svensson, and Erik Agrell, "Frequency diversity performance of coded multiband-ofdm systems on ieee uwb channels," in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. IEEE, 2004, vol. 2, pp. 1197–1201.
- [10] William B Pennebaker and Joan L Mitchell, *JPEG : Still image data compression standard*, Springer Science & Business Media, 1992.
- [11] Ian F Akyildiz, Tommaso Melodia, and Kaushik R Chowdury, "Wireless multimedia sensor networks : A survey," *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, no. 6, pp. 32–39, 2007.
- [12] Ritu Chourasiya and Ajit Shrivastava, "A study of image compression based transmission algorithm using spiht for low bit rate application," *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 2, no. 2, pp. 117–122, 2013.
- [13] Islam T Almalkawi, Manel Guerrero Zapata, Jamal N Al-Karaki, and Julian Morillo-Pozo, "Wireless multimedia sensor networks : current trends and future directions," *Sensors*, vol. 10, no. 7, pp. 6662–6717, 2010.
- [14] Srinivas Vegesna, *IP quality of service*, Cisco press, 2001.

- [15] Khalid El Gholami, *La gestion de la qualité de service temps-réel dans les réseaux de capteurs sans fil*, Ph.D. thesis, 2014.
- [16] Djallel Eddine Boubiche, *Une approche Inter-Couches (cross-layer) pour la Sécurité dans les RCSF*, Ph.D. thesis, Université de Batna 2, 2013.
- [17] Thomas W Fry and Scott A Hauck, "Spiht image compression on fpgas," *IEEE Transactions on circuits and systems for video technology*, vol. 15, no. 9, pp. 1138–1147, 2005.
- [18] Wafa Berrayana, Habib Youssef, Guy Pujolle, and Stéphane Lohier, "Xlengine : une architecture cross-layer modele pour le support de la qos dans les reseaux sans fil ieee 802.11," 2007.
- [19] Vineet Srivastava and Mehul Motani, "Cross-layer design : a survey and the road ahead," *IEEE communications magazine*, vol. 43, no. 12, pp. 112–119, 2005.
- [20] Stéphane Lohier, *Approches inter-couches pour la qualité de servive dans les réseaux locaux sans fil*, Ph.D. thesis, Paris 6, 2006.
- [21] Vijay T Raisinghani and Sridhar Iyer, "Cross-layer design optimizations in wireless protocol stacks," *Computer communications*, vol. 27, no. 8, pp. 720–724, 2004.
- [22] Amin Zribi, Clency Perrine, and Yannis Pousset, "Optimized scalable image and video transmission for mimo wireless channels," *Recent Advances in Image and Video Coding*, p. 221, 2016.
- [23] Jin-Shyan Lee, Yu-Wei Su, and Chung-Chou Shen, "A comparative study of wireless protocols : Bluetooth, uwb, zigbee, and wi-fi," in *IECON 2007-33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Ieee, 2007, pp. 46–51.
- [24] N Deparis, A Bendjabballah, A Boe, M Fryziel, C Loyez, L Clavier, N Rolland, and P-A Rolland, "Transposition of a baseband uwb signal at 60 ghz for high data rate indoor wlan," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 609–611, 2005.
- [25] Emeric Guéguen, *Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM*, Ph.D. thesis, 2009.
- [26] Bilal Benamrouche, *Efficacité énergétique des architectures de communication sans fil IR-UWB pour les réseaux de capteurs sans fil*, Ph.D. thesis, INSA de Toulouse, 2018.
- [27] Andreas F Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, and Kai Siwiak, "Ieee 802.15. 4a channel model-final report," *IEEE P802*, vol. 15, no. 04, pp. 0662, 2004.
- [28] Samuel Dubouloz and Laurent Ouvry, "Régulation et normalisation pour les communications ultra large bande (uwb)," *Journées Scientifiques Du CNFRS" Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives*, vol. 28, 2004.
- [29] Reed Fisher, "60 ghz wlan standardization within ieee 802.15. 3c," in *2007 International Symposium on Signals, Systems and Electronics*. IEEE, 2007, pp. 103–105.
- [30] Tuncer Baykas, Chin-Sean Sum, Zhou Lan, Junyi Wang, M Azizur Rahman, Hiroshi Harada, and Shuzo Kato, "Ieee 802.15. 3c : The first ieee wireless standard for data rates over 1 gb/s," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 7, pp. 114–121, 2011.

- [31] Chaimaa Benkirane, *Modélisation d'un canal à 60 GHz en utilisant les réseaux de neurones perceptron multicouches*, Ph.D. thesis, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2013.
- [32] Michel Joindot and Alain Glavieux, *Introduction aux communications numériques*, Dunod, 2007.
- [33] Hiroshi Harada, "Cm matlab release support document," *IEEE 802.15-07-559-03*, 2007.
- [34] Saeed Sarreshtedari, Aliazam Abbasfar, and Mohammad Ali Akhaee, "A joint source-channel coding approach to digital image self-recovery," *Signal, Image and Video Processing*, vol. 11, no. 7, pp. 1371–1378, 2017.
- [35] Stéphane Le Goff, *Les turbo-codes et leur application aux transmissions à forte efficacité spectrale*, Ph.D. thesis, Brest, 1995.
- [36] Maroua Mhamdi, *Méthodes de transmission d'images optimisées utilisant des techniques de communication numériques avancées pour les systèmes multi-antennes*, Ph.D. thesis, 2017.
- [37] Mahdi Haghifam, Ahmed Badr, Ashish Khisti, Xiaoqing Zhu, Wai-tian Dan, and John Apostolopoulos, "Streaming codes with unequal error protection against burst losses," in *2018 29th Biennial Symposium on Communications (BSC)*. IEEE, 2018, pp. 1–5.
- [38] Mohammad Abu Hanif and Sina Vafi, "An efficient serially concatenated polar code with unequal error protection property," in *2019 IEEE 4th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS)*. IEEE, 2019, pp. 497–501.
- [39] Bijaya Paudel and Sina Vafi, "An unequal error protection of quasi-cyclic low density parity check (qc-ldpc) codes based on combinatorial designs," in *2019 IEEE 4th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS)*. IEEE, 2019, pp. 488–492.
- [40] Wen-Jing Wang, Hong-Chuan Yang, and Mohamed-Slim Alouini, "Wireless transmission of big data : A transmission time analysis over fading channel," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 7, pp. 4315–4325, 2018.
- [41] Suayb S Arslan, Pamela C Cosman, and Laurence B Milstein, "Coded hierarchical modulation for wireless progressive image transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4299–4313, 2011.
- [42] David Pradas, Amine Bouabdallah, Jérôme Lacan, MA Vazquez Castro, and Michel Bousquet, "Cross-layer optimization of unequal protected layered video over hierarchical modulation," in *GLOBECOM 2009-2009 IEEE Global Telecommunications Conference*. IEEE, 2009, pp. 1–6.
- [43] Bruno Zatt, Marcelo Porto, Jacob Scharcanski, and Sergio Bampi, "Gop structure adaptive to the video content for efficient h. 264/avc encoding," in *2010 IEEE International Conference on Image Processing*. IEEE, 2010, pp. 3053–3056.
- [44] Shinpei Matsuoka, Yoshitaka Morigami, Tian Song, and Takashi Shimamoto, "Coding efficiency improvement with adaptive gop size selection for h. 264/svc," in *2008 3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control*. IEEE, 2008, pp. 356–356.

- [45] Li Wern Chew, Li-Minn Ang, and Kah Phooi Seng, "Survey of image compression algorithms in wireless sensor networks," in *2008 International Symposium on Information Technology*. IEEE, 2008, vol. 4, pp. 1–9.
- [46] Wafa Bentrah, *La compression des images par des filtres lifting adaptatifs*, Ph.D. thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2011.
- [47] Yann Gaudeau, *Contributions en compression d'images médicales 3D et d'images naturelles 2D.*, Ph.D. thesis, 2006.
- [48] C Benoit and A Dusson, "Tipe sur la compression de données informatiques," 1999.
- [49] Mohammad Arif and RS Anand, "Run length encoding for speech data compression," in *IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research*, 2012, pp. 1–5.
- [50] Nidhi Dhawale, "Implementation of huffman algorithm and study for optimization," in *International Conference on Advances in Communication and Computing Technologies*, 2014, pp. 1–6.
- [51] Marc P Hoffman, Eric J Balster, Frank Scarpino, and Kerry Hill, "An efficient software implementation of the cavlc encoder for h. 264/avc," in *Proceedings of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, 2011, pp. 333–337.
- [52] William B Pennebaker and Joan L Mitchell, *JPEG : Still image data compression standard*, Springer Science & Business Media, 1992.
- [53] Thomas Sikora, "The mpeg-4 video standard verification model," *IEEE Transactions on circuits and systems for video technology*, vol. 7, no. 1, pp. 19–31, 1997.
- [54] Jonathan Taquet, *Techniques avancées pour la compression d'images médicales*, Ph.D. thesis, 2011.
- [55] Ching-Yung Lin and Shih-Fu Chang, "Robust image authentication method surviving jpeg lossy compression," in *Storage and Retrieval for Image and Video Databases VI*. International Society for Optics and Photonics, 1997, vol. 3312, pp. 296–307.
- [56] Vivien Chappelier, *Codage progressif d'images par ondelettes orientées*, Ph.D. thesis, 2005.
- [57] Longyuan Guo, Jianping Li, and Qingtao Xue, "Joint image compression and encryption algorithm based on spiht and crossover operator," in *2017 14th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing (ICCWAMTIP)*. IEEE, 2017, pp. 185–188.
- [58] Abdelkrim OUAFI, *Compression d'images avec pertes par codages imbriqués, Proposition d'une optimisation de l'algorithme EZW*, Ph.D. thesis, Université Mohamed Khider Biskra, 2010.
- [59] L Lahdir, "Compression d'images par spiht appliqué dans le domaine des ondelettes entières : Application aux images msg," *Mémoire de Magistère en Electronique, option Télédetection*.
- [60] Iyad Hraini, "Joint crypto-compression based on selective encryption for wmsns," 2019.
- [61] Dan Dong, Shaohua Wu, Dongqing Li, Jian Jiao, Chanjuan Ding, and Qinyu Zhang, "Joint source-channel rate allocation with unequal error protection for space image

- transmission,” *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 13, no. 7, 2017.
- [62] Lun Li, Gang Wang, Genshe Chen, Hua-Mei Chen, Erik Blasch, and Khanh Pham, “Robust airborne image transmission using joint source-channel coding with uep,” in *2016 IEEE Aerospace Conference*. IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [63] TP Fowdur, D Indoonundon, and KMS Soyjaudah, “An unequal error protection scheme for spilt image transmission with prioritised retransmissions and de-noising,” in *2013 Africon*. IEEE, 2013, pp. 1–5.
- [64] Rimas A Zrae, Mohamed Hassan, and Mohamed El-Tarhuni, “An adaptive modulation scheme for image transmission over wireless channels,” in *The 10th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*. IEEE, 2010, pp. 428–432.
- [65] SS Tan, MJ Rim, Pamela C Cosman, and Laurence B Milstein, “Adaptive modulation for ofdm-based multiple description progressive image transmission,” in *IEEE GLOBE-COM 2008-2008 IEEE Global Telecommunications Conference*. IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [66] Hugo Méric and José Miguel Piquer, “Dvb-s2 spectrum efficiency improvement with hierarchical modulation,” in *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2014, pp. 4331–4336.
- [67] Seok-Ho Chang, Minjoong Rim, Pamela C Cosman, and Laurence B Milstein, “Optimized unequal error protection using multiplexed hierarchical modulation,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 58, no. 9, pp. 5816–5840, 2012.
- [68] Annick Le Glaunec, “Modulations multiporteuses,” *Rapport, Université de Supélec*, <http://www.supelec-rennes.fr/ren/perso/aleglaun>, 2000.
- [69] Abdelhamid Mehri, “Conception et réalisation d’un outil semi-automatique dédié à l’analyse et la recherche du contenu vidéo du web,” 2020.
- [70] Vincent Ricordel, *Outils et méthodes pour le codage vidéo perceptuel*, Ph.D. thesis, Université de Nantes, 2020.
- [71] Yohann Pitrey, *Stratégies d’encodage pour codeur vidéo scalable*, Ph.D. thesis, 2009.
- [72] Jong-Hyeok Lee, Kyung-Soon Jang, Byung-Gyu Kim, Seyoon Jeong, and Jin Soo Choi, “Fast video encoding algorithm for the internet of things environment based on high efficiency video coding,” *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 11, no. 11, pp. 146067, 2015.
- [73] Xingang Liu, Yayong Li, Cheng Dai, Pan Li, and Laurence T Yang, “An efficient h. 264/avc to hevce transcoder for real-time video communication in internet of vehicles,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 3186–3197, 2018.
- [74] Tanjila Akter Zilani, Fadi Al-Turjman, Muhammad Bilal Khan, Nan Zhao, and Xiaodong Yang, “Monitoring movements of ataxia patient by using uwb technology,” *Sensors*, vol. 20, no. 3, pp. 931, 2020.
- [75] Xiaoping Huang, Fei Wang, Jian Zhang, Zelin Hu, and Jian Jin, “A posture recognition method based on indoor positioning technology,” *Sensors*, vol. 19, no. 6, pp. 1464, 2019.
- [76] F Loras and J Fournier, “H. 264/mpeg-4 avc, un nouveau standard de compression vidéo,” *Proc. of CORESA’03*, 2003.

- [77] Maheshi B Dissanayake and Dilanga LB Abeyrathna, "Performance comparison of hevc and h. 264/avc standards in broadcasting environments," *Journal of Information Processing Systems*, vol. 11, no. 3, 2015.
- [78] Ce Zhu and Yuenan Li, *Advanced video communications over wireless networks*, CRC press, 2013.
- [79] Yoong Choon Chang, Sze Wei Lee, and Ryoichi Komiya, "A low-complexity unequal error protection of h. 264/avc video using adaptive hierarchical qam," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1153–1158, 2006.
- [80] Yoong Choon Chang, Sze Wei Lee, and Ryoichi Komiya, "A low complexity hierarchical qam symbol bits allocation algorithm for unequal error protection of wireless video transmission," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1089–1097, 2009.
- [81] Jaeyoung Park, Yusik Yang, and Jaekwon Kim, "H. 264/avc video streaming over wirelessman-advanced systems using multi-antennas and hqam," in *2014 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*. IEEE, 2014, pp. 203–204.
- [82] Didier J LeGall, "Mpeg (moving pictures expert group) video compression algorithm : a review," in *Image Processing Algorithms and Techniques II*. International Society for Optics and Photonics, 1991, vol. 1452, pp. 444–457.
- [83] PN Tudor, "Mpeg-2 video compression," *Electronics & communication engineering journal*, vol. 7, no. 6, pp. 257–264, 1995.
- [84] Noel Brady, "Mpeg-4 standardized methods for the compression of arbitrarily shaped video objects," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 9, no. 8, pp. 1170–1189, 1999.
- [85] Den-Yuan Hsiau and Ja-Ling Wu, "Real-time pc-based software implementation of h. 261 video codec," *IEEE transactions on consumer electronics*, vol. 43, no. 4, pp. 1234–1244, 1997.
- [86] Karel Rijkse, "H. 263 : video coding for low-bit-rate communication," *IEEE Communications magazine*, vol. 34, no. 12, pp. 42–45, 1996.
- [87] Detlev Marpe, Thomas Wiegand, and Gary J Sullivan, "The h. 264/mpeg4 advanced video coding standard and its applications," *IEEE communications magazine*, vol. 44, no. 8, pp. 134–143, 2006.
- [88] Ali Dziri, Amadou Diallo, Michel Kieffer, and Pierre Duhamel, "P-picture based h. 264 avc to h. 264 svc temporal transcoding," in *2008 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*. IEEE, 2008, pp. 425–430.
- [89] Zhaoqing Pan, Jianjun Lei, Yun Zhang, Xingming Sun, and Sam Kwong, "Fast motion estimation based on content property for low-complexity h. 265/hevc encoder," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 62, no. 3, pp. 675–684, 2016.
- [90] Qiuwen Zhang, Yihan Wang, Lixun Huang, and Bin Jiang, "Fast cu partition and intra mode decision method for h. 266/vvc," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 117539–117550, 2020.
- [91] Matthieu Moinard, *Codage vidéo hybride basé contenu par analyse/synthèse de données*, Ph.D. thesis, 2011.

-
- [92] YAHY Amira, *Implantation de la chaîne inter-prédiction utilisée dans l'encodeur H.264/AVC sur une plateforme multi-composants*, Ph.D. thesis, Université 8 Mai 1945 de Guelma, 2016.
- [93] Jörn Ostermann, Jan Bormans, Peter List, Detlev Marpe, Matthias Narroschke, Fernando Pereira, Thomas Stockhammer, and Thomas Wedi, "Video coding with h.264/avc : tools, performance, and complexity," *IEEE Circuits and Systems magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 7–28, 2004.
- [94] Moez Kthiri, *Etude et Implantation d'Algorithmes de Compression Vidéo optimisés H.264/AVC dans un Environnement Conjoint Matériel et Logiciel*, Ph.D. thesis, Université Jean Monnet, 2012.
- [95] Iain E Richardson, *The H. 264 advanced video compression standard*, John Wiley & Sons, 2011.
- [96] Gary J Sullivan and Thomas Wiegand, "Video compression-from concepts to the h.264/avc standard," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 1, pp. 18–31, 2005.
- [97] Nihel Neji, *Conception conjointe sur FPGA d'un décodeur HD H264/AVC utilisant un codage entropique de type CABAC*, Ph.D. thesis, 2015.
- [98] Harkirat Singh, Huaning Niu, Xiangping Qin, Huai-rong Shao, ChangYeul Kwon, Guoping Fan, Seong Soo Kim, and Chiu Ngo, "Supporting uncompressed hd video streaming without retransmissions over 60ghz wireless networks," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2008, pp. 1939–1944.
- [99] Asma Ben Abdallah, Amin Zribi, Ali Dziri, Fethi Tlili, and Michel Terré, "H. 264/avc video transmission over uwb av phy ieee 802.15.3c using uep and adaptive modulation techniques," in *International Conference on Advanced Communication Technologies and Networking (CommNet)*, 2019, pp. 1–6.

Résumé : Un réseau de capteurs sans fil (RCSF) ou bien Wireless Sensor Network (WSN) est l'ensemble d'éléments appelés micro-capteurs capable de collecter des données et les transmettre via des liens sans fil. Avec le développement des éléments hardware comme les caméras CMOS, l'intégration des contenus multimédia est devenue possible dans les RCSFs la chose qui a conduit au développement des Réseaux de Capteurs Sans Fil Multimédia (RCSFMs) connu aussi sous le nom de Wireless Multimedia Sensor Networks (WMSNs). Les RCSFMs nécessitent généralement des liaisons sans fil à courte portée et à hauts débits qui supportent la transmission des contenus multimédia comme des images et des vidéos dans des environnements internes, ce qui justifie l'usage de la technologie de transmission sans fil Ultra Wide Band (UWB) et plus précisément le standard IEEE 802.15.3c dans nos travaux de recherche, et pour assurer la bonne transmission des contenus multimédia (images/vidéos) avec une certaine qualité de service à travers le système UWB IEEE 802.15.3c, des codeurs de sources robustes et efficaces ont été bien choisis (JPEG et SPIHT pour les images et H.264/AVC pour les vidéos). Nos contributions dans ce manuscrit se focalisent sur l'amélioration de la qualité de service (QoS), en premier lieu pour le cas de transmission d'images, et ce par l'application de diverses techniques adaptatives y compris la protection inégale de données UEP au niveau du codeur canal et les modulations hiérarchique, hybride, OFDM adaptative au niveau du modulateur. En deuxième lieu, et pour le cas d'une source vidéo, toutes les techniques citées précédemment ont été appliquées afin d'améliorer la qualité de vidéos reçues au côté receptrice. De plus, nous avons agi sur le choix de la taille du GOP (Group of Pictures) dans le codeur H.264/AVC pour montrer l'influence de la taille de GOP lors de la transmission d'une vidéo sur la propagation d'erreurs produites par le canal multi-trajets perturbé. L'originalité de cette thèse porte à proposer des techniques performantes pour l'amélioration de la qualité de transmission des flux compressés multimédia à travers un système UWB IEEE 802.15.3c plus spécifiquement, le mode de couche physique Audio Visuel à haut débit (AV HRP) tout en gardant une bonne QoS et minimisant le rapport débit distortion et d'exploiter les caractéristiques des RCSFMs qui sont largement utilisés pour déployer des services dans des applications multimédias IoT.

Mots clés : RCSFMs, IoT, UWB, IEEE 802.15.3c, JPEG, SPIHT, H.264/AVC, QoS.

Abstract : Wireless Sensor Network (WSN) is the set of elements called micro-sensors able to collect data and transmit it via wireless links. In recent years and with the development of hardware elements such as CMOS cameras, the integration of multimedia content has become possible in the WSNs, that leads to the development of Wireless Multimedia Sensor Network (WMSN). The WMSNs requires short-range and high-speed wireless links that support the transmission of multimedia contents such as images and videos in indoor environments, which justifies the use of Ultra Wide Band (UWB) wireless transmission technology, more precisely the IEEE 802.15.3c standard. In order to ensure a better image/video transmission with a certain quality of service over UWB IEEE 802.15.3c system, many robust and efficient source encoders are used on our research work like JPEG and SPIHT for image transmission and H.264/AVC for video transmission. Our contributions in this manuscript focus on improving the quality of service (QoS), firstly for the case of image transmission by the application of various adaptive techniques including unequal error protection UEP at the channel encoder side and hierarchical modulation, hybrid modulation and adaptive OFDM modulation at the modulator side. Secondly, and for the case of video transmission, all the techniques previously mentioned have been applied to improve the quality of transmitted videos at the receiver side. In addition, we acted on the choice of the size of the GOP (Group of Pictures) at H.264 /AVC encoder to show the influence of the GOP size during the video transmission on the errors propagation produced by the noisy multi-path channel. The originality of this thesis is to propose effective techniques for the improvement of transmitted multimedia contents quality through UWB IEEE 802.15.3c system, more precisely the audio visual high rate physical layer mode (AV HRP) while keeping a good QoS and minimizing the rate distortion ratio and exploit the characteristics of WMSNs which are widely used to deploy services in IoT multimedia applications.

Keywords : WMSNs, IoT, UWB, IEEE 802.15.3c, JPEG, SPIHT, H.264/AVC, QoS.