

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA



جامعة باجي مختار-عنابة

Faculté : Sciences de l'ingénierat  
Département : Electronique

Année : 2017/2018

## THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle

### Intitulé

**Techniques combinées MB-OFDM coopératives  
dans les transmissions ultra larges bandes (UWB)**

Option : *Multimédia et Communications Numériques*

Par : AMOURI Billel

Directeur de Thèse : KADDECHE Mohamed Pr. Univ. Badji Mokhtar-Annaba

Co-directeur de Thèse : GHANEM Khalida Directrice de recherche CDTA Alger

### DEVANT LE JURY

Président : DOGHMANE Noureddine Pr. Univ. Badji Mokhtar-Annaba

Examineurs : BENATIA Djamel Pr. Univ. Hadj Lakhdar-Batna

TAIBI Mahmoud Pr. Univ. Badji Mokhtar-Annaba

## REMERCIEMENTS

Mes remerciements les plus sincères à mon directeur de thèse, **Pr. KADDECHE Mohamed**, qui a dirigé ce travail, ses conseils et orientations, sa patience et ses suggestions m'ont permis de mener à bien ce travail, sans oublier ses qualités humaines.

Je tiens à remercier chaleureusement ma co-directrice de thèse **Pr. GHANEM Khalida** qui m'a accordé sa confiance dès mon stage au CDTA et qui m'a permis de réaliser une grande partie de ce travail. Je la remercie pour sa patience, son soutien, ses conseils avisés, ses encouragements, lors des moments difficiles. Egalement, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **GHANEM Farid** pour m'avoir accueilli dans son groupe au sein du CDTA (Division TELECOM), pour toute sa patience et sa qualité humaine.

Mes sincères remerciements vont également au **Pr. DOGHMANE Nouredine**, que j'apprécie pour sa qualité professionnelle et intellectuelle. Je le remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider ce jury, ainsi que Monsieur **TAIBI Mahmoud** Professeur à l'université Badji Mokhtar Annaba d'avoir accepté d'examiner mon travail. J'adresse toute ma reconnaissance à Monsieur **BENATIA Djamel**, Professeur à l'université Hadj Lakhdar de Batna, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux, et pour l'honneur qu'il me fait en participant à ce jury.

Je tiens enfin à remercier mes amis et collègues de Laboratoire d'Automatique et Signaux (LASA), particulièrement **Djamel Eddine ,Tarek , Seif Ellah El Masloul, Mohamed Amine, Nasreddine, Fethi , Mouad, Wassim et Abdeljalil** pour les bons moments.

## ملخص

في الوقت الحاضر أصبحت شبكات الاستشعار اللاسلكية حول منطقة الجسم (WBANs) تقنية كثيرة الاستعمال نظرا لتوفرها على خدمات رعاية صحية فعالة وعن بعد، حيث تمتاز أيضاً بقدرتها الفائقة على التكامل مع تطبيقات الوسائط المتعددة الحديثة، والتي يكون فيها استعمال التدفق العالي لمعدل البيانات حتمياً. إن أنظمة الاتصالات المعتمدة على تقنية UWB تعتبر واحدة من الحلول الرئيسية التي توفر هاته المعدلات العالية من تدفق البيانات، ونسختها الموسعة المتمثلة في تقنية التضمين متعددة الحاملات MB-OFDM أظهرت مؤخرًا كفاءتها عند عملها جنباً إلى جنب مع شبكات WBANs. ولتحقيق جودة اتصال ذات كفاءة عالية، تم دراسة العديد من التقنيات الحديثة التي تستخدم في الغالب هوائيات متعددة في المرسل والمستقبل (MIMO: Input Multiple Input Multiple Output). نظراً للقيود المفروضة على شبكات الاستشعار المتواجدة حول جسم الانسان من حيث الحجم، التكلفة، والطاقة المتوفرة، يصبح من غير العملي دمج هوائيات متعددة على مستوى نفس جهاز الاستشعار في الشبكات المركزة حول الجسم. من جهة أخرى أثبتت تقنية الاتصال التعاوني cooperative communication قدرتها الفائقة على تجنب استخدام هوائيات متعددة. إن استعمال هاته التقنية يسمح بمشاركة الموارد المتاحة من خلال استعمال هوائي واحد فقط على عكس تقنية MIMO. مفهوم نظام الارسال الانتقائي تم اقتراحه لاختيار جهاز استشعار واحد فقط من بين مجموعة من المستشعرات المتاحة حيث يوفر أفضل قناة اتصال غير مباشرة من المصدر إلى الوجهة. تهدف التقنية المقترحة إلى زيادة العمر الافتراضي للبطارية من خلال تقليل استهلاك الطاقة حيث قمنا بدمج تقنية تعاونية تعتمد على مبدأ قائم على فك المعلومات وارسالها الى الوجهة-Decode-and-Forward) في نظام MB-OFDM من خلال اللجوء إلى نهج الارسال الانتقائي المقترح، والذي يحتفظ فقط بأفضل حساس على الجسم لإعادة توجيه المعلومات إلى الوجهة، مما يقلل بشكل كبير من تعقيد النظام ويسمح أيضاً بتقليل الأخطاء الناتجة عن الارسال في القنوات اللاسلكية المتواجدة حول الجسم.

الكلمات المفتاحية: WBANs، UWB، MB-OFDM، MIMO، الاتصال التعاوني، الارسال الانتقائي.

## RÉSUMÉ

La communication corporelle sans fil (WBANs : Wireless Body Area Networks) est une nouvelle technologie bien acceptée comme une solution attrayante afin d'assurer non seulement la télésurveillance médicale (la transmission des signaux physiologiques), mais pour viser également l'intégration de futures applications multimédias haut débit dont la demande très croissante. Grâce à des caractéristiques intéressantes, la technique ultra large bande (UWB : Ultra Wide-bande) est une des solutions tout à fait viable répondant à cette demande. D'autre part, la technique Multi-bandes OFDM (MB-OFDM) est l'une des approches UWB qui a récemment prouvé son efficacité pour les WBANs. Pour obtenir une qualité de liaison satisfaisante avec ces dispositifs de communication, plusieurs technologies émergentes qui utilisent principalement des antennes multiples à l'émission et la réception (MIMO : Multiple Input Multiple Output) ont été étudiées. Cependant, en raison des contraintes requises sur les dispositifs utilisées en termes de taille, de coût et de puissance ; il est pratiquement déconseillé d'incorporer plusieurs antennes dans les architectures de communication centrées sur le corps. La diversité coopérative a prouvé sa capacité à offrir une robustesse face aux erreurs des canaux de communication corporelle tout en évitant l'utilisation d'antennes multiples. En effet, un seul terminal équipé avec une simple antenne a été montré est suffisant pour obtenir des avantages en matière de diversité en partageant ses ressources physiques avec des relais coopérants à antenne simple. Le concept de relayage opportuniste a été introduit pour la sélection d'un seul relais, qui fournit le meilleur canal de la source vers la destination. En vue de parvenir à un compromis entre le débit et la fiabilité des données dans les réseaux corporels de faible coût, nous proposons, ici, d'incorporer le système MB-OFDM dans l'architecture coopérative de type Decode-and-Forward (DF). Nous avons eu recours à une approche opportuniste de sélection de relais, qui conserverait le meilleur relais sur le corps pour transmettre les données vers la destination, réduisant ainsi la complexité du système.

**Mots clés :** Réseau corporel sans fil, Ultra Large Bande, MB-OFDM, MIMO, Communications coopératives, Sélection du relais.

## ABSTRACT

Wireless body area networks (WBANs) is now a well-accepted technology that provides not only efficient and remote health-care services but also targets the integration of future multimedia applications, in which high data rate is compulsory. UWB communication is one of the key solutions that afford such rates, and its extended version, multiband OFDM (MB-OFDM) has recently shown its efficiency with WBANs. To attain a satisfying link quality with these communication devices, several emerging technologies that mostly employ multiple antennas at the transmitter and the receiver (MIMO : Multiple Input Multiple Output) have been studied. However, with BANs, due to the used device constraints in terms of size, cost, and power, it may become practically prohibiting to incorporate multiple antennas in the body-centric architectures. Cooperative diversity has proven its ability in offering such robustness to channel errors while avoiding using multiple antennas. Indeed, a single antenna terminal is sufficient to achieve diversity benefits by sharing its physical resources with cooperating single antenna relays. The concept of opportunistic relaying scheme has been introduced for the selection of a single relay that provides the best indirect link from the source to the destination, among the set of relay nodes. Aiming at providing a viable compromise between the data rate and accuracy in low-profile UWB body networks, we incorporate a decode-and-forward-based cooperative architecture in MB-OFDM system by resorting to opportunistic relaying approach which we have proposed, and which retains only the best on-body relay to forward the information to the destination, thereby significantly reducing the system complexity.

**keyword :** WBANs, UWB, MB-OFDM, MIMO, Cooperative communication, Opportunistic relaying.

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Masque d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC. . . . .	7
Figure 1.2	Allocation de spectre ultra large bande VS. Bande étroite [11]. . . . .	8
Figure 1.3	Réseau de support médical avec appareils portables [27]. . . . .	15
Figure 1.4	Exemple de la communication On-Body [30]. . . . .	16
Figure 1.5	Illustration de la communication coopérative. . . . .	18
Figure 1.6	Topologie de réseau dans IEEE 802.15.6 standard. . . . .	24
Figure 2.1	Exemple de canaux de communication typiques pour les réseaux corporel sans fil [84]. . . . .	33
Figure 2.2	Bandes de fréquences WBAN allouées dans différents pays.(UWB est définie par la Commission Fédérale des Communications aux États-Unis). . . . .	35
Figure 2.3	Les différents canaux de communication possibles pour les réseaux corporels sans fil. . . . .	39
Figure 2.4	Illustration du modèle Saleh-Valenzuela. . . . .	43
Figure 3.1	Système MIMO (Multiple Input Multiple Outputs). . . . .	52
Figure 3.2	Exemple d'un codeur d'Alamouti. . . . .	54
Figure 3.3	Un réseau corporel illustrant une passerelle (hub), et des capteurs implantés à l'intérieur du corps avec une communication en étoile [137] . . . . .	59
Figure 3.4	Un système de communication coopératif assisté par relais. . . . .	60
Figure 3.5	Sélection du meilleur relais. . . . .	65
Figure 4.1	Découpage spectrale de la bande UWB pour la solution MB-OFDM [1]. . . . .	71

Figure 4.2	Etalement temps-fréquence : (a) faible débit; (b) débit moyen; (c) débit élevé . . . . .	72
Figure 4.3	L'affectation d'un code temps fréquence (TFC) dans un signal MB-OFDM . . . . .	73
Figure 4.4	Architecture globale d'un système de transmission MB-OFDM . . . . .	74
Figure 4.5	Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour $R = 1/2$ . . . . .	75
Figure 4.6	Performances du système MB-OFDM dans un canal CM4 UWB WBANs.	82
Figure 4.7	Performances du système MB-OFDM dans un canal CM3 UWB WBANs	83
Figure 4.8	Comparaison des performances du système MB-OFDM dans un canal CM3 et CM4 . . . . .	84
Figure 4.9	Système STBC/STFBC MB-OFDM dans un canal UWB WBANs . . . . .	85
Figure 4.10	Performance du système STBC-MB-OFDM dans un canal UWB WBANs.	88
Figure 4.11	Comparaison des performances du système STBC/STFBC MB-OFDM dans un canal UWB WBANs. . . . .	89
Figure 4.12	Les canaux de communication dans un système de relayage proposé. . . . .	90
Figure 4.13	Performances du système MB-OFDM coopératif AF avec différents nombre de relais et différents ordres de modulation . . . . .	92
Figure 4.14	Comparaison des performances entre les systèmes AF et DF MB-OFDM.	93
Figure 4.15	Schéma bloc de l'architecture proposée (a) Source, (b) Relais, (c) Destination. . . . .	96
Figure 4.16	Performances du système proposé. . . . .	99

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Liste des scénarios et leurs descriptions. . . . .	38
Tableau 2.2	Le modèle d'affaiblissement de parcours du canal CM3. . . . .	45
Tableau 2.3	Un modèle de profil de retard de puissance (PDP) du CM3. . . . .	45
Tableau 2.4	Le modèle d'affaiblissement de parcours . . . . .	46
Tableau 2.5	Modèle du canal CM4 pour la bande (3.1-10.6 GHz). . . . .	47
Tableau 4.1	Les débits obtenus par la technique MB-OFDM . . . . .	71
Tableau 4.2	La relation entre I et Q . . . . .	78
Tableau 4.3	Caractéristique d'un symbole MB-OFDM . . . . .	79
Tableau 4.4	Les paramètres de simulation . . . . .	80

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

- **AF** : Amplify-and-Forward
- **AWGN** : Additive White Gaussian Noise
- **BANs** : Body Area Networks
- **BCS** : Body Centric Communications System
- **BER** : Bit Error Rate
- **CM** : Channel Model
- **CMOS** :Complementary metal oxide semi-conductor
- **CP** : Cyclic Prefix
- **DF** : Decode-and-Forward
- **DSSS** :Direct-sequence spread spectrum
- **ECG** : Electrocardiography
- **EEG** : Electroencephalography
- **EIRP** : Effective Isotropic Radiated Power
- **FCC** :Federal Communications Commission
- **FFT** : Fast Fourier transform
- **GPS** :Global Positioning System
- **HBC** : Human Body communication
- **HD** : High Definition
- **IEEE** : Institute of Electrical and Electronics Engineers
- **IFFT** : Inverse Fast Fourier Transform
- **ISI** : Intersymbol Interference
- **ISM** : Industrial, Scientific and Medical radio bands
- **LOS** : Line-of-sight
- **MAC** : Medium Access Control (Contrôle d'accès au support)
- **MB-OFDM** : Multiband-Orthogonal Frequency Division Multiplex

- **MEMS** : Micro-electromechanical systems
- **MICS** : Medical Implant Communication Service
- **MIMO** : Multiple Input Multiple Output
- **ML** : Maximum Likelihood
- **MRC** : Maximum-ratio Combining
- **NLOS** : Non-line-of-sight
- **OFDM** :Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
- **OSTBC** : Orthogonal Space Time Block Code
- **PAM** :Pulse Amplitude Modulation
- **PDP** : Power Decay Profile
- **PHY** : Physical Layer (Couche physique)
- **PPM** :Pulse position modulation
- **PSD** :Power Spectral Density
- **QOS** : Quality of Service
- **RF** :Radio frequency
- **RFID** : Radio frequency identification
- **SISO** : Single Input Single Output
- **SNR** : Signal-to-Noise Ratio
- **STBC** : Space–Time Block Coding
- **STFBC** : Space–Time-Frequency Block Coding
- **TH** :Time-hopping
- **UWB** : Ultra Wide-bande
- **WBANs** : Wireless Body Area Networks
- **WLAN** : Wireless Local Area Network
- **WSN** : Wireless Sensor Network
- **mHealth** : Mobile health

## LISTE DES PUBLICATIONS

### Publications internationales

- B. Amouri, K. Ghanem and M. Kaddeche, "*Hybrid relay selection-based scheme for UWB BANs combining MB-OFDM and decode-and-forward cooperative architectures*," in *Electronics Letters*, vol. 52, no. 24, pp. 2017-2019, 11 24 2016.

### Conférences internationales

1. B. Amouri, M. Kaddeche and K. Ghanem, "*Performance of AF relaying schemes in wireless UWB body networks*," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, 2016, pp. 1-2.
2. B. Amouri, K. Ghanem and M. Kaddeche, "*Performance of cooperative communications in wireless UWB body networks*," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, 2016, pp. 2127-2128.
3. Amouri Billel, Kaddeche Mohamed, Khalida Ghanem " *Performance of MB-OFDM scheme based on ECMA-368 Standard over different channels* " International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation (ICESTI'14), October 2014.

## TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GENERALE . . . . .	1
CHAPITRE 1 La communication ultra large bande autour du corps humain . . . .	5
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 L’historique de la communication ultra large bande . . . . .	6
1.2.1 Avantages d’UWB . . . . .	8
1.2.2 Défis de l’UWB . . . . .	11
1.2.3 Applications de l’UWB . . . . .	13
1.3 Les communications corporelles sans fil (WBANs) . . . . .	14
1.3.1 Applications de la WBANs . . . . .	19
1.3.2 Propriétés du réseau corporel sans fil . . . . .	22
1.3.3 Norme IEEE 802.15.6 . . . . .	23
1.4 Les principaux défis dans les réseaux corporels sans fil ultra large bande (UWB-WBANs) . . . . .	25
1.4.1 Modélisation de canal . . . . .	25
1.4.2 Efficacité spectrale . . . . .	26
1.4.3 Efficacité énergétique . . . . .	28
1.4.4 Taux de bits et qualité de service . . . . .	28
CHAPITRE 2 Les canaux de communication corporels sans fil IEEE 802.15.6 . . . .	31
2.1 Introduction . . . . .	31

2.2	Le modèle de propagation IEEE 802.15.6 . . . . .	34
2.2.1	Modèles de canaux à bande étroite . . . . .	36
2.2.2	Modèle des canaux IEEE 802.15.6 ultra large bande . . . . .	36
2.2.3	Propriétés électriques des tissus corporels . . . . .	37
2.3	La caractérisation des canaux . . . . .	38
2.3.1	Types de modèles . . . . .	38
2.3.2	Evanouissement (Fading) . . . . .	38
2.3.3	Affaiblissement de parcours (Path Loss) . . . . .	40
2.3.4	Ombfrage (Shadowing) . . . . .	40
2.3.5	Profil de retard de puissance . . . . .	41
2.4	Le modèle de canal multi-trajets . . . . .	42
2.4.1	Modèle Saleh-Valenzuela (S-V) . . . . .	42
2.4.2	Modélisation du canal CM3 pour la bande (3.1-10.6 GHz) (surface du corps vers surface du corps) . . . . .	44
2.4.3	Modèle d'affaiblissement de parcours . . . . .	46
2.4.4	Modélisation du canal CM4 pour la bande (3.1-10.6 GHz) (Surface du corps vers l'extérieur) . . . . .	46
CHAPITRE 3 Les systèmes de communication coopérative . . . . .		49
3.1	Introduction . . . . .	49
3.2	Les techniques de diversité . . . . .	50
3.2.1	Diversité Temporelle . . . . .	50
3.2.2	Diversité fréquentielle . . . . .	51
3.2.3	Diversité spatiale . . . . .	51
3.3	Les systèmes de communication MIMO (Multiple Input Multiple Output) . .	51
3.3.1	Codage Spatio-Temporel (STC : Space Time Coding) . . . . .	54
3.3.2	Codage de blocs espace-temps-fréquence (STFBC) . . . . .	57
3.4	Les communications coopératives . . . . .	58

3.4.1	Communication coopérative dans le réseau WBAN . . . . .	58
3.4.2	Classification des protocoles de coopération (technique de relaying) . . . . .	60
3.4.3	Decode-and-Forward (DF) . . . . .	61
3.4.4	Sélection de relais . . . . .	64
CHAPITRE 4 Les performances de la MB-OFDM dans les canaux UWB-WBANs . . . . .		69
4.1	Description du système MB-OFDM . . . . .	70
4.2	Utilisation d'un code temps-fréquence TFC (Time Frequency Code) . . . . .	72
4.3	L'architecture de l'émetteur . . . . .	73
4.3.1	Scrambler . . . . .	73
4.3.2	Codage canal . . . . .	75
4.3.3	Entrelacement . . . . .	76
4.3.4	Modulation QPSK . . . . .	77
4.3.5	Modulation OFDM . . . . .	78
4.4	L'évaluation des performances du système MB-OFDM dans les canaux corporels sans fil . . . . .	79
4.4.1	Evaluation du système MB-OFDM SISO dans le canal CM3 et CM4 . . . . .	80
4.4.2	Performance du système STBC/STFBC-MB-OFDM dans un canal WBANs . . . . .	83
4.5	Les performances du system MB-OFDM coopératif dans les WBAN . . . . .	90
4.5.1	Performance de l'Amplification et du décodage (Amplify -and-Forward and Decode-and-Forward) . . . . .	90
4.5.2	Sélection du relais proposé pour la couche physique MB-OFDM UWB-BANs . . . . .	94
Conclusion générale . . . . .		101
RÉFÉRENCES . . . . .		103

## INTRODUCTION GENERALE

Récemment, les progrès technologiques dans les systèmes électroniques et de l'informatique embarquée ont largement ouvert la porte pour le déploiement d'une nouvelle génération de réseaux de capteurs sans fil dédiés à la communication haut débit autour du corps humain. La technologie de communication corporelle WBAN (Wireless Body Area Network) est un domaine interdisciplinaire qui supporte diverses applications telles que la télésurveillance physiologique, la télémédecine, le streaming vidéo et les applications militaires. Ces noeuds de capteurs sont composés essentiellement de dispositifs électroniques minuscules et intelligents placés sur ou autour du corps humain avec des capacités de détection, de traitement, de stockage et de communication vers l'extérieur. Le groupe de travail IEEE 802.15 (TG6) a publié la norme pour le WBAN qui prend en charge les ultra-larges bandes (ULB) 3.1 - 10.6 GHz. En raison de ses caractéristiques très intéressantes, telles que sa grande immunité à l'interférence entre symboles (ISI), sa communication à haut débit et sa faible consommation d'énergie impliquant une utilisation des batteries de petites tailles avec une longue durée de vie. La communication ultra large bande (Ultra Wide Band : UWB) se présente comme une architecture prometteuse pour les réseaux corporels sans fil (WBAN).

La technique Multi-bande MB-OFDM [1] est l'une des approches UWB parmi ceux qui ont été proposées pour apporter des améliorations significatives en termes de débit de transmission dans les réseaux corporels sans fil [2]. Cette proposition émane du fait que, les canaux UWB-WBANs sont naturellement très dispersifs. L'une des architectures envisagées pour augmenter la robustesse du système de communications est l'approche Multiple Input Multiple Output (MIMO). Celle-ci exploite simultanément la diversité spatiale et temporelle afin d'améliorer la fiabilité de transmission. Pour obtenir une immunisation contre les erreurs dues aux évanouissements des canaux de transmission, les symboles sont envoyés dans des intervalles de temps différents sur différentes antennes d'émission vers un ou plusieurs éléments

d'antennes de réception. Avec une seule antenne à la réception, le schéma tient le nom de l'architecture d'Alamouti [3]. Vu la nature d'applications émergentes de la communication WBANs [4], et la nécessité de déploiement massif de capteurs, il est clair que des besoins conflictuels doivent être satisfaits pour leur déploiement effectif. Par conséquent, celles-ci exigent un débit très élevé, une efficacité énergétique optimale, une complexité matérielle réduite. En pratique, plus particulièrement avec des réseaux corporels sans fil, il est déconseillé d'incorporer plusieurs antennes sur une même plate-forme. Cela a donc défini plusieurs défis à relever en recherche dans cette direction. Une des technologies récemment étudiées qui peut être incorporée dans les pour WBNs est le concept de communication coopérative. La communication coopérative dans laquelle la source (S) communique avec le terminal de destination (D) par l'intermédiaire de voies alternatives à travers les relais (R) a suscité beaucoup d'attention de chercheurs et a été récemment appliquée aux WBN [5]- [6]. La diversité offerte par les voies de relais assure l'omniprésence de la communication en réduisant la probabilité d'erreurs causées par les canaux de propagations. Encore plus intéressant pour les WBANs, la communication coopérative améliore l'efficacité énergétique et la fiabilité des données. Au niveau des relais, différents protocoles de transmission peuvent être envisagés, tels que : Amplify-and-forward (AF) et Decode-and-forward (DF).

Basé sur cela, pour atteindre une communication à haut débit et à haut rendement énergétique dans les BAN, avec un degré viable de fiabilité des données, nous avons proposé un schéma combinant la MB-OFDM et la communication coopérative avec sélection du relai. Le schéma repose sur le calcul du SNR (Signal-to-Noise-Ratio) instantanées des liaisons source-relais S-R et le relais -destination (R-D) pour ne retenir que le meilleur relais d'acheminement. Ceci simplifie non seulement l'architecture DF entière, mais aussi la structure des blocs de traitement et de détection ultérieure. La destination est utilisée comme noeud centralisé pour la sélection du meilleur relai. Cela permet de libérer les relais du tracas de calcul, enfin l'indice du relai sélectionné est envoyé par le canal de rétroaction aux noeuds de source et de relais.

## Contribution et organisation du manuscrit

L'objectif de cette thèse est de proposer des améliorations aux systèmes MB-OFDM pour les communications corporelles sans fil en utilisant les communications ultra large bande. Initialement, les performances des systèmes MB-OFDM sont analysées et évaluées sur les canaux UWB WBAN pour les configurations non-coopératives SISO, MIMO et pour la communication coopérative. Ensuite nous allons proposer un nouveau schéma coopératif avec la sélection du meilleur relais. Les résultats de l'évaluation montrent que le système proposé offre une amélioration significative que celle du système classique, et ce en termes BER, mais aussi de complexité.

Afin d'atteindre ces objectifs, une revue intensive de la littérature a été conduite et s'est orientée principalement vers les thématiques d'intérêt dans le cadre de cette thèse à savoir les WBANs, les technologies et normes d'UWB, les techniques MIMO et les systèmes de communication coopératifs. Ce mémoire est organisé en quatre chapitres décrits comme suit :

- Le premier chapitre explicitera l'état de l'art et les activités de recherche liées à cette thématique. En particulier, nous introduisons les bases sur lesquelles la technologie de communication UWB-WBANs s'est développée comme une technique de transmission à haut débit. Ce chapitre identifie également les problèmes non résolus dans notre recherche et suggère des solutions possibles.
- Le deuxième chapitre mettra en évidence, le modèle du canal corporel sans fil IEEE 802.15.6.
- Le troisième chapitre traitera des principes de base de la communication coopérative. Une introduction sur les systèmes de communication sans fil et les problèmes qui y sont liés. On s'y intéresse plus particulièrement aux canaux corporels et aux systèmes de communication MIMO. On a abordé ensuite les protocoles de communication Amplify-and-Forward et Decode-and-Forward pour le canal à relais, ainsi

que quelques problèmes d'implémentation des protocoles coopératifs.

- Le dernier chapitre, il sera consacré à la performance du système MB-OFDM dans un canal corporel qui a été d'abord évaluée pour les configurations SISO, MIMO. Une étude plus détaillée du système de coopération à relais multiple basée sur les techniques de sélection du meilleur relais est effectuée. Finalement, une conclusion résumant les plus importants résultats avec des discussions et nous suggérons de nouvelles perspectives de recherche dans le domaine de la communication cooperative sous le contexte de WBANs.

---

# CHAPITRE 1

## La communication ultra large bande autour du corps humain

### 1.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fil ont considérablement évolué au cours des deux dernières décennies. La croissance rapide du marché de la communication sans fil devrait se poursuivre dans le futur, car la demande pour tous les types de services multimédia sans fil augmente. La nouvelle génération des systèmes radio mobiles visent à maximiser le débit de transmission et ceci pour une variété d'applications tels que les images et vidéo HD, les divertissements et les applications biomédicales. Ce but doit être atteint sous la contrainte de la faible disponibilité des ressources comme le spectre et la puissance. Cependant, la réduction du coût, la consommation énergétique et l'amélioration de la fiabilité de la communication sont des aspects cruciaux dans la conception des nouvelles générations de réseaux sans fil. Afin de répondre à ces besoins, la technologie de communication ultra large bande (UWB) présente comme une solution très intéressante puisqu'elle offre de grandes promesses pour satisfaire la demande des réseaux de capteurs à haut-débit et de faible coût. L'énorme bande passante disponible, le débit de données élevées, ainsi que le faible coût de mise en œuvre présentent une opportunité pour que l'ultra large bande devienne une solution radio largement adoptée pour les futurs réseaux sans fil à courte portée. Dans ce premier chapitre, l'objectif est

d'introduire la technologie UWB comme une technique prometteuse pour les futurs systèmes de communication sans fil.

### 1.2 L'historique de la communication ultra large bande

Historiquement, le concept d'ultra large bande a été développé au début des années 1960 grâce à des recherches dans le domaine de l'électromagnétisme où les techniques de mesure d'impulsions ont été utilisées pour caractériser le comportement transitoire d'une certaine classe de réseaux micro-ondes [7]. À la fin des années 1960, les techniques de mesure impulsionnelle ont été appliquées à la conception d'antenne large bande, ce qui a mené au développement des systèmes de radar de communications à impulsions courtes. En 1973, le premier brevet de communication UWB a été attribué pour le récepteur à impulsions courtes [8]. A la fin des années 1980, l'UWB a été désignée comme technologie en bande de base, sans porteuse ou impulsionnelle. L'ultra-large bande a été inventée en 1989 par le Département de la Défense aux États-Unis. En 1989, les techniques de mise en œuvre de UWB ont été développées pour une large gamme d'applications telles que le radar, les communications, les systèmes de positionnement. Cependant, une grande partie des premiers travaux dans ce domaine a été développée par l'armée Américaine dans le cadre des programmes classifiés secrets. A la fin des années 1990, la technologie UWB est devenue plus commercialisée et le développement de cette technologie a considérablement évolué. Pour une analyse intéressante et instructive de l'histoire de l'UWB, le lecteur intéressé se réfère à [9].

Un changement substantiel de l'histoire de l'UWB a eu lieu en février 2002, date de la diffusion des décisions en relation avec l'UWB par la Commission Fédérale des Communications (FCC). Cette commission a fourni les premières limitations de la radiation pour la transmission UWB et a autorisé l'utilisation de dispositifs UWB [10]. Selon les décisions de la FCC, l'UWB est définie comme tout système de transmission qui occupe une largeur de bande fractionnée supérieure à 0.2, ou une bande passante de signal supérieure à 500 MHz. La bande passante fractionnée est définie comme le rapport  $B/f_c$  où  $B \triangleq f_H - f_L$  représente

la bande passante à -10 dB,  $f_c \triangleq f_H - f_L$  indique la fréquence centrale et  $f_H$  et  $f_L$  sont les fréquences supérieure et inférieure mesurées à -10 dB en dessous du point d'émission de pointe. La FCC a également exigée que la transmission radio UWB se produise dans la gamme de 3,1 GHz à 10,6 GHz, et que la densité spectrale de puissance (PSD) satisfasse un masque spectral spécifique attribué par la FCC. La Figure 1.1 illustre le masque spectral de l'UWB pour les communications intérieures conformément à la partie 15 des règles issue de la FCC [10]. Selon le masque spectral, le PSD du signal UWB ne doit pas dépasser -41.3 dBm, ce qui

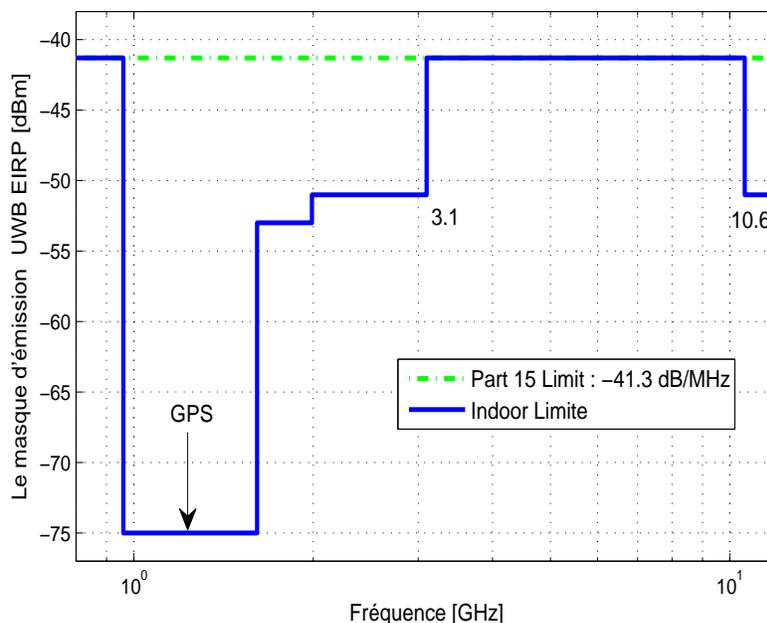


Figure 1.1 Masque d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC.

correspond aux limites générales d'émission de la partie 15, et ce pour mieux contrôler les interférences radio. Pour les bandes particulièrement sensibles, telle que la bande du système de positionnement (GPS) (0,96 - 1,61 GHz), la limite PSD est beaucoup plus faible. Comme c'est illustré dans la Figure 1.2, une telle décision permet aux périphériques UWB de coexister avec les systèmes à bande étroite existants; tout en assurant une atténuation suffisante pour limiter les interférences des canaux adjacents. Les autres pays à part les États-Unis, en particulier les pays d'Europe et le Japon ont aussi déployé des efforts de réglementation

qui autorisent l'exploitation de dispositifs UWB. Le marché d'UWB est doté de plusieurs avantages, même à ce stade précoce, et il est attendu que les nouvelles applications dans les prochaines années seront incluses.

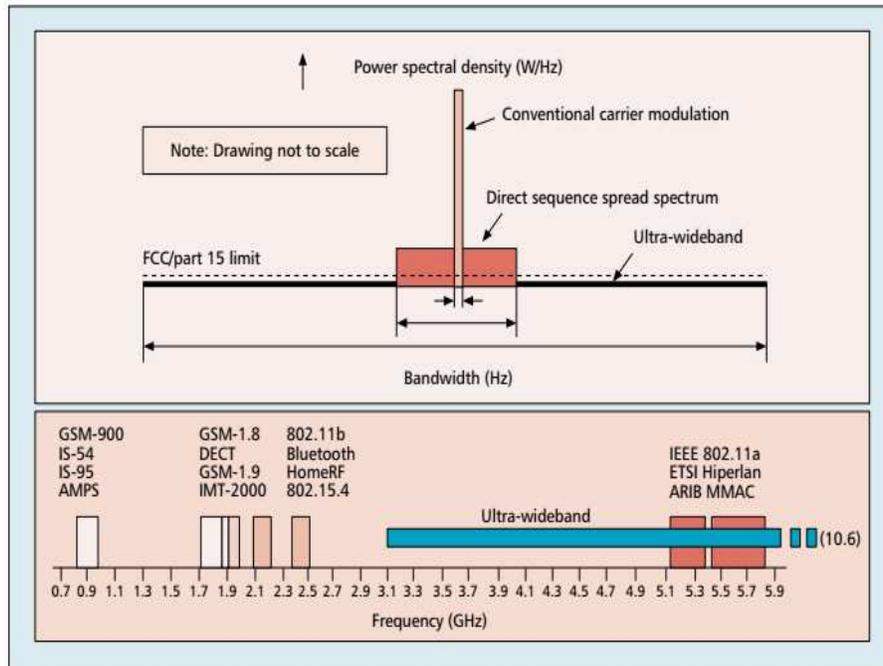


Figure 1.2 Allocation de spectre ultra large bande VS. Bande étroite [11].

### 1.2.1 Avantages d'UWB

En raison de la technique UWB, les radios UWB bénéficient des avantages uniques pour les applications de radar et de communication. Les principaux avantages d'UWB peuvent être résumés en référence [12].

#### Un débit de transmission élevé

La bande passante extrêmement importante occupée par l'UWB offre le potentiel d'une capacité théorique de canal très élevée, ce qui fournit des débits de données très élevés, ce que

Shannon a démontré par l'équation [13] :

$$C = B * \log \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

$C$  est la capacité maximale du canal,  $B$  est la bande passante du signal,  $S$  est la puissance du signal et  $N$  est la puissance du bruit. L'équation de Shannon montre que la capacité du canal peut être améliorée en augmentant la bande passante du signal ou la puissance du signal. En outre, elle montre que l'augmentation de la capacité du canal nécessite des augmentations linéaires de la bande passante alors que des augmentations similaires de capacité de canal similaires nécessiteraient des augmentations exponentielles de la puissance. Donc, à partir de l'équation de Shannon, nous constatons que le système UWB offre un grand potentiel pour les communications sans fil à grande vitesse.

### **Une large diversité de multi-trajets**

Les données transmises avec des formes d'onde d'ultra-courte durée génèrent des signaux UWB à faible susceptibilité aux interférences multi-trajets. L'interférence multi-trajets se produit lorsqu'un signal modulé arrive à un récepteur à partir de différents chemins. La combinaison des signaux au niveau du récepteur peut entraîner une distorsion du signal reçu. La durée ultra-courte des formes d'ondes UWB donne lieu à une bonne résolution des impulsions réfléchies au niveau du récepteur. En conséquence, les transmissions UWB permettent de distinctement récupérer le signal à de nombreux trajets, ce qui donne une richesse en termes de diversité multi-trajets.

### **Faible coût d'équipement**

La faible complexité des systèmes UWB résultent de la nature sans porteuse de la transmission du signal. Plus précisément, en raison de sa bande passante ultra-large, le signal UWB peut couvrir la fréquence habituellement utilisée comme fréquence porteuse. Ceci élimine les

besoins d'un étage de mélange radioélectrique (RF) supplémentaire tel que requis dans la technologie radio conventionnelle. Une telle omission des processus d'up/down conversion et des composants RF permet à l'ensemble de l'émetteur-récepteur UWB d'être intégré à une seule implémentation CMOS. L'intégration de CMOS à simple puce de l'émetteur-récepteur UWB contribue directement aux équipements de faible coût.

### **Une localisation avec haute précision**

L'ultra-courte durée d'ondes UWB donne lieu à une localisation de haute précision avec une bonne propriété à pénétrer les obstacles. Contrairement à la technologie à bande étroite, les systèmes UWB peuvent pénétrer efficacement les différents matériaux. Cette propriété rend la technologie UWB viable pour les radars traversant le mur et les radars pénétrant dans le sol.

Différentes techniques de génération d'impulsions ont été proposées pour utiliser le spectre de 7,5 GHz sans licence. Généralement, les approches de transmission UWB peuvent être catégorisées en deux approches principales à savoir les approches à mono-bande et multi-bandes. La technologie traditionnelle UWB est basée sur des systèmes mono-bande utilisant des communications radio sans porteuse ou impulsionnelle [14]- [15]. La radio Impulsionnelle se réfère à la génération d'une série de formes d'ondes avec une durée de l'ordre de centaines de picosecondes. Chaque impulsion occupe une bande passante de plusieurs gigahertz qui doit respecter les exigences du masque spectral. L'information est directement modulée dans la séquence d'impulsions. Généralement, une impulsion donne l'information sur l'état d'un bit. Les données pourraient être modulées en utilisant soit la modulation d'amplitude d'impulsion (PAM : Pulse Amplitude Modulation), soit la modulation de position d'impulsion (PPM : Phase Position Modulation). Les utilisateurs multiples peuvent être pris en charge par l'utilisation de l'approche par sauts temporels (TH : Time Hopping) ou l'étalement de spectre par séquence directe (DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum). La technique de transmission dans ce cas s'effectue donc en bande de base, sans la nécessité d'une porteuse

supplémentaire. Cependant, le système mono-bande est confronté dans la pratique à un problème lors de la construction de circuits RF et dans la conception d'un récepteur de faible complexité capable de capturer une énergie suffisante de multi-trajets.

Pour pallier à cela, l'approche MB-OFDM (Multibande-OFDM) a été proposée en 2009 par la "WiMedia Alliance" [1]. Au lieu d'utiliser la totalité de la bande fréquentielle d'ultra large bande pour transmettre les symboles, la technique MB-OFDM divise le spectre de fréquence de 3,1 GHz à 10,6 GHz en plusieurs sous-bandes plus petites de largeur 528 MHz. Cette norme est basée sur le principe de la modulation OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) [16], elle utilise une combinaison d'OFDM et d'entrelacement temps-fréquence [17]. La technique OFDM est efficace pour collecter de l'énergie multi-trajets dans des canaux très dispersifs, comme c'est le cas pour la plupart des canaux UWB [18]. En plus, l'OFDM permet de diviser chaque sous-bande en un ensemble de canaux orthogonaux à bandes étroites. La principale différence entre l'OFDM multi-bandes et les schémas OFDM traditionnels est que les symboles OFDM multi-bande ne sont pas continuellement envoyés sur une seule bande de fréquence; ils sont entrelacés sur différentes sous-bandes à la fois en temps et en fréquence. L'accès multiple dans l'approche multi-bande est activé par l'utilisation de séquences générées par sauts de fréquence convenablement conçues pour l'ensemble des sous-bandes. Un synthétiseur de fréquence peut être utilisé pour effectuer un saut de fréquence. L'utilisation des codes de temps-fréquence appropriés offre à la fois une diversité en fréquence et une capacité d'accès multiple.

### 1.2.2 Défis de l'UWB

La technologie UWB possède plusieurs propriétés attrayantes qui en font une technologie prometteuse pour de nombreuses applications dans les futurs systèmes de communications sans fil à courte distance. Cependant, il reste encore des défis à surmonter pour répondre à ces attentes. Le niveau de puissance de transmission des signaux UWB est strictement limité pour assurer une coexistence des dispositifs UWB avec d'autres systèmes sans fil. Le défi

majeur est d'assurer les performances souhaitées sur une plage de transmission adéquate en utilisant une puissance transmise limitée. Un autre défi consiste à concevoir une forme d'onde UWB qui utilise efficacement la bande passante et la puissance permise par le masque spectral FCC. Pour maintenir le niveau de puissance de transmission dans le masque spectral, des techniques d'optimisation de la transmission sont adoptées telles que : contrôle de puissance adaptatif ou l'optimisation Duty cycle [19].

L'ultra courte durée des impulsions UWB conduit à un grand nombre de composants multi-trajets retardées et atténuées au niveau du récepteur. En plus, chacune de ces impulsions subit un évanouissement de canaux différents. Ces différents facteurs font que la capture de l'énergie multi-trajets pose un problème dans la conception du système UWB. Par exemple, si un récepteur RAKE [13] est utilisé pour collecter l'énergie multi-trajets, un grand nombre de doigts est nécessaire pour atteindre les performances souhaitées.

Des défis de conception existent également dans les domaines de la modulation et des techniques de codage adaptées aux systèmes UWB. A l'origine, la radio UWB a été utilisée pour des applications militaires où la transmission multi-utilisateurs et la réalisation d'une transmission multi-utilisateurs élevée ne sont pas des préoccupations majeures. Cependant, ces défis deviennent très importants dans les applications commerciales telles que les réseaux domestiques sans fil à haute vitesse. Des systèmes efficaces de codage et de modulation sont donc nécessaires pour améliorer la capacité multi-utilisateurs ainsi que les performances du système.

Un des défis de conception est l'impact de l'interférence à bande étroite sur les récepteurs UWB. Précisément, la bande de fréquences UWB empiète avec celle des réseaux locaux sans fil IEEE 802.11a (WLAN). Les signaux des périphériques 802.11a représentent une interférence intra-bande pour l'interface du récepteur UWB.

D'autres défis de conception est incluent la mise en point d'architectures de systèmes évolutifs avec une flexibilité de spectre (capteur corporel sans fil). Les applications potentielles

d'UWB incluent à la fois des applications à haut débit, telles que les images et des vidéos HD et aussi d'autres applications à faible débit, par exemple un support périphérique d'ordinateur.

### 1.2.3 Applications de l'UWB

La technologie UWB peut offrir une grande variété d'applications dans les communications sans fil, les réseaux, l'imagerie radar et les systèmes de localisation. Pour les communications sans fil, l'utilisation de la technologie UWB selon les directives FCC augure de très bonnes perspectives pour le déploiement des systèmes de communication de base à savoir [9] :

**Les réseaux personnels sans fil (WPAN) :** également appelés réseaux domestiques, les WPANs utilisent une connectivité ad-hoc à courte portée (généralement comprise entre 10-20 m), transmettant à des débits allant de 100 Mbits /s à 500 Mbits/s. La bande passante ultra-large d'UWB permet l'implémentation de différentes applications WPAN, telle que la connectivité WUSB (Wireless Universal Serial Bus) pour les ordinateurs personnels (PC) et la transmission vidéo et audio en temps réel de haute qualité. La technologie UWB apparaît comme une couche physique pour les WPAN, car elle offre des taux élevés à court terme avec un faible coût et une efficacité énergétique élevée.

**Les réseaux de capteurs sans fil (WSN) :** les réseaux de capteurs sans fil sont constitués d'un grand nombre de noeuds répartis dans une même zone géographique. Les noeuds peuvent être statiques, par exemple pour la surveillance des avalanches et le suivi de la pollution, ou bien mobiles si portés par des soldats, des pompiers ou des robots mobiles dans des contextes d'interventions militaires et d'urgence. Les exigences majeures pour les réseaux de capteurs opérant dans des environnements adverses incluent le faible coût, la faible puissance et la multifonctionnalité. En général, l'énergie est plus limitée dans les réseaux de capteurs que dans les WPANs en raison de la nature des dispositifs de détection et la difficulté à recharger leurs batteries. Des études ont montré que les périphériques Bluetooth sont moins adaptés aux applications du réseau de capteurs en raison de leurs besoins énergétiques [20] et des coûts plus élevés attendus [21]. En outre, l'exploitation de la capacité de localisation précise

de l'UWB promet des réseaux de capteurs sans fil avec une précision de positionnement améliorée. Ceci est particulièrement utile lorsque les GPS ne sont pas disponibles.

**Les systèmes d'imagerie et de radar :** Dans les différents systèmes de radars conventionnels où les cibles sont généralement considérées comme des points de diffusion, les impulsions de radar UWB sont plus courtes que les dimensions des cibles. Les réflexions de l'UWB hors de l'exposition cible ne modifient pas seulement l'amplitude et le décalage temporel, mais aussi des changements dans la forme de l'impulsion. En conséquence, les formes d'ondes UWB présentent une sensibilité élevée à la diffusion par rapport aux signaux radar conventionnels. Cette propriété peut être étendue à des applications supplémentaires, telle que l'imagerie souterraine et à travers le mur ainsi que des diagnostics médicaux et des dispositifs de surveillance des frontières [22], [23].

La détection basée sur l'UWB permet d'améliorer la résolution des capteurs conventionnels de proximité et de mouvement. Des systèmes intelligents de prévention des collisions et de contrôle de croisière peuvent être envisagés en s'appuyant sur la précision élevée et la capacité de différenciation de la cible activée par UWB. La technologie UWB peut également être intégrée dans les systèmes de divertissement et de navigation des véhicules en téléchargeant des données à haut débit provenant des émetteurs UWB.

### 1.3 Les communications corporelles sans fil (WBANs)

Au cours de cette dernière décennie, l'utilisation de la technologie radio pour une variété d'applications cliniques et médicales a considérablement augmenté. Les progrès de la microélectronique ont permis la miniaturisation et l'intégration des capteurs biomédicaux et d'émetteurs-récepteurs radios en unités individuelles. De tels capteurs sans fil peuvent être portés ou implantés sur le corps, ou à sa proximité immédiate, ce qui facilite la collecte et la transmission continue de signaux physiologiques. L'interconnexion centralisée ou distribuée des capteurs biomédicaux sans fil est appelée réseau corporel BAN [24]. Ce dernier se compose de périphériques sans fil portables de faible consommation énergétique, qui sont

sceptibles de répondre aux nouveaux besoins du marché dans divers domaines d'application tels que la télésurveillance de signaux physiologique pour les implants médicaux sans fil, la capture de mouvement pour les jeux vidéos ou les analyses sportives , les chaussures intelligentes [25], [26]. Les systèmes de communication sans fil centrés sur le corps (BCS : Body Centric Communications System) utilise le corps humain comme un support de communication entre deux ou plusieurs dispositifs portés sur le corps [27]. Les communications centrées sur le corps peuvent être classées en trois catégories comme suit :

**Off-body** : C'est la communication entre les capteurs placés sur le corps avec d'autres dispositifs à l'extérieur du corps. Un bon exemple de ce type de communication est celui du mobile vers la station de base pour la communication montante/descendante. Les informations issues des capteurs RFID portables et les capteurs placés sur le corps vers le système d'acquisition de données circulent dans les deux sens comme le montre la Figure 1.3. Les antennes devraient avoir des diagrammes de rayonnement dirigés loin du corps, offrant ainsi une couverture complète.

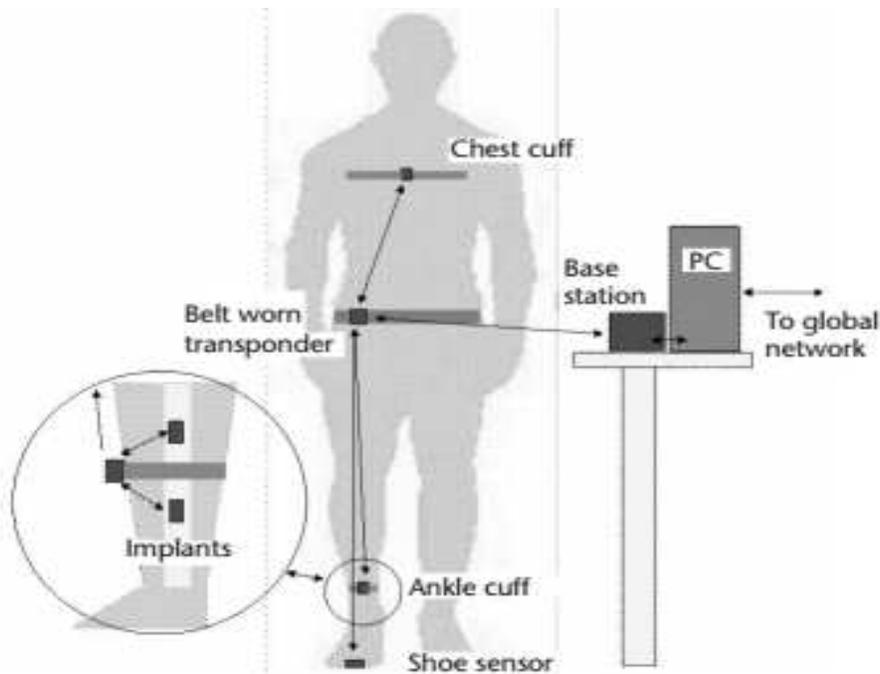


Figure 1.3 Réseau de support médical avec appareils portables [27].

**On-body** : C'est la communication entre deux ou plusieurs appareils qui sont montés sur le même corps humain. Par exemple, les capteurs portatifs montrés dans la Figure 1.4, placés à différents endroits du corps communiquent entre eux et avec un dispositif central monté sur le corps. De même, la communication entre un téléphone mobile placé dans la poche et le Casque Bluetooth, ou une montre-bracelet Bluetooth [28]. La montre communique avec le téléphone portable pour l'appel d'alertes entrants, affiche le numéro et accepte ou rejette la fonction d'appel. Un autre gadget intéressant est la chaussure Nike avec un contrôleur de volume iPod intégré [29], qui contrôle le volume de l'ipod en fonction de la vitesse de déplacement. Les antennes pour ces applications sur le corps devraient idéalement avoir des diagrammes de rayonnement dirigés vers la surface du corps.

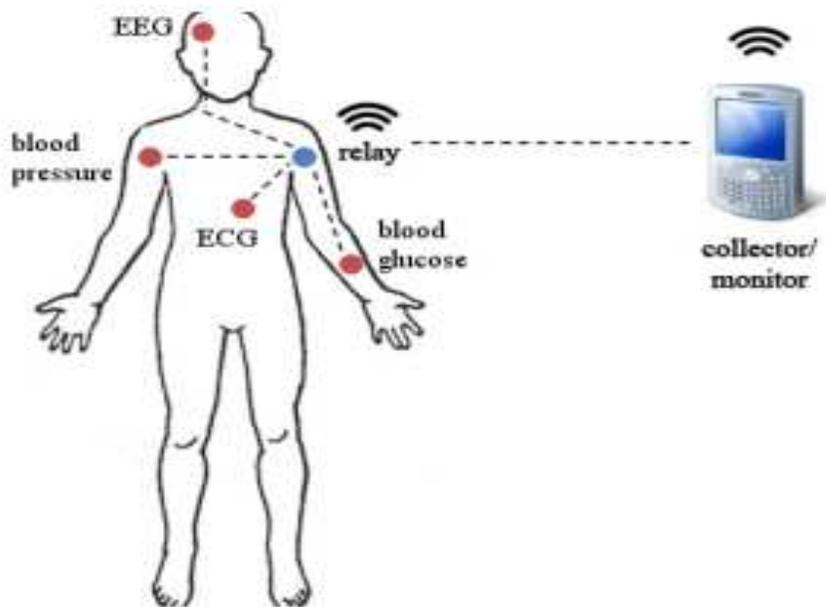


Figure 1.4 Exemple de la communication On-Body [30].

**In-body** : Il s'agit de la communication entre deux ou plusieurs appareils à travers le corps humain. Une partie importante du canal est à l'intérieur du corps humain. La principale zone d'application pour ce type de communication est le diagnostic médical et la surveillance des patients. Les dispositifs médicaux, implantés dans le corps humain, communiquent avec le

monde extérieur. Il s'agit notamment des stimulateurs cardiaques, des implants de cochlée, du capteur de glaucome, des implants rétiniens, etc. L'émergence de la nanotechnologie et les systèmes micro-électromécaniques (MEMS) ont un impact sans précédent pour le développement des dispositifs implantables afin d'améliorer la qualité des réseaux de capteurs médicaux et le mode de vie des patients [26].

Les WBANs s'appuient sur des technologies radio émergentes qui demandent une consommation d'énergie et une complexité faibles. Diverses normes pour les connexions sans fil ont été développées ; on peut en citer la WiFi [31], WLAN [32], UWB [33], Bluetooth [34], Body LAN [27] et Zigbee [35]. D'autre part la technologie ultra-large bande(UWB) se présente comme une architecture prometteuse pour les WBANs en raison de ses bonnes caractéristiques : la grande immunité aux interférences inter-symboles (ISI), la communication à débit élevé et la faible consommation d'énergie conduisant à des batteries de taille réduite avec une durée de vie plus longue. L'OFDM Multi-bandes (MB-OFDM) est l'une des approches UWB proposées pour apporter une amélioration significative en termes de débit et de fiabilité des liaisons de communication d'un WBAN. Elle prend en charge un débit de données très élevé allant jusqu'à 1 Gbps, avec une bande passante de 528 MHz [1]. Plusieurs combinaisons de technologies émergentes à base d'antennes multiples à l'émission et réception de sorte que les codes de type STBC (Space Time Block code) et le STFC (Space Time Frequency Code) peuvent apporter une amélioration significative de la performance en terme du en termes du taux d'erreur sur le bits, de la capacité du système, du débit de données, de l'extension de la portée, ou d'une forme combinée de ceux-ci [36]- [37]- [38]. Cependant, dans certaines applications et essentiellement pour les réseaux corporels sans fil, l'intégration de plusieurs antennes d'émission et de réception pourrait ne pas être possible , et ce en raison des contraintes des dispositifs en termes de taille et de coût. La communication coopérative se présente alors comme une stratégie alternative prometteuse pour les WBAN [39] [40]. Vu la diversité élevée et abordable offerte par les multiples chemins entre le nœud source et le terminal de destination via les relais, un grand intérêt de recherche est accordé aux réseaux

coopératifs et plus particulièrement dans le contexte des WBN [41] - [42]. Le concept de base des réseaux de relais coopératifs à trois terminaux a d'abord été introduit dans [43]. La capacité des réseaux de relais a été étudiée pour la première fois par Cover et El Gamal dans [44]. Sur la base du modèle à trois terminaux, un réseau de relais coopératif de base dans lequel un noeud source transmet des informations à un noeud de destination à l'aide d'un seul noeud relais est représenté à la figure 1.5. La transmission de la source vers la destination se passe en deux phases. Dans la phase 1, la source transmet son message à la destination, et le relais reçoit également les informations transmises par la source. Dans la phase 2, le relais transmet le message reçu à la destination uniquement.

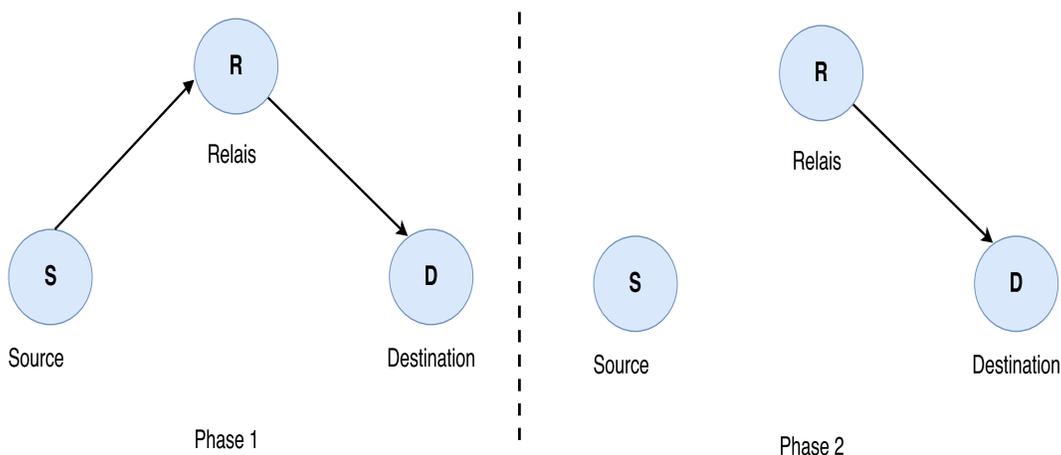


Figure 1.5 Illustration de la communication coopérative.

Dans un réseau de relais, il est fréquent de considérer soit le protocole Amplify-and-Forward (AF), soit le Decode-and-Forward (DF). Dans le protocole AF, les relais reçoivent des signaux bruités provenant de la source qui sont traités puis transmis vers la destination. Avec la DF, les relais décodent les messages émanant de la source, les ré-encodent et retransmettent à la destination [45]. Dans la coopération conventionnelle, tous les relais participent à la transmission des signaux. En conséquence, cela augmente le coût et la complexité du réseau. Récemment, la sélection de relais a été proposée par Bletsas [46]- [47] comme une

solution permettant d'améliorer les performances des réseaux coopératifs classiques. Un seul relais est sélectionné pour coopérer avec la source afin de transmettre les messages vers la destination. Étant donné qu'un seul relais participe à la coopération avec la source, le traitement général du signal dans le réseau est grandement simplifié. En outre, l'approche peut également conduire à une efficacité spectrale beaucoup plus élevée que l'approche par relais classique où tous les relais du réseau coopèrent. Cela est dû au fait que la transmission du signal, dans l'approche de sélection du relais, peut être complétée dans deux intervalles de temps quel que soit le nombre de relais  $R$  utilisés dans le réseau. En revanche, des intervalles de temps  $R + 1$  sont nécessaires pour compléter la transmission de l'approche de relayage classique. Néanmoins, une unité centrale de traitement est nécessaire pour décider quel relais est sélectionné pour coopérer. L'amélioration de la performance avec ces schémas de sélection à relais unique par rapport à l'approche de relais classique est clairement démontrées dans [46].

### 1.3.1 Applications de la WBANs

L'UWB est amenée à jouer un rôle important dans la technologie BAN en tant qu'interface de communication. Cependant, d'autres domaines d'intérêt comme la détection et l'imagerie médicale peuvent également bénéficier de l'utilisation de signaux UWB ; nous citons l'exemple du radar médical UWB. Ce dernier peut permettre une surveillance du mouvement respiratoire et cardiaque, mais aussi l'estimation de la pression artérielle et l'exploitation de l'imagerie médicale pour la détection précoce du cancer. Ce ne sont que quelques-unes des applications que la technologie UWB peut avoir en pratique médicale. Nous détaillerons dans ce qui suit les différentes utilisations d'UWB dans le domaine de la médecine [48].

### Capteurs implantables

L'utilisation de capteurs implantables transmettant des signaux physiologiques à une unité externe pour leur traitement et leur visualisation peut permettre la gestion personna-

lisée des maladies chroniques, et la faisabilité d'une communication à débit élevé pour les implants utilisant cette technologie a été déjà démontrée [49]. Dans une expérience utilisant la technique in vivo sur un porc vivant, une liaison UWB sans fil de 1 Mbit/s a été établie pour une profondeur d'implantation maximale de 12 cm avec un taux d'erreur de bits (BER) de  $10^{-2}$  a été atteint. Des simulations et des expériences simples in vivo ont prédit la faisabilité d'une transmission allant jusqu'à 100 Mbit/s pour les communications d'implants UWB. D'autres recherches, y compris des expériences in vivo plus élaborées, sont nécessaires pour vérifier si un capteur implanté dans le corps à une profondeur de plusieurs centimètres peut communiquer à des débits de données élevés. Une grande atténuation des signaux UWB qui se propagent à travers les tissus biologiques est le principal facteur gênant.

### **Endoscope de capsule sans fil**

L'un des dispositifs médicaux qui bénéficierait largement des débits de données élevés fournis par les interfaces UWB est l'endoscope de capsule sans fil (WCE : Wireless Capsule endoscope) [50]. Cet appareil transmet des images fixes et dans certains cas une vidéo en temps réel de l'intérieur du transit gastro-intestinal (GI) à un récepteur externe pour un traitement ultérieur et une analyse clinique. La grande bande passante de l'UWB peut permettre la transmission de vidéos en temps réel avec une résolution plus élevée que celle actuellement disponible. Par conséquent, des techniques pour contrer les grandes pertes de propagation devraient être conçues. En outre, la conception d'un système de communication UWB-WCE doit tenir compte des particularités de la chaîne radio.

### **Localisation et suivi**

La résolution temporelle élevée des signaux UWB peut permettre la localisation et le suivi en temps réel des objets avec une grande précision. L'UWB a été démontré comme une technique efficace pour le suivi continu des personnes dans des environnements intérieurs. Elle est aussi utile pour les personnes dont leurs vies est assistées tel que chez les patients souffrant

de sérieuse perte ou réduction des capacités cognitives. Ces avantages pourraient également être exploités pour la localisation et le suivi précis des appareils médicaux dans le corps comme dans le WCE. Dans un milieu de propagation avec perte comme le corps humain la localisation précise est plus difficile que dans l'espace libre en raison de l'atténuation dépendant de la fréquence et des variations des vitesses d'onde EM (permittivité du milieu). Ce problème peut être réduit avec une combinaison d'un ensemble de récepteurs non corrélés, une application de principe de diversité et de l'informations sur l'état due canal a priori.

### **Radar médical**

Le radar UWB s'est imposé comme un outil utile pour les applications non médicales, comme l'imagerie à travers les murs et le radar pénétrant au sol. Au cours de la dernière décennie, plusieurs applications médicales possibles pour le radar UWB ont été également démontrées, notamment la détection des lésions internes telles que l'hématome intracrânien, la surveillance des fonctions respiratoires et cardiaques et l'imagerie du corps humain [51]. Une grande contribution à l'avancement de la technologie des radars médicaux a été le développement d'une famille de capteurs UWB connus sous le nom de radar à impulsions micropower (MIR) au Lawrence Livermore National Laboratory aux États-Unis. Aujourd'hui, le radar UWB permet une surveillance continue sans contact des battements du cœur et des voies respiratoires. Bien que l'outil principal utilisé dans le dépistage des maladies cardiovasculaires soit encore l'électrocardiogramme (ECG), la recherche en cours vise à extraire une quantité similaire d'informations cliniques à partir des échos des signaux UWB reçus.

### **L'imagerie médicale**

L'imagerie médicale avec le radar UWB implique la transmission d'une impulsion extrêmement courte dans le corps, et l'enregistrement du signal est rétrodiffusé à partir de différents endroits. L'imagerie médicale UWB présente plusieurs avantages par rapport aux techniques actuelles tels que l'imagerie par résonance magnétique (IRM), la tomodesitomé-

trie (CT), les rayons X et les ultrasons. Grace au radar UWB, une imagerie continue et sans contact est possible sans recours aux scanners volumineux et coûteux. L'imagerie UWB du coeur a également été démontrée dans une récente expérience de validation de concept [52] où une résolution suffisante pour l'observation des différentes parties mobiles du coeur a été obtenue. Malgré les résultats prometteurs attendus du système radar, l'amélioration de celui-ci nécessitent des techniques de traitement du signal plus performant.

### 1.3.2 Propriétés du réseau corporel sans fil

Contrairement aux WSNs conventionnels, les WBANs ont leurs propres caractéristiques. Les protocoles actuels et les techniques de traitement conçus pour les WSNs [24] ne sont pas toujours bien adaptés pour supporter un WBANs [53]. Nous décrivons dans ce qui suit les propriétés essentielles d'un WBAN :

**Ressources énergétiques limitées** : Étant donné que les noeuds des capteurs doivent être de petite taille, leurs ressources de batterie sont très limitées. En outre, bien qu'une longue durée de vie du noeud soit attendue (jusqu'à plusieurs années ou même des décennies pour les noeuds implantés), sa batterie n'est pas facilement rechargée ou remplacée. Par conséquent, l'efficacité énergétique est un paramètre crucial dans les WBANs.

**Égalité** : Tous les noeuds sont importants, mais ils ne sont ajoutés que lorsqu'ils sont nécessaires pour une application bien définie. Pour garantir au patient le meilleur soin et confort, le nombre de noeuds est habituellement réduit au minimum.

**Transmission à faible puissance** : Les transmissions de faible puissance sont indispensables pour minimiser les interférences et d'éviter des répercussions désastreuses sur la santé [54].

**Forte perte de propagation autour ou dans le corps humain** [55]- [56] : Le corps humain est considéré comme un milieu adverse pour la transmission. Lorsque les signaux sont transmis autour ou à travers le corps humain, ils peuvent subir une forte perte de propagation et sont considérablement atténués avant qu'ils atteignent le récepteur.

**Mobilité** : Puisque les patients peuvent se déplacer, les noeuds situés sur le corps humain peuvent être en mouvement. En revanche, les noeuds WSN sont habituellement considérés comme statiques.

### 1.3.3 Norme IEEE 802.15.6

Sur la base de la description figurant dans les sections précédentes, les normes et technologies existantes ne peuvent pas satisfaire les exigences et la réglementation de communication pertinente pour les applications WBANs. Par conséquent, une norme internationale devrait être conçue pour une communication sans fil à courte portée, faible puissance et pour une utilisation soit à proximité immédiate ou à l'intérieur d'un corps humain. Dans ce sens, le groupe de travail IEEE 802.15.6 a été formé par l'Association des normes IEEE. Ce dernier vise à développer une norme de communication autour du corps humain optimisée pour satisfaire une variété d'applications, y compris l'électronique médicale, l'électronique grand public, le divertissement personnel et autres [57].

Dans la norme IEEE 802.15.6 publiée en 2012, une introduction à la topologie générale du réseau a été présentée [58]. L'illustration dans la Figure 1.6 montre qu'il existe un seul coordinateur dans un réseau à un seul nœud WBAN. Les échanges de trames se produisent directement entre les nœuds et le coordinateur du WBAN. Dans un schéma étendue à deux sauts, le coordinateur et un nœud échangent leurs données éventuellement via un nœud relais. La norme définit également les nouvelles couches physique PHY et MAC pour les WBANs [59]- [60]. Pour la couche MAC, un mode d'accès multiple connu sous le nom d'accès aléatoire est pris en charge dans la norme, où le coordinateur informe les nœuds et leur accorde des intervalles de temps exclusifs pour transmettre ou recevoir des informations [61]- [62]. Pour la couche PHY [63]- [64]- [65], trois types différents sont adoptés dans la norme IEEE : 802.15.6 bande étroite, communication du corps humain (HBC : Human Body communication) et WBANs-UWB.

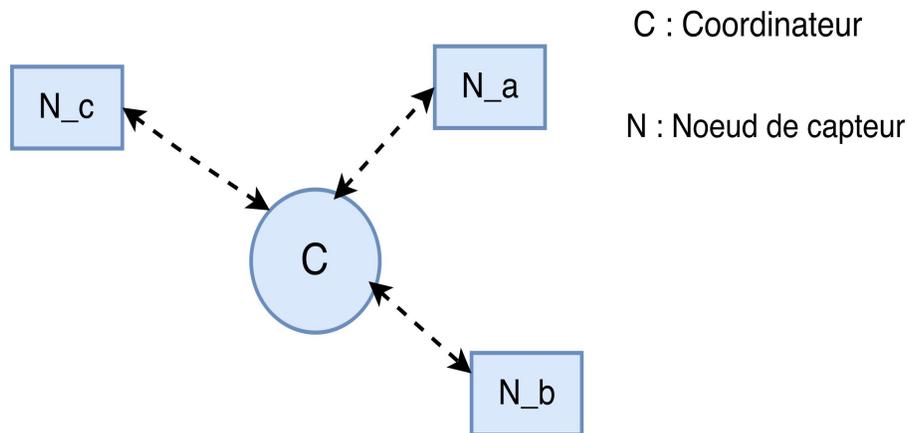


Figure 1.6 Topologie de réseau dans IEEE 802.15.6 standard.

### La bande étroite

La couche physique à bande étroite est responsable de l'activation ou la désactivation de l'émetteur-récepteur radio et de la réception des données. Un périphérique compatible doit être capable de supporter la transmission et la réception dans au moins une des bandes de fréquences suivantes : 402 MHz à 405 MHz, 420 MHz à 450 MHz, 863 MHz à 870 MHz, 902 MHz à 928 MHz, 950 MHz à 958 MHz, 2360 MHz à 2400 MHz et 2400 MHz à 2483,5 MHz. La puissance d'émission de l'émetteur dans ce type de systèmes est limitée. Par exemple, pour le mode low duty cycle se produisant à faible puissance sur une fréquence centrale de 403,65 MHz, l'émetteur doit être capable de transmettre au maximum -40dBm EIRP. Par contre ,lorsqu'il fonctionne dans un mode low duty cycle à faible puissance dans la bande de fréquences allant de 402 MHz à 405 MHz, l'émetteur doit être capable de transmettre au maximum -16 dBm EIRP. En adoptant un mode de fonctionnement dans toutes les autres bandes de fréquences, l'émetteur doit être capable de transmettre au moins -10dBm EIRP. Sur la base des recommandations de la norme, la transmission à bande étroite peut être utilisée pour les transmissions sur le corps et les implants.

## **HBC PHY**

Cette solution utilise le corps humain comme moyen de communication. La bande d'opération est centrée à 21 MHz avec une bande passante de 5,25 MHz.

## **UWB PHY**

La couche physique UWB est conçue pour offrir des performances robustes dans les WBANs pour une large possibilité d'implémentations avec une performance élevée en termes de : robustesse, complexité et puissance. Les niveaux de puissance du signal d'UWB sont de l'ordre de ceux utilisés dans la bande étroite. Ils fournissent ainsi des niveaux de puissance sécurisés pour le corps humain et une faible interférence avec d'autres dispositifs. La couche physique UWB peut être répartie en deux bandes : bande inférieure (3.25-4.75 GHz) et bande supérieure (6.6-10.25 GHz). Ces deux sont subdivisées en canaux de 500 MHz de bande passante. Afin de respecter les consignes de la norme, un périphérique UWB typique devrait prendre en charge au moins l'un de ces canaux [66].

### **1.4 Les principaux défis dans les réseaux corporels sans fil ultra large bande (UWB-WBANs)**

Pour répondre aux exigences imposées par diverses applications, plusieurs problèmes doivent être pris en charge dans le WBAN basé sur l'UWB. Les principaux paramètres à prendre en compte lors de la conception d'une couche physique WBAN basée sur UWB sont : l'impact de la modélisation des canaux, l'efficacité spectrale et de la durée de vie de la batterie [65].

#### **1.4.1 Modélisation de canal**

Le modèle du canal est important pour la conception et l'évaluation des techniques utilisées aux couches physiques dans les WBAN basées sur l'UWB. Le corps humain, en

tant que milieu à forte atténuation, a un impact important sur la propagation radio, ce qui implique l'utilisation d'une chaîne radio particulière. En outre, il existe une très grande disparité dans les caractéristiques de propagation dans différents scénarios de transmission. L'environnement dynamique en raison de la marche, le sprint et de la mobilité de l'humain rend plus difficile de concevoir un modèle de perte de trajet simple (Path Loss) pour les WBANs. Ainsi et afin de réaliser des systèmes optimisés pour les communications centrées sur le corps, une connaissance approfondie ou parfaite du modèle de canal est un défi majeur. Diverses recherches ont été menées sur la caractérisation du canal radio sur les WBANs dans différentes bandes de fréquences et différents environnements [66]- [67]. Tous ces modèles de canaux sont développés à partir d'un ensemble de mesures de propagation et sont destinés à fournir une base pratique pour la modélisation statistique du canal où les données de modélisation de propagation ont été mesurées dans une chambre d'hôpital et une chambre anéchoïque [68]. L'analyse montre que la perte de trajet des ondes diffractées autour du corps est beaucoup plus élevée que les ondes qui se déplacent le long du corps. Par exemple dans [69], des mesures du canal UWB dans le domaine temporel ont été menées pour étudier la propagation radio sur le corps dans la position assise.

Dans les architectures basées sur les WBANs, l'effet du mouvement corporel doit être pris en compte dans la pratique [66]- [70]. Sur la base des observations dans la littérature susmentionnée, il est souligné que la distribution de la fluctuation d'énergie reçue due au mouvement du corps (par exemple, les mouvements du bras) peut être modélisée en tant que distribution log-normale. Par ailleurs, le mouvement du corps vers l'avant et le côté n'a qu'un faible impact sur la puissance reçue. Des variations plus significatives sont observées lorsque les noeuds d'émission et de réception se situent dans différents côtés du corps humain.

### 1.4.2 Efficacité spectrale

Dans les systèmes de communication sans fil, l'efficacité spectrale mesurée en [bits/s/Hz] se réfère au taux d'information qui peut être transmis sur une bande passante donnée. C'est

une mesure de l'efficacité d'un spectre de fréquence limite utilisé par le protocole de couche physique [71]. Une expression générale de l'efficacité spectrale peut être donnée par :

$$SE = \log_2 (1 + SNR) \quad (1.2)$$

Où le SNR représente le rapport signal/bruit reçu.

Etant donné que le SNR reçu est influencé par la puissance d'émission et le gain du canal, l'efficacité spectrale est également affectée par ces deux paramètres. A rappeler que, vu que la densité spectrale de puissance PSD (Power Spectral Density) des signaux UWB est limitée par les règlements de la FCC ,une transmission de puissance ultra-faible est absolument nécessaire dans les WBANs. Les transmissions à très faible puissance avec une forte atténuation peuvent conduire à une efficacité spectrale insatisfaisante, bien que l'UWB puisse garantir une capacité de canal élevée en raison de sa large bande. Par conséquent, l'efficacité spectrale est un défi majeur dans les WBANs basées sur l'UWB.

Dans la référence [72], l'utilisation des communications à relais dans les WBAN solution intéressante pour minimiser les effets d'une perte importante et améliorer l'efficacité spectrale et la fiabilité de la transmission. Il est devenu clair que, l'application du concept de communication coopérative aux WBANs peut offrir plusieurs avantages. Des études ont été réalisées dans les WSNs pourtant sur l'efficacité spectrale des communications coopératives assistées par relais [73]- [74]- [75]. Dans [73], l'allocation de puissance entre une source et un relais a été optimisée pour maximiser l'efficacité spectrale dans les réseaux coopératifs à un seul relais. Dans [74], la stratégie de sélection de relais et d'allocation de puissance pour les réseaux multi-utilisateurs (AF : Amplify -and-Forward) a été étudiée afin de maximiser l'efficacité spectrale des utilisateurs. Dans [75], des schémas d'attribution de puissance et de sélection de relais ont été proposés pour atteindre l'efficacité spectrale maximale et la probabilité d'erreur minimale pour les réseaux coopératifs assistés par relais multiples. Ces études révèlent que la transmission coopérative est un moyen efficace qui peut grandement

améliorer l'efficacité spectrale dans les WSNs.

### 1.4.3 Efficacité énergétique

Un autre indicateur de performance clé des communications dans les WBAN basées sur l'UWB est l'efficacité énergétique. Les noeuds WBAN sont généralement alimentés par une batterie dont la puissance disponible est souvent restreinte. Dans certaines applications de mHealth, la durée de vie de la batterie doit durer jusqu'à plusieurs années sans intervention externes, un exemple étant le stimulateur cardiaque qui peut tenir au moins cinq ans [76]. Pour les noeuds d'implants, la durée de vie de la batterie est particulièrement cruciale. En outre, le remplacement ou la recharge fréquente de la batterie n'est pas réaliste. Cela peut causer du stress et des inconvénients au patient. En conséquence, l'utilisation des ressources énergétiques auxiliaires peut être inefficace.

Le concept de communication coopérative a été également appliqué aux WBAN afin d'améliorer l'efficacité énergétique. Dans [77], l'efficacité énergétique de la transmission coopérative a été étudiée. Dans [78], l'allocation optimale de la puissance et le déploiement du coordinateur ont été dérivés pour minimiser la consommation d'énergie pour diverses exigences du système dans les WBANs. Dans [5], la fiabilité et l'efficacité énergétique de la communication coopérative à deux sauts ont été évaluées théoriquement en termes de probabilité d'erreur par bits. Similairement à l'efficacité spectrale, la communication coopérative peut être implémentée dans les WBANs de manière efficace pour améliorer l'efficacité énergétique. Cependant, la performance de la communication coopérative à relais multiples doit être évaluée et adaptée pour améliorer l'efficacité énergétique.

### 1.4.4 Taux de bits et qualité de service

L'exigence sur le débit varie en fonction de l'application et du type de données à transmettre. Il peut aller de moins de 1 kb/s pour la surveillance de la température à 10 Mb/s pour la transmission vidéo. Le débit peut se référer à une liaison unique ou à plusieurs péri-

phériques qui transmettent et reçoivent des informations à un coordinateur en même temps (Plusieurs ECG de dérivation). Une liste des applications possibles avec leurs débits binaires est proposée dans [79]. Un niveau élevé du QoS devrait être garanti dans les applications médicales et militaires avec un débit binaire important [80]- [81] (Cas d'une transmission vidéo en temps réel). Pour satisfaire ce besoin en débit de données élevé la combinaison de la technique MB-OFDM (Multibande OFDM), avec d'autres technologies émergentes, à savoir multiple-input multiple-output (MIMO), peut apporter une amélioration significative en terme de : taux d'erreur, débit de transmission, portée et capacité du système [82].

## Conclusion

Dans ce chapitre, un aperçu complet des WBAN basés sur UWB a été résumé. La première section présente la technologie UWB, qui joue un rôle important dans les futurs systèmes de système de communication sans fil. Certains de ses avantages et propriétés distinctives dans l'architecture de transmission sont décrits. L'UWB est une technique prometteuse dans les architectures WBAN, grâce à son électronique simple et sa faible consommation d'énergie. La deuxième section de ce chapitre donne un aperçu sur les WBANs en tant que technologie sans fil émergente spécifique pour la télémédecine et la mHealth. Certaines caractéristiques de WBAN, y compris la taxonomie, les exigences, l'architecture de réseau simplifiée sont citées. Aussi, en se référant à la littérature standard et existante de l'IEEE 802.15.6, il est clair que l'UWB génère des avantages et contribue fortement aux communications portables dans les WBANs. Ce chapitre se termine par les principaux défis lors de la conception d'un système de communication corporel. Pour concevoir un système de communication corporel UWB-WBAN efficace ; l'impact de la modélisation du canal, l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique est d'une importance fondamentale. Ainsi, notre travail de recherche est axé sur le développement de nouveaux schémas optimaux afin de minimiser efficacement l'architecture d'émetteur/récepteur et d'obtenir un compromis satisfaisant d'efficacité énergétique.

---

# CHAPITRE 2

## Les canaux de communication corporels sans fil IEEE 802.15.6

### 2.1 Introduction

Dans la phase d'évaluation de la performance des systèmes de communication sans fil, une connaissance approfondie ou parfaite du modèle de canal est un défi majeur dans la conception et l'optimisation de ceux-ci. Les communications corporelles sans fil diffèrent des communications radio traditionnelles en raison des effets de proximité du corps humain. Le tissu humain est un matériau diélectrique complexe avec une permittivité relativement élevée et une certaine conductivité. Les signaux radio qui se propagent dans le corps sont significativement affectés par le tissu humain [83]. Le signal résultant reçu dépend de l'effet du canal de transmission, de la distance entre l'émetteur et le récepteur, de la position du récepteur, des propriétés diélectriques du tissu le long du canal de transmission, et des courbures du corps. La première étape pour explorer et étudier les communications autour du corps humain est donc la modélisation du canal. En effet, un modèle de canal de propagation adéquat est essentiel pour la conception d'un système de communication sans fil. Les limites de performance ultimes des systèmes de communication corporelle, ainsi que la performance des systèmes pratiques sont déterminées par le canal dans lequel elles opèrent.

Les canaux corporels peuvent être classés en canaux portables (wearable) et en canaux d'implantation (implantable) en fonction des emplacements des dispositifs émetteurs/récepteurs soit à l'intérieur ou à l'extérieur du corps. Les canaux portables comportent tous des dispositifs sur le corps (on-body), tandis que les canaux d'implantation comportent des dispositifs à l'intérieur du corps (in-body). Les dispositifs in-body communiquent avec des dispositifs on-body ou hors du corps (off-body). La figure 2.1 illustre plusieurs canaux typiques de la communication corporelle [55]. Le canal A est un canal in-body, B est un canal de communication à l'intérieur du corps vers un dispositif sur le corps (in-to-on-body channel), C est un canal sur le corps (on-body) et D est un canal sur le corps vers un canal hors-corps (on to off-body channel). En fonction de la manière dont les ondes électromagnétiques se propagent entre deux dispositifs, le canal C peut être caractérisé comme un canal de visibilité directe (LOS : Line-of-sight) ou bien un canal NLOS (non-line-of-sight) lorsqu'il n'y a pas de trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Le scénario avec un périphérique placé devant le corps et l'autre à l'arrière du corps est caractérisé par une propagation NLOS ; dans laquelle les ondes électromagnétiques peuvent subir des pertes en raison de la diffraction autour du corps. La technologie de l'endoscope de capsule sans fil utilise le canal B où la capsule absorbée peut prendre des photos pendant son parcours à travers le tube digestif et transmettre les données biologiques en temps réel de l'intérieur du corps aux dispositifs médicaux sur le corps. Alternativement, le récepteur médical peut être situé hors du corps à une courte distance et alors un canal composé de B et D est fonctionnel. Un stimulateur cardiaque implanté dans la poitrine, qui communique avec un dispositif marche / arrêt, résulte également une chaîne d'implants ressemblant à B ou B plus D. Les caractéristiques de propagation des ondes dans le corps humain sont très compliquées. Il existe des phénomènes d'absorption dans le corps humain en raison de la perte des propriétés diélectriques du tissu et aussi de la diffusion causés par la nature hétérogène de tissu humain. Le signal transmis est donc largement atténué. De plus, des diffractions et des ondes rampantes existent le long de la surface du corps, où l'évanouissement (fading) survient en raison de la diffraction dans les régions du corps avec

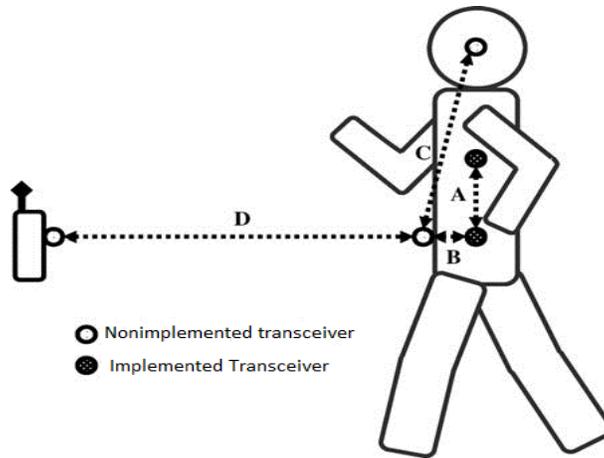


Figure 2.1 Exemple de canaux de communication typiques pour les réseaux corporel sans fil [84].

un fading important (shadowed regions). En outre, comme le corps humain peut prendre différentes postures, où une ou plusieurs parties du corps peuvent se déplacer pendant la communication, plusieurs canaux sont créés entre l'émetteur et le récepteur afin que le signal transmis soit capté. Le signal reçu dans un dispositif de réception est la superposition de plusieurs répliques du signal émis atténuée, retardées, et variant dans le temps. Par conséquent, ce signal est complètement modifié (communication multi-trajets).

Un canal sur le corps (on-body) peut souffrir d'un évanouissement et d'un ombrage (shadowing) multi-trajets en raison des postures et des mouvements du corps. Un canal à l'intérieur du corps (in-body) subit une forte atténuation du signal pendant la transmission. Pour les différentes bandes fréquentielles UWB, MICS et HBC, les caractéristiques du canal seront également différentes en raison des propriétés diélectriques dépendantes de la fréquence utilisée lors de la transmission corporelle. La modélisation des canaux doit donc prendre en compte les caractéristiques de propagation des ondes dans le corps dans le contexte de différents types de canaux ainsi que de différentes bandes de fréquences.

Ce chapitre présente une description du modèle de canal corporel IEEE 802.15.6 adopté dans cette thèse. D'abord, les différents phénomènes physiques qui affectent le signal lors

de sa propagation dans un canal radio seront décrits. Les paramètres de la propagation dans un réseau corporel WBAN tels que l'affaiblissement de parcours (PathLoss), la diffraction, la réfraction et les multi-trajets. Enfin, une étude particulière des modèles de canal CM3 (surface du corps vers surface du corps) et le modèle de canal CM4 (surface du corps vers l'extérieur) sera présentée.

## 2.2 Le modèle de propagation IEEE 802.15.6

Les noeuds dans les WBANs sont dispersés dans et sur la surface du corps [85]. Ils créent de multiples canaux de transmission entre eux. Afin de réaliser des systèmes optimisés pour les communications centrées sur le corps, une connaissance approfondie de la chaîne radio est d'une importance extrême. Plusieurs travaux ont été réalisés sur différents scénarios de communication, définis par la position relative des périphériques [55]. La caractérisation des canaux pour les transmissions entre les dispositifs implantés est démontrée dans [86]-[87] pour la bande MICS. La propagation dans le corps à 2,45 GHz est étudiée dans [88]-[89] pour différents tissus humains. En tant que bande de fréquence prometteuse pour les communications dans le corps, le canal ultra large bande est décrite dans [90], [91]. Les modèles d'affaiblissement de parcours pour les canaux entre les implants et les dispositifs on-body sont détaillés dans [89] - [92]. Les canaux entre un dispositif implanté et un autre placé à l'extérieur du corps humain (un point d'accès, un ordinateur portable, etc.) sont caractérisés dans [93] - [94] pour la bande MICS et tiennent compte des mouvements humains et de l'effet environnemental.

Selon la géométrie exacte de la liaison sans fil, certains canaux BAN peuvent également utiliser la propagation dans l'espace libre par exemple la liaison ventre-poignet (waist to wrist), ainsi que la propagation multi-trajets, par lequel les transmissions des signaux d'un nœud sur le corps sont renvoyées sur le même corps [95]- [96]- [97]. Étant donné que les nœuds conçus pour les applications BAN seront utilisés à proximité immédiate du corps humain, ils seront soumis aux effets d'interaction antenne-corps. Ces inconvénients causent des distor-

sions du rayonnement et des changements de l'impédance de l'antenne ; ce qui peut dégrader l'efficacité des BANs et réduit la fiabilité du signal [98]- [99]- [100]. Les canaux BANs sont sensibles aux changements environnementaux et aux mouvements du corps humain tels que : la mobilité inhérente, et les variations de la forme corporelle provoquées par le mouvement et les processus physiologiques tels que la respiration [101]- [95]- [102]. La standardisation des communications dans les BANs a été en grande partie effectuée par l'Institut d'ingénierie électrique et électronique IEEE 802.15 Task Group 6 qui a été fondé en novembre 2007. La norme IEEE 802.15.6 [58] est apparue en février 2012 et définit les couches physiques PHY et MAC pour les transmissions à courte portée dans ou autour du corps humain. La création de cette norme optimise la complexité, le coût et la puissance. Son but est d'assurer une communication sans fil hautement fiable pour répondre à une variété d'applications à la fois médicales et non médicales. La large gamme de champs d'applications possibles dans lesquels les BANs peuvent être utilisés conduit à une grande variété de choix de couches physiques. La définition d'une couche PHY unique n'a pas encore permis de trouver une solution réalisable. Par conséquent, le groupe de normalisation IEEE 802.15.6 a proposé trois alternatives différentes : une couche physique à bande étroite centrée sur différentes fréquences, une couche physique UWB et une communication de corps humain HBC. La figure 2.2 résume graphiquement le diagramme d'attribution de spectre de toutes les fréquences disponibles pour les applications BAN avec la spécification du pays et de la région concernée.

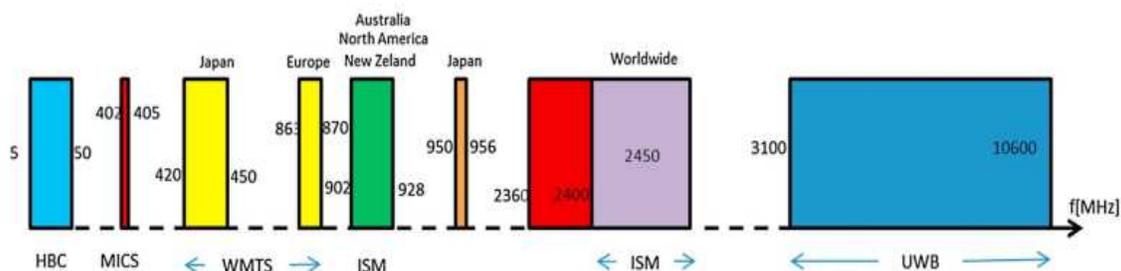


Figure 2.2 Bandes de fréquences WBAN allouées dans différents pays.(UWB est définie par la Commission Fédérale des Communications aux États-Unis).

### 2.2.1 Modèles de canaux à bande étroite

Les caractéristiques du canal sans fil pour les applications BAN dépendent d'un grand nombre de paramètres. Donc, il est souvent plus facile d'analyser ces canaux à l'aide de statistiques où d'utiliser un scénario particulier. Pour simplifier d'avantage l'analyse, les canaux BAN sont souvent étudiés dans différents environnements avec des actions d'utilisateurs spécifiques considérées séparément (par exemple la position debout dans un couloir, le mobile dans une zone ouverte). Ces résultats d'analyse statistique peuvent être soit utilisés séparément ou agrégés pour créer des modèles de canaux BAN plus génériques. Dans la plupart des cas, le canal est considéré comme stationnaire, ce qui signifie que le premier et deuxième moment ne varient pas en fonction du temps. Dans la norme IEEE 802.15.6, les bandes fréquentielles adoptées dans le standard à bande étroite sont : 402-405 MHz, 420-450 MHz, 863-870 MHz, 902-928 MHz, 950-958 MHz, 2,36-2,4 GHz et 2,4-2,4835 GHz [103]. Cependant, la plupart des travaux sur la modélisation des canaux présentés dans la littérature ont porté sur 868 MHz et en particulier sur les bandes ISM mondiales 2,36-2,4 GHz, puisque la technologie radio est déjà partiellement disponible sur le marché. Dans ce qui suit, nous décrivons le modèle IEEE 802.15.6 adopté dans cette thèse puis, nous examinerons les canaux de communications hors-corps (CM4) ainsi que ceux sur le corps (CM3).

### 2.2.2 Modèle des canaux IEEE 802.15.6 ultra large bande

En raison de ses caractéristiques, l'ultra large bande a été rapidement considérée comme une technologie clé pour les BANs, ce qui a entraîné un grand nombre d'études sur la caractérisation et la modélisation des canaux [104]- [105] - [106]. Yazdandoost et Sayrafian ont présenté le document final du sous-comité de modélisation IEEE 802.15.6 fournissant des modèles de canaux à utiliser dans les réseaux corporels [55]. Les modèles de canaux sont utilisés comme une plate-forme commune pour évaluer les performances de la couche physique à partir de la bases de données. Le groupe de normalisation a soumis une liste de scénarios dans laquelle les périphériques compatibles IEEE 802.15.6 devraient fonctionner.

Leurs descriptions et les bandes de fréquences d'intérêt sont données ci-dessous au tableau 2.1. Ces scénarios ont été déterminés en fonction du positionnement physique des noeuds, par conséquent, les trois types différents de noeuds susceptibles d'être rencontrés dans les BANs sont :

**Le noeud d'implant** : Il est placé à l'intérieur du corps humain immédiatement sous la peau ou plus profondément à l'intérieur du tissu corporel.

**Le noeud de la surface** : Il est placé sur la surface de la peau humaine ou éloigné à une distance maximale de 2 cm.

**Le noeud externe** : Il n'y a aucun contact entre le noeud et la peau humaine puisque celui-ci est éloigné de quelques centimètres jusqu'à 5 m hors du corps.

Dans le tableau 2.1, les scénarios sont regroupés en classes qui peuvent être représentées par le même modèle de canal (CM). Il est important de noter que le modèle de canal pour les scénarios impliquant des dispositifs implantés est fondamentalement différent de celui qui caractérise les communications corporelles de surface. Pour cette raison, les modèles de canaux sont divisés en deux sous-canaux : CM1 et CM2 pour les modèles de canaux impliquant au moins un dispositif d'implant, et CM3 et CM4 pour la communication de la surface du corps à la surface du corps ou aux communications avec des noeuds externes. Une représentation graphique des scénarios possibles est présentée sur la figure 2.2.

### 2.2.3 Propriétés électriques des tissus corporels

Le corps humain n'est pas un moyen idéal pour la transmission des ondes radiofréquences. Il est partiellement conducteur et se compose de matériaux de différentes constantes diélectriques, d'épaisseurs et d'impédances caractéristiques. Par conséquent, en fonction de la fréquence de fonctionnement, le corps humain peut entraîner des pertes élevées causées par l'absorption de puissance, le décalage de la fréquence centrale et la destruction du motif de rayonnement. Les effets d'absorption varient en grandeur avec la fréquence appliquée et les caractéristiques du tissu [107]- [108], [109] et [110].

Scenario	Description	Bande de fréquence	Canal
S1	Implant vers Implant	402-405 MHz	CM1
S2	Implant vers surface du corps	402-405 MHz	CM2
S3	Implant vers l'extérieure	402-405 MHz	CM2
S4	Surface du corps vers surface du corps (LOS)	13.5, 50, 400,600, 900 MHz 2.4 GHz 3.1-10.6 GHz	CM3
S5	Surface du corps vers surface du corps (NLOS)	13.5, 50, 400,600, 900 MHz 2.4 GHz 3.1-10.6 GHz	CM3
S6	Surface du corps vers l'extérieure (LOS)	900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4
S7	Surface du corps vers l'extérieure (NLOS)	900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4

Tableau 2.1 Liste des scénarios et leurs descriptions.

## 2.3 La caractérisation des canaux

### 2.3.1 Types de modèles

Dans tous les cas, deux types de modèles peuvent être générés :

- Un modèle théorique ou mathématique : Ce modèle est traçable selon les principes fondamentaux de la propagation électromagnétique et permettra une modélisation précise d'une situation spécifique au niveau de la liaison radio.
- Un modèle empirique : Il est destiné à une exploration détaillée en prenant en considération l'influence des structures corporelles sur les modèles d'antenne. Il faudra alors une description précise de l'environnement de propagation.

### 2.3.2 Evanouissement (Fading)

Dans les communications corporelles sans fil, les ondes radio sont principalement affectées par trois modes différents de phénomènes physiques : réflexion, diffraction et l'ombrage (shadowing), qui sont causés par le mouvement du corps ainsi que sa posture. L'autre facteur possible affectant la communication par une fluctuation de l'information est les multi-trajets.

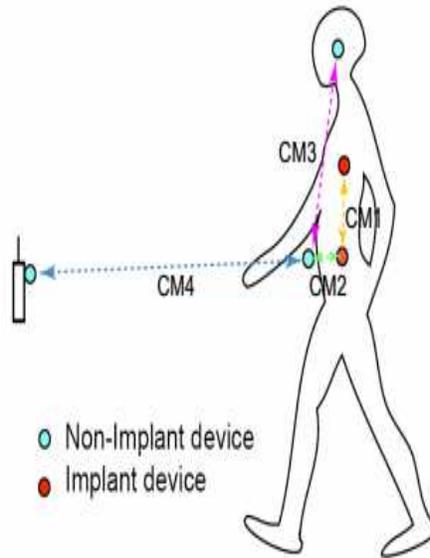


Figure 2.3 Les différents canaux de communication possibles pour les réseaux corporels sans fil.

L'évanouissement peut être scindé en deux catégories : l'évanouissement à petite échelle (Small Scale Fading) et l'évanouissement à grande échelle (Large Scale Fading).

### L'évanouissement à petite échelle (small scale fading)

L'évanouissement à petite échelle se réfère aux changements rapides de l'amplitude et de la phase du signal reçu dans une petite zone locale. Ces variations sont dues aux petits changements de l'emplacement d'un nœud sur le corps ou la position du corps dans un court laps de temps donné. Ce type d'évanouissement est provoqué par l'interférence constructive et destructive due à la superposition de plusieurs versions du signal multi-trajets qui arrivent au récepteur. L'évanouissement à petite échelle peut être divisé en un évanouissement plat et évanouissement sélectif en fréquence en fonction de la bande du signal et de la bande passante du canal. La moyenne de l'atténuation entre chaque position de l'antenne sur le corps et chaque emplacement de l'antenne dans une chambre éliminera l'effet de l'évanouissement à petite échelle généré par les des petits changements dans la position du corps.

## L'évanouissement à grande échelle (large scale fading)

L'évanouissement à grande échelle se réfère au mouvement sur de vastes zones. Il s'agit relativement de grandes distances entre les positions de l'antenne sur le corps et le noeud externe (domicile, bureau ou hôpital). Cet évanouissement est causé par l'affaiblissement du parcours (Path Loss) en fonction de la distance et l'effet de l'ombrage (Shadowing) dû à la présence d'obstacles incontournables entre l'émetteur et le récepteur.

### 2.3.3 Affaiblissement de parcours (Path Loss)

Contrairement aux communications sans fil traditionnelles, l'atténuation de parcours pour les systèmes de réseau corporel dépend de la distance et de la fréquence. La dépendance en fréquence des tissus corporels doit être prise en considération. Le modèle d'affaiblissement de parcours en  $dB$  entre les antennes d'émission et de réception dans l'espace libre, en fonction de la distance  $d$ , est décrit par la formule de Friis [111] - [112] :

$$PL(d) [dB] = PL_0 + 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (2.1)$$

Où  $PL_0$  est l'affaiblissement de parcours à une distance de référence  $d_0$  et  $n$  est l'exposant de perte.

### 2.3.4 Ombrage (Shadowing)

En raison de la variation de l'environnement autour du corps ainsi que le mouvement des différentes parties du corps, le path loss sera différent de la valeur moyenne pour une distance donnée. Ce phénomène s'appelle l'ombrage (shadowing). Il reflète la variation de l'affaiblissement de parcours autour de la moyenne. L'ombrage shadowing devrait être considéré pour les positions stationnaire et non stationnaires du corps. L'affaiblissement de parcours PL peut être exprimée par l'équation :

$$PL = PL(d) + S \quad (2.2)$$

Où  $PL(d)$  a déjà été introduit par l'équation (2.1) et  $S$  représente la composante de l'ombrage.

### 2.3.5 Profil de retard de puissance

En raison des réflexions multi-trajets, la réponse du canal BAN ressemble à une série d'impulsions. En pratique, le nombre d'impulsions que l'on peut distinguer est très important et dépend de la résolution du temps du système de mesure. Le profil de retard de puissance du canal est une puissance moyenne du signal en fonction du retard par rapport au premier trajet d'arrivée [113].

Le délai moyen des retards (Mean excess delay) et l'étalement du retard RMS (RMS Delay Spread) sont également des paramètres utiles pour caractériser le milieu de propagation. Soit  $\tau_k$  le retard qui correspond au  $k^{\text{ème}}$  trajet, et  $a_k P(\tau_k)$  représentent l'amplitude et la puissance respectivement. Le retard délai moyen est donné par le premier moment du profile de puissance PDP (Power Decay Profile) :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} \quad (2.3)$$

L'étalement du retard qui est l'écart type des retards  $\sigma_\tau$  est donné par la racine carrée du deuxième moment central de la PDP :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.4)$$

En général, la bande de cohérence, appelée  $B_c$ , est inversement proportionnelle à l'étalement temporel du signal :  $B_c = \frac{1}{\sigma_\tau}$

## 2.4 Le modèle de canal multi-trajets

Dans les communications sans fil, le phénomène de propagation multi-trajets est dû à la combinaison constructive et destructive des composantes des signaux retardés, réfléchis, dispersés et diffractés. Les variations à petite échelle d'un signal radio mobile peuvent être directement liées à une réponse impulsionnelle du canal radio mobile. La réponse impulsionnelle est une caractérisation d'un canal à large bande. Elle contient toutes les informations nécessaires pour simuler ou analyser tout type de transmission radio à travers le canal. Cela découle du fait qu'un canal radio mobile peut être modélisé en tant qu'un filtre linéaire avec une réponse impulsionnelle variable dans le temps. La nature filtrante du canal est due à la sommation des trajets multiples retardés. La réponse impulsionnelle est utilisée pour prédire et comparer les performances de nombreux systèmes de communication sans fil.

Les modèles de canaux multi-trajets ont été déjà largement étudiés dans les communications sans fil intérieures et extérieures. Plusieurs modèles sont disponibles pour les transmissions à bande étroite et à large bande [114]- [115] - [116]. Le modèle du canal proposé par Saleh Valenzuela, parfois abrégé du modèle S-V, a fourni une formalisation complète et standardisée sur la modélisation statistique pour la propagation à trajets multiples à l'intérieur d'espace clos (Indoor). Pour le modèle de multi-trajets d'un réseau corporel sans fil (WBANs), des efforts ont également été réalisés ces dernières années sur la base d'approches principalement expérimentales [67]- [117] - [118].

### 2.4.1 Modèle Saleh-Valenzuela (S-V)

Il a été vérifié par des mesures intenses du canal intérieur que les instants d'arrivées des composantes retardées par trajet multiple peuvent être modélisés par la loi de Poisson. Puis, Saleh et Valenzuela ont proposé un nouveau modèle de canal après avoir constaté, à partir des mesures de canal intérieur, qu'il existe plusieurs groupes (clusters) retardés et atténués, chacun avec des trajets multiples [115]. La figure 2.4 illustre le modèle de canal S-V avec

plusieurs clusters, dont chacun est associé à un ensemble de trajets. Les instants d'arrivée

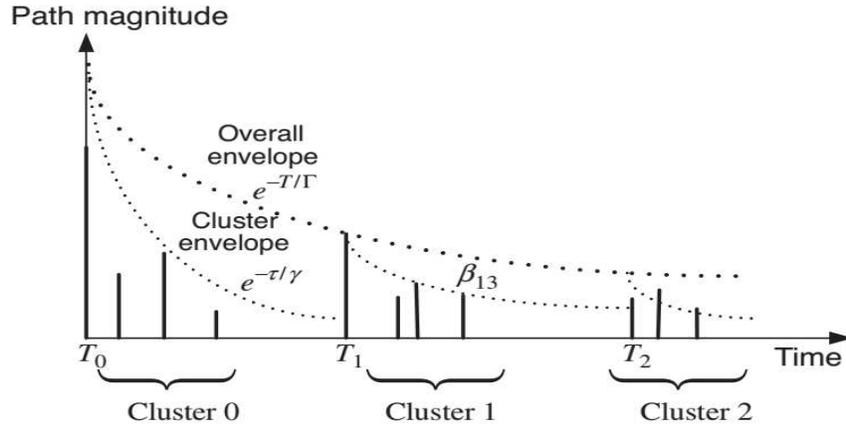


Figure 2.4 Illustration du modèle Saleh-Valenzuela.

des cluster ainsi que les trajets dans chaque cluster suivent un processus de Poisson. Plus précisément, l'instant d'arrivée du premier trajet dans le  $m^{\text{ème}}$  cluster désigné par  $T_m$ , est modélisée par un processus de Poisson avec un taux d'arrivée moyen de  $\Lambda$ . Tandis que les temps d'arrivée des trajets dans chaque cluster sont modélisés par un processus de Poisson avec un taux d'arrivée moyen  $\lambda$ . Ensuite, on peut montrer que les distributions des temps d'arrivée inter-clusters et des temps d'arrivée inter-trajets sont donnés par les distributions exponentielles suivantes :

$$f_{T_m}(T_m/T_{m-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_m - T_{m-1})], m = 1, 2 \quad (2.5)$$

Et

$$f_{\tau_{r,m}}(\tau_{r,m}/\tau_{(r-1),m}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{r,m} - \tau_{(r-1),m})], r = 1, 2 \quad (2.6)$$

Où  $\tau_{r,m}$  désigne l'instant d'arrivée du  $r^{\text{ème}}$  trajet du  $m^{\text{ème}}$  cluster.

L'instant d'arrivée du premier trajet dans le  $m^{\text{ème}}$  cluster est  $\tau_{0,m}$ , est définie comme l'instant d'arrivée du  $m^{\text{ème}}$  cluster,  $T_m$  (c'est-à-dire  $\tau_{0,m}=T_m$ ). La réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h(t) = X \sum_{m=0}^M \sum_{r=0}^R \beta_{r,m} e^{j\theta} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (2.7)$$

Où  $m$  est l'indice des clusters,  $r$  est l'indice du trajet à l'intérieur du cluster,  $X$  est une variable aléatoire d'amplitude qui suit une loi de type log-normal,  $\beta_{r,m}$  représente le coefficient d'amplitude du  $r^{\text{ème}}$  trajet du  $m^{\text{ème}}$  cluster,  $\theta_{r,m}$  est la phase associée au trajet  $r$  au sein du cluster  $m$  ( $\theta_{r,m} \in [0, 2\pi]$ ) Pour chaque trajet d'indices  $m, r$  la puissance moyenne  $\overline{\beta_{r,m}^2}$  qui est la moyenne temporelle des puissances  $\beta_{r,m}^2$ , et donné par :

$$\overline{\beta_{r,m}^2} = \overline{\beta_{0,0}^2} e^{T_m/\Gamma} e^{-\tau_{r,m}/\gamma} \quad (2.8)$$

$\overline{\beta_{0,0}^2}$  est la puissance moyenne du premier trajet du premier cluster.  $\Gamma$  et  $\gamma$  désignent la constante du temps pour l'atténuation exponentielle de puissance dans le cluster et le trajet.

Comme le montre la figure 2.4, le modèle du canal S-V est un modèle à retard exponentiel dans lequel la puissance moyenne du cluster décroît exponentiellement selon un terme  $e^{-T_m/\Gamma}$ ; tandis que la puissance moyenne des trajets dans chaque cluster décroît d'une façon exponentielle selon le un terme  $e^{-\tau_{r,m}/\gamma}$ .

#### 2.4.2 Modélisation du canal CM3 pour la bande (3.1-10.6 GHz) (surface du corps vers surface du corps)

Le modèle d'affaiblissement de parcours suivant est basé sur des mesures qui couvrent des fréquences de 3.1-10.6 GHz. La configuration de mesure, la dérivation et l'analyse de données se trouvent dans [68]. Le tableau ci-dessous résume le modèle et les paramètres correspondants :

Où  $a$  et  $b$  sont les coefficients d'ajustement linéaire,  $d$  est la distance entre l'émetteur et le récepteur en (mm),  $N$  est une variable aléatoire avec une distribution normale de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_n$ , Un modèle de profil de retard de puissance (PDP) pour la gamme

	Salle d'hôpital	Chambre anéchoïque
Modèle d'affaiblissement de parcours (Path Loss Model)	$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N$	
a	19.2	34.1
b	3.38	-34.1
$\sigma_n$	4.40	4.85

Tableau 2.2 Le modèle d'affaiblissement de parcours du canal CM3.

(3.1 - 10.6 GHz) est également donné dans [68], Le tableau 2.3 ci-dessous résume ce modèle et les paramètres correspondants.

PDP Model	$h(t) = \sum_{l=1}^L a_l j(\phi_l) \delta(t - t_l)$ $10 \log_{10}  a_l ^2 = \{\gamma_0 + 10 \log_{10}(\exp(-\frac{t}{\Gamma})) + S\}$ $p(t_l/t_{l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(t_l - t_{l-1}))$ $P(L) = \frac{\bar{L}^L \exp(-\bar{L})}{L!}$ $\phi_l$ est modélisé par une distribution uniforme sur $[0, 2\Pi]$	
$a_l$	$\gamma_0$	-4.60 dB
	$\Gamma$	59.7
	$\delta_s$	5.02 dB
$t_l$	$\frac{1}{\lambda}$	1.85 ns
$L$	$\bar{L}$	38.1

Tableau 2.3 Un modèle de profil de retard de puissance (PDP) du CM3.

Où  $a_l$ ,  $t_l$ ,  $\phi_l$  représentent respectivement l'amplitude, l'instant d'arrivé et la phase du  $l^{\text{ème}}$  trajet.  $L$ . Dans le modèle PDP, les paramètres utilisés sont définis comme suit :

Le nombre de trajets d'arrivée.

$\delta(t)$  : La fonction Dirac.

$\Gamma$  : La décroissance exponentielle avec un facteur Rician.

$S$  : Une distribution normale avec une moyenne zéro et un écart type  $\delta_s$ .

$\lambda$  : Taux d'arrivée de trajet.

$\bar{L}$  : Le nombre moyen de  $L$ .

### 2.4.3 Modèle d'affaiblissement de parcours

Le modèle d'affaiblissement de parcours suivant est basé sur des mesures qui couvrent des fréquences de 3.1-10.6 GHz. L'établissement de la mesure, la dérivation et l'analyse des données se trouvent dans [119]. Le tableau ci-dessous résume les paramètres correspondants.

Le Modèle d'affaiblissement de parcours (Path Loss)	$PL(d)[dB] = P_0[dB] + 10n\log_{10}(d/d_0) + N$		
Autour du torse			
Séparation d'antenne de la surface du corps	0 mm	5 mm	10 mm
$P_0[dB]$	56.1	48.4	45.8
$d_0[m]$	0.1	0.1	0.1
$n$	5.8	5.9	6.0
Au long du torse			
Séparation d'antenne de la surface du corps	0 mm	5 mm	
$P_0[dB]$	56.5	44.6	
$d_0[m]$	0.1	0.1	
$n$	3.1	3.1	

Tableau 2.4 Le modèle d'affaiblissement de parcours

Où  $n$  est l'exposant d'affaiblissement de parcours,  $P_0$  est l'affaiblissement de parcours à la distance de référence, et  $d_0$  est la distance de référence.

### 2.4.4 Modélisation du canal CM4 pour la bande (3.1-10.6 GHz) (Surface du corps vers l'extérieur)

La mesure des caractéristiques du canal dans la bande de fréquence correspondant à la communication ultra large bande (3.1-10.6 GHz) a été effectuée dans [120]. Les caractéristiques de l'antenne sur le corps ont été mesurées dans une chambre anéchoïque, tandis que les mesures des canaux ont été effectuées dans un environnement de bureau. Pour cette mesure, l'antenne  $T_X$  est fixée près du mur, tandis que les positions de l'antenne  $R$  (placé

sur le corps) dans un environnement de bureaux. Il faut noter que l'effet du sol est pris en considération dans les mesures. Toutes les données ont été calculées en moyenne par l'analyse statistique ; par conséquent, les données détaillées de chaque mesure ne sont pas fournies. Les détails supplémentaires sur la configuration, la dérivation et l'analyse des données se trouvent dans [120].

Modèle	$h(t) = \sum_{m=0}^{L-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m)$ $ \alpha_m ^2 = \Omega_0 e^{-\frac{\tau_m}{\Gamma} k [1 - \delta(m)]^\beta}$ $k = \Delta k (\ln 10 / 10)$ $\tau_0 = d/c$ $\beta \sim \text{lognormal}(0, \sigma)$		
Direction du corps	$\Gamma [ns]$	$k(\Delta k [dB])$	$\sigma [dB]$
0	44.6346	5.11	7.30
90	54.2868	4.348	7.08
180	53.4186	3.638	7.03
270	83.9635	3.983	7.19

Tableau 2.5 Modèle du canal CM4 pour la bande (3.1-10.6 GHz).

Dans le tableau 2.5 détaillant le modèle où  $h(t)$  est la réponse impulsionnelle du canal,  $L$  est le nombre de trajets d'arrivée, modélisé comme variable aléatoire de Poisson avec une moyenne  $L = 400$ ,  $a_m$  est l'amplitude de chaque trajet,  $\tau_m = (m = 1 \dots L - 1)$  est l'instant d'arrivée du trajet, modélisé comme un processus aléatoire de Poisson avec un taux d'arrivée  $\lambda = 1/(0.50125ns)$ ,  $k$  est l'effet du  $k$  - *facteur* (NLOS) reflétant le rapprochement du scénario NLOS,  $d$  est la distance entre l'émetteur  $T_X$  et le récepteur  $R_X$ , et  $c$  est la vitesse de la lumière.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques principales de la communication corporelle sans fil et les différents phénomènes physiques s'y produisant et affectant la propagation de l'onde radio autour du corps humain. Nous avons décrit ensuite les modèles de canal IEEE 802.15.6 ultra large bande adoptés dans le cadre de cette thèse à savoir : le modèle CM3 (surface du corps vers surface du corps) et le modèle de canal CM4 (surface du corps vers l'extérieur).

---

# CHAPITRE 3

## Les systèmes de communication coopérative

### 3.1 Introduction

Les réseaux de capteurs sans fil ont récemment attiré de plus en plus l'attention des chercheurs et des industriels, étant une technologie exploitable dans différents domaines. Un nombre considérable d'applications nécessite la transmission de données acquises en utilisant les ressources disponibles. Cependant, la dégradation du signal résultant de la propagation par trajets multiples qui est une forme de distorsion, doit être combattue par l'utilisation des techniques de diversité. Cette diversité est obtenue par la transmission de signaux redondants sur des canaux indépendants, conjointement avec une combinaison de récepteurs appropriée pour réduire les distorsions du canal. Les techniques de diversité spatiale à antennes multiples sont particulièrement intéressantes car elles peuvent être facilement combinées avec d'autres formes de diversité. Comme exemples de celles-ci, on note la diversité temporelle ou fréquentielle qui offrent des gains de performance lorsque d'autres formes de diversité ne sont pas disponibles. Pour améliorer les débits de données et la portée des systèmes UWB, l'application de la technologie MIMO a suscité un intérêt considérable. Celle-ci représente une également technique puissante pour l'atténuation et la réduction des interférences. Les systèmes MB-OFDM peuvent atteindre un gain de multiplexage aussi élevé que les systèmes OFDM à large bande. Lorsque les terminaux de capteurs sans fil ne peuvent pas être équi-

pés d'antennes multiples comme dans le cas des WBAN, la communication coopérative a été suggérée comme une configuration alternative à faible coût qui est capable d'exploiter la diversité spatiale. Une sélection du meilleur relais peut être utilisée pour exploiter efficacement et d'une façon économique les ressources. Dans ce chapitre, le codage spatio-temporel STBC est d'abord présenté. Ensuite, une approche générale pour la communication coopérative dans le système corporel haut débit est introduite. Enfin, la technique proposée dans le cadre de cette thèse pour la sélection du meilleur relais dans un système corporel sans fil est amplement détaillée.

### 3.2 Les techniques de diversité

Pour lutter contre l'effet néfaste de l'évanouissement dans les canaux sans fil, des copies indépendantes du signal transmis sont envoyées à la même destination sur des canaux différents. Par conséquent, l'utilisation d'une technique de combinaison appropriée des signaux reçus, même en présence d'évanouissements destructifs, permet d'extraire plus d'informations sur le signal transmis. Dans cette perspective, il existe différentes techniques pour exploiter la diversité disponible dans un canal sans fil, parmi lesquelles :

#### 3.2.1 Diversité Temporelle

Dans cette forme de diversité, le même signal est transmis dans des fenêtres temporelles différentes séparées par un intervalle plus long que le temps de cohérence du canal. La diversité temporelle peut généralement être obtenue via le codage et l'entrelacement. En d'autres termes, le signal transmis est codé puis dispersé dans le temps selon différentes périodes de cohérence. L'entrelacement des mots de code résultants est également nécessaire pour s'assurer que les symboles codés sont transmis sur des évanouissements indépendants [121]. Dans les environnements à évanouissements rapides (fast fading channel), c'est-à-dire où la mobilité est élevée, la diversité temporelle devient très efficace.

### 3.2.2 Diversité fréquentielle

Dans cette forme de diversité, le même signal est envoyé sur des porteuses de fréquences différentes, dont la séparation doit être supérieure à la bande passante du canal, afin d'éviter les interférences entre les canaux adjacents. Étant donné que plusieurs fréquences sont nécessaires, il ne s'agit généralement pas d'une solution efficace en vue des ressources fréquentielles limitées disponibles. Cette forme de diversité est appropriée pour les communications sans fil à courtes portée [122].

### 3.2.3 Diversité spatiale

La diversité spatiale, également connue sous le nom de diversité d'antennes, est essentiellement obtenue en employant plusieurs antennes [43]. Pour tirer profit de tous les avantages de la diversité, l'espacement entre les éléments d'antenne doit être suffisamment large par rapport à la longueur d'onde. Cependant, cette forme de diversité n'exige pas une bande passante supplémentaire et peut être facilement combinée avec d'autres formes de diversité. C'est pour cela que cette forme de diversité est très utilisée en pratique par rapport aux deux formes citées précédemment.

## 3.3 Les systèmes de communication MIMO (Multiple Input Multiple Output)

Cette technologie est principalement basée sur le travail théorique développé par Teletar et Foschini [123]. L'idée est d'utiliser plusieurs antennes à la fois à l'émission et à la réception. L'objectif essentiel de l'utilisation de la technique MIMO est d'augmenter le débit de données et la fiabilité de la communication, sans avoir recours à des bandes de fréquence supplémentaires. La diversité par approche MIMO est atteinte en transmettant plusieurs répliques de la même information à travers les différentes antennes d'émission, et a comme résultat de diminuer exponentiellement la probabilité de la détérioration de l'information [124]. Un système MIMO avec  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception est représenté dans la

figure 3.1.

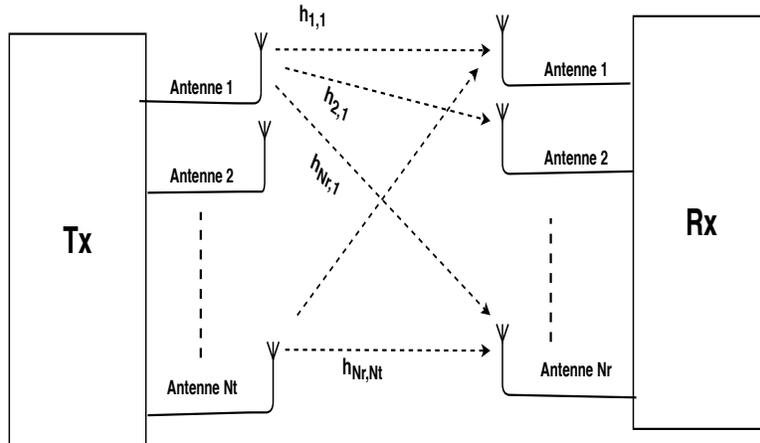


Figure 3.1 Système MIMO (Multiple Input Multiple Outputs).

Le canal de transmission MIMO peut donc être représenté par une matrice  $H$  de taille  $N_r \times N_t$  et définie comme :

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \dots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \dots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \ddots & \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix}$$

Le codage à travers l'espace et le temps est généralement nécessaire pour totalement obtenir l'avantage de la diversité spatiale des systèmes MIMO [125]. Ces derniers peuvent potentiellement offrir un gain de diversité accru, et un gain de multiplexage spatial par rapport aux systèmes de communication sans fil classiques à antennes d'émission et de réception uniques (Single-Input Single-Output pour SISO) [126]. Ces gains sont décrits brièvement ci-dessous :

#### Gain de diversité :

Le gain de diversité spatiale atténue l'évanouissement. Avec un nombre important de copies indépendantes, la probabilité que l'une des copies au moins subisse pas un évanouissement profond (Deep fading) augmente, améliorant ainsi la qualité et la fiabilité de la réception.

Un canal MIMO avec  $N_T$  antennes d'émission et  $N_R$  antennes de réception offre idéalement ( $N_T \times N_R$ ) canaux à évanouissements indépendants et donc un ordre de diversité spatiale de  $N_T \times N_R$  [3]- [126]. En outre, le gain de diversité  $D_g$  en termes de probabilité d'erreur est donné par [127].

$$D_g = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e)}{\log(SNR)} \quad (3.1)$$

Où  $D_g$  représente le rapport entre la probabilité d'erreur d'un système de communication et le rapport signal sur bruit  $SNR$ . Le gain de diversité  $D_g$  peut donc être vu comme la pente de la courbe de probabilité d'erreur en fonction du  $SNR$  reçu sur une échelle logarithmique. En d'autres termes, le gain de diversité  $D_g$  décrit à quelle vitesse la probabilité de l'erreur diminue asymptotiquement avec l'augmentation du SNR [121]. D'où l'importance de ce paramètre en particulier dans les systèmes qui fonctionnent à un  $SNR$  élevé.

#### **Gain de multiplexage :**

Les systèmes MIMO offrent une augmentation linéaire du débit de données grâce au multiplexage spatial [128]. Dans des conditions de canal appropriées, telles qu'un environnement avec une forte diffusion, le récepteur peut séparer facilement les flux de données. En outre, chaque flux de données MIMO subit le même évanouissement qu'un canal du système SISO. Ce qui améliore efficacement la capacité (débit) par un facteur multiplicatif égal au nombre de flux séparés. En général, le nombre de flux de données qui peut être supporté de manière fiable par un canal MIMO est égal au minimum du nombre d'antennes d'émission et du nombre d'antennes de réception ( $\min(N_T, N_R)$ ). Le codage à travers l'espace et le temps est généralement nécessaire pour exploiter la diversité spatiale disponible dans les systèmes MIMO, et donc gagner en termes de fiabilité et d'efficacité spectrale. Un tel codage qui fournit une diversité aussi élevée que le nombre d'antennes d'émission multiplié par le nombre d'antennes de réception ( $N_T \times N_R$ ) est présenté dans les références [3]- [129].

### 3.3.1 Codage Spatio-Temporel (STC : Space Time Coding)

Les codes de blocs spatio-temporels utilisent un bloc de symboles d'entrée produisant une sortie matricielle. La première dimension de la matrice représente le temps et l'autre représente les antennes. Contrairement aux codes de blocs traditionnels à une seule antenne, la plupart des codes de blocs spatio-temporels n'offrent pas de gain de codage. Leur principale caractéristique est de fournir une diversité avec une très faible complexité de codeur / décodeur. Dans cette section, nous passons en revue plusieurs codes de blocs spatio-temporels bien connus. Le code spatio-temporel d'Alamouti supporte la détection du maximum de vraisemblance (ML) avec un traitement linéaire au niveau du récepteur. Sa simple structure et la détection linéaire de ce code le rendent très attractif. La figure 2.3 illustre la structure d'un codeur Alamouti en bande de base utilisant deux antennes à l'émission. Les symboles



Figure 3.2 Exemple d'un codeur d'Alamouti.

d'entrée du codeur spatio-temporel en bloc sont divisés en groupes de deux symboles chacun transmis dans deux périodes différentes. Dans chaque période, les deux symboles de chaque groupe  $s_1; s_2$  sont transmis simultanément à partir des deux antennes. La matrice de codage espace-temps est comme suit :

$$g = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Cette matrice est exploitée comme suit : Dans la première période le signal  $s_1$  est transmis par l'antenne 1 , tandis que et le signal  $s_2$  est transmis par l'antenne 2 . Dans la

deuxième période, le signal  $-s_2^*$  est transmis depuis l'antenne 1 et le signal  $s_1$  est transmis à partir de l'antenne 2. Si nous supposons un récepteur ayant une antenne unique, et que  $h_1$  et  $h_2$  les canaux correspondants aux liens entre la première et la seconde antenne d'émission vers l'antenne de réception sont maintenus constants durant la transmission des deux symboles. Les signaux reçus peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Où  $r_1$  et  $r_2$  sont les signaux reçus sur deux périodes de symboles consécutives et  $n_1$  et  $n_2$  représentent les bruits au récepteur et sont modélisés comme des variables aléatoires Gaussiennes complexes avec une densité spectrale unité et une moyenne nulle. Avec une connaissance parfaite des coefficients du canal, le décodeur optimal est celui basé sur le maximum de vraisemblance (ML) :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \end{aligned} \tag{3.3}$$

Tarokh et al. [32] ont étendu le schéma de diversité d'Alamouti à deux antennes(et plus) de réception. Ce nouveau type de codage est connu sous le nom du code spatio-temporel par blocs (STBC : Space Time Block Coding). Les codes en blocs spatio-temporels tirent leur nom du fait que le codage est fait à la fois dans l'espace et dans le temps, et que leur codeur est défini simplement par une matrice. Un code en bloc espace-temps est défini par la relation entre le signal d'entrées de  $k - uplet$  et l'ensemble de signaux à transmettre à partir des  $n_T$  antennes sur des périodes de temps  $p$ . Une telle relation est donnée par une matrice

de transmission  $p \times n_T$ .

$$G = \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \dots & s_{1,N_T} \\ s_{2,1} & s_{2,2} \dots & s_{2,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{p,1} & s_{p,2} \dots & s_{p,N_T} \end{bmatrix}$$

Où  $s_{i,j}$  sont des fonctions de la séquence d'entrée  $s_1, s_2, \dots, s_k$  et leurs conjugués complexes. Par exemple la notation  $s_{i,j}$  signifie qu'à l'instant  $i$  ce symbole est transmis à partir de l'antenne  $j$ . Puisque  $k$  bits d'information sont transmis sur un intervalle de temps  $p$ , le taux du code est défini par  $R = k/p$ . Au récepteur, un nombre arbitraire d'antennes de réception  $n_R$  peut être utilisé, et sa conception ne dépend pas de ce nombre d'antennes  $n_R$ . Si  $GG^H = \alpha I$ , où  $\sum_{n=1}^{n_T} |s_n|^2$  et  $I$  est la matrice d'identité, le code est appelé STBC orthogonal (OSTBC). Le STBC orthogonal suppose que les coefficients du canal sont constants sur une période de symboles  $n_T$ , c'est-à-dire :

$$h_{ij}(t) = h_{ij} \quad t = 1, 2, \dots, n_T \quad (3.4)$$

Cette hypothèse est requise pour un décodage linéaire simple d'OSTBC. L'OSTBC suppose également que le canal est non sélectif en fréquence. Si le canal est sélectif en fréquence, on peut utiliser le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM), et adopter la même méthode sur chaque sous-porteuse. Dans le cadre de cette thèse, les canaux BANs sont considérés sélectifs en fréquence.

Au niveau du récepteur, les antennes de réception  $n_R$  utilisent le décodage à maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood). Avec le code OSTBC, le décodage ML est équivalent à la combinaison de rapport maximum (MRC). En supposant la disponibilité d'une information a priori sur l'état de canal, le décodeur à l'antenne  $j$  minimise la fonction coût suivante :

$$\sum_{t=0}^p \sum_{j=1}^R |r_t^j - \sum_{i=1}^{n_T} h_{ij} x_t^i|^2 \quad (3.5)$$

Comme le codage par blocs ne nécessite qu'un traitement linéaire au niveau du récepteur, le décodage peut être effectué efficacement et rapidement. Des codes de blocs spatio-temporels peuvent être construits pour n'importe quel type de constellations de signaux tout en offrant une Diversité totale.

### 3.3.2 Codage de blocs espace-temps-fréquence (STFBC)

Le STFBC est similaire à STBC, sauf que dans le cas du STFBC, les symboles de données sont codés dans l'espace et la fréquence plutôt que dans l'espace et le temps. Au niveau de l'émetteur, un bloc de  $N$  symboles de modulation  $s_1, s_2, \dots, s_N$ , arrive au codeur SFBC, qui génère deux flux en sortie codés en utilisant n'importe quel algorithme de codage STBC. Les flux de sortie résultants sont ensuite modulés par un bloc IFFT avant d'être transmis. D'autres techniques tels que l'QOSTBC peuvent également atteindre une diversité spatiale totale avec un décodage ML rapide. Dans [130], les auteurs ont proposé des codes de blocs espace-temps-fréquence (STFBC) en répétant les symboles à travers les sous-porteuses pour atteindre à la fois la diversité spatiale et la diversité multi-trajets, et ce avec un décodage ML rapide. Notons  $G$  la matrice de codage STFBC que nous pouvons construire sur la base de l'OSTBC comme suit :

$$G_{p \times M}(\lambda) = G_{p \times M} \otimes 1_{\lambda \times 1} \quad (3.6)$$

Où  $G_{p \times M}$  est une matrice de code OSTBC,  $1_{\lambda \times 1}$  est vecteur colonne unitaire avec une longueur de  $\lambda \times 1$ ,  $\lambda$  étant le nombre de fois qu'un symbole est répété. Autrement dit, chaque sous-porteuse dans un bloc OFDM est répétée dans le temps. Par exemple,  $G_{2 \times 2}(2)$  peut s'écrire comme suit :

$$G_{2 \times 2}(2) = G_{2 \times 2} \otimes 1_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

La répétition à travers les sous-porteuses est utilisée pour obtenir une diversité de trajets multiples. Le décodage du STFBC construit est le même que celui de OSTBC original . Les divers avantages offerts par les techniques à antennes multiples ne sont pas sans conséquences. L'utilisation de plusieurs chaînes parallèles d'émetteur / récepteur entraîne des coûts matériels accrus. De plus, ces techniques à antennes multiples peuvent entraîner une augmentation des besoins en énergie et causent des désagréments en pratique. La mise en œuvre en temps réel des techniques d'antennes multiples optimales reste très difficile. Pour remédier à ces différents inconvénients , nous introduisons la communication coopérative centrée autour du corps humain.

### 3.4 Les communications coopératives

#### 3.4.1 Communication coopérative dans le réseau WBAN

Le développement des réseaux corporels trouve beaucoup d'applications dans le domaine biomédical [131] . Dans les communications de soins de santé, la fiabilité de la communication est d'une importance vitale ; car elle peut sauver des vies, améliorer la qualité des soins, fournir une intervention très précoce et éviter les urgences médicales. Les réseaux BAN est une technologie de pointe dans les communications centrées sur le corps, avec des réseaux de communication de capteurs ou d'actionneurs placés dans ou sur le corps humain. Dans ce contexte, ce type de communication peut se produire avec d'autres capteurs placés sur le corps humain "on-body" ou d'un corps humain vers d'autres "off-body" [132]. Les nœuds de capteurs extracorporels peuvent être importants pour fournir une diversité utile.

Il a été démontré que les communications données de vitales sont significativement atténuées lors de sa transmission dans un réseau BAN [133] - [134] . Par conséquent, les communications par topologie en étoile à liaison unique données en Figure 3.3, décrite dans la norme BAN IEEE 802.15.6 là où il n'y a qu'une liaison capteur-concentrateur, n'offrent pas la fiabilité requise pour les BAN [135] [58]. La diversité coopérative peut être intéres-

sante pour les réseaux corporels. Dans ce cas, on peut avoir une ou plusieurs liaisons entre les nœuds de source et la destination fournissant ainsi un gain de diversité avec des liaisons de communications directes. Le maintien de la fiabilité de la communication dans différents scénarios est très important pour les réseaux corporels ; ce qui permet une excellente mobilité des utilisateurs [136]. Afin de contourner les perturbations dues à l'évanouissement des

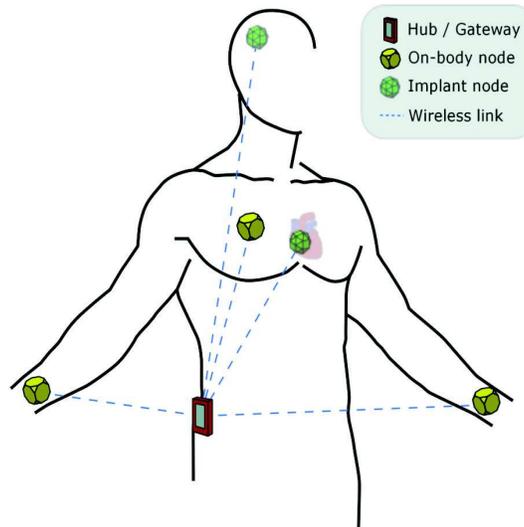


Figure 3.3 Un réseau corporel illustrant une passerelle (hub), et des capteurs implantés à l'intérieur du corps avec une communication en étoile [137]

canaux sans fil, des techniques de diversité sont adoptées. Le fait que cette diversité soit distribuée spatialement, la rend plus facile à mettre en œuvre. Cependant, en raison de la taille et / ou de la consommation énergétique du capteur sans fil corporel, il n'est pas souhaitable d'utiliser plusieurs antennes dans une même unité de capteur. La communication coopérative est une nouvelle approche pour produire de la diversité spatiale en créant un réseau d'antennes virtuel. Il en résulte que des gains de diversité sont obtenus due à la coopération d'autres utilisateurs en tant que relais. En général, les réseaux de diversité coopérative exploitent explicitement deux avantages intrinsèquement offerts par les systèmes de relais. En premier, la nature de diffusion du support sans fil est mise à profit : un signal transmis par un nœud se propage non seulement à la destination, mais aussi vers par plusieurs nœuds.

Deuxièmement, considérer les nœuds individuels des systèmes de relais comme des antennes distribuées conduit à considérer les réseaux de diversité coopératifs comme une généralisation des systèmes à antennes multiples. Dans le principe de relayage, le nœud source commence par diffuser un message à un certain nombre de relais, qui à leurs tours renvoient une version traitée du signal au nœud de destination. Le nœud de destination combine les signaux reçus des relais, en tenant également compte du signal transmis directement par la source. La plupart des schémas de transmission coopératifs impliquent deux phases de transmission. Une phase de coordination, où les nœuds de source envoient leurs propres données vers le relais et la destination en même temps. Une autre phase, appelée phase de coopération, où les relais retransmettent leurs messages vers la destination. La Figure 3.4 illustre un système coopératif basé sur une communication entre une source (S) et une destination (D) à travers un ensemble de relais (R) ; où chaque terminal est équipé d'une seule antenne.

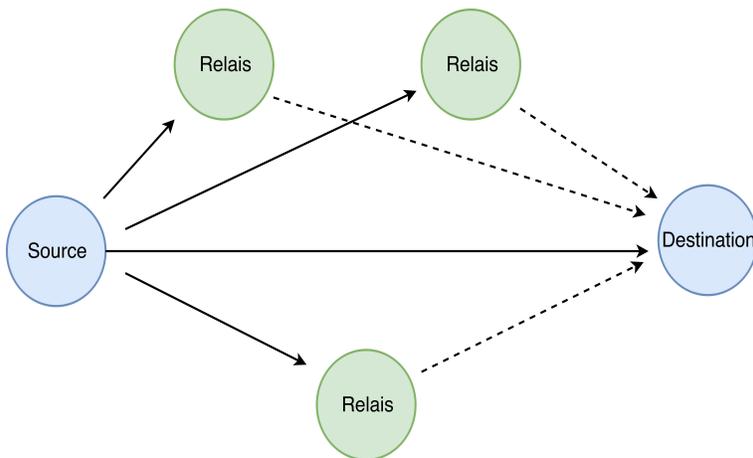


Figure 3.4 Un système de communication coopératif assisté par relais.

### 3.4.2 Classification des protocoles de coopération (technique de relayage)

Au niveau des relais, différents types de traitements sont effectués. Nous résumons quelques unes de ces techniques de relayage utilisées :

### 3.4.3 Decode-and-Forward (DF)

Dans le protocole de relayage DF de base, lors de la phase 1 la source transmet d'abord un message au relais et à la destination en même temps. Ensuite, si le relais parvient à décoder le message correctement, il régénère le même message et le transmet à la destination dans la Phase 2. Bien que le décodage sur les relais présente l'avantage de réduire l'impact du bruit du récepteur, il présente un risque de propagation d'erreur qui peut se produire si le relais détecte un message d'une manière incorrecte et le retransmette de façon erronées à la destination. En raison de la nature de diffusion du support sans fil, le relais et la destination reçoivent une version bruitée du signal :

$$\begin{aligned} y_r[m] &= h_{sr}\sqrt{P_s}x_s[m] + w_r[m] \\ y_d^{(1)} &= h_{sd}\sqrt{P_s}x_s[m] + w_d^{(1)}[m] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Où  $P_s$  est la puissance d'émission de la source,  $x_s = [x_s[0], x_s[1], \dots, x_s[M-1]]$  est le mot de code de longueur  $M$  transmis par la source dans la phase I ( $m = 0, 1, \dots, M-1$ ),  $h_{sr}$  et  $h_{sd}$  sont les coefficients du canal *source – relais* et *source – destination*,  $w_r[m] \sim CN(0, \sigma_r^2)$  et  $w_d[m] \sim CN(0, \sigma_d^2)$  sont les bruits Gaussien blancs additifs (AWGN) au niveau du relais et de la destination.

Le canal est supposé constant durant la transmission d'un mot de code, mais varie indépendamment et de manière identique de bloc en bloc. Avec des mots de code suffisamment longs, on peut invoquer le théorème du codage de canal et supposer que le décodage au relais est réussi si et seulement si le débit de transmission n'est pas supérieur à la capacité de la liaison  $s - r$ , qui est donnée par :

$$C_{sr}(\gamma_{sr}) = \log_2(1 + \gamma_{sr}) \quad (3.9)$$

Où  $\gamma_{sr} = P_s|h_{sr}|^2/\sigma_{sr}^2$ . Si le débit moyen souhaité est  $R$ , le mot du code  $x_s$  doit être codé avec le débit  $2R$  car il sera transmis deux fois : c'est-à-dire une fois par la source et une fois par le relais tout au long du processus de transmission. Dans ce cas, des erreurs surviennent sur le

lien *source – relais* si  $2R > C_{sr}(\gamma_{sr})$ . Lorsque le relais est capable de décoder correctement le message, c'est-à-dire :  $2R \leq C_{sr}(\gamma_{sr})$ ; il ré-encodera le message dans un mot de code  $x_r$  en utilisant les mêmes symboles initialement transmis ( $x_r = x_s$ ) puis les retransmettra à la destination en phase II. Le signal reçu à la destination en Phase 2 est donné par :

$$y_d^{(2)}[m] = h_{rd}\sqrt{P_r}x_s[m] + w_d^{(2)} \quad \text{pour } m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (3.10)$$

Avec  $P_r$  étant la puissance de transmission du relais,  $h_{rd}$  est le coefficient de canal *relais – destination* ,  $w_d^{(2)}[m] \sim CN(0, \sigma_d^2)$  représente le bruit AWGN à la destination dans la phase II.

### Amplify-and-Forward (AF)

Dans le protocole de relayage AF de base, qui est également connu sous le nom de "relais analogique" ou "relais non régénératif", le relais transmet une version amplifiée du signal reçu à la destination, quelle que soit la qualité de la liaison source-relais. Le signal retransmis comprend le signal amplifié ainsi que le bruit amplifié. Plus précisément, dans la phase 1 la source transmet le bloc de symboles  $x_s = [x_s[0], \dots, x_s[M - 1]]$  au relais et à la destination, où les signaux reçus sont donnés par :

$$y_r[m] = h_{sr}\sqrt{P_s}x_s[m] + w_r[m] \quad (3.11)$$

$$y_d^{(1)} = h_{sd}\sqrt{P_s}x_s[m] + w_d^{(1)}[m] \quad (3.12)$$

En phase II, le relais transmet une version amplifiée du signal reçu en équation (3.11) pour obtenir un vecteur de transmission normalisé  $x_r$  avec  $E[|x_r[m]|^2] = 1$  , pour tout  $m$ . Si le gain du canal instantané  $|h_{sr}|^2$  est connu au niveau du relais, le relais peut multiplier le signal

reçu  $y_r[m]$  par un gain de :

$$G_v = \frac{1}{\sqrt{E[|y_r[m]|^2]|h_{sr}|^2]}} = \frac{1}{\sqrt{P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2}} \quad (3.13)$$

Ce qui donne :  $x_r[m] = G_v y_r[m]$

$$\sqrt{\frac{P_s}{P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2}} h_{sr} x_s[m] + \frac{1}{\sqrt{P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2}} w_r[m] \quad (3.14)$$

Le gain  $G_v$  dépend du canal *source – relais*, et donc il varie dans les différents intervalles de transmission. Ainsi, ce schéma est souvent appelé schéma de relais AF à gain variable. Ensuite avec la puissance  $P_r$ , le relais transmet le signal  $x_r$  à la destination. Le signal reçu peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} y_d^{(2)}[m] &= h_{rd} \sqrt{P_r} x_r[m] + w_d^{(2)}[m] \\ &= \sqrt{\frac{P_s P_r}{P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2}} h_{sr} h_{rd} x_s[m] + \sqrt{\frac{P_r}{P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2}} h_{rd} w_r[m] + w_d^{(2)}[m] \end{aligned} \quad (3.15)$$

### Relais fixe ou relais adaptatif

Les protocoles Decode-and-Forward (DF) fixes sont limités par la transmission directe entre la source et le relais. Cependant, si les coefficients d'évanouissement *source – relais* sont connus des récepteurs appropriés, les relais donc peuvent adapter leur protocole de relayage en fonction de hsr . Cette technique suggère la classe d'algorithmes de relais adaptatif :

Si  $|h_{sr}|^2$  est au-dessous d'un certain seuil, le relais s'abstient de renvoyer une autre copie du message source et dans ce cas la source peut simplement continuer sa transmission vers la destination.

Si  $|h_{sr}|^2$  se trouve au-dessus du seuil, le relais transmet ce qu'il a reçu de la source en utilisant la technique Decode-and-Forward. Une autre technique pour réaliser le relais adaptatif utilise de simples codes de détection d'erreur sur les relais pour s'assurer que le relais renverra une

nouvelle donnée sans erreur à la destination.

#### 3.4.4 Sélection de relais

Pour des applications médicales, les WBAN peuvent être utilisés pour surveiller les signaux vitaux d'un patient, où l'efficacité spectrale et la fiabilité de la transmission des signaux physiologiques sont d'une importance capitale. Essentiellement, un WBAN doit fournir une communication fiable, car le secteur de la santé est directement lié à la sécurité de vies humaines. Cependant, la fiabilité de la liaison dépend des conditions de propagation du signal entre les nœuds, qui dépend fortement des mouvements humains et des positions des nœuds. Les pertes fréquentes, dues à la propagation des signaux entre les nœuds, diminuent la stabilité du réseau et entraînent le partitionnement du réseau. De plus, les nœuds de capteurs corporels communiquent à travers le tissu humain. Ce dernier a des caractéristiques différentes que celles du milieu de l'espace libre (une atténuation de signal plus élevée). WBAN est également confronté aux problèmes d'interaction antenne-corps humain ce qui engendre l'absorption d'une partie de puissance rayonnée par le corps humain. Il faut rajouter à cela que les nœuds de capteurs dans un système UWB-WBAN ont des ressources énergétiques limitées. Ainsi, le problème de l'efficacité énergétique est extrêmement crucial dans la plupart des applications WBAN. Il est particulièrement difficile de remplacer ou de recharger des batteries de capteurs dans le corps humain. C'est pour cela ,la transmission assistée par relais a dernièrement attiré une attention considérable dans le contexte des WBANs, car elle permet pour une performance donné, de minimiser le SNR requis, donc l'efficacité énergétique. Visant à réaliser des communications à haut débit et efficaces en énergie dans les BAN, ainsi qu'un degré viable de fiabilité des données, le travail proposé dans le cadre de cette combine des architectures de diversité coopérative à base de protocole DF (Decode-and-Forward) et la technique de sélection de relais.

Dans le protocole DF, les nœuds de relais décodent et retransmettent le message de la source vers la destination. Dans certains cas, les relais n'arrivent pas à décoder le message cor-

rectement et des erreurs de décodage peuvent dégrader de manière critique la performance. En revanche l'utilisation d'un système de communication coopérative à plusieurs relais n'augmente pas toujours la performance du système [138], un système de coopération adaptatif est donc nécessaire. Dans un système de sélection de relais, un seul relais parmi un ensemble de nœuds est sélectionné. Cette sélection se fait en fonction du lien qui fournit le meilleur canal entre la source et chaque relais ainsi que le meilleur canal entre les relais et la destination. Ces approches nécessitent donc la modélisation de l'environnement de propagation entre tous les terminaux communicants. La sélection opportuniste du meilleur relais implique la découverte du relais le plus approprié, bien avant que le canal change son état à nouveau. Dans

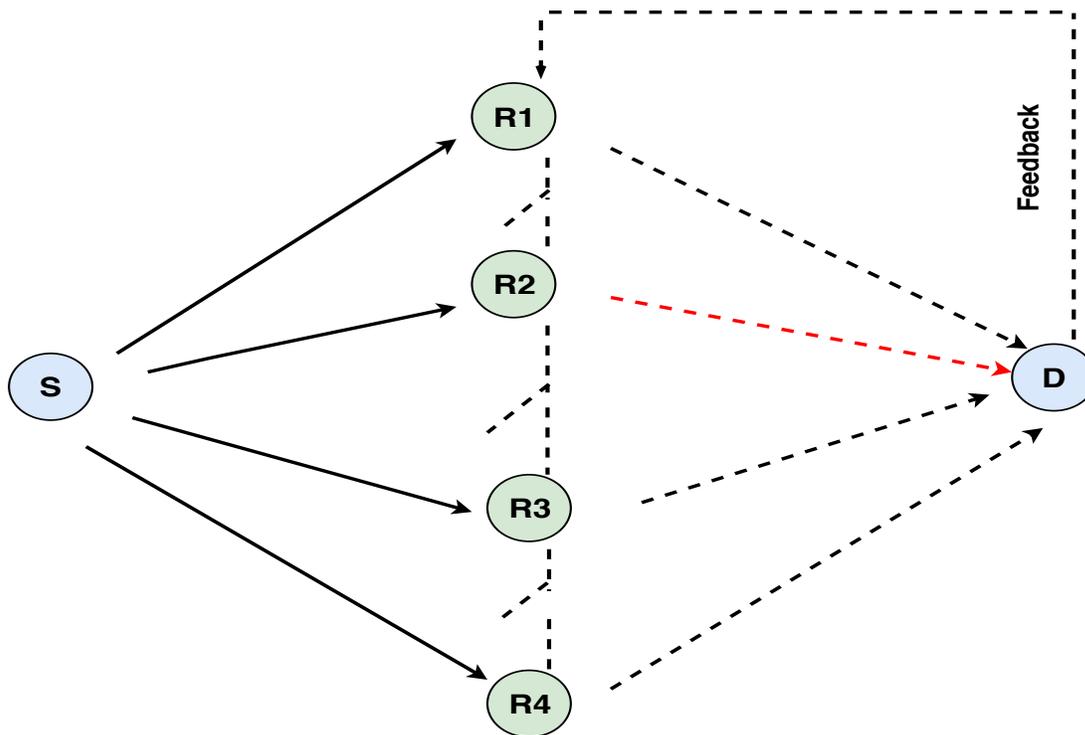


Figure 3.5 Sélection du meilleur relais.

le schéma DF conventionnel, les relais sont autorisés à retransmettre le message de la source en Phase II seulement s'ils sont aptes à décoder le message source avec succès. Si c'est le cas, la destination recevra deux copies du signal, qui peuvent être collectées dans le vecteur

suivant :

$$y_d[m] = \begin{bmatrix} y_d^{(1)}[m] \\ y_d^{(2)}[m] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_s}h_{sd} \\ \sqrt{P_r}h_{rd}^k \end{bmatrix} x_s[m] + \begin{bmatrix} w_d^{(1)}[m] \\ w_d^{(2)}[m] \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Un combineur par rapport maximal (MRC : Maximum Ratio Combiner) est utilisé pour maximiser le SNR reçu. Plus précisément, les signaux reçus en phase I et en phase II sont multipliés par les coefficients de pondération  $\sqrt{P_s}h_{sd}^*$  et  $\sqrt{P_r}(h_{rd}^k)^*$  respectivement, pour obtenir :

$$\begin{aligned} \tilde{y}_d[m] &= [\sqrt{P_s}h_{sd}^* \quad \sqrt{P_r}(h_{rd}^k)^*]y_d[m] \\ &= (P_s|h_{sd}|^2 + P_r|h_{rd}|^2)x_s[m] + \tilde{w}_d[m] \end{aligned} \quad (3.17)$$

$\tilde{w}_d = \sqrt{P_s}h_{sd}^*w_d^{(1)}[m] + \sqrt{P_r}(h_{rd}^k)^*w_d^{(2)} \sim CN(0, \sigma_d^2(P_s|h_{sd}|^2 + P_r|h_{rd}|^2))$  est le bruit effectif à la sortie du MRC. En sortie, le SNR du MRC est donné par :

$$\gamma_{DF} = \frac{P_s|h_{sd}|^2}{\sigma_d^2} + \frac{P_r|h_{rd}|^2}{\sigma_d^2} = \gamma_{sd} + \gamma_{sr} \quad (3.18)$$

Etant donné que le relais décode avec succès le message, le débit réalisable en Phase II du schéma DF est donné par :

$$C(\gamma_{sd}, \gamma_{rd}) = \log_2(1 + \gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \quad (3.19)$$

Cependant, pour que les relais réussissent à décoder le message en phase I, le débit transmis par la source doit être inférieur à la capacité de la liaison *source – relais*  $\log_2(1 + \gamma_{sr})$ , avec  $\gamma_{sr} = P_s|h_{sr}|^2/\sigma_r^2$ . Par conséquent, la capacité maximale est donnée par :

$$C_{DF}(\gamma) = \frac{1}{2} \min[\log_2(1 + \gamma_{sr}), \log_2(1 + \gamma_{sd} + \gamma_{rd})] \quad (3.20)$$

Pour réduire la probabilité d'erreur, nous devons trouver le relais qui maximise la capacité

obtenue à la destination, plus précisément :

$$\max\left[\frac{1}{2}\min\left\{\log_2\left(1 + \frac{P_s|h_{sr}|^2}{\sigma_r^2}\right), \log_2\left(1 + \frac{P_s|h_{sd}|^2}{\sigma_d^2} + \frac{P_r|h_{rd}|^2}{\sigma_d^2}\right)\right\}\right] \quad (3.21)$$

Le schéma de la sélection du meilleur relais Max-Min peut être exprimé comme :

$$R_k = \operatorname{argmax}(\min\{\gamma_{sr}, \gamma_{r_kd}, \gamma_{sd}\}) \quad (3.22)$$

$$\gamma_{sr_k} = |h_{sr_k}|^2/\sigma_{sr_k}^2, \sigma_{rd_k} = |h_{r_kd}|^2/\sigma_{r_kd}^2, \gamma_{sd} = |h_{sd}|^2/\sigma_{sd}^2$$

La technique de sélection du relais proposée est avantageuse par rapport aux techniques existantes du fait que, la destination est utilisée comme un nœud centralisé pour la sélection du meilleur relais. Cette technique permet d'éviter l'encombrement la complexité des calculs au niveau des relais. Le système repose sur le calcul des valeurs SNR instantanées source-relais (S-R) et relais-destination (R-D), et ne retient que le meilleur relais d'acheminement. L'indice du relais sélectionné est envoyé par un canal de retour (Feedback) au relais pour l'autoriser à acheminer de ses données vers la destination.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'abord la technologie MIMO comme une solution attrayante pour les réseaux BANs haut débit. Avec des ressources énergétiques limitées, la technique MIMO devient inefficace pour un système de communications centrées sur le corps humain. Ensuite, nous avons proposé une architecture qui exploite les caractéristiques viables communications coopératives DF et le schéma de sélection de relais dans le contexte des réseaux corporels en utilisant les communications UWB. Nous allons montrer dans le chapitre suivant que la procédure de sélection de relais proposée, réduit la complexité de l'architecture, améliorant ainsi la fiabilité de système en atténuant l'effet des erreurs de décodage DF.

---

# CHAPITRE 4

## Les performances de la MB-OFDM dans les canaux UWB-WBANs

L'une des technologies émergentes pour la communication à très haut débit et à courte distance est la technique MB-OFDM. Atteindre un débit de transmission élevé dans un réseau de capteur sans fil corporel est un défi majeur. La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) a prouvé comme étant une méthode capable d'augmenter significativement les performances du système sans fil ou la capacité, pour la même puissance de transmission et la même bande passante. Son mécanisme fondamental repose sur l'utilisation du codage spatio-temporel (STC) (Multi antennes d'émission (TX) et Multi antennes de réception (RX)). Un codage supplémentaire de type espace-fréquence (STFBC) est utilisé aussi dans le cas des canaux très sélectif en fréquences (UWB-WBANs), et ceci pour remédier aux fortes dispersions dues à la propagation autour du corps humain. Dans ce chapitre nous proposons une architecture basée sur le codage espace-temps (STBC-MB-OFDM) avec une étude comparative avec le système STFBC MB-OFDM en tant que couche physique à grande vitesse. L'évaluation de cette couche physique proposée a été démontrée dans le canal CM3 et CM4 UWB WBAN. Les résultats montrent que le schéma STFBC MB-OFDM UWB proposé est plus performant que le système conventionnel MB-OFDM UWB pour la couche physique WBAN.

Lors de la conception d'un réseau de capteur sans fil de type BAN ; la capacité, la fiabilité et l'efficacité énergétique est un défi majeur. Afin de relever ces défis d'implémentations, nous proposons dans la deuxième partie de ce chapitre d'incorporer la technique de communication coopérative dans un système WBANs. C'est-à-dire, il faut combiner la transmission directe et la transmission à travers des relais au nœud de destination. Par conséquent, pour prolonger la durée de vie du réseau des WBAN et améliorer la fiabilité de la transmission, une sélection de relais approprié est d'une grande importance dans la stratégie de la transmission coopérative. Les résultats de la simulation montrent une amélioration en termes de BER et de complexité du système. Cela se traduit par la réduction du nombre de relais participant dans la phase de coopération. Ce chapitre sera organisé comme suit :

Dans la section 4.1, nous détaillerons les caractéristiques du système MB-OFDM comme une couche physique à haut débit basée sur la standard ECMA-368. La section 4.2 sera consacrée à l'évaluation des performances des systèmes SISO, STBC, STFBC MB-OFDM dans les canaux CM3 et CM4. Et nous terminerons en section 4.3 par l'évaluation des performances du système coopératif avec une sélection du meilleur relais.

#### 4.1 Description du système MB-OFDM

La couche physique MB-OFDM UWB a été proposée initialement par le groupe de travail de WiMedia Alliance [1]. Selon ces spécifications, la solution MB-OFDM utilise des bandes fréquentielles (3.1 GHz - 10.6 GHz) divisées en 14 sous bandes séparées en cinq groupes de 528 MHz chacune. Les quatre premiers groupes sont constitués de trois sous-bandes et les deux dernières sous bandes sont affectées au cinquième groupe. Chacune de ces sous-bandes permet la transmission d'un signal OFDM construit à partir d'une IFFT à 128 points. La Figure 4.1 donne une description de cette division spectrale. Différents débits de transmission 53.3, 80, 106.7, 160, 200, 320, 400 et 480 Mbits/s sont obtenus en appliquant différents rendements de codage canal, un étalement temporel et un étalement fréquentiel. L'étalement temporel consiste à transmettre la même information durant deux symboles OFDM consécutifs.

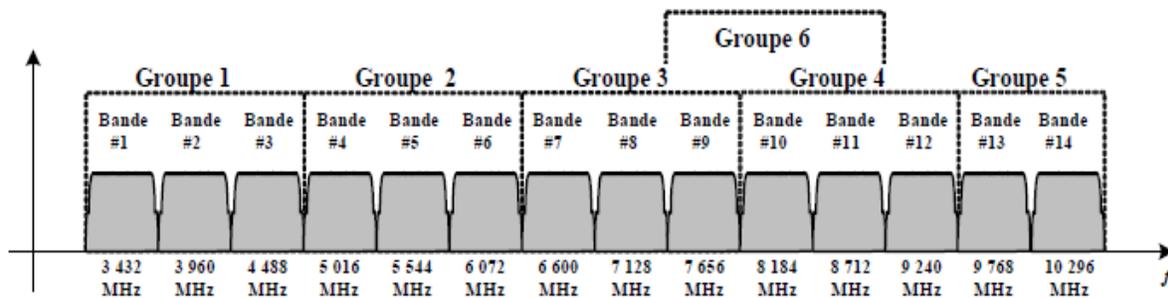


Figure 4.1 Découpage spectral de la bande UWB pour la solution MB-OFDM [1].

L'étalement fréquentiel est la transmission de la même information sur deux sous-porteuses différentes dans le même symbole OFDM. Le rendement de codage, le gain d'étalement en fréquence et en temps et les différents débits sont résumés dans le tableau 4.1. La figure

Débit(Mbits/s)	Modulation	Rendement de codage	FDS	TDS	Bits codés par symboles $N_{CBPS}$
53.5	QPSK	1/3	Oui	Oui	100
80	QPSK	1/2	Oui	Oui	100
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui	100
160	QPSK	1/2	Non	Oui	200
200	QPSK	5/8	Non	Oui	200
320	QPSK	1/2	Non	Non	200
400	QPSK	5/8	Non	Non	200
480	QPSK	3/4	Non	Non	200

Tableau 4.1 Les débits obtenus par la technique MB-OFDM

4.2 illustre l'étalement temporel et fréquentiel d'un signal MB-OFDM avec différents débits de transmission. Pour des débits qui ne dépassent pas 80 Mbits/s, l'étalement temporel et fréquentiel est utilisé, ce qui donne un gain d'étalement global d'ordre 4 montré en Figure 4.2 (a). Pour les débits compris entre 106,7 et 200 Mbits/s, seul l'étalement temporel est utilisé. Ce qui donne un gain d'étalement global de 2, représenté en Figure 4.2 (b). C'est à dire, toutes les sous-porteuses sont utilisées pour transmettre des informations différentes. L'information est transmise deux fois sur deux périodes de symbole OFDM. Un système avec des

débits de données supérieurs à 200 Mbps n'utilise ni l'étalement fréquentiel ni l'étalement temporel, alors le gain global d'étalement est 1.

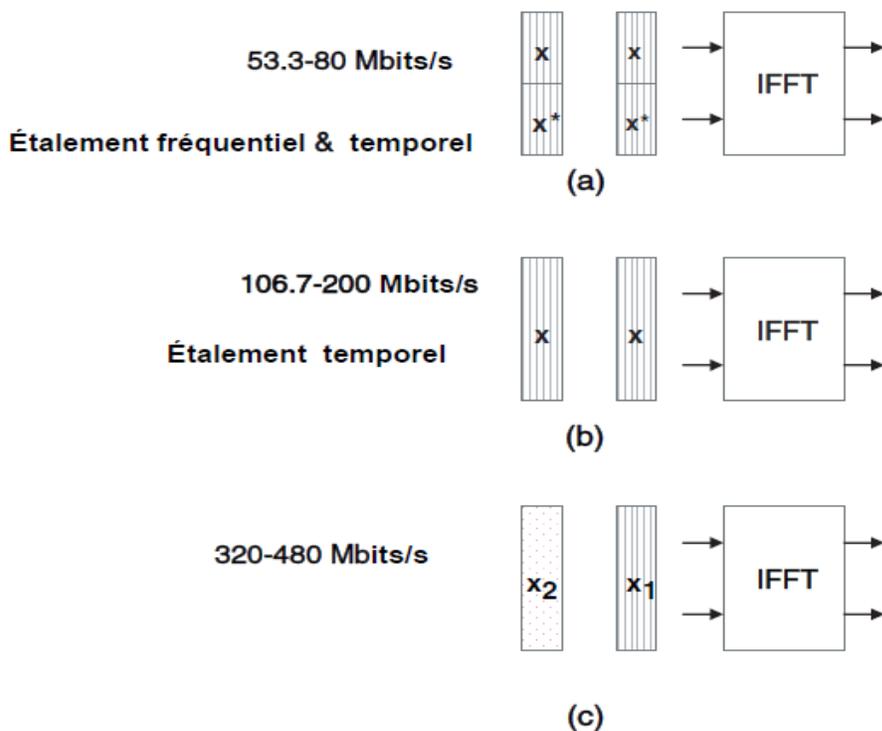


Figure 4.2 Etalement temps-fréquence : (a) faible débit ; (b) débit moyen ; (c) débit élevé

#### 4.2 Utilisation d'un code temps-fréquence TFC (Time Frequency Code)

La canalisation dans un système MB-OFDM est basée sur un ensemble de codes temps-fréquence disponible. Chaque code spécifie la fréquence centrale pour la transmission de chaque symbole OFDM. La figure 4.3 illustre une représentation MB-OFDM avec code temps-fréquence 1 3 2 1 3 2. Les codes temps-fréquence sont utilisés pour fournir une diversité de fréquence ainsi que pour permettre le fonctionnement simultané de piconet avec peu d'interférence d'accès multiple.

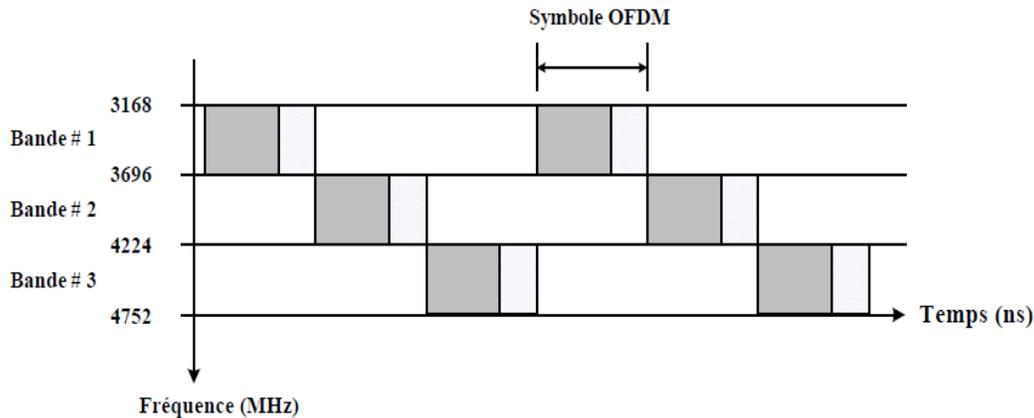


Figure 4.3 L'affectation d'un code temps fréquence (TFC) dans un signal MB-OFDM

### 4.3 L'architecture de l'émetteur

L'architecture générale d'un émetteur-récepteur MB-OFDM est représentée par la figure 4.4. A partir de cette configuration, les bits d'entrée sont tout d'abord brouillés, ensuite codés à l'aide d'un codeur canal convolutif. Ces bits codés sont ensuite poinçonnés pour obtenir des taux de code différents rendement, puis entrelacés. Le bloc d'entrelacement de bits représenté sur la Fig. 4.4 comporte trois différentes opérations. L'entrelacement inter-symboles qui consiste à permuer les bits sur 6 symboles OFDM consécutif. L'Entrelacement entre porteuse qui permute les bits dans un même symbole OFDM. Finalement, l'entrelacement intra-symbole qui permute cycliquement les bits entre les symboles OFDM. Dans ce qui suit, nous détaillerons chaque bloc de l'émetteur MB-OFDM.

#### 4.3.1 Scrambler

Le premier bloc dans la bande de base de l'émetteur MB-OFDM est un brouilleur de données (Scramber). Le but du brouilleur de données est de convertir une séquence de bits de données en séquence pseudo-aléatoire. Le polynôme générateur de la séquence binaire

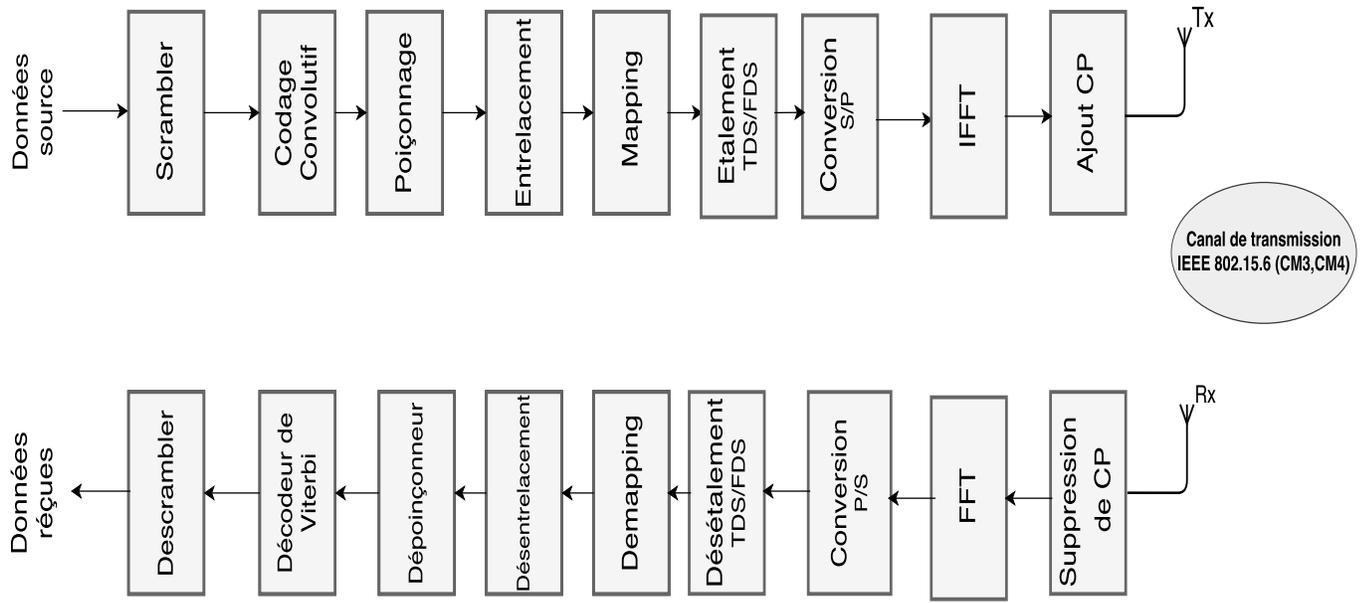


Figure 4.4 Architecture globale d'un système de transmission MB-OFDM

pseudo-aléatoire (PRBS : Pseudo Random Binary Sequence) est :

$$g(D) = 1 + D^{14} + D^{15} \quad (4.1)$$

Où  $D$  représente le retard d'un seul bit. Le PRBS (pseudo random binary sequence) correspondant  $x_n$  est généré comme :

$$x_n = x_{n-14} \oplus x_{n-15} \quad (4.2)$$

$b_n$  : est le flux de bits de données non brouillées.

Le scrambler et le de-scrambler sont initialisés avec la même valeur d'entête (Seed Value), qui est choisie sur la base des deux premiers bits  $b_0$  et  $b_1$ , dans la séquence de données non brouillées. Ils sont appelés identificateurs du brouilleur (Seed identifiers).

### 4.3.2 Codage canal

Le deuxième bloc est le codeur convolutif et le poinçonnage (puncturing). Ce bloc sert à ajouter des informations redondantes aux données afin d'améliorer le SNR pour un décodage plus précis au récepteur. Le système prend en charge cinq taux de codage différents :  $1/3$ ,  $11/32$ ,  $1/2$ ,  $5/8$  et  $3/4$ . Les polynômes générateurs sont  $g_0 = [133]_8$ ,  $g_1 = [145]_8$ , et  $g_2 = [175]_8$  pour le code correspondant au taux de codage  $1/3$ , appelé le code mère avec la longueur de contrainte est  $K = 7$ .

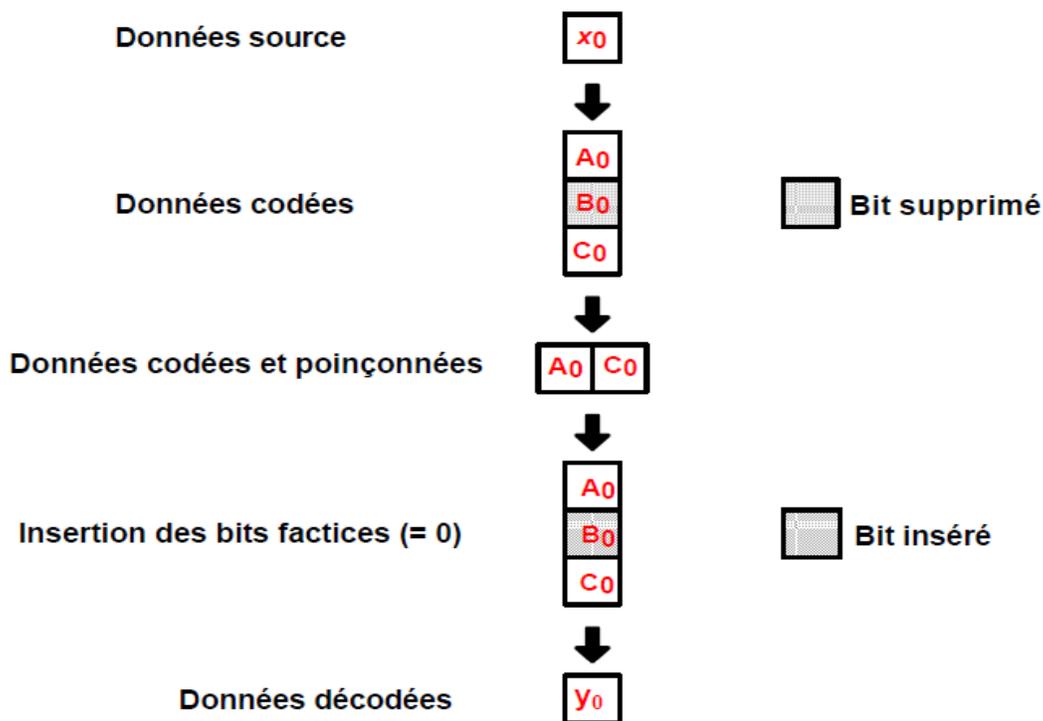


Figure 4.5 Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour  $R = 1/2$ .

Un bit de données d'entrée produit 3 bits de sortie et donne ainsi un taux de codage de  $1/3$ . Ces bits de sortie sont notés A, B et C; Où A est le premier bit, B le second bit et C le dernier bit. Ils sont formés en ABC pour donner la séquence de sortie. D'autres taux de codage sont obtenus grâce à l'opération de poinçonnage du code mère. Le poinçonnage est

une procédure pour ôter certains bits codés à l'émetteur et insérer une métrique "zéro" dans la séquence reçue au récepteur pour combler les bits omis. La métrique de zéro insérée ne doit en aucun cas affecter l'erreur accumulée dans le processus de décodage [139]. La figure 4.5 décrit comment le taux de codage 1/2 est obtenu à partir du code mère de 1/3. Un bit à l'entrée du codeur délivre en sortie 3 bits A0 B0 et C0. En enlevant le bit B0, on obtient un taux de codage de 1/2 (c'est-à-dire qu'une entrée d'un bit produit 2 bits de sortie). Au récepteur, nous insérons un bit fictif à la place B0 puis introduire cette séquence résultante dans un décodeur de Viterbi. D'une manière similaire, on obtient également d'autres taux de codage de 5/8 et 3/4.

### 4.3.3 Entrelacement

Le troisième bloc est l'entrelacement de bits. Le but d'entrelacement de bits est de fournir une robustesse contre les erreurs consécutives. L'entrelacement se fait en trois étapes consécutives :

#### Entrelacement inter-symboles

Les bits sur six symboles OFDM sont permutés pour exploiter la diversité de fréquence à travers les sous-bandes. L'équation qui caractérise cet entrelacement est donné par :

$$a_s = a\left\{\text{Floor}\left(\frac{i}{N_{CBPS}} + \frac{6}{N_{TDS}}\text{Mod}(i, N_{CBPS})\right)\right\} \quad (4.3)$$

Ou  $a$  et  $a_s$  représentent respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelacement inter-symbole, avec  $i = 0, \dots, N_{CBPS}-1$ . La fonction *Floor* retourne le nombre entier et son argument.

La fonction *Mod* retourne le reste de la division.

$N_{CBPS}$  est le nombre de bits codes par symbole OFDM.

$N_{TDS}$  est le facteur d'étalement temporel.

### Entrelacement intra-symboles

Les bits de sorties du premier entrelacement sont regroupés en blocs de longueur  $N_{CBPS}$  bits, puis permutés à l'aide d'un entrelaceur intra-symbole qui est un bloc régulier de taille  $N_{Tint} \times 10$ .

Le système exploite donc la diversité fréquentielle disponible à travers les sous-bandes. L'équation qui caractérise cet entrelacement est donnée par :

$$a_T(i) = a_s \left\{ \text{Floor} \left( \frac{i}{N_{Tint}} + 10 \times \text{Mod}(i, N_{Tint}) \right) \right\} \quad (4.4)$$

$a_T$  et  $a_s$  représentent les bits d'entrée et de sortie de l'entrelaceur intra-symboles.

$i = 0, \dots, N_{CBPS}-1$  .

$N_{Tint}$  : la longueur du bloc d'entrelacement intra-symboles .

### Entrelacement intra-symboles à décalage cyclique

Les bits récupérés en sortie de l'entrelacement intra-symboles sont ensuite appliqués à l'entrée d'un module d'entrelacement intra-symboles à décalage cyclique. Différents décalages cycliques sont appliqués pour chaque bloc de bits  $N_{CBPS}$  sur une étendue de  $N_{CBPS}$  bits. L'équation d'entrée - sortie est donnée par :

$$b(i) = a_T \left\{ \text{Floor} \left( \frac{i}{N_{CBPS}} + \text{Mod} \left( i + \text{Floor} \left( \frac{i}{N_{CBPS}} \right) \times N_{CYC}, N_{CBPS} \right) \right) \right\} \quad (4.5)$$

Soit  $a_T$  et  $b(i)$ , représentent respectivement les bits d'entrée et de sortie avec  $i = 0, \dots, N_{CBPS}-1$ .

$N_{CYC}$  : La longueur du bloc intra-symboles à décalage cyclique.

#### 4.3.4 Modulation QPSK

Le quatrième bloc de l'émetteur MB-OFDM est le modulateur, dans lequel les bits de sorties d'entrelacement sont modulés en utilisant la modulation QPSK. Une séquence

binaire d'entrée est convertie en une séquence à valeurs complexes selon la cartographie de constellation. Sur la base d'une paire de bits d'entrée, nous déterminons les valeurs en phase et en quadrature, notées respectivement I et Q. La relation entre I et Q est donnée au tableau 4.2.

Input Bits	I-Out	Q-Out
00	-1	-1
01	-1	1
10	1	-1
11	1	1

Tableau 4.2 La relation entre I et Q

A partir de ces valeurs I et Q, les séquences d'une valeur complexe  $d$  sont obtenues comme suit :

$$d = (I + JQ)K_{Mod}$$

Avec  $J = \sqrt{-1}$  est un nombre imaginaire et  $K_{MOD} = \sqrt{1/2}$  est le facteur de normalisation de  $d$  pour la constellation QPSK.

Un autre type de modulation de la norme ECMA-368 MB-OFDM est la modulation DCM (Dual Carrier Modulation). La DCM est employée pour les modes de transmission à haut débit. Cependant, dans toutes les autres versions précédentes de la norme ECMA-368, la modulation QPSK a été utilisée pour tous les débits de données.

#### 4.3.5 Modulation OFDM

La séquence des symboles complexes générée à partir du mappeur de constellation est prête maintenant pour une modulation OFDM. La séquence en série est convertie en parallèle. Les sous-porteuses pilotes, de garde et les sous-porteuses nulles sont également insérées avant l'application l'IFFT. Chaque symbole OFDM contient 128 sous-porteuses de durée  $T_s = 242.42ns$ . Parmi les 128 sous-porteuses du symbole OFDM,  $N_d = 100$  sous-porteuses de données qui sont utilisées pour transmettre des informations.  $N_p = 12$  pilotes

sont utilisés pour assurer la détection cohérente robuste contre le déphasage de fréquence et le bruit de phase. Les dix sous-porteuses dites de gardes sont divisées en deux groupes de cinq sous-porteuses qui sont placées aux deux extrémités du symbole OFDM. Les six dernières sous-porteuses nulles permettent de limiter l'occupation spectrale en réduisant l'énergie en dehors de la bande du signal.

Paramètre	Description	Valeur
$B_w$	Largeur d'une sous-bande	528 Mhz
$N_{FFT}$	Nombre de sous-porteuses par symbole (taille FFT)	128
$N_d$	Nombre de sous-porteuses de données	100
$N_p$	Nombre de sous-porteuses pilotes	12
$N_G$	Nombre de sous-porteuses de garde	10
$N_z$	Nombre de sous-porteuses nulles	6
$D_f$	Espacement entre sous-porteuses	4.125 Mhz
$T_{FFT}$	Durée utile du symbole	242.42 ns
$N_{CP}$	Durée du préfixe cyclique	70.08
$T_{SYM}$	Durée totale du symbole OFDM	312.5 ns
$N_{SYM}$	nombre total de sous-porteuse	165

Tableau 4.3 Caractéristique d'un symbole MB-OFDM

#### 4.4 L'évaluation des performances du système MB-OFDM dans les canaux corporels sans fil

Les performances en termes de BER du système sont évaluées par des simulations Monte-Carlo pour trois configurations différentes, à savoir Single-Input Single-Output (SISO), 2I1O et 2I2O entre les systèmes STBC et STFBC. Nous supposons que les coefficients du canal de transmission sont connus par le récepteur. La puissance totale transmise par toutes les antennes  $T_X$  est maintenue égale à tout moment pour toutes les configurations, afin de comparer équitablement leurs performances. Les conditions du canal et ses paramètres associés sont décrites au chapitre 3. Les coefficients du canal sont supposés constants au cours de chaque bloc MB-OFDM, mais aléatoire entre les différents blocs de symboles OFDM. Les réalisations de canaux sont simulées par programme MATLAB. Les autres paramètres de

simulation sont répertoriés dans le Tableau 4.4.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses par symbole	128
Taille du cyclique préfixe	37
Nombre de trajet multiple dans un canal UWB-WBAN CM3	38
Nombre de trajet multiple dans un canal UWB-WBAN CM4	400

Tableau 4.4 Les paramètres de simulation

#### 4.4.1 Evaluation du système MB-OFDM SISO dans le canal CM3 et CM4

Pour examiner la performance du système MB-OFDM dans les canaux corporels sans fil basée sur la norme IEEE 802.15.6, plusieurs simulations Monte-Carlo ont été effectuées avec 2400 MB-OFDM. Comme suggéré dans [55], 100 réalisations de canal IEEE 802.15.6 ont été allouées pour la transmission de chaque symbole OFDM. La structure globale d'un émetteur-récepteur typique MB-OFDM a été représentée dans la figure 4.4. Dans notre travail, l'architecture du système a été mise en œuvre en accord avec la norme WiMedia basée sur ECMA-368. Les bits d'entrée sont d'abord brouillés en utilisant le bloc scrambler, ensuite codés avec un codeur canal convolutif. Le bloc d'entrelacement de bits est constitué de trois bloc essentiels : entrelacement inter-symboles, entrelacement intra-symboles, et entrelacement intra-symboles a décalage cyclique. Les bits entrelacés sont ensuite modulés en utilisant une modulation QPSK. Le symbole OFDM résultant de l'application de la transformée de Fourier inverse (IFFT) est de 128 points. Sur les 128 sous-porteuses utilisées, 100 sont dédiées aux données, 12 aux pilotes, 6 sous-porteuses de zeros, et 10 aux sous-porteuse de garde. Enfin, une insertion d'un cyclique préfixe de taille 37 échantillons ( $N_{cp}=37$ ) permet d'atténuer les effets multi-trajets. Nous pouvons formuler le signal transmis dans un canal corporel sans fil comme suit :

$$r = x * h \tag{4.6}$$

Où  $x$  est une matrice qui contient les symboles MB-OFDM,  $h$  représente le canal de transmission corporel (CM3 ou CM4).

Au niveau de récepteur, le cyclique préfixe (CP) est d'abord retiré des données reçues. Rappelons que la longueur du préfixe cyclique doit être choisie plus longue que le retard maximum du au trajet multiple. Ceci produit une convolution circulaire entre le signal transmis et la réponse impulsionnelle du canal. Ce qui nous permettra facilement la récupération du signal dans le domaine fréquentiel en utilisant la FFT (Fast Fourier Transform). Nous pouvons formuler le signal reçu comme suit :

$$Y_k = H_K X_K + W_K \quad (4.7)$$

Où  $X_k$  se réfère au symbole transmis dans la  $k$ ème sous-porteuse,  $W_k$  est le bruit blanc additif gaussien (AWGN).

Après l'application de la FFT sur les données, et pour contrer l'effet de canal de transmission sur le signal transmis, on applique un égaliseur à erreur quadratique moyenne (MMSE). Leurs coefficients correspondants sont donnés par :

$$G_{mmse} = \frac{H_{k,i}^*}{|H_{k,i}|^2 + \frac{1}{SNR}} \quad (4.8)$$

$H_{k,i}$  représente la réponse fréquentiel du canal de transmission à la  $k$ ème sous-porteuse de la  $i$ ème symbole, SNR est le rapport signal sur bruit.

Le signal égalisé est ensuite envoyé vers un démodulateur QPSK puis désentrelacés et décodés par un décodeur Viterbi. Enfin, les données décodées sont désembrouillées pour récupérer les données d'émission. La figure 4.6 présente les courbes de taux d'erreurs binaires (BER) obtenues dans un canal WBANs CM4 (on-body to off-body) pour des différents débits de transmission. Le nœud de capteur source est placé sur le corps, alors que le nœud de destination est hors du corps avec une distance peut aller jusqu'à 5 mètres. D'après la figue 4.6. , lorsque le débit de transmission augmente, la probabilité d'erreur augmente également. Cela

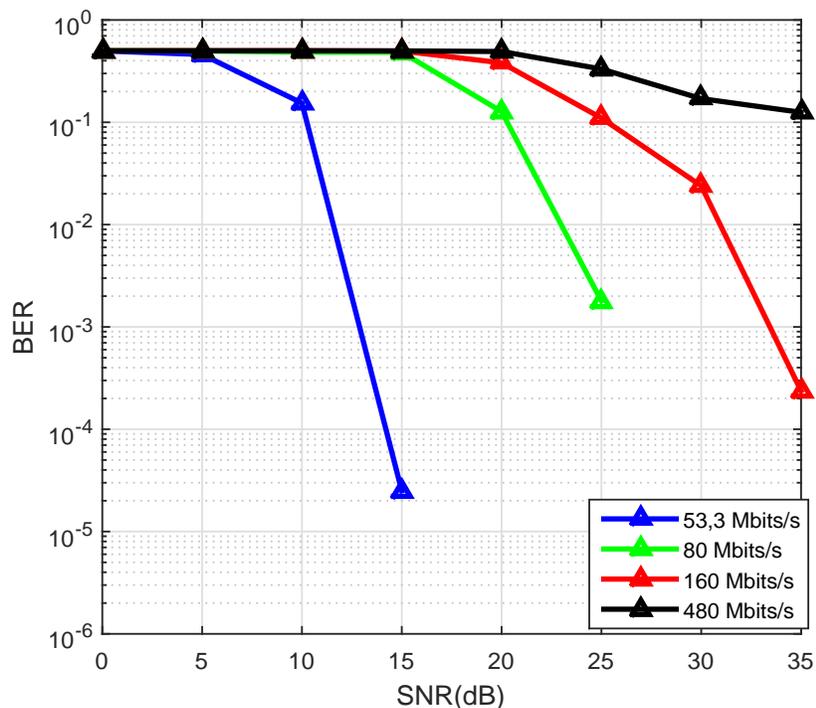


Figure 4.6 Performances du système MB-OFDM dans un canal CM4 UWB WBANs.

est dû au gain d'étalement des différents modes de transmission (débit). Plus le facteur de gain d'étalement est élevé, plus l'ordre de diversité est grand et par conséquent la probabilité d'erreur diminue. Le mode à bas débit, qui consiste en un débit égal ou inférieur à 80 Mb/s, a le plus grand facteur de gain d'étalement qui est égale à 4 et présente donc la plus faible probabilité d'erreur. D'autre part, le mode intermédiaire se situe entre ces deux autres taux de données, présente un facteur de gain d'étalement de 2. Le mode haut débit, supérieur à 320 Mb/s, a un facteur de gain d'étalement de 1 (pas de gain de diversité) et donc il a la plus grande probabilité d'erreur.

La figure 4.7. présente les courbes de taux d'erreurs binaires (BER) obtenues dans un canal WBANs CM3 (on-body to on-body) pour de différents débits de transmission. La configuration du système est similaire à celle de la figure précédente mais cette fois ci pour un canal CM3.

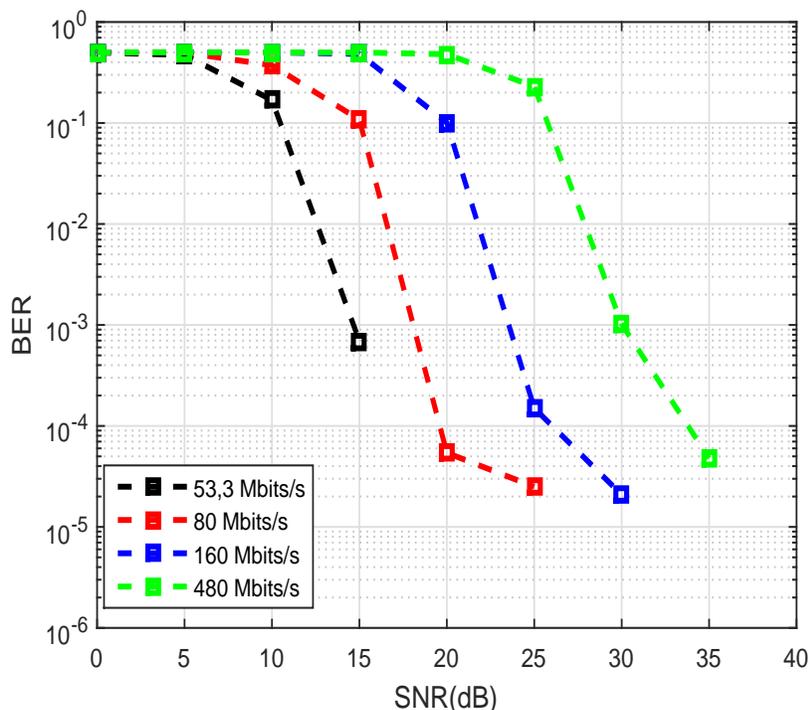


Figure 4.7 Performances du système MB-OFDM dans un canal CM3 UWB WBANs

La figure 4.8 présente une comparaison entre les courbes de taux d'erreurs binaires (BER) obtenues dans un canal WBANs CM4 (on-body to off-body) et le canal CM3 (on-body to on-body) pour des différents débits de transmission. D'après cette figure, on constate que les courbes de BER obtenues dans un canal CM3 pour présentent un gain par rapport au canal CM4 environ de 5 dB a un BER de  $10^{-2}$  l'ordre pour les débite 53.3 Mbits/s et 160 Mbits/s respectivement. En effet, le canal CM4 présente une densité accrue de trajets multiples du fait de sa configuration par rapport au canal CM3.

#### 4.4.2 Performance du système STBC/STFBC-MB-OFDM dans un canal WBANs

La figure 4.9 représente le schéma de principe du système STBC-MB-OFDM UWB proposé avec  $M$  antennes d'émission et  $N$  de réception. Les bits d'entrée sont d'abord brouillés, codé à l'aide d'un codeur convolutif et ensuite entrelacé. Ces données entrelacées sont en-

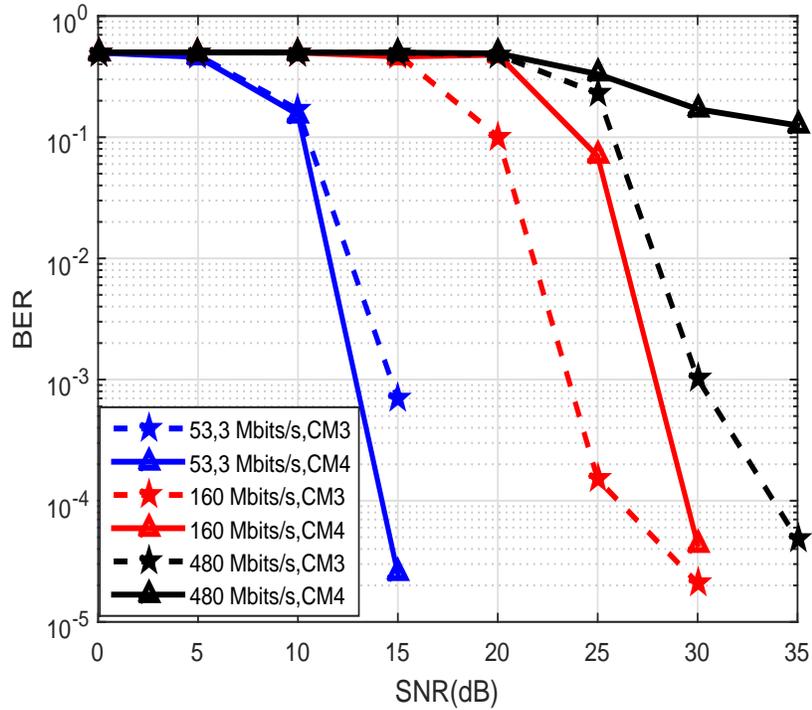


Figure 4.8 Comparaison des performances du système MB-OFDM dans un canal CM3 et CM4

suite modulées en utilisant un bloc modulateur (modulation QPSK). Les symboles complexes résultants sont envoyés à un codeur spatio-temporel (STBC/STFBC) pour les convertir en deux blocs consécutifs utilisant le codage d'Alamouti comme suit :

$$X_{t,m} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$$

$x_1$  et  $x_2$  sont les symboles transmis à partir de la première antenne et la seconde antenne durant un intervalle de temps donné,  $(.)^*$  dénote un conjugué complexe. Les symboles dans les colonnes de la matrice  $X_{t,m}$  sont transmis simultanément à partir de différentes antennes d'émissions ( $M$ ), tandis que les éléments des lignes sont transmis dans un  $T$  intervalles de temps différents ( $M = 2$  et  $T = 2$  pour le code Alamouti). Chacun des éléments symboles dans la matrice  $X$  est ensuite converti en symboles OFDM. Au final, la matrice transmise

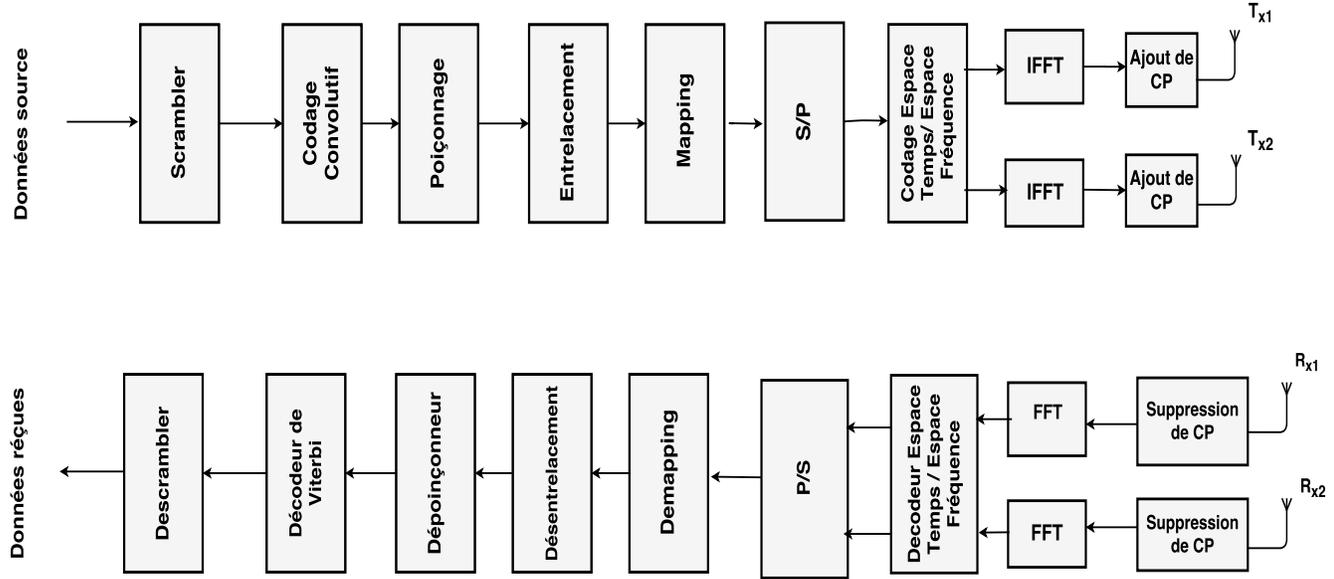


Figure 4.9 Système STBC/STFBC MB-OFDM dans un canal UWB WBANs

des symboles STBC-MB-OFDM est donnée par :

$$X_{OFDM} = [IFFT(x_{t,m})]_{T \times M}$$

Un cyclique préfixe de taille de 37 échantillons est ajouté à chaque symbole OFDM résultant avant la transmission dans un canal corporel. La matrice du canal  $H$  entre les  $M$  antennes d'émission et les  $N$  antennes de réception est donnée par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{M,1} \\ \vdots & \ddots & \\ h_{1,N} & \dots & h_{M,N} \end{bmatrix}$$

Où  $h_{m,n}$  est le vecteur de coefficient de canal entre la  $m^{\text{ème}}$  antenne d'émission ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) et la  $n^{\text{ème}}$  antenne de réception ( $n = 1, 2, \dots, N$ ).

Au niveau du récepteur, les signaux reçus sont calculés comme suit :

$$r_{t,n} = \sum_{m=1}^M X_{OFDM} * h_{m,n} + n_{t,n} \quad (4.9)$$

Où  $*$  désigne le produit de convolution,  $X_{OFDM}$  est le  $t^{\text{ème}}$  MB-OFDM symbole transmis provenant de la  $m^{\text{ème}}$  antenne et  $n_{t,n}$  est le vecteur de bruit gaussien blanc additif moyen (AWGN).

Le cyclique préfixe est supprimé avant l'opération de la démodulation OFDM (FFT). Ensuite, les premiers coefficients de taille  $N_{fft}$  seront utilisés pour décoder le symbole transmis. Par conséquent, les signaux d'entrée du décodeur STBC/STFBC sont donnés comme suit :

$$R_{t,n} = \sum_{m=1}^M X_{OFDM} \circ H_{m,n} + N_{t,n} \quad (4.10)$$

Où  $\circ$  dénote le produit scalaire (Hardamard) entre la matrice des symboles reçue (après la FFT) et la matrice de la réponse fréquentiel du canal. Nous pouvons représenter l'équation précédente sous forme matricielle comme suit :

$$R = X \circ H + N \quad (4.11)$$

Un simple décodeur de type du maximum de vraisemblance (ML) est utilisé pour détecter les symboles complexes transmis. Par conséquent, dans une configuration 2I1O avec modulation  $M - PSK$ , nous avons les métriques de décodage suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \underset{x \in C^{N_D}}{\operatorname{argmin}} [|h_1^* \cdot r_1 + h_2 \cdot r_2^* - x_1|] \\ \tilde{x}_2 &= \underset{x \in C^{N_D}}{\operatorname{argmin}} [|h_2^* \cdot r_1 + h_1 \cdot r_2^* - x_2|] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Pour le 2I2O, les métriques de décodage sont :

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \underset{x \in C^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \left[ \sum_{n=1}^2 |h_{1,n}^* r_{1,n} + h_{2,n} r_{2,n}^* - x_1| \right] \\ \tilde{x}_2 &= \underset{x \in C^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \left[ \sum_{n=1}^2 |h_{2,n}^* r_{1,n} + h_{1,n} r_{2,n}^* - x_2| \right]\end{aligned}\tag{4.13}$$

Où  $N_D$  est le nombre de sous-porteuses de données,  $C$  désigne l'espace complexe du vecteur transmis.

Chaque point de données d'un symbole MB-OFDM peut être décodé séparément plutôt que conjointement [140], ce qui simplifie considérablement le processus de décodage. En particulier, la métrique de décodage de chaque donnée de la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse, pour  $k = 1, \dots, N_D$ .

Les performances du STBC MB-OFDM UWB WBAN proposées du système conventionnel (MB-OFDM-SISO UWB) pour le canal CM4 UWB WBAN sont représentées sur la figure 4.14. Le système proposé utilise deux configurations MIMO différentes, à savoir 2I1O ( $2T_X$  et  $1R_X$ ) et 2I2O ( $2T_X$  et  $2R_X$ ). La comparaison vise à évaluer l'influence de différents ordres de diversité sur la performance globale du système. Les résultats de la simulation de la figure 4.10 montrent que le système proposé STBC-MB-OFDM est plus performant que le système conventionnel MB-OFDM-SISO. Des améliorations de performance en gain allant de 10 dB à 14 dB pour un BER de l'ordre de  $10^{-1}$  pour les systèmes 2I1O et 2I2O STBC-MB-OFDM respectivement. Ces améliorations de performances sont dues au gain de diversité introduit par le codage espace-temps (STBC). Un gain de diversité plus élevé signifie une bonne détection des signaux reçus. Ceci est dû à la combinaison de plusieurs versions des signaux reçus par des trajets multiples. Nous notons que la configuration 2I2O atteint une performance supérieure 4 dB pour un BER de l'ordre  $10^{-3}$  par rapport à celle 2I1O. Généralement, on peut constater que la mise en œuvre de la technique STBC proposée en MB-OFDM fournit des performances supérieures à celles du SISO et cela, grâce à l'ordre de diversité plus élevé qui est introduit par le codage STBC.

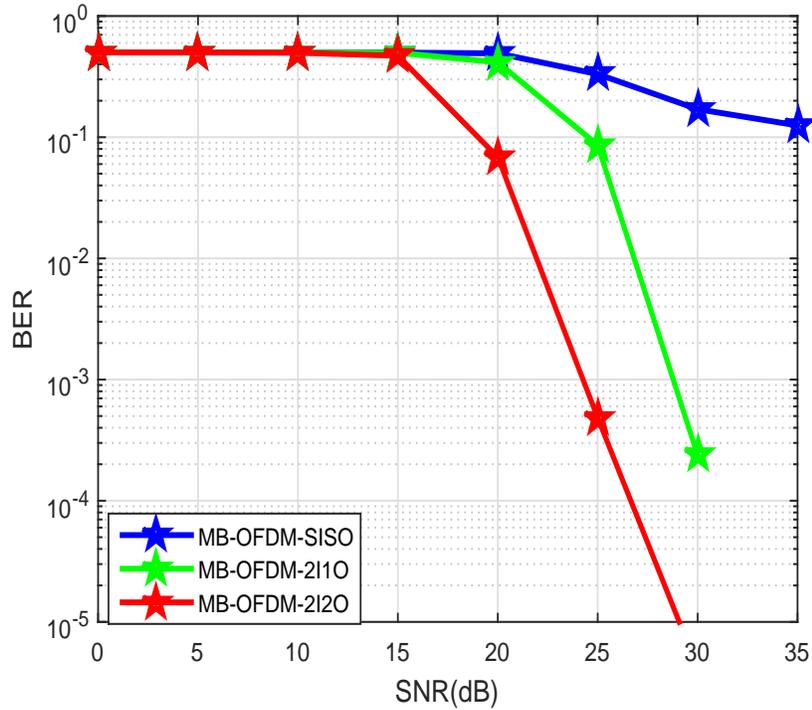


Figure 4.10 Performance du système STBC-MB-OFDM dans un canal UWB WBANs.

Afin d'obtenir la diversité à trajets multiples dans les environnements à évanouissement très sélectifs en fréquence comme le cas du canal CM4 (environ 400 trajets), nous proposons ici de répéter les symboles à travers les sous-porteuses en construisant ainsi un codage de type STFBC  $G_{2 \times 2}(2)$  (voir la section 3.3.2 du chapitre 3).

$$G_{2 \times 2}(2) = G_{2 \times 2} \otimes 1_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

La figure 4.11 montre les performances de STFBC par rapport aux systèmes STBC précédemment étudiés dans un canal CM4. Chaque bloc de code STFBC est transmis pendant une période de symbole MB-OFDM. Les résultats de la simulation montrent que le système

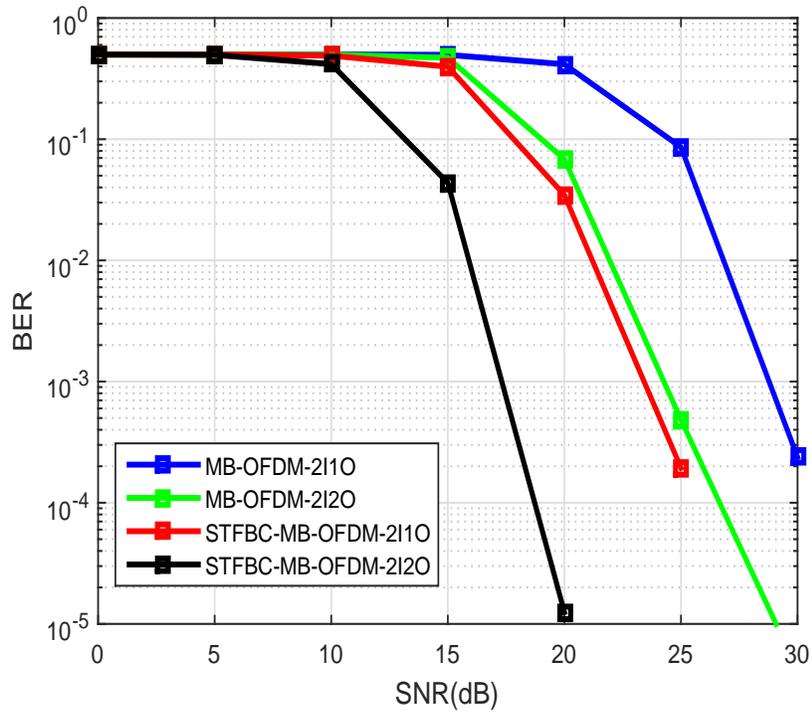


Figure 4.11 Comparaison des performances du système STBC/STFBC MB-OFDM dans un canal UWB WBANs.

STFBC surpasse significativement STBC-OFDM. Nous pouvons observer une amélioration de performance de gain supérieure à 5 dB pour le codage STFBC-MB-OFDM et cela pour un BER de l'ordre de  $10^{-3}$  par rapport à celui du STBC-MB-OFDM pour la configuration du système 2I1O et un gain environ 7 dB pour le système 2I2O. Ceci est dû au fait que le codage à travers l'espace-fréquence conduit à un ordre de diversité maximum de  $TLNtNr$ , où  $L$  est le nombre de trajets multiples et  $T$  est le rang de matrice de canaux de corrélation temporelle [141]. Ainsi, ce type de codage nous permet d'exploiter efficacement les diversités spatiales et fréquentielles disponibles dans l'environnement UWB-WBANs.

## 4.5 Les performances du system MB-OFDM coopératif dans les WBAN

### 4.5.1 Performance de l'Amplification et du décodage (Amplify -and-Forward and Decode-and-Forward)

Nous présentons dans cette section la performance en termes de taux d'erreur binaire du système MB-OFDM coopératif dans un canal WBANs. La source et les relais sont placés sur le corps humain et la destination est hors du corps. Tous les nœuds de capteurs sont équipés d'une seule d'antenne. Le canal entre la source et les relais (S-R) sont de type CM3 (on-body), et les canaux entre les relais et la destination (R-D) et la source vers la destination sont de type CM4 (off-body) comme représenté sur la Figure 4.12. La stratégie

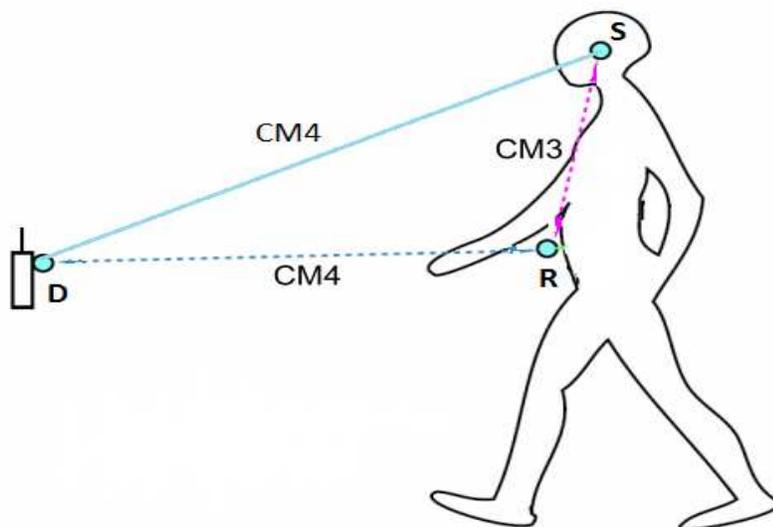


Figure 4.12 Les canaux de communication dans un système de relayage proposé.

de coopération appartient à une des deux classes de protocoles de relayage AF ou DF, dans laquelle la transmission du signal comporte deux phases. Dans la phase 1, la source envoie ses informations vers les relais et à la destination en même temps. Dans la phase 2, pour le protocole DF chaque relais décode les informations reçues et transmet les symboles décodés vers la destination. Dans le protocole AF, chaque relais amplifie et retransmet simplement le

signal à la destination sans décodage. Dans la première phase, les signaux reçus au relais et à la destination peuvent être formulé comme suit :

$$\begin{aligned} y_{sr}^k &= \sqrt{P_s} x * h_{sr}^k + z_{sr}^k \\ y_{sd} &= \sqrt{P_s} x * h_{sd} + z_{sd} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Où  $P_s$  est la puissance d'émission de la source.

$h_{sr}^k$  est les coefficients du canal CM3 entre la source et le  $k^{\text{ème}}$  relais.

$h_{sd}$  étant le canal les coefficients du canal CM4  $S - D$ .

$x$  représente les symboles MB-OFDM transmis.

$z_{sr}^k$  et  $z_{sd}$  le bruit blanc gaussien additif (AWGN) correspondant au relais et à la destination.

Dans la seconde phase, le signal reçu au  $k^{\text{ème}}$  relais  $y_{sr}$  est amplifié et retransmis vers la destination :

$$y_{rd}^k = G \sqrt{P_s} x * h_{rd}^k y_{sr}^k + z_{rd}^k \quad (4.16)$$

Où  $G = \sqrt{P_r / (P_s + N_0)}$  est le facteur d'amplification et  $P_r$  est la puissance d'émission des relais. En suivant l'allocation de puissance dans [142], nous pouvons représenter la puissance de transmission totale dans l'ensemble comme :

$$P_s = R P_r = \frac{P}{2}$$

$R$  représente le nombre de nœuds relais.

$N_0$  est la puissance de bruit aux niveaux de relais.

$h_{rd}^k$  est le canal CM4 du relais-destination CM4.

$z_{rd}^k$  est la composante AWGN du bruit relatif.

La destination combine les signaux de la source et des relais en utilisant le combineur de type MRC (Maximum Ratio Combiner) comme suit :

$$Y_d[k] = H_{sd}^* Y_{sd} + \sum_{k=1}^K (H_{sr}^k H_{rd}^k)^* Y_{rd}^k \quad (4.17)$$

Où  $(.)^*$  désigne le conjugué complexe. Les performances en termes de BER du système MB-

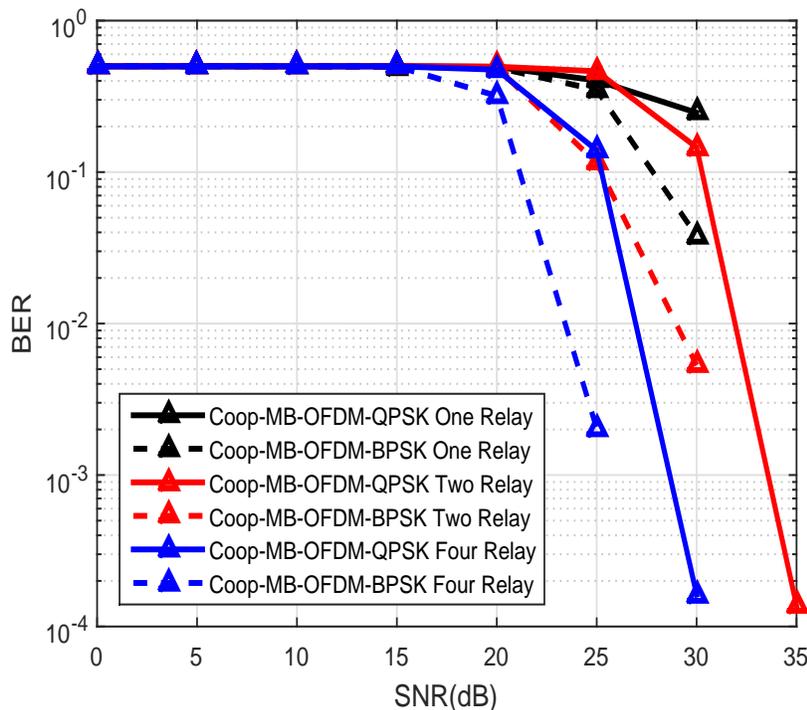


Figure 4.13 Performances du système MB-OFDM coopératif AF avec différents nombre de relais et différents ordres de modulation

OFDM coopératif basé sur le protocole AF avec un nombre différent de relais et différents ordre de modulation (BPSK, QPSK) sont illustrées sur la figure 4.13. Nous remarquons que pour le cas d'utilisation d'un seul relais, avec un BER requis de  $10^{-1}$ , on obtient des gains de 27 dB pour la modulation *BPSK* et supérieures à 30 dB pour la *QPSK*. Pour un système à quatre relais, on atteint une performance égale à 21 dB et 25 dB pour un même BER égal à  $10^{-1}$ . Evidemment, l'augmentation du nombre de relais améliorera encore cette immunité du système contre les erreurs de canal. Cependant il y a une limite dans le gain de diversité fourni, puisque passer d'un relais à deux apporte un gain comparable à celui du passage de deux à quatre, qui est légèrement supérieur à 5 dB pour un BER de l'ordre de  $10^{-3}$  (modulation *QPSK*). Ce gain constitue une économie d'énergie intéressante pour les BANs. Cependant l'ajout de relais exige une consommation supplémentaire d'énergie et une complexité plus

élevée. La figure 4.14 donne la comparaison des performances entre le protocole Amplify and

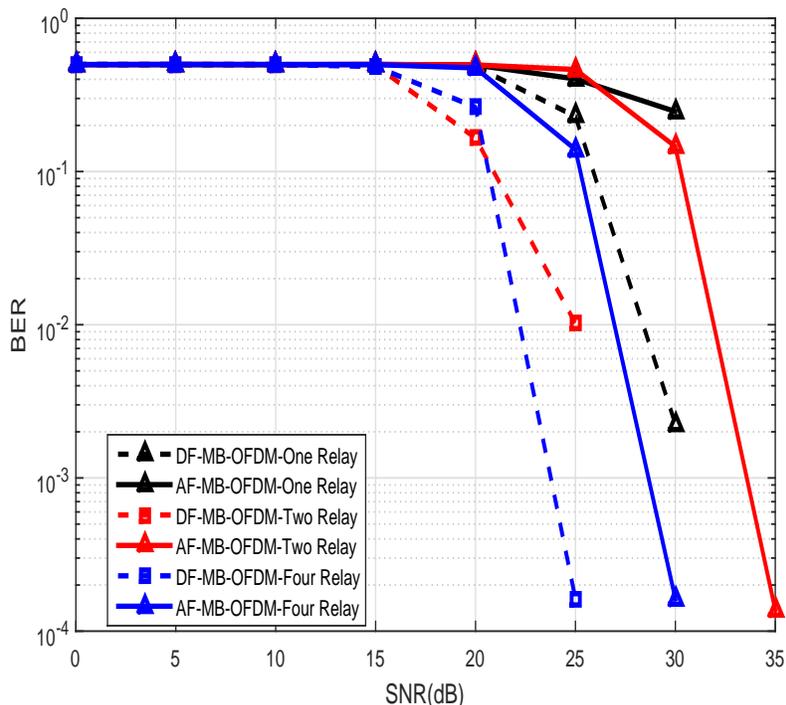


Figure 4.14 Comparaison des performances entre les systèmes AF et DF MB-OFDM.

forward (AF) et le protocole Decode-and-Forward (DF) lorsque le signal est correctement décodé au niveau du relais. A partir de cette figure, il apparaît que le système DF est plus performant que le système AF indépendamment de la plage SNR. Par exemple, lorsque le BER requis est de  $10^{-2}$ , des gains de 7 dB sont notés lors de l'adoption d'un système coopératif à deux relais. On peut observer clairement que si le signal est correctement décodé au niveau du relais, le protocole DF donnera de meilleures performances. Cela s'explique par le fait que le bruit additif s'annule lorsque le signal est parfaitement décodé au niveau du relais. Cependant, dans les conditions pratiques, cela n'arrive rarement que le bruit additif s'annule et les erreurs résultantes minimisent les performances. Lorsque des erreurs surviennent sur le relais, les performances de DF diminuent même en dessous de l'AF.

#### 4.5.2 Sélection du relais proposé pour la couche physique MB-OFDM UWB-BANs

En BAN, les capteurs sont montés/implantés sur ou à l'intérieur du corps humain. Plusieurs capteurs peuvent être utilisés comme relais pour améliorer les performances du système. Deux des protocoles de transmission coopératifs les plus fréquemment utilisés sont l'amplification et la retransmission (AF) et le décodage et la retransmission (DF). La performance du protocole AF est principalement limitée par le bruit amplifié au niveau du relais pendant le processus retransmission, en particulier pour un SNR faible. Les performances du DF seront dégradées lorsque le relais ne décodera pas correctement les signaux reçus et que le processus de décodage et de ré-encodage entraînera une propagation d'erreur. Le concept de schéma avec relais opportuniste a été d'abord introduit dans [46] pour la sélection d'un relais unique. Parmi l'ensemble des nœuds relais, ce concept fournit le meilleur lien indirect de la source à la destination. En optant pour un seul relais, les synchronisations de temps et de fréquence entre les relais sont contournées. Très peu de travaux combinant la MB-OFDM et les techniques coopératives ont été rapportés dans la littérature. D'après nos investigations de recherche, l'utilisation d'un système MB-OFDM coopératif équipé d'une sélection de relais dans les canaux corporels sans fil, n'a jamais été abordé. Afin de réaliser ces communications à haut débit, efficaces en énergie dans les BAN et avec un degré viable de fiabilité des données; la méthode que nous avons proposé combine des architectures de diversité coopérative MB-OFDM avec la sélection de relais. Cette dernière repose sur les calculs des valeurs du SNR instantanées de la source au relais (S-R) et du relais vers la destination (R-D) afin de conserver uniquement le meilleur relais de retransmission. Ainsi, nous simplifions non seulement toute l'architecture DF mais la structure du traitement ultérieur et les blocs de détection. Notre schéma de communication coopérative proposé diffère des schémas de relais opportunistes présentés précédemment qui se base sur la sélection du meilleur relais pour chaque composante multi trajets dans le canal sélectif en fréquence. Un nombre limité de composants des trajets multiples est détecté. Dans un souci de simplicité, le choix se fait sur

la base du premier arrivé premier choisi, sans prendre en considération les plus forts trajets. De plus, la destination est utilisée comme un nœud centralisé pour la sélection du meilleur relais, soulageant ainsi les relais de l'encombrement de calcul. L'indice du relais sélectionné est envoyé par le canal de retour aux nœuds source et relais.

Nous considérons un système coopératif centré sur le corps et basé sur le schéma MB-OFDM. Les nœuds de communication utilisent chacun une antenne, la source et les capteurs des  $K$  relais sont portés sur le corps humain. En raison de l'effet du corps humain, les signaux dans les BAN sont sujets à des niveaux d'évanouissement et d'ombrage plus sévères relativement aux canaux conventionnels [143]. Contrairement aux systèmes coopérative à  $k$  relais qui nécessitent autant d'intervalles de temps orthogonaux que le nombre de relais utilisés, le relais opportuniste ne nécessite qu'une transmission en deux étapes, améliorant ainsi l'efficacité de la bande passante. Dans la première phase, la source diffuse le signal vers le relais et la destination. Dans la phase suivante, le relais sélectionné décode et transmet le signal reçu à la destination. Le meilleur relais est choisi en fonction des valeurs calculées du SNR instantanées S-R et R-D de chaque relais par la destination. Le processus de décodage implique une démodulation OFDM des données au niveau du relais puis une égalisation dans le domaine fréquentiel à l'aide de l'égaliseur de type zéro forcing du (ZF). Par conséquent, le problème de propagation d'erreur de décodage a été traité dans nos travaux, ce qui est plus réaliste que de le supposer parfait ; comme cela a été fait dans la plupart des articles de recherche. L'égalisation ZF utilise un nombre limité de composantes à trajets multiples du canal source-relais. Ces valeurs sont transformées dans le domaine fréquentiel afin de les utiliser pour la compensation d'effet du canal. Les composantes à trajets multiples sont sélectionnées en fonction de leur instant d'arrivée afin d'éviter la détection que des plus forts, ceci ajoutera une complexité de la structure de relais. Les données résultantes sont ensuite démodulées et détectées par la QPSK. Ensuite, les bits estimés sont à nouveau convertis en symboles QPSK, modulés en OFDM et transmis à la destination. Par la suite, les signaux émanant de la source et du relais sélectionné sont combinés à la destination en adoptant le combineur de rapport

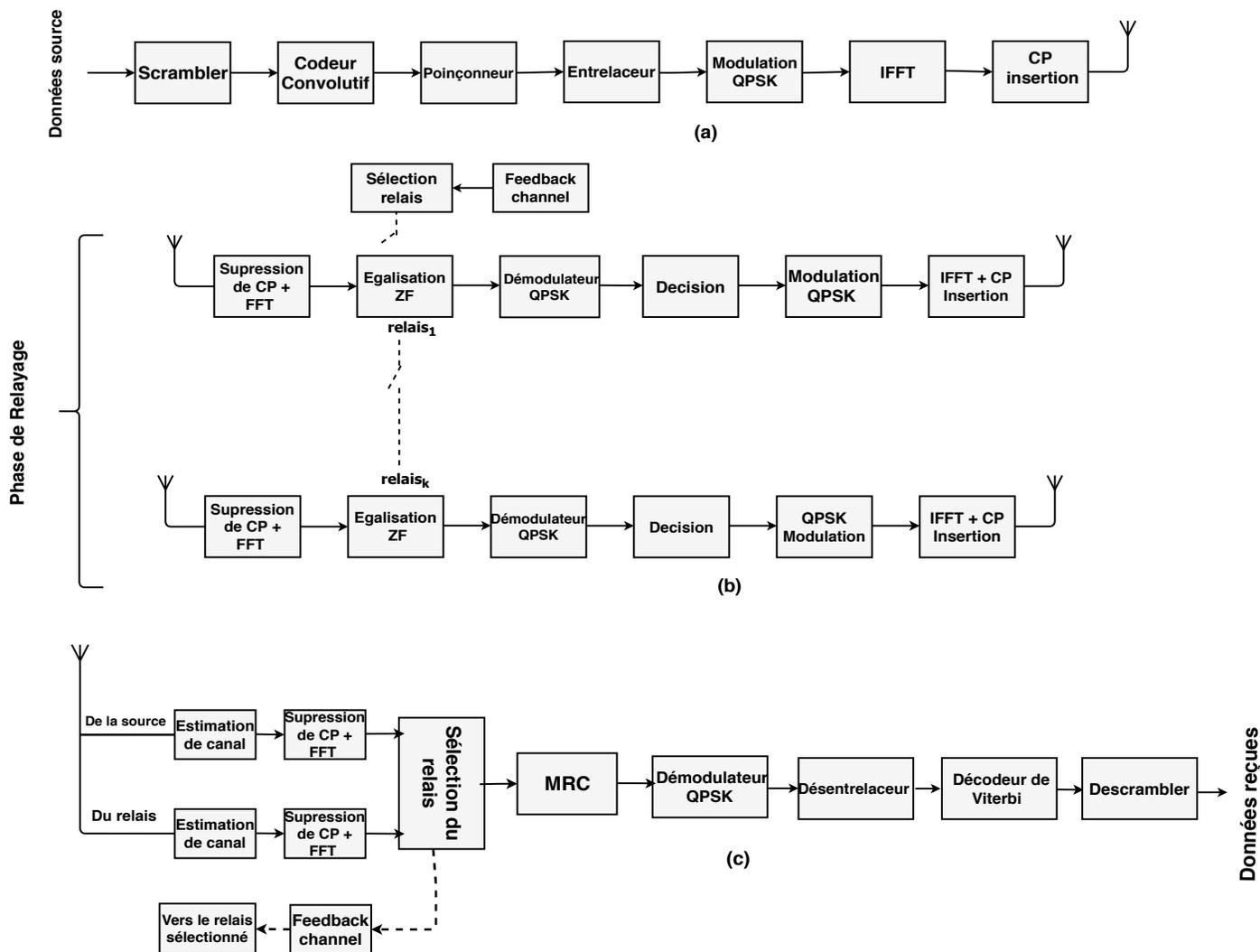


Figure 4.15 Schéma bloc de l'architecture proposée (a) Source, (b) Relais, (c) Destination.

maximum (MRC). Nous supposons que dans cette étude, tous les coefficients du canal sont parfaitement connus et que le traitement est réalisé plus rapidement que les variations du canal. Sur la base de ces hypothèses et après avoir appliqué la FFT à la réception, le signal reçu à la destination à partir de la source sur la  $n$ ème sous-porteuse pourrait être formulé comme suit :

$$y_{sd}(n) = \sqrt{P_s} H(n)_{sd} + z(n)_d \quad (4.18)$$

Où  $P_s$  est la puissance d'émission de la source.

$H(n)_{sd}$  est la réponse fréquentiel du canal CM4 source-destination.

$x(n)$  est le symbole de données modulé par QPSK transmis à la nième sous-porteuse.

Et  $z(n)_d$  se rapporte à la transformée FFT de l'Additif White Gaussian Noise (AWGN) de la variance unitaire moyenne nulle à la destination.

De même, le signal reçu du relais sélectionné à la destination après la démodulation OFDM pour le  $m^{\text{ème}}$  relais sélectionné peut s'écrire comme suit :

$$y_{rd}^m(n) = \sqrt{P_r} H(n)_{rd}^m \tilde{x}(n) + z(n)_d \quad (4.19)$$

Où  $P_r$  est la puissance d'émission.

$H(n)_{rd}^m$  est le canal relais-destination.

$x$  le signal décodé et transmis par le relais.

Les travaux cités dans l'article [46] supposent que les nœuds relais sont ceux qui surveillent les conditions de canal instantané de la source vers la destination (source-relais-destination). Cependant, notre travail considère la destination comme un nœud centralisé qui, en fonction des SNR *source – relais* et *relais – destination*, renvoie l'indice du relais sélectionné. La procédure de sélection est effectuée en dessous du temps de cohérence du canal. Les deux sauts de relais sont utilisés pour améliorer les performances de bout en bout en recourant aux mesures instantanées du SNR des canaux S-R et R-D disponibles. Le contexte de propagation critique est d'abord pris en compte en cherchant le SNR minimum pour chaque relais parmi les liaisons S-R et R-D ; le meilleur relais est celui maximisant cette fonction. En notant par  $H(n)_{(sr)}^i$  la réponse fréquentielle du canal CM3 entre la source et le  $i^{\text{ème}}$  relais ; le relais retenu est celui qui vérifie la relation suivante :

$$r_m = \operatorname{argmax}_i (\min(|H(n)_{sr}^i|^2, |H(n)_{rd}^i|^2)) \quad (4.20)$$

$$Y_{MRC} = \sqrt{P_s} H(n)_{sd}^* y(n)_{sd} + \sqrt{P_r} (H(n)_{rd}^m)^* y_{rd}^* \quad (4.21)$$

Où  $(.)^*$  désigne le conjugué complexe.

Des opérations inverses au niveau du nœud de destination (D), présentées en figure 4.15, sont ensuite appliquées pour récupérer les données transmises.

### ***Résultats de la simulation :***

Les simulations ont été réalisées en utilisant 1200 MB-OFDM générés aléatoirement. Afin de garantir une comparaison équitable entre le schéma proposé et la contrepartie de tous les relais en respectant la contrainte de puissance d'émission totale. Ainsi, la puissance d'émission totale a été partagée également entre la destination et le relais sélectionné. Pour le cas de  $k$  relais, la puissance totale est également distribuée entre ces relais et la destination. La comparaison des performances données par la méthode proposée avec celle de  $k$  relais avec deux scénarios différents est schématisée en figure 4.16. Le terme *perfect* utilisé fait référence au décodage sans erreur dans l'architecture DF alors que *imperfect* représente le décodage réel décrit ci-dessus. On peut distinguer sur la figure 4.16 que pour le cas parfait, l'utilisation du nombre total de relais permet d'obtenir les meilleures performances avec un gain de SNR d'environ 6 dB pour un BER de l'ordre de  $10^{-3}$ . Cependant, ceci se fait au détriment de l'augmentation de la complexité. Puisque toute l'architecture de DF décrite dans la figure 4.15 (b), englobant le nombre total de relais, est opérationnelle; une complexité qui devrait être évitée dans les architectures BAN à faible cout. En outre, il est intéressant de signaler que le choix fait des composantes de trajets multiples à exploiter dans le processus de détection a été effectué de manière aléatoire et que l'on peut s'attendre à de meilleures performances si seulement les composantes multi trajets les plus forts sont conservés. Plus important encore, nous avons supposé que les coefficients du canal sont parfaitement connus au niveau de la destination ce qui n'est pas une réalité dans les applications pratiques. Il est intéressant de noter aussi que l'intégration d'un système DF réaliste pénalise gravement les  $k$  relais. En revanche, l'utilisation de l'architecture proposée permet d'atténuer l'effet des erreurs de décodage DF avec un gain inférieur à 4 dB par rapport au cas parfait.

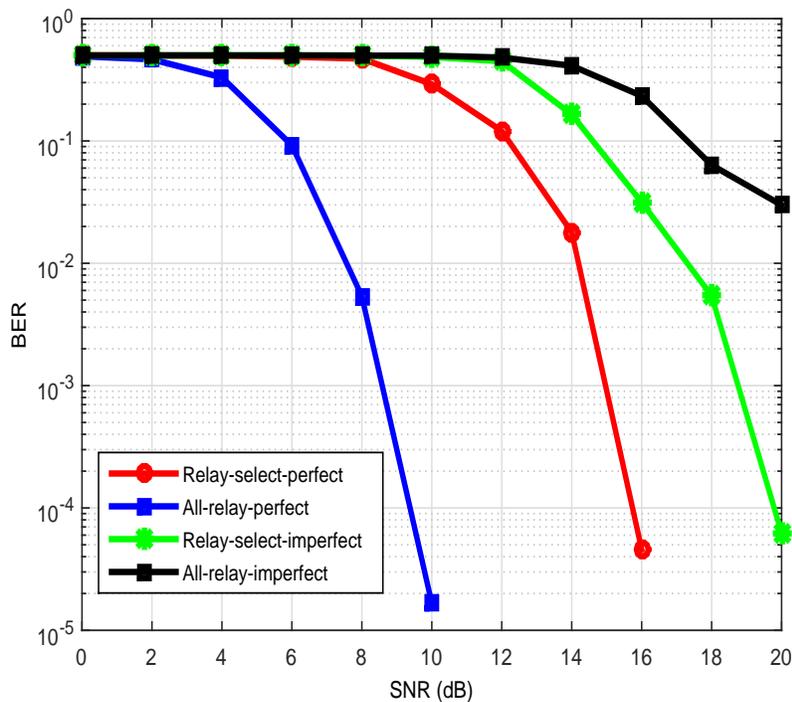


Figure 4.16 Performances du système proposé.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé le système MB-OFDM, en combinaison avec le codage STBC et STFBC, comme une couche physique alternative pour les canaux UWB-WBAN. Les STFBC sont les versions étendues des codes STBC conventionnels (Space-Time Block Codes) servant à augmenter la diversité du système. Intuitivement, cette proposition est en mesure de fournir de meilleures performances avec un débit de données plus élevé. Afin de prouver que le codage proposé est digne de la couche physique WBAN à haut débit, nous avons étudié les performances du système proposé dans les canaux CM3 et CM4 avec différentes configurations d'antennes (2I1O et 2I2O).

Les résultats de la simulation confirment que le STFBC proposé possède un ordre de diversité plus élevé que le STBC. Cela implique qu'il a une meilleure capacité à atténuer l'évanouissement et à améliorer la fiabilité de la liaison. D'autre part, et afin de réduire la

complexité du système, nous avons proposé dans la deuxième partie de ce chapitre d'incorporer le système coopératif avec la sélection du relais. En plus de la réduction de la complexité de l'architecture et l'amélioration de l'efficacité de la bande passante, la technique proposée de la sélection du meilleur relais améliore les performances en termes de BER et atténue l'effet des erreurs de décodage DF.

---

## Conclusion générale

L'avenir de la communication sans fil est orienté vers le réseau 5G. Ces systèmes permettront d'échanger une très grande quantité d'informations en un temps extrêmement réduit (débit très élevé). Dans cette nouvelle ère, les services de santé en temps réel deviendront un standard. Les dispositifs dédiés à la surveillance du bien-être et de la santé des personnes devraient avoir une communication sans fil préalablement établis via les réseaux de capteurs WBANs. Ces mêmes réseaux (WBAN) possèdent une myriade d'applications, tel que la détection de l'activité de la posture du corps humain et les applications d'aide aux personnes dans le cas de crise sanitaire. Durant cette dernière décennie, des ingénieurs-concepteurs et chercheurs se sont intéressés à un nouveau type d'architecture réseau à base de capteurs corporels (WBAN). Ces capteurs révolutionnaires sont très légers, d'une taille de quelques millimètres et avec une très faible consommation énergétique. Dans ce contexte, la mise au point des applications en soins sanitaires (health-care applications) utilisant la technique de transmission UWB pourrait être plutôt avantageuse. Cependant, la transmission haut-débit dans les réseaux corporels sans fil de faible coût reste un défi majeur.

Cette thèse propose la MB-OFDM comme une plate-forme haut débit pour les futures applications WBANs. En raison de la nature sélective en fréquence des canaux UWB-WBANs, nous avons pu établir une combinaison entre la MB-OFDM et les techniques de codage espace-temps et espace-fréquence par bloc (STBC et STFBC). Vu la complexité matérielle réduite des réseaux WBANs, la communication coopérative est proposée comme solution attrayante au problème étudié tout en évitant l'utilisation d'antennes multiples. Nous avons

---

aussi mis en place, une technique de sélection de relais basé sur le protocole DF, qui a été implantée au sein d'un système de communication corporelle à haut débit. Lors des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les résultats obtenus montre l'efficacité de notre système qui est performant en termes de BER et optimal en terme de la complexité.

En perspectives, nous suggérons quelques travaux futurs qui pourraient être une nouvelle voie de recherches :

- Nous pouvons envisager de combiner notre approche avec les techniques d'étalement du spectre CDMA, pour la mise en place d'une communication coopérative multi-utilisateurs.
- Le débit de transmission de données de l'approche développée, peut être augmenté d'une manière significative, par la modulation à double porteuse (DCM : Dual Carrier Modulation).
- La minimisation d'interférence entre les signaux de piconets adjacent est un défi majeur dans le déploiement des réseaux WBANs à grande échelle. Ce problème est assez peu traité, et devrait faire l'objet d'une étude de recherche plus approfondie.
- Un intérêt plus particulier est donné pour l'étude de l'interopérabilité des WBANs avec d'autres technologies sans fil (intégration des WBAN dans l'infrastructure du réseau existant).

---

## RÉFÉRENCES

- [1] W. Alliance, “Multiband ofdm physical layer specification,” *WiMedia Release Spec*, vol. 1, pp. 128–134, 2009.
- [2] R. Chavez-Santiago, K. E. Nolan, O. Holland, L. D. Nardis, J. M. Ferro, N. Barroca, L. M. Borges, F. J. Velez, V. Goncalves, and I. Balasingham, “Cognitive radio for medical body area networks using ultra wideband,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 19, no. 4, pp. 74–81, August 2012.
- [3] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct 1998.
- [4] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, and A. Jamalipour, “Wireless body area networks : A survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1658–1686, Third 2014.
- [5] G. D. Ntouni, A. S. Lioumpas, and K. S. Nikita, “Reliable and energy-efficient communications for wireless biomedical implant systems,” *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 18, no. 6, pp. 1848–1856, Nov 2014.
- [6] J. i. Naganawa, K. Wangchuk, M. Kim, T. Aoyagi, and J. i. Takada, “Simulation-based scenario-specific channel modeling for wban cooperative transmission schemes,” *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 19, no. 2, pp. 559–570, March 2015.
- [7] G. F. Ross, “The transient analysis of multiple beam feed networks for array systems,” Ph.D. dissertation, Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, NY, 1963.

- [8] G. Ross, “Transmission and reception system for generating and receiving base-band pulse duration pulse signals without distortion for short base-band communication system,” April 1973, uS Patent 3,728,632.
- [9] T. W. Barrett, “History of ultra-wideband (uwb) radar & communications : Pioneers and innovators. progress in electromagnetics symposium (piers 2000),” *Cambridge, Massachusetts*, 2000.
- [10] F. C. Commission *et al.*, “In the matter of revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems,” *First Report And Order, ET Docket 98-153*, 2002.
- [11] D. Porcino and W. Hirt, “Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, July 2003.
- [12] T. K. Maria-Gabriella Di Benedetto, “UWB communication systems : a comprehensive overview,” *EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications*, 2006.
- [13] J. Proakis, *Digital Communications*, ser. Electrical engineering series. McGraw-Hill, 2001. [Online]. Available : <https://books.google.dz/books?id=sbr8QwAACAAJ>
- [14] R. Scholtz, “Multiple access with time-hopping impulse modulation,” in *Military Communications Conference, 1993. MILCOM’93. Conference Record. Communications on the Move., IEEE*, vol. 2. Ieee, 1993, pp. 447–450.
- [15] N. Boubaker and K. B. Letaief, “Ultra wideband dsss for multiple access communications using antipodal signaling,” in *Communications, 2003. ICC ’03. IEEE International Conference on*, vol. 3, May 2003, pp. 2197–2201 vol.3.
- [16] L. Cimini, “Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, no. 7, pp. 665–675, Jul 1985.

- [17] J. Balakrishnan, A. Batra, and A. Dabak, “A multi-band ofdm system for uwb communication,” in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003*, Nov 2003, pp. 354–358.
- [18] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster, and A. Dabak, “Design of a multiband ofdm system for realistic uwb channel environments,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2123–2138, Sept 2004.
- [19] J. Hao, B. Zhang, and H. T. Mouftah, “Routing protocols for duty cycled wireless sensor networks : A survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 12, pp. 116–123, December 2012.
- [20] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102–114, Aug 2002.
- [21] E. M. Staderini, “Uwb radars in medicine,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 17, no. 1, pp. 13–18, Jan 2002.
- [22] J. D. Taylor, *Ultra-wideband radar technology*. CRC press, 2000.
- [23] M. Patel and J. Wang, “Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 1, pp. 80–88, February 2010.
- [24] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102–114, Aug 2002.
- [25] “Nike+ipod sport kit,” <https://www.dexigner.com/news/8336>, accessed :21-10-2017.
- [26] “Sensewear,” <http://www.body-coaches.de/coaching/body-analyse/bodymediasensewear-analyse>, accessed :21-10-2017.
- [27] P. S. Hall and Y. Hao, *Antennas And Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 2006.
- [28] “Apple watch,” <http://www.apple.com/fr/watch/>, accessed :21-10-2017.

- [29] T. S. Saponas, J. Lester, C. Hartung, and T. Kohno, “Devices that tell on you : The nike+ ipod sport kit,” *Dept. of Computer Science and Engineering, University of Washington, Tech. Rep*, 2006.
- [30] S. Jeon, C. Yu, Y.-J. Suh, J.-h. Moon, and S.-H. Lee, “Analysis of body communication parameters using software radio platform,” in *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2011-MILCOM 2011*. IEEE, 2011, pp. 628–633.
- [31] M. Gast, “*802.11 Wireless networks : the definitive guide*”. O’Reilly Media, Inc, 2005.
- [32] J. Reed, *Introduction to ultra wideband communication systems*. Prentice Hall Press, 2005.
- [33] G. R. Hiertz, Y. Zang, J. Habetha, and H. Sirin, “IEEE 802.15.3a wireless personal area networks,” in *11th European Wireless Conference 2005 - Next Generation wireless and Mobile Communications and Services*.
- [34] J. C. Haartsen, “The bluetooth radio system,” *IEEE Personal Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 28–36, Feb 2000.
- [35] V. C. Gungor and G. P. Hancke, “Industrial wireless sensor networks : Challenges, design principles, and technical approaches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4258–4265, Oct 2009.
- [36] W. P. Siritwongpairat, W. Su, M. Olfat, and K. J. R. Liu, “Multiband-ofdm mimo coding framework for uwb communication systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 1, pp. 214–224, Jan 2006.
- [37] T.-H. Tan and K.-C. Lin, “Performance of space-time block coded MB-OFDM UWB systems,” in *4th Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR’06)*, May 2006, pp. 5 pp.–327.
- [38] L. C. Tran and A. Mertins, “Space-time-frequency code implementation in MB-OFDM UWB communications : Design criteria and performance,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 701–713, Feb 2009.

- [39] A. Alomainy, R. Di Bari, Q. H. Abbasi, and Y. Chen, *Co-operative and Energy Efficient Body Area and Wireless Sensor Networks for Healthcare Applications*. Academic Press, 2014.
- [40] Z. Zhou, S. Zhou, S. Cui, and J. H. Cui, “Energy-efficient cooperative communication in a clustered wireless sensor network,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 6, pp. 3618–3628, Nov 2008.
- [41] G. D. Ntouni, A. S. Lioumpas, and K. S. Nikita, “Reliable and energy-efficient communications for wireless biomedical implant systems,” *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 18, no. 6, pp. 1848–1856, Nov 2014.
- [42] X. Huang, H. Shan, and X. Shen, “On energy efficiency of cooperative communications in wireless body area network,” in *2011 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2011, pp. 1097–1101.
- [43] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, “Cooperative communication in wireless networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 74–80, Oct 2004.
- [44] T. Cover and A. E. Gamal, “Capacity theorems for the relay channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, September 1979.
- [45] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, Dec 2004.
- [46] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, “A simple cooperative diversity method based on network path selection,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 659–672, March 2006.
- [47] A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, “Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 9, pp. 3450–3460, September 2007.

- [48] R. Chavez-Santiago and I. Balasingham, “Ultrawideband signals in medicine,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 130–136, Nov 2014.
- [49] Z. Yang, K. Nahrstedt, Y. Cui, B. Yu, J. Liang, S.-h. Jung, and R. Bajscy, “Teeve : The next generation architecture for tele-immersive environment,” in *Proceedings of the Seventh IEEE International Symposium on Multimedia*, ser. ISM '05. Washington, DC, USA : IEEE Computer Society, 2005, pp. 112–119. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/ISM.2005.113>
- [50] Y. Gao, Y. Zheng, S. Diao, W. D. Toh, C. W. Ang, M. Je, and C. H. Heng, “Low-power ultrawideband wireless telemetry transceiver for medical sensor applications,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 58, no. 3, pp. 768–772, March 2011.
- [51] C. Paulson, J. Chang, C. Romero, J. Watson, F. Pearce, and N. Levin, “Ultra-wideband radar methods and techniques of medical sensing and imaging,” in *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, B. Cullum and J. Carter, Eds., vol. 6007, 2005.
- [52] S. Brovoll, T. Berger, Y. Paichard, T. S. Lande, and S. E. Hamran, “Time-lapse imaging of human heartbeats using uwb radar,” in *2013 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Oct 2013, pp. 142–145.
- [53] H. Cao, V. Leung, C. Chow, and H. Chan, “Enabling technologies for wireless body area networks : A survey and outlook,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 12, pp. 84–93, Dec 2009.
- [54] B. Latré, B. Braem, I. Moerman, C. Blondia, and P. Demeester, “A survey on wireless body area networks,” *Wireless Networks*, vol. 17, no. 1, pp. 1–18, 2011.
- [55] K. Y. Yazdandoost and S.-P. Kamran, “Channel model for body area network (ban),” *IEEE P802.15, Tech. Rep.*, 2009, 2009.
- [56] R.Chavez-Santiago, K.Sayrafian-Pour, A.Khaleghi, K.Takizawa, J.Wang, I.Balasingham, and H.B.Li, “Propagation models for ieee 802.15.6 standardiza-

- tion of implant communication in body area networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 8, pp. 80–87, August 2013.
- [57] I. S. Association *et al.*, “IEEE 802.15 : WPAN task group 6 (TG6) body area networks,” 2008.
- [58] A. A. et al, “IEEE standard for local and metropolitan area networks-part 15.6 : Wireless body area networks,” *IEEE Standard for Information Technology, IEEE*, vol. 802, no. 6, pp. 1–271, 2012.
- [59] F. Martelli, C. Buratti, and R. Verdone, “On the performance of an iee 802.15. 6 wireless body area network,” in *Wireless Conference 2011-Sustainable Wireless Technologies (European Wireless), 11th European*. VDE, 2011, pp. 1–6.
- [60] K. S. Kwak, S. Ullah, and N. Ullah, “An overview of IEEE 802.15. 6 standard,” in *Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 2010 3rd International Symposium on*. IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [61] N. Bradai, S. Belhaj, L. Chaari, and L. Kamoun, “Study of medium access mechanisms under IEEE 802.15. 6 standard,” in *Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC), 2011 4th Joint IFIP*. IEEE, 2011, pp. 1–6.
- [62] C. Li, L. Wang, J. Li, B. Zhen, H. B. Li, and R. Kohno, “Scalable and robust medium access control protocol in wireless body area networks,” in *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept 2009, pp. 2127–2131.
- [63] C. Lee, J. Kim, H. S. Lee, and J. Kim, “Physical layer designs for wban systems in IEEE 802.15.6 proposals,” in *2009 9th International Symposium on Communications and Information Technology*, Sept 2009, pp. 841–844.
- [64] S. Ullah and K. S. Kwak, “Throughput and delay limits of IEEE 802.15.6,” in *2011 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2011, pp. 174–178.

- [65] R. Cavallari, F. Martelli, R. Rosini, C. Buratti, and R. Verdone, “A survey on wireless body area networks : Technologies and design challenges,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1635–1657, Third 2014.
- [66] A. Fort, C. Desset, J. Ryckaert, P. D. Doncker, L. V. Biesen, and P. Wambacq, “Characterization of the ultra wideband body area propagation channel,” in *2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept 2005, pp. 6 pp.–.
- [67] A. Fort, J. Ryckaert, C. Desset, P. D. Doncker, P. Wambacq, and L. V. Biesen, “Ultra-wideband channel model for communication around the human body,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 4, pp. 927–933, April 2006.
- [68] T. Aoyagi, “Channel models for wearable and implantable wbans,” *doc. IEEE802. 15-09-0416-04-0006*, 2008.
- [69] Y. Chen, J. Teo, J. C. Y. Lai, E. Gunawan, K. S. Low, C. B. Soh, and P. B. Rapajic, “Cooperative communications in ultra-wideband wireless body area networks : Channel modeling and system diversity analysis,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, no. 1, pp. 5–16, January 2009.
- [70] B. Zhen, M. Kim, J.-i. Takada, and R. Kohno, “Characterization and modeling of dynamic on-body propagation at 4.5 ghz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1263–1267, 2009.
- [71] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of digital transmission : with wireless applications*. Springer Science & Business Media, 1999.
- [72] D. B. Smith, D. Miniutti, T. A. Lamahewa, and L. W. Hanlen, “Propagation models for body-area networks : A survey and new outlook,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 97–117, Oct 2013.
- [73] Y. Liang and V. V. Veeravalli, “Resource allocation for wireless relay channels,” in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004.*, vol. 2, Nov 2004, pp. 1902–1906 Vol.2.

- [74] K. T. Phan, D. H. N. Nguyen, and T. Le-Ngoc, “Joint power allocation and relay selection in cooperative networks,” in *GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference*, Nov 2009, pp. 1–5.
- [75] Y. Zhao, R. Adve, and T. J. Lim, “Improving amplify-and-forward relay networks : optimal power allocation versus selection,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 3114–3123, August 2007.
- [76] R. S. Sanders and M. T. Lee, “Implantable pacemakers,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 84, no. 3, pp. 480–486, Mar 1996.
- [77] B. Gyselinckx, C. V. Hoof, J. Ryckaert, R. F. Yazicioglu, P. Fiorini, and V. Leonov, “Human++ : autonomous wireless sensors for body area networks,” in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005.*, Sept 2005, pp. 13–19.
- [78] J. A. Paradiso and T. Starner, “Energy scavenging for mobile and wireless electronics,” *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no. 1, pp. 18–27, Jan 2005.
- [79] M. Patel and J. Wang, “Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 1, pp. 80–88, February 2010.
- [80] C. A. Castro, S. Smith, A. Alqassis, T. Ketterl, Y. Sun, S. Ross, A. Rosemurgy, P. P. Savage, and R. D. Gitlin, “Marvel : A wireless miniature anchored robotic videoscope for expedited laparoscopy,” in *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, May 2012, pp. 2926–2931.
- [81] B. Chi, J. Yao, S. Han, X. Xie, G. Li, and Z. Wang, “Low-power transceiver analog front-end circuits for bidirectional high data rate wireless telemetry in medical endoscopy applications,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 54, no. 7, pp. 1291–1299, July 2007.
- [82] M. Marinova, A. Thielens, E. Tanghe, L. Vallozzi, G. Vermeeren, W. Joseph, H. Rogier, and L. Martens, “Diversity performance of off-body MB-OFDM UWB-MIMO,”

- IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 7, pp. 3187–3197, July 2015.
- [83] T. Zasowski, G. Meyer, F. Althaus, and A. Wittneben, “Uwb signal propagation at the human head,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1836–1845, June 2006.
- [84] J. Wang and Q. Wang, *Body area communications : channel modeling, communication systems, and EMC*. John Wiley & Sons, 2012.
- [85] B. Latré, B. Braem, I. Moerman, C. Blondia, and P. Demeester, “A survey on wireless body area networks,” *Wireless Networks*, vol. 17, no. 1, pp. 1–18, 2011.
- [86] J. Kim, H. S. Lee, J. K. Pack, and T. H. Kim, “Channel modeling for medical implanted communication systems by numerical simulation and measurement,” *IEEE*, vol. 80, pp. 2–15, 2008.
- [87] A. Sani, A. Alomainy, and Y. Hao, “The effect of various human body tissue models on radiowave propagation from a bladder implanted wireless source,” in *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 2009, pp. 1–4.
- [88] L. Martens, D. Kurup, W. Joseph, and G. Vermeeren, “In-body path loss model for homogeneous and heterogeneous human tissues,” in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Aug 2011, pp. 1–4.
- [89] B. Zhen, K. Takizawa, T. Aoyagi, and R. Kohno, “A body surface coordinator for implanted biosensor networks,” in *2009 IEEE International Conference on Communications*, June 2009, pp. 1–5.
- [90] A. Khaleghi, R. Chavez-Santiago, X. Liang, I. Balasingham, V. Leung, and T. Ramstad, “On ultra wideband channel modeling for in-body communications,” in *IEEE 5th International Symposium on Wireless Pervasive Computing 2010*, May 2010, pp. 140–145.

- [91] A. Ghildiyal, B. Godara, K. Amara, R. Dalmolin, and A. Amara, “UWB for low power, short range, in-body medical implants,” in *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Aug 2010, pp. 1–4.
- [92] J. Hagedorn, J. Terrill, W. Yang, K. Sayrafian, K. Y. Yazd, and R. Kohno, “A statistical path loss model for mics,” 2008.
- [93] Y. Yang, D. Shen, E. Dutkiewicz, and G. Fang, “Channel model for in-body WBAN,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*. IEEE, 2012, pp. 1–2.
- [94] S. Chamaani, Y. I. Nechayev, P. S. Hall, C. Constantinou, and S. A. Mirtaheeri, “Short-term and long-term fading of in-body to out-of-body channel in MICS band,” in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*. IEEE, 2011, pp. 3797–3800.
- [95] S. L. Cotton, G. A. Conway, and W. G. Scanlon, “A time-domain approach to the analysis and modeling of on-body propagation characteristics using synchronized measurements at 2.45 GHz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 943–955, April 2009.
- [96] Z. H. Hu, Y. I. Nechayev, P. S. Hall, C. C. Constantinou, and Y. Hao, “Measurements and statistical analysis of on-body channel fading at 2.45 GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 612–615, 2007.
- [97] A. Fort, C. Desset, P. Wambacq, and L. V. Biesen, “Indoor body-area channel model for narrowband communications,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 1, no. 6, pp. 1197–1203, Dec 2007.
- [98] G. A. Conway, W. G. Scanlon, C. Orlenius, and C. Walker, “In situ measurement of UHF wearable antenna radiation efficiency using a reverberation chamber,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 271–274, 2008.

- [99] H. Giddens, D. L. Paul, G. S. Hilton, and J. P. McGeehan, “Influence of body proximity on the efficiency of a wearable textile patch antenna,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2012, pp. 1353–1357.
- [100] K.-L. Wong and C.-I. Lin, “Characteristics of a 2.4-ghz compact shorted patch antenna in close proximity to a lossy medium,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 480–483, 2005.
- [101] R. D’Errico and L. Ouvry, “Time-variant ban channel characterization,” in *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept 2009, pp. 3000–3004.
- [102] S. L. Cotton and W. G. Scanlon, “Channel characterization for single- and multiple-antenna wearable systems used for indoor body-to-body communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 980–990, April 2009.
- [103] D. B. Smith, D. Miniutti, T. A. Lamaheva, and L. W. Hanlen, “Propagation models for body-area networks : A survey and new outlook,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 97–117, Oct 2013.
- [104] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, “An on-body channel model for uwb body area communications for various postures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 991–998, 2009.
- [105] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, “Ieee 802.15. 4a channel model-final report,” *IEEE P802*, vol. 15, no. 04, p. 0662, 2004.
- [106] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, “Uwb for non-invasive wireless body area networks : Channel measurements and results,” in *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*. IEEE, 2003, pp. 285–289.

- [107] C. H. Durney, H. Massoudi, and M. F. Iskander, “Radiofrequency radiation dosimetry handbook,” UTAH UNIV SALT LAKE CITY DEPT OF ELECTRICAL ENGINEERING, Tech. Rep., 1986.
- [108] C. Gabriel, “Compilation of the dielectric properties of body tissues at rf and microwave frequencies.” KING’S COLL LONDON (UNITED KINGDOM) DEPT OF PHYSICS, Tech. Rep., 1996.
- [109] R. Pethig, “Dielectric properties of body tissues,” *Clinical Physics and Physiological Measurement*, vol. 8, no. 4A, p. 5, 1987.
- [110] O. Gaandhi, “Biological effects and medical applications of electromagnetic energy,” 1990.
- [111] E. Reusens, W. Joseph, G. Vermeeren, and L. Martens, “On-body measurements and characterization of wireless communication channel for arm and torso of human,” in *IFMBE PROCEEDINGS*, vol. 13. Springer, 2007, p. 264.
- [112] A. Fort, J. Ryckaert, C. Desset, P. De Doncker, P. Wambacq, and L. Van Biesen, “Ultra-wideband channel model for communication around the human body,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 4, pp. 927–933, 2006.
- [113] I. Recommendation, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for imt-2000,” *International Telecommunication Union*, 1997.
- [114] L. Rice, “Radio transmission into buildings at 35 and 150 mc,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 38, no. 1, pp. 197–210, 1959.
- [115] A. M. Saleh and R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, February 1987.
- [116] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, and D. Tholl, “Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 3, pp. 733–737, Aug 1994.

- [117] P. K. Tang, Y. H. Chew, L. C. Ong, M. K. Haldar, and B. Luo, “Small-scale transmission statistics of uwb signals for body area communications,” in *IEEE Vehicular Technology Conference*, Sept 2006, pp. 1–5.
- [118] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, “An on-body channel model for uwb body area communications for various postures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 991–998, April 2009.
- [119] G. Dolmans and A. Fort, “Channel models wban-holst centre/imec-nl,” *IEEE 802.15-08-0418-01-0006*, 2008.
- [120] H. Sawada, T. Aoyagi, J.-i. Takada, K. Y. Yazdandoost, and R. Kohno, “Channel model between body surface and wireless access point for uwb band,” *Tec. Rep. IEEE*, pp. 802–15, 2008.
- [121] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [122] A. U. Sheikh, *Wireless communications : theory and techniques*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [123] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [124] D. Gesbert, M. Shafi, D.-s. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, “From theory to practice : An overview of mimo space-time coded wireless systems,” *IEEE Journal on selected areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, 2003.
- [125] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge university press, 2003.
- [126] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003.

- [127] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*. Cambridge university press, 2007.
- [128] D. Reynolds, X. Wang, and H. V. Poor, “Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 6, pp. 1261–1276, Jun 2002.
- [129] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar 1998.
- [130] W. Zhang, X. g. Xia, and P. C. Ching, “Full-diversity and fast ml decoding properties of general orthogonal space-time block codes for mimo-ofdm systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1647–1653, May 2007.
- [131] A. Pantelopoulos and N. G. Bourbakis, “A survey on wearable sensor-based systems for health monitoring and prognosis,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 40, no. 1, pp. 1–12, Jan 2010.
- [132] D. B. Smith and L. W. Hanlen, *Channel Modeling for Wireless Body Area Networks*. Cham : Springer International Publishing, 2015, pp. 25–55.
- [133] D. Miniutti, L. Hanlen, D. Smith, A. Zhang, D. Lewis, D. Rodda, and B. Gilbert, “Dynamic narrowband channel measurements around 2.4 ghz for body area networks,” *IEEE P802*, pp. 15–08, 2008.
- [134] H. Viittala, M. Hamalainen, and J. Iinatti, “Different experimental wban channel models and IEEE 802.15.6 models : Comparison and effects,” in *2009 2nd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, Nov 2009, pp. 1–5.
- [135] B. Zhen, “Body area network technical requirements,” <https://mentor.ieee.org/802.15/documents>, 2008.

- [136] D. B. Smith, D. Miniutti, and L. W. Hanlen, “Characterization of the body-area propagation channel for monitoring a subject sleeping,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, pp. 4388–4392, Nov 2011.
- [137] D. B. Smith, D. Miniutti, T. A. Lamahewa, and L. W. Hanlen, “Propagation models for body-area networks : A survey and new outlook,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 97–117, Oct 2013.
- [138] W. Zhang, D. Duan, and L. Yang, “Relay selection from a battery energy efficiency perspective,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 6, pp. 1525–1529, June 2011.
- [139] A. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” *IEEE transactions on Information Theory*, vol. 13, no. 2, pp. 260–269, 1967.
- [140] L. C. Tran and A. Mertins, “Space-time-frequency code implementation in MB-OFDM UWB communications : Design criteria and performance,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 701–713, Feb 2009.
- [141] W. P. Siritwongpairat, W. Su, M. Olfat, and K. J. R. Liu, “Multiband-ofdm mimo coding framework for uwb communication systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 1, pp. 214–224, Jan 2006.
- [142] Y. Jing and B. Hassibi, “Distributed space-time coding in wireless relay networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 12, pp. 3524–3536, December 2006.
- [143] K. Ghanem, I. Khan, P. Hall, and L. Hanzo, “Mimo stochastic model and capacity evaluation of on-body channels,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 2980–2986, June 2012.