

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Makrelouf Soumia & Garoudja Salim

Pour l'obtention du diplôme de Master en Électronique
spécialité Réseaux et Télécommunication

Thème

**Annulation d'interférences dans les réseaux corporels
et amélioration de la qualité du signal
par diversité coopérative**

Proposé par : M^{me} Ghanem Khalida

M^r Guessoum Abderrezak

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

Nous tenons d'abord à remercier notre directrice de mémoire, Madame **Khalida GHANEM**, PHD en télécommunications, de nous avoir accueillis au CDTA et d'avoir accepté de diriger ce travail. Sa rigueur scientifique, sa disponibilité, sa gentillesse, sa riche expérience, sa modestie, et ses qualités humaines nous ont profondément touchés.

Nous remercions également notre co-directeur Monsieur **Abderrezak GUESSOUM** Professeur à l'université de Blida. Son soutien, sa clairvoyance et ses compétences nous ont été d'une grande aide.

Nous tenons à remercier les membres du jury qui nous ont fait le grand honneur d'évaluer ce travail.

Nos remerciements vont également aux professeurs de la faculté de Technologie, plus particulièrement à ceux du département d'Électronique, artisans de notre formation universitaire. Nous ne pouvons passer sous silence l'apport scientifique, les conseils et remarques prodigués par les professeurs Mr Bensebti, Mr Ykhlef, Mr Djendi, et Mr Ghanem.

Nos remerciements les plus chaleureux vont à tous nos amis H.Ahmed, E.Hadjer, K.Nadjia, K.Assia, L.Rym, D.Abdeladhim, pour leurs encouragements et l'atmosphère agréable de travail qu'ils ont su créer.

Dédicace

A mes parents Garoudja Toufik et Berber Faiza,

Les mots me manquent pour exprimer toute la reconnaissance, la fierté et le profond amour que je vous porte pour les sacrifices qu'ils ont consenti pour ma réussite, gratitude et respect, que dieu leur préservent bonne santé et longue vie.

A mon frère Iyes et ma sœur Asmaa que j'adore,

Pour m'avoir rendu la vie agréable
En leur souhaitant la réussite dans leurs études et leurs vies

A Monsieur Tayan Benyoucef,

Qui a été et est toujours un deuxième père pour moi,
aucune expression ne pourra exprimer
ma gratitude envers lui.

A mes amis (es), Marwa, Mira, Mohamed, Ahmed pour n'avoir cessé de nous combler de joie dans l'assistance affective et prière.

À tous ce que j'aime

Je dédie ce travail.

-Salim-

Je dédie ce mémoire

A mes chers parents

A toute ma famille

A tous mes amis et particulièrement H.Marwa, A.Mira, H.Ahmed, S.Mohamed

-Soumia-

ملخص:

هذه الأطروحة تخص مجموعة جديدة من الأجهزة المحمولة على الجسم البشري ولدت مجالاً جديداً للبحث الا وهو الاتصالات اللاسلكية المركزية في الجسم. من جهة أخرى ، يتلقى جهاز الاستقبال مستوى عال من الإشارات غير المرغوب الصادرة من أجساد أخرى بالإضافة إلى الإشارة المرجوة و التي تقع في نفس النطاق الترددي. ولذلك يجب تطبيق تقنيات إلغاء التداخل لحل هذه المشكلة.

يهدف تحسين جودة الإشارة المرسله قمنا بتطبيق التقنية الجديدة للتنوع التعاوني لأجهزة الإرسال أو الإستقبال.

كلمات المفاتيح: شبكة معلوماتية في الجسم، حذف التداخلات، التنوع التعاوني.

Résumé :

Une nouvelle gamme de dispositifs portables sur le corps humain a vu le jour, ce qui a donné naissance à un nouveau domaine de recherche, à savoir les communications sans fil centrées sur le corps. Dans un contexte où, en plus du signal désiré transmis à partir d'un corps, le dispositif de réception reçoit un niveau important des signaux indésirables transmis à partir d'autres corps dans la même bande de fréquence. Par conséquent des techniques d'annulation d'interférences doivent être implémentées pour pallier à ce problème. D'autre part, afin d'optimiser la qualité du signal transmis, des techniques de diversité coopérative sont incorporées.

Mots clés : réseaux corporels (BAN) ; annulation d'interférences; diversité coopérative.

Abstract :

These last decade, a new range of portable devices on the human body was born, and a new area of research arises, namely Body Centric Wireless Communications. In a context where, apart from the desired transmitted signal, the receiving device receives significant level of unwanted signal coming from other surrounding transmitters communicating in the same frequency band, interference cancellation techniques must be implemented in order to mitigate this effect. On the other hand, to optimize the quality of the transmitted signal, cooperative diversity techniques ought to be incorporated.

Keywords : Body Area Network; interference cancellation ; cooperative diversity.

Listes des acronymes et abréviations

AAF :	Amplify and Forward
BAN :	Body Area Network
CDF :	Commulative Distribution Function
DAF :	Decode and Forward
DG :	Diversity Gain
EGC :	Equal gain Combining
EQM :	Erreur Quadratique Moyenne
FRC :	Fixed Ratio Combining
ICIT :	Interference Cancellation with Interrupted Transmission
IEEE :	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IRC :	Interference Rejection Combining
IRG :	Interference Rejection Gain
LMS :	Least Mean Square
LOS :	Line Of Sight
MRC :	Maximum Ratio Combining
NLMS :	Normalized Least Mean Square
NLOS :	Non Line Of Sight
OC :	Optimal Combining
PIFA :	Planar Inverted F Antenna

QPSK :	Quadratic Phase Shift Keying
RLS :	Recursive Least Squares
SC :	Selection Combining
SIMO :	Single Input Multiple Output
SINR :	Signal to Interference plus Noise Ratio
SIR :	Signal to Interference Ratio
SISO :	Single Input Single Output
SNR :	Signal to Noise Ratio
SWC :	Switched Combining
VNA :	Vector Network Analyzer
WBAN :	Wireless Body Area Network
WH :	Wiener Hopf

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1	
Généralités sur les réseaux corporels	
1.1 Introduction	3
1.2 Objectifs et exigences	3
1.3 Applications envisagées.....	4
1.3.1 Applications médicales.....	4
1.3.2 Applications non médicales	5
1.4 Spécifications techniques	5
1.5 Classification des réseaux BAN	7
1.5.1 Off-Body	7
1.5.2 In-Body	7
1.5.3 On-Body.....	7
1.6 Évanouissement dans les communications on body.....	8
1.6.1 Évanouissements à grande échelle (Large Scale Fading)	8
a Affaiblissement de parcours (path loss).....	8
b Effet de l'ombrage (shadowing).....	9
1.6.2 Évanouissement à petite échelle (small scale fading).....	9
1.6.3 Approche statique des évanouissements	10
1.7 Diversité	12
1.7.1 Principe de base de la diversité.....	12
1.7.2 Types de diversité	13
1.7.3 Techniques de combinaisons	14
1.8 Diversité coopérative	18
1.8.1 Protocoles de transmission coopérative.....	19
a Amplify and Forward.....	19
b Decode and Forward.....	20
1.9 Conclusion.....	20
Chapitre 2	
Notions de base des algorithmes optimaux et adaptatifs	
2.1 Introduction	21
2.2 Filtrage optimal.....	21

2.2.1	Le filtre optimal de Wiener	23
2.2.2	Inconvénients de la méthode.....	25
2.3	Filtrage adaptatif.....	26
2.3.1	Algorithmes de filtrage adaptatif.....	27
a	Algorithme du gradient stochastique (LMS)	27
b	Algorithme du gradient stochastique normalisé (NLMS).....	29
c	Algorithme des moindres carrés récurrents (RLS)	30
2.3.2	Critères de Comparaison des Algorithmes Adaptatifs	33
2.4	Conclusion.....	34

Chapitre 3

Annulation d'interférences et optimisation de la qualité du signal

3.1	Introduction	35
3.2	Annulation d'interférences.....	35
3.2.1	Procédure de mesure.....	36
3.2.2	Caractérisation du canal.....	38
3.2.3	Rejet d'interférences entre deux réseaux corporels	40
a	Techniques optimales	41
b	Techniques adaptatives	44
3.3	Diversité coopérative.....	46
3.3.1	Modèle proposé.....	46
3.3.2	Procédure de simulation.....	48
3.3.3	Techniques de combinaison.....	48
3.4	Conclusion.....	49

Chapitre 4

Résultats des simulations

4.1	Introduction	50
4.2	Test des approches d'annulation d'interférence et de diversité coopérative	50
4.2.1	Test des algorithmes optimaux.....	51
4.2.2	Test des algorithmes adaptatifs.....	54
a	Adaptation par échantillon	55
b	Adaptation par bloc.....	57
4.2.3	Test des techniques incorporant la diversité coopérative.....	64
a	AAF	64
b	DAF	65

4.3	Conclusion.....	66
	Conclusion générale.....	66
	Bibliographie	66

Liste des figures

Figure 1. 1 Contrôle en boucle fermée pour un traitement médical automatique.	5
Figure 1. 2 Différentes catégories d'évanouissements.	8
Figure 1. 3 La fonction de distribution de Rayleigh.	11
Figure 1. 4 La fonction de distribution de Rice.	11
Figure 1. 5 La fonction de distribution log normal.	12
Figure 1. 6 Principe de la diversité temporelle.	13
Figure 1. 7 Principe de la diversité fréquentielle.	14
Figure 1. 8 Combinaison de signaux reçus sur un système multi-antennes.	15
Figure 1. 9 Combinaison par balayage (SWC).	16
Figure 1. 10 Combinaison par sélection (SC).	16
Figure 1. 11 Combinaison par gain unitaire (EGC).	17
Figure 1. 12 Combinaison par rapport maximal (MRC).	18
Figure 1. 13 Principe d'une communication coopérative.	19
Figure 2.1 Principe d'un filtre optimal.	22
Figure 2.2 Illustration du filtre de Wiener.	23
Figure 2.3 Illustration de la configuration d'un filtre adaptatif.	27
Figure 3. 1 Position des antennes sur les deux corps.	36
Figure 3. 2 Configuration des mesures pour le rejet des interférences.	37
Figure 3. 3 Combineur de diversité à deux branches.	41
Figure 3. 4 Estimation du gain de diversité (DG).	44
Figure 3. 5 Principe d'un filtre adaptatif appliqué pour supprimer les interférences. ..	45
Figure 3. 6 Position des antennes sur le corps.	47
Figure 3. 7 Modèle de la diversité coopérative.	47

Figure 4.1	Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-tête.....	52
Figure 4.2	Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-thorax.....	52
Figure 4.3	Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-poignet.....	53
Figure 4.4	LMS pour le canal ceinture-tête (adaptation par échantillon).....	56
Figure 4.5	NLMS pour le canal ceinture-thorax (adaptation par échantillon).	56
Figure 4.6	RLS pour le canal ceinture-poignet (adaptation par échantillon).	57
Figure 4.7	LMS pour le canal ceinture-tête (adaptation par bloc).	58
Figure 4.8	LMS pour le canal ceinture-thorax (adaptation par bloc).	58
Figure 4.9	LMS pour le canal ceinture-poignet (adaptation par bloc).	59
Figure 4.10	NLMS pour le canal ceinture-tête (adaptation par bloc)	60
Figure 4.11	NLMS pour le canal ceinture-thorax (adaptation par bloc).	60
Figure 4.12	NLMS pour le canal ceinture-poignet (adaptation par bloc).....	61
Figure 4.13	RLS pour le canal ceinture-tête (adaptation par bloc).	62
Figure 4.14	RLS pour le canal ceinture-thorax (adaptation par bloc).	62
Figure 4.15	RLS pour le canal ceinture-poignet (adaptation par bloc).	63
Figure 4.16	Comparaison des techniques de combinaison pour le AAF	64
Figure 4.17	Comparaison des techniques de combinaison pour le DAF.....	65

Liste des tableaux

Tableau 3.1 Paramètres de l'évanouissement à petite échelle.	39
Tableau 3.2 Paramètres de l'évanouissement à grande échelle.	40
Tableau 4.1 Résultats des trois canaux.	51
Tableau 4.2 Paramètres d'adaptation du LMS, NLMS, RLS.	55

Introduction générale

Avec l'utilisation croissante et l'avancement de la technologie radio mobile, les systèmes de communication ont connu un grand essor. De nouvelles tendances dans les communications sans fil sont apparues ce qui a permis de concevoir des applications pouvant être portées par une personne, et fournissant une multitude de services. Ce nouveau axe de recherche est appelé la communication sans fil centrée sur les corps (Body-Centric Wireless Communications). Cette technologie utilise le corps humain comme un environnement pour la communication entre deux ou plusieurs périphériques sur le corps qui constituent des réseaux corporels (BAN). L'intérêt accordé aujourd'hui à ce type de réseaux se justifie par les différentes applications attendues dans le secteur médical, sportif et militaire...etc.

Dans ce type de communication, l'évanouissement du signal transmis se produit en raison des mouvements importants des différentes parties du corps, et de la présence d'obstacles dans le chemin de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Cet évanouissement peut altérer la qualité de la communication et dégrader le débit de la transmission. La diversité spatiale est une technique très utilisée pour faire face à ce problème, car elle permet d'obtenir des copies (de préférence décorréélées) du signal transmis sur diverses branches de diversité.

En dehors de l'évanouissement, le dispositif de réception reçoit un niveau significatif de signaux indésirables provenant des autres émetteurs opérant dans la même bande de fréquence. L'annulation d'interférences d'un autre réseau corporel devient une nécessité lorsque ces réseaux sont très proches les uns des autres, et les niveaux du signal désiré et de l'interférence sont comparables. La mise en œuvre de la diversité avec des techniques de combinaison optimales (dans le cas d'un canal Gaussien) et adaptatives peuvent être exploitées afin d'annuler ces interférences.

L'objectif de notre travail est de caractériser les canaux corporels, de restaurer le signal utile transmis à partir d'une observation corrompue par les interférences et le bruit. Enfin et dans le but d'optimiser la qualité du signal transmis, des techniques de diversité coopérative sont incorporées.

Afin de couvrir les thèmes mentionnés ci-haut, le mémoire a été organisé comme suit:

Chapitre 1 introduit les concepts reliés aux réseaux corporels ainsi que les différents domaines d'applications. La théorie de base introduisant l'évanouissement dans les canaux on body, et les différentes techniques de diversité sont discutées.

Chapitre 2 décrit en premier lieu des notions théoriques sur l'algorithme optimal de Wiener. En second lieu, les deux grandes familles du filtrage adaptatif, soit la famille du gradient stochastique (LMS,NLMS), et la famille des moindres carrés récursifs (RLS) sont présentées.

Chapitre 3 présente une brève description de la procédure de mesure ainsi que celle de la caractérisation des canaux on body.

Le chapitre discute également l'incorporation des techniques d'annulation d'interférences dans les réseaux BAN. Deux approches sont adoptées, une optimale dans le cas d'un canal Gaussien qu'on notera IRC et incluant le filtre de Wiener-Hopf, la combinaison optimale et l'annulation d'interférences par transmission interrompue; et l'autre basée sur le traitement adaptatif et porte sur l'utilisation des trois algorithmes (LMS,NLMS,RLS).

Par la suite les deux techniques de diversité coopérative amplify and forward et decode and forward sont exploitées avec différentes combinaisons possibles à la réception.

Chapitre 4 Les résultats de simulation des techniques présentées dans le chapitre précédent sont présentées et discutées.

Une conclusion générale résumant les idées présentées et énumérant les perspectives est donnée à la fin.

Chapitre 1 Généralités sur les réseaux corporels

1.1 Introduction

Les communications sans fil ont connu de grands progrès techniques dans tous les aspects de la vie humaine, et avec l'évolution des appareils portables et le développement du traitement numérique du signal il est devenu possible de réaliser des réseaux corporels.

Le protocole de communication dans les BAN et les mécanismes qui viennent autour sont formellement définis par la norme IEEE 802.15.6, qui est une norme de communication optimisée pour les appareils fiables à faible puissance implémentés à l'intérieur ou autour du corps, pour servir à une variété d'applications, à savoir le secteur médical, électronique, ou divertissement personnel et pleines d'autres applications.

1.2 Objectifs et exigences

Les réseaux WBAN visent à remplacer les câbles autour du corps humain par des réseaux sans fil en vue d'assurer les applications déjà mentionnées. Le plus souvent, les réseaux BAN sont associés à des applications et des scénarios dans lesquels plusieurs capteurs et équipements électroniques peuvent recueillir et regrouper des informations d'ordre physiologique et prendre des mesures en conséquence, échanger des données, les stocker, les enregistrer ou les transmettre à une unité distante.

Vu la spécificité de cet environnement et les applications envisagées, ces réseaux doivent être soumis aux exigences suivantes:

-La puissance rayonnée doit être très réduite à cause du contact avec le corps humain.

- La consommation doit être très faible pour une longue autonomie des batteries.
- Le débit doit être fortement variable pour répondre aux différentes applications des réseaux BAN.
- La résistance aux phénomènes de propagation de l'onde électromagnétique dans un milieu très proche ou en contact directe avec le corps humain doit être forte [1].

1.3 Applications envisagées

Le groupe de travail IEEE 802.15.6 pour la normalisation des réseaux BAN a énuméré plusieurs applications pour ceux-ci et les a subdivisées en deux catégories : médicales et non médicales.

1.3.1 Applications médicales

Les systèmes incluant des réseaux corporels peuvent être utilisés efficacement dans les soins médicaux pour améliorer la qualité des services délivrés. Par exemple, la présence physique d'un patient équipé d'un réseau sans fil corporel devant le médecin pour le diagnostic n'est pas requise, de même le fichier du patient peut être envoyé avec les images et les commentaires de son médecin traitant via internet à un expert à l'autre bout du monde [2]. Pour cela trois étapes sont nécessaires pour véhiculer l'information à sa destination. En premier lieu, diverses données sur l'état du patient sont recueillies à l'aide de capteurs médicaux placés sur son corps. Ces données sont transmises automatiquement et en temps réel à une unité de commande. En second lieu, l'unité de commande choisit la méthode la plus adéquate pour le traitement des données reçues. Basée entre autre sur la décision prise du spécialiste, cette unité génère et envoie les commandes appropriées à l'unité d'action. En troisième lieu, l'unité d'action effectue le traitement recommandé par le spécialiste en se basant sur les commandes reçues [3].

La figure (1.1) illustre le processus décrit ci-haut.

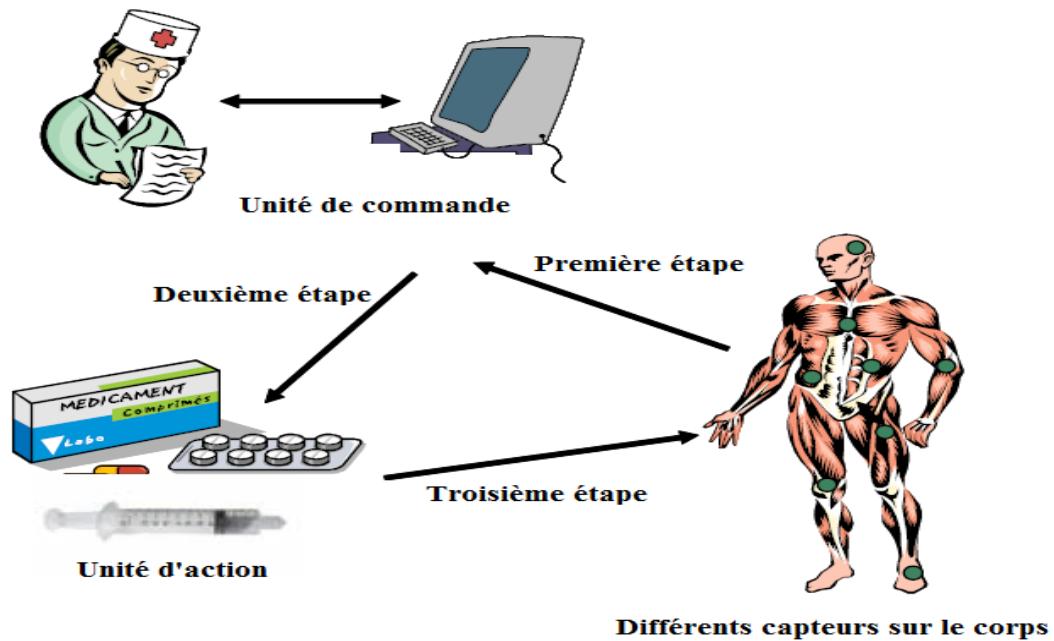


Figure 1. 1 Contrôle en boucle fermée pour un traitement médical automatique.

1.3.2 Applications non médicales

Ces applications concernent essentiellement le divertissement, le sport et les applications militaires.

Dans le domaine du sport, les informations recueillies à partir d'un réseau de capteurs corporels fournissent une meilleure maîtrise du geste et de l'effort actuels permettant d'évaluer les performances des sportifs, d'analyser l'évolution de leurs constantes physiologiques et de suggérer les adaptations à apporter. Le réseau BAN pourrait à titre d'exemple contenir un capteur d'humidité pour mesurer la sudation, des capteurs de mouvements et un capteur cardiaque [4].

1.4 Spécifications techniques

Elles doivent répondre au standard IEEE 802.15.6 et doivent être prises en considération lors de la conception technique d'un réseau BAN ; elles sont comme suit:

➤ Topologie :

Les composants du réseau doivent être à proximité, sur, ou à l'intérieur du corps humain. Le lien entre ces composants doit être bidirectionnel.

➤ Débits :

Le débit individuel entre deux nœuds BAN est compris entre 10 kb/s et 10 Mb/s.

➤ Portée :

Une portée minimale de 3 mètres doit être assurée entre deux nœuds du réseau BAN.

➤ Consommation de puissance :

Pour certaines applications, la durée de vie des batteries est de l'ordre de mois. Par contre pour d'autres applications, elle est de l'ordre de dizaines d'heures. Le réseau doit opérer avec une consommation minimale de puissance.

➤ Antennes :

L'interface de l'antenne en contact avec le corps doit être couverte par un tissu d'une matière compatible car le corps influence sur l'impédance et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

➤ Mobilité :

Les nœuds doivent être capables de communiquer lorsque le corps est en mouvement. Vu l'instabilité du canal, il est acceptable que la capacité du réseau soit réduite mais les données ne doivent pas être perdues.

➤ Réglementation :

Les équipements doivent obéir aux spécifications relatives aux bandes de fréquence d'opération des organismes appropriés [1].

1.5 Classification des réseaux BAN

Les communications sans fil centrées sur les corps peuvent être classées en trois catégories, à savoir communications off-body, in-body, et on-body. Cette classification est basée sur le type de canal utilisé pour la propagation des signaux.

1.5.1 Off-Body

Il s'agit de la communication entre des périphériques sur le corps avec d'autres dispositifs loin du corps concerné. Ce procédé est par exemple utilisé pour établir un réseau de surveillance médicale avec des capteurs sans fil placés sur le corps qui envoient des informations vers des unités d'acquisition de données. Les communications off-body fonctionnent principalement à 2.4 GHz et à 5.8 GHz. Ces bandes peuvent être étendues jusqu'à 60 GHz pour les liaisons sécurisées dans le secteur militaire.

1.5.2 In-Body

Il s'agit de la communication entre des dispositifs implémentés à l'intérieur du corps humain avec d'autres périphériques à l'extérieur du corps, pour répondre à des besoins spécifiques dans le secteur médical. Il s'agit notamment de stimulateurs cardiaques, de capteurs de glaucome, d'implants rétiniensetc. Les dispositifs de ce type de communication fonctionnent dans la bande de fréquence allant de 402 à 405 MHz.

1.5.3 On-Body

Ceci est la communication entre deux ou plusieurs dispositifs montés sur le même corps humain. Les communications on-body fonctionnent principalement à 2.4 GHz et à 5.8 GHz. Dans ce cas-ci, la propagation se fait en partie par ondes de surface le long du corps et par ondes rampantes autour du corps [4] [5].

1.6 Evanouissement dans les communications on body

L'évanouissement dans une communication sans fil est en fait une atténuation de la puissance du signal due à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré. On peut distinguer deux types d'évanouissement: l'évanouissement à grande échelle (*large Scale fading*) et l'évanouissement à petite échelle (*small Scale fading*).

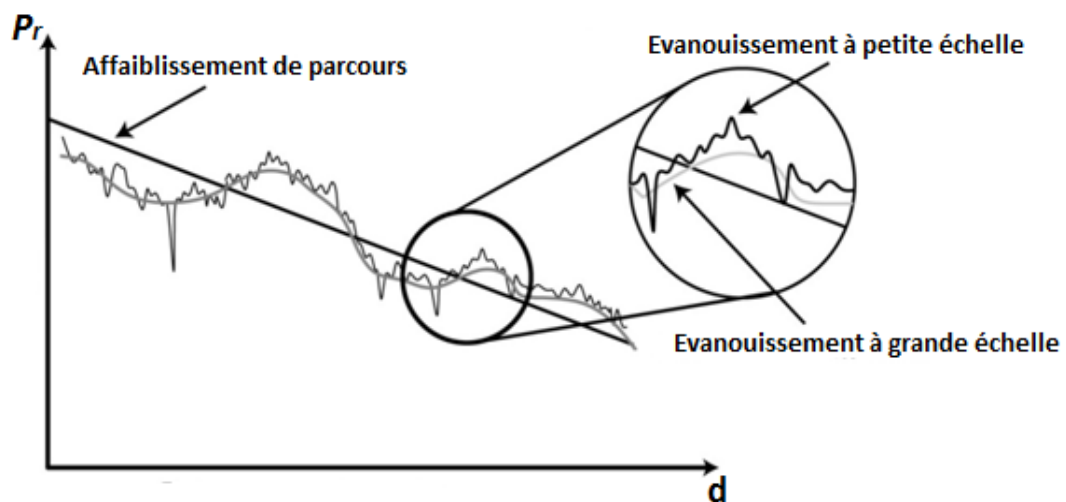


Figure 1. 2 Différentes catégories d'évanouissements.

1.6.1 Evanouissements à grande échelle (Large Scale Fading)

L'évanouissement à grande échelle inclue deux phénomènes à savoir l'affaiblissement de parcours, et l'effet de l'ombrage (shadowing).

a Affaiblissement de parcours (path loss)

Il est dû à la séparation physique entre l'émetteur et le récepteur et se traduit par l'atténuation de la puissance du signal en fonction de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur.

Dans le cas d'une propagation en espace libre où les antennes sont en visibilité directe (LOS), l'affaiblissement de parcours L exprimé en dB , est proportionnel à la distance d entre l'émetteur et le récepteur:

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (1.1)$$

λ étant la longueur d'onde.

En général l'expression de l'affaiblissement de parcours en dB dans n'importe quel environnement peut être exprimée en fonction de la distance d comme :

$$p_L(d) = p_L(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (1.2)$$

$p_L(d)$ étant la puissance reçue à la distance d , $p_L(d_0)$ la puissance reçue à une distance d_0 proche de l'émetteur, et n l'exposant de propagation.

***b* Effet de l'ombrage (shadowing)**

Il traduit l'atténuation supplémentaire du signal transmis causée par la présence d'obstacles rencontrés dans le chemin de propagation entre l'émetteur et le récepteur et résulte en une variation lente de la puissance du signal reçu. Comme la position et la forme de ces obstacles ne peuvent être prévues à l'avance, cet effet est modélisé par l'ajout d'une variable aléatoire dans la perte du trajet comme suit [6] :

$$p_L(d) = p_L(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + x_\sigma \quad (1.3)$$

Le shadowing est souvent décrit sous la forme d'une variable aléatoire x_σ gaussienne avec une moyenne nulle et un écart type σ .

1.6.2 Evanouissement à petite échelle (small scale fading)

Evanouissement à petite échelle est principalement provoqué par la superposition de plusieurs copies du signal reçu, qui sont différents en amplitude, et en phase. Cela est due à un phénomène très fréquent dans les communications sans fils appelé propagation par trajets multiples, c'est à dire le signal transmis de l'émetteur vers le récepteur parcourt plus d'un chemin de propagation, chacun d'eux ayant un délai différent et un facteur d'atténuation [7].

1.6.3 Approche statique des évanouissements

Le canal de propagation peut être modélisé par un processus aléatoire, car les variations du signal transmis ne sont pas prédictibles de façon déterministe. Comme mentionné précédemment la propagation des ondes radios dans les canaux sans fil est caractérisée par les évanouissements à grande et à petite échelles, qui font varier la puissance du signal transmis. En général ces évanouissements peuvent être modélisés par trois distributions à savoir celle de Rayleigh, de Rice, et log-Normale.

- Affaiblissement de Rayleigh (Rayleigh Fading) :

L'évanouissement du signal du type Rayleigh se produit lorsque le récepteur ne perçoit qu'une très faible partie du signal obtenue après des réflexions multiples des divers trajets. En d'autres termes, Rayleigh est le modèle statistique spécifique à l'évanouissement à petite échelle lorsqu'il n'y a pas de signal en visibilité directe (NLOS) [8].

La distribution de l'amplitude de l'enveloppe du signal reçu est donc :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (1.4)$$

Où x est la variable aléatoire et σ est l'écart type.

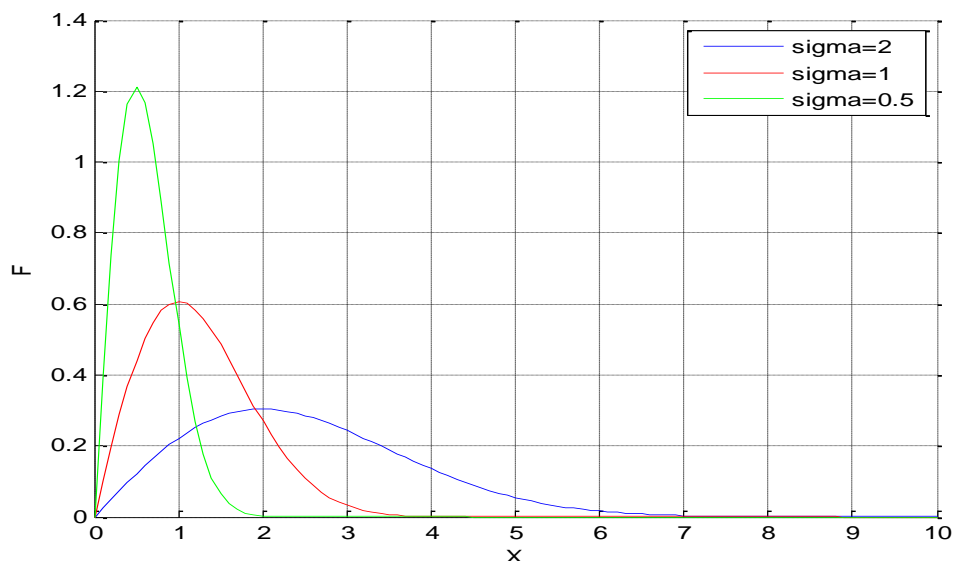


Figure 1. 3 La fonction de distribution de Rayleigh.

- Affaiblissement de Rice (Rician Fading) :

Contrairement à l'évanouissement de Rayleigh, l'affaiblissement de Rice se présente lorsque le signal reçu ne résulte pas uniquement de la somme de trajets indirects mais aussi d'une composante du signal qui parcourt un trajet direct (LOS).

La distribution de l'amplitude de l'enveloppe du signal reçu dans ce cas est :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+v^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xv}{\sigma^2}\right) \quad (1.5)$$

Où $I_0()$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0, v^2 est la puissance du signal qui parcourt un trajet direct et σ^2 est la puissance moyenne des signaux diffusés.

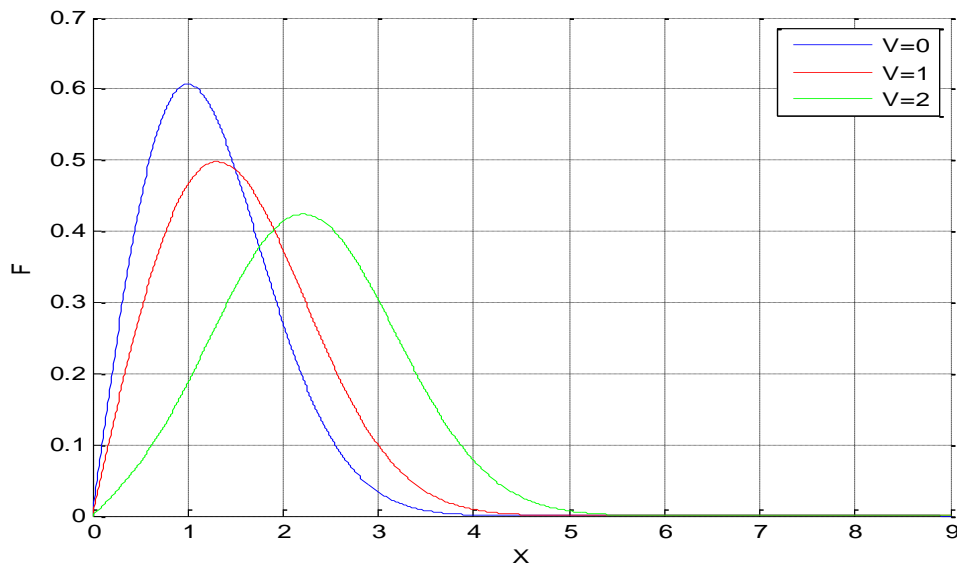


Figure 1. 4 La fonction de distribution de Rice.

- Affaiblissement log-normal :

Généralement la distribution log-normale est le modèle statistique le plus approprié pour l'évanouissement à grande échelle, et plus particulièrement pour la composante due à l'ombrage résultant de la présence d'un obstacle dans le chemin de propagation [8].

L'amplitude de l'enveloppe du signal reçu peut être formulée comme :

$$f(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.6)$$

Avec μ et σ designant respectivement la moyenne et l'écart type.

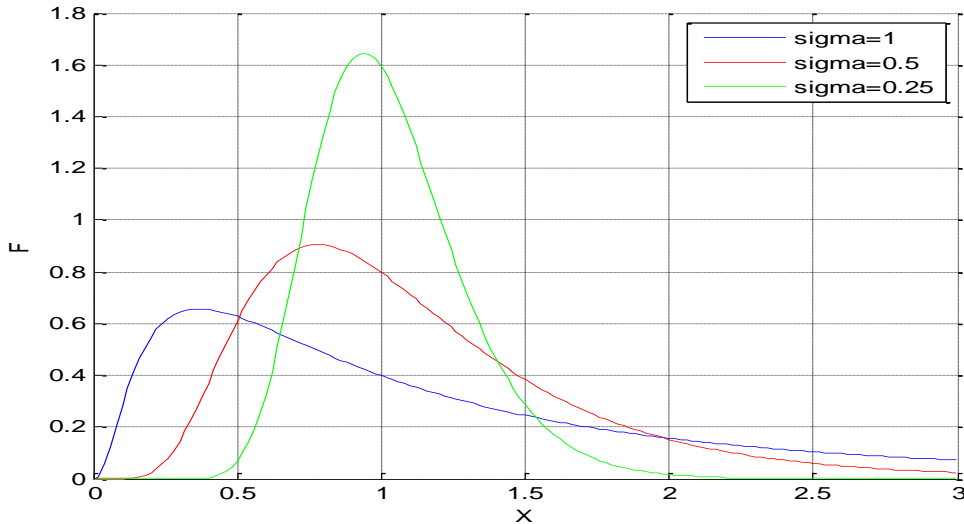


Figure 1. 5 La fonction de distribution log normal.

1.7 Diversité

La diversité est adoptée dans les systèmes de communication sans fil afin de combattre les évanouissements à petite échelle d'une part, et aussi pour supprimer les effets de l'interférence dans les canaux de communication d'autre part.

1.7.1 Principe de base de la diversité

Le principe de la diversité est de transmettre plusieurs répliques de l'information sur des canaux dont les puissances moyennes sont comparables et où les évanouissements sont indépendants, de telle sorte que l'atténuation dans au moins un des canaux est faible [9].

1.7.2 Types de diversité

La diversité est donc la recherche de chemins non corrélés qui concourront à véhiculer la même information. On définit ces chemins dans les domaines; soit temporel, soit fréquentiel, soit dans la polarisation, et enfin dans l'espace.

➤ Diversité temporelle :

La diversité temporelle consiste à émettre des versions redondantes du signal dans des intervalles temporels plus grands que le temps de cohérence du canal T_C qui est le temps pendant lequel le canal est constante.

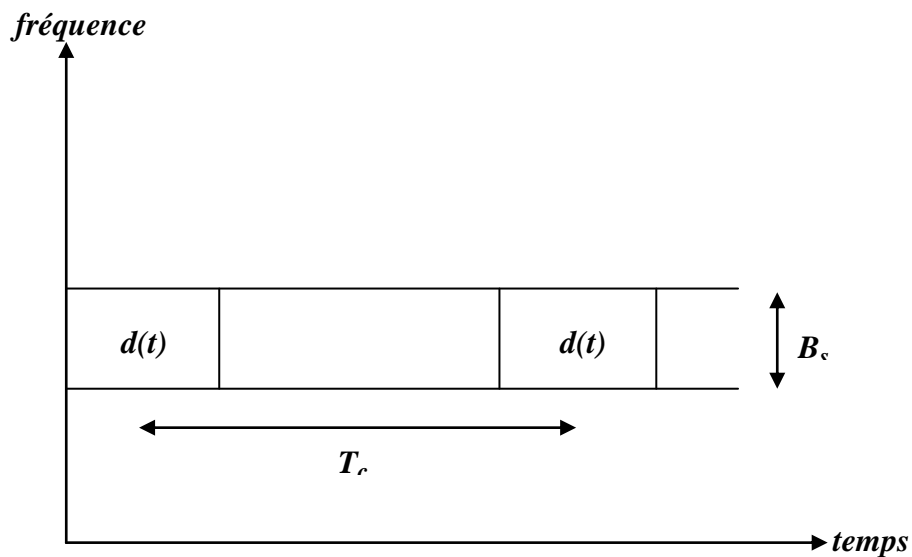


Figure 1. 6 Principe de la diversité temporelle.

B_s désigne la bande de fréquence du signal transmis $d(t)$.

➤ Diversité fréquentielle :

La diversité fréquentielle revient à émettre le même signal sur plusieurs fréquences porteuses dont l'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal B_C qui représente l'écart fréquentiel pour lequel deux composantes fréquentielles du canal deviennent décorréélées [6].

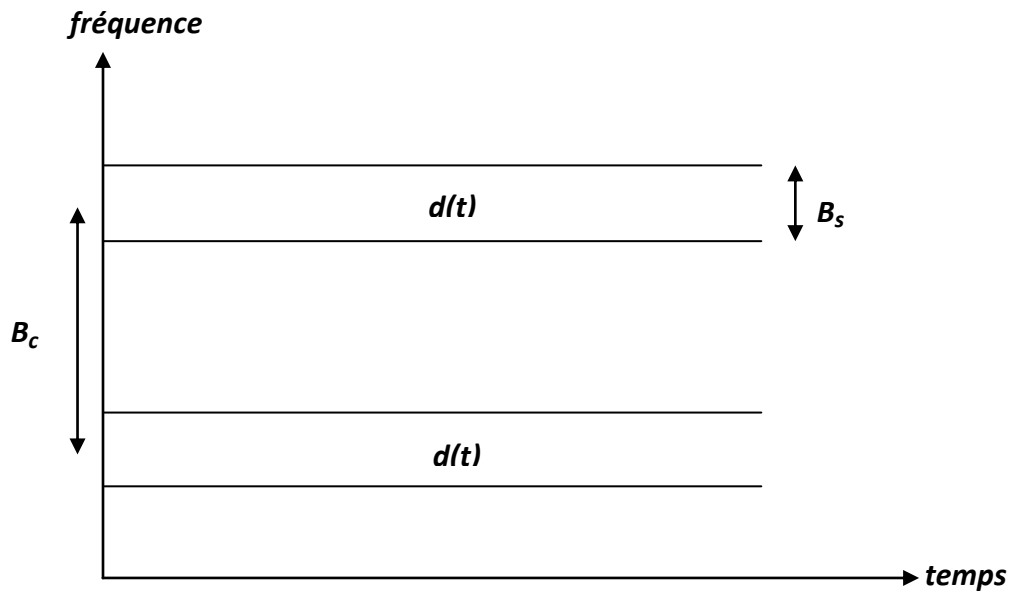


Figure 1. 7 Principe de la diversité fréquentielle.

➤ Diversité de polarisation :

Elle est exploitée lorsque le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. L'idée de la diversité de polarisation est d'utiliser au niveau du récepteur une paire d'antennes, l'une verticale, l'autre horizontale, afin de récupérer le signal dans les deux composantes de polarisation.

➤ Diversité spatiale:

C'est le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple à réaliser. Elle consiste à émettre/recevoir l'information par/sur plusieurs antennes. L'inconvénient majeur de cette diversité est la complexité hardware car les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5\lambda$, où λ est la longueur d'onde, pour que les signaux soient décorrélés dans l'espace [10].

1.7.3 Techniques de combinaisons

La diversité spatiale peut être basée soit sur le critère de choix du signal le plus fort parmi tous les signaux reçus, soit sur la sélection de tous les signaux sur les branches ou soit sur leurs combinaisons afin d'obtenir un gain de diversité important. Dans un environnement idéal où les signaux reçus sur les antennes ne sont pas corrélés, le signal combiné subit moins d'évanouissement que dans le cas d'une seule antenne [9].

Supposons un système utilisant la diversité spatiale (SIMO) pourvu de N antennes de réception. De façon générale, le signal à la sortie du combineur peut être formulé comme :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k u(n - k) \quad (1.7)$$

Où $y(n)$ est le signal à la sortie du combineur, w_k est le vecteur poids et $u(n)$ est le signal reçu. Tel que mentionné précédemment, la combinaison des signaux au niveau du module combineur peut se faire selon plusieurs techniques à savoir par balayage, par sélection, par rapport maximal, et par gain unitaire.

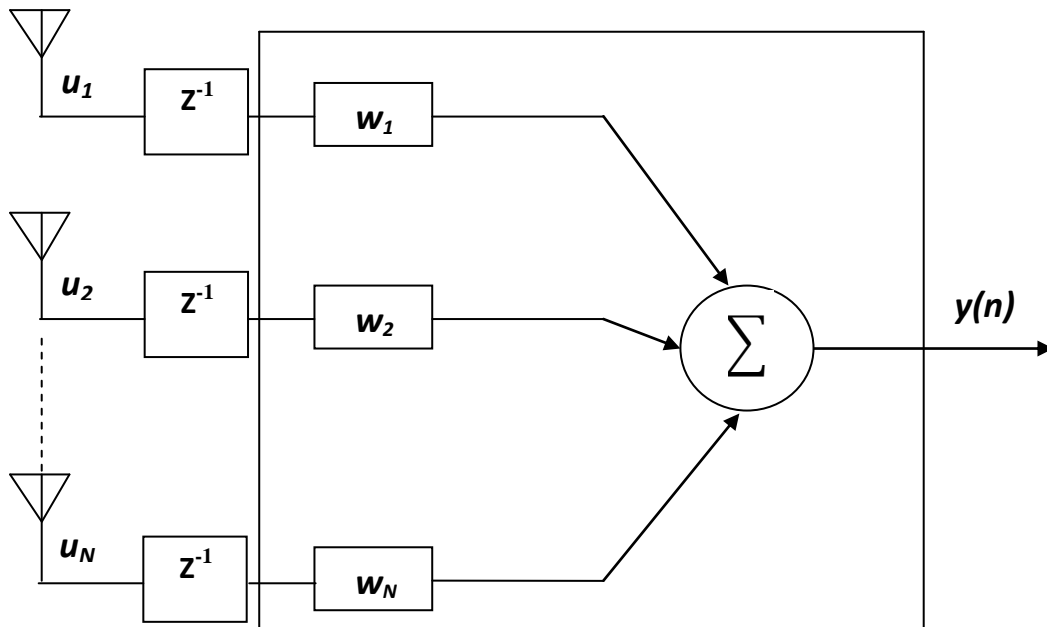


Figure 1. 8 Combinaison de signaux reçus sur un système multi-antennes.

➤ Combinaison par balayage (SWC) :

Tandis que la technique de combinaison par balayage ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les N branches de la diversité, les autres techniques ont recours à N récepteurs radios (un pour chaque branche) pour instantanément contrôler les signaux. En un instant donné, une branche dont le signal est supérieur au seuil fixé est sélectionnée et dès que le signal devient inférieur au seuil, une commutation sur une autre branche se produit [9].

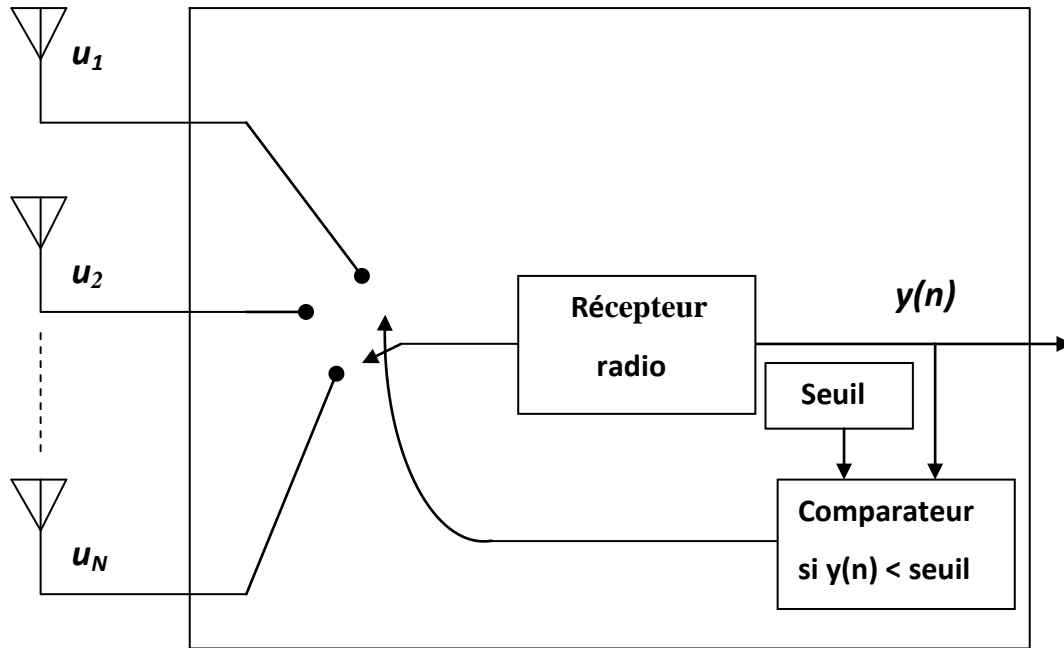


Figure 1. 9 Combinaison par balayage (SWC).

➤ Combinaison par sélection (SC) :

La combinaison par sélection est similaire à celle de la technique par balayage, excepté que N récepteurs radios sont requis. Elle consiste à choisir le signal ayant la puissance maximale ou le meilleur rapport signal sur bruit (SNR) parmi tous les signaux reçus.

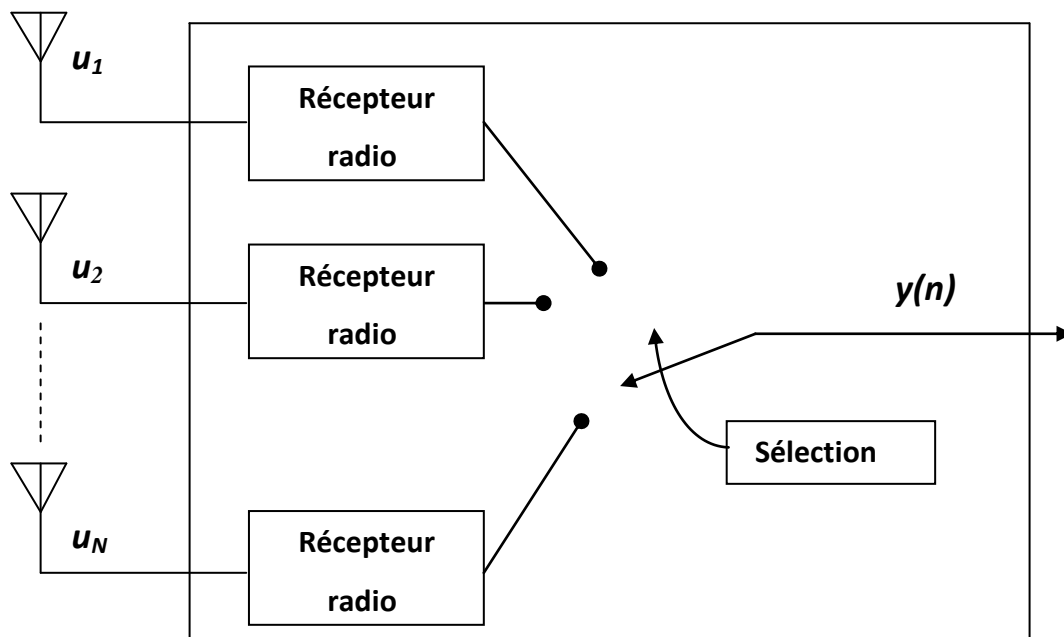


Figure 1. 10 Combinaison par sélection (SC).

➤ Combinaison à gain unitaire (EGC) :

Dans les deux techniques présentées précédemment, à chaque instant, seul le signal d'une branche est transmis à la sortie. Afin d'améliorer la puissance moyenne du signal à la sortie, les signaux des branches peuvent être combinés. Chaque signal doit cependant passer par un co-phaseur pour mettre les signaux des branches en égalité de phase.

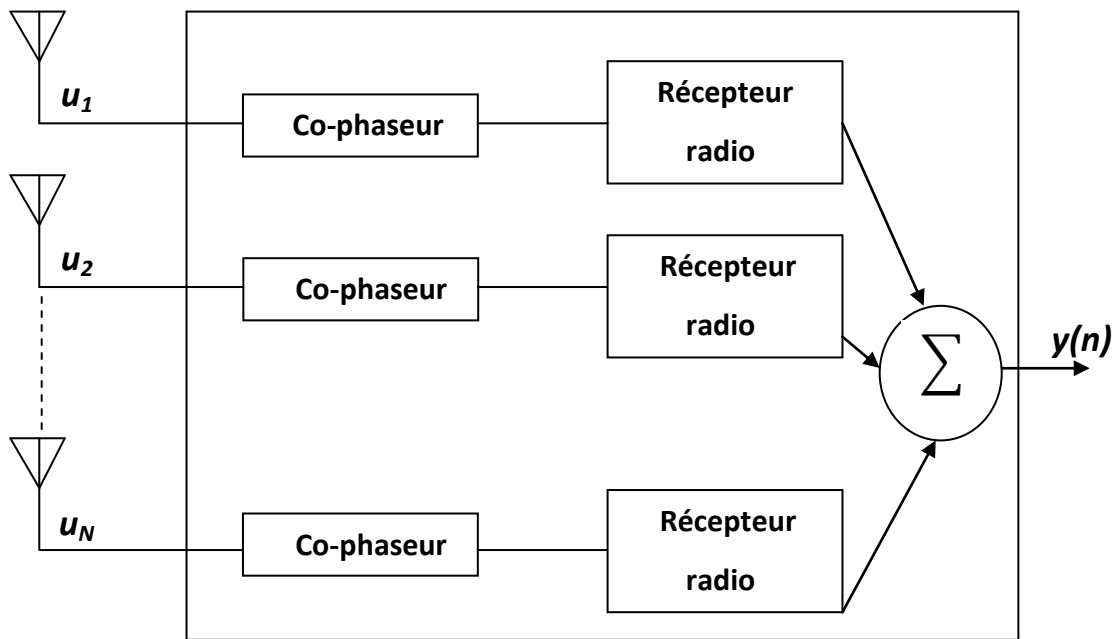


Figure 1. 11 Combinaison par gain unitaire (EGC).

➤ Combinaison par rapport maximal (MRC) :

L'inconvénient majeur de la technique (EGC) se présente lorsque l'une des branches a un signal très faible ce qui peut entraîner une réduction du signal à la sortie du combineur. Afin de pallier à cet inconvénient, un coefficient de pondération w_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés [9].

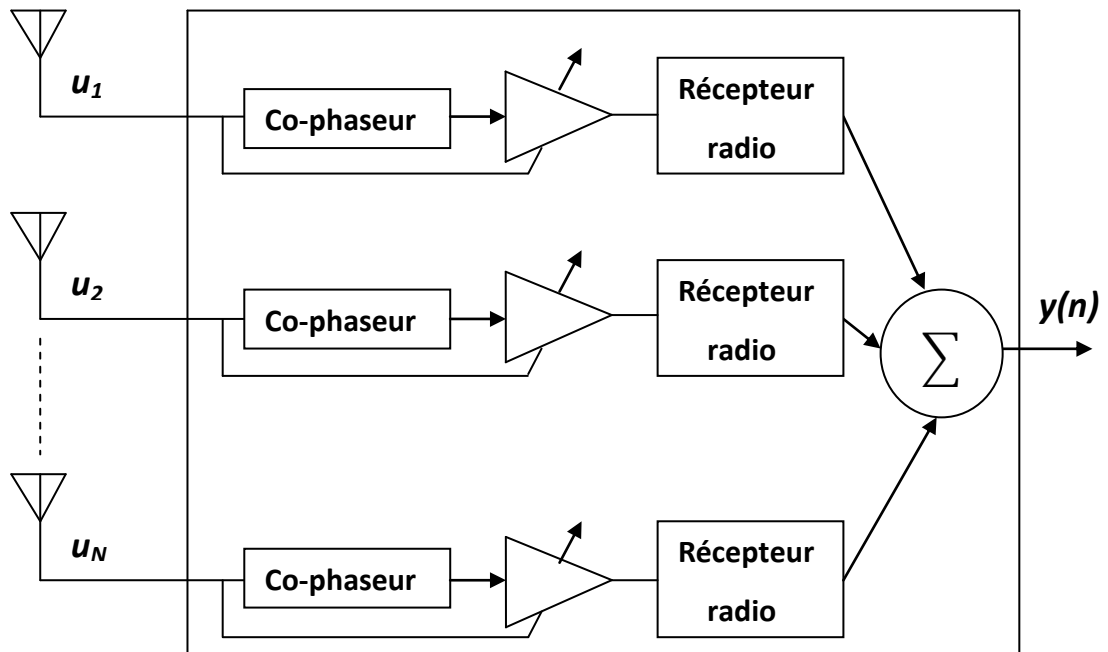


Figure 1. 12 Combinaison par rapport maximal (MRC).

1.8 Diversité coopérative

Une approche intéressante qui pourrait être utilisée pour obtenir la diversité, consiste à modifier le réseau de communication en incluant une nouvelle station mobile comme relais.

Dans la communication coopérative, tel qu'il est illustré dans la figure (1.13), des nœuds relais coopèrent conjointement avec un nœud source afin de transmettre ses informations vers une destination. Ceci permet d'augmenter la fiabilité de la communication lorsque la qualité du canal entre la source et la destination se détériore. L'expéditeur S, envoie les données directement à la destination D, tandis que la station relais R est à l'écoute de cette transmission. Le relais envoie les paquets de données reçus correspondant à la même information après leur traitement à la destination, et les deux signaux reçus à la destination sont combinés [11].

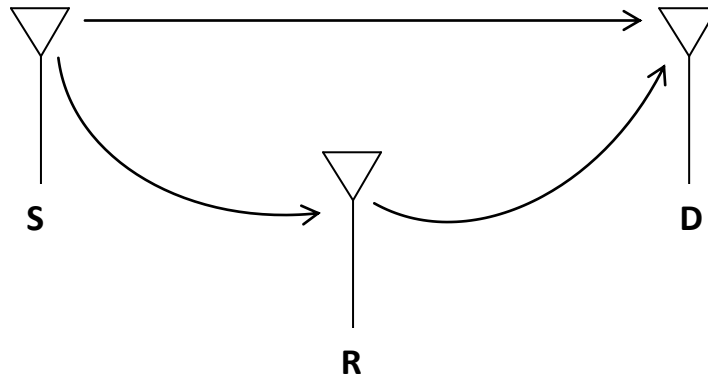


Figure 1. 13 Principe d'une communication coopérative.

1.8.1 Protocoles de transmission coopérative

Les protocoles de transmission coopérative utilisés dans la station-relais et qui entrent dans le cadre de ce mémoire sont Amplify and Forward (AAF) et Decode and Forward (DAF). Ces protocoles décrivent la façon dont les données reçues à la station-relais sont traitées avant qu'elles ne soient envoyées à la destination.

a Amplify and Forward

Elle est l'une des techniques de coopération les plus simples et les plus utilisées. Le relais amplifie le signal qu'il reçoit de la source et le transmet vers la destination. Cette destination reçoit deux copies du même signal, provenant de la source et du relais. Ce schéma peut être vu comme une transmission à partir de deux antennes distinctes. Le problème est que, le relais amplifie le bruit lors de l'amplification du signal reçu. La copie du signal transmise par le relais peut être modélisée par l'expression suivante :

$$x_R(n) = \beta y_R(n) \quad (1.8)$$

Où $x_R(n)$ est le signal transmis par le relais R, et $y_R(n)$ est le signal émis par S et reçu par le relais. β est le coefficient d'amplification donné par :

$$\beta = \sqrt{\frac{\varepsilon}{|h_{s,r}|^2 \varepsilon + 2\sigma_{s,r}^2}} \quad (1.9)$$

Où ε est l'énergie du signal transmis, $h_{s,r}$ est l'atténuation du canal entre l'émetteur et le relais, et $2\sigma_{s,r}^2$ est la densité spectrale du bruit.

b Decode and Forward

La première phase de la communication dans le cas de ce protocole est la même que celle du AAF, la source transmettant le paquet et la destination et les relais étant tous deux à l'écoute de la transmission. Ensuite, les relais tentent de décoder le signal et ceux qui parvient à le décoder, le ré-encodent et le relayent vers la destination. L'avantage est que, contrairement au schéma AAF, le bruit n'est pas amplifié et une nouvelle version du signal est transmise [11]. Le signal transmis par le relai peut être formulé par :

$$x_R(n) = \tilde{s}_R(n) \quad (1.10)$$

Où $\tilde{s}_R(n)$ est le signal estimé transmis, et $x_R(n)$ est le signal reçu au niveau du relais.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, quelques généralités portant sur les réseaux BAN, leurs applications, leurs spécifications techniques, et classifications ont été discutées. Ensuite, le problème inhérent à tous système de communication sans fil et plus accentué dans le cas des réseaux BAN a été présenté, en l'occurrence l'évanouissement. Une des approches pour combattre l'évanouissement à savoir les techniques de diversité ont été brièvement expliquées. Dans le contexte de ce mémoire seules les diversités spatiale et coopérative sont d'intérêt.

Chapitre 2 Notions de bases des algorithmes

optimaux & adaptatifs

2.1 Introduction

Le présent chapitre présente les concepts théoriques sur lesquelles reposent les techniques de filtrage optimal et adaptatif. Ces dernières permettent d'optimiser les paramètres d'un filtre selon un critère choisi et d'assurer que cette optimisation reste valide en présence des fluctuations du milieu. Ensuite les différentes classes d'algorithmes adaptatifs sont introduites à savoir le LMS, NLMS, et RLS. Nous nous intéressons aussi à l'algorithme optimal de Wiener. Certains des filtres présentés dans ce chapitre seront utilisés après certaines modifications dans le chapitre prochain dans le but d'annuler l'interférence multi-usagers.

2.2 Filtrage optimal

Le problème de filtrage optimal c'est de trouver le meilleur filtre, c'est-à-dire celui qui nous permet d'obtenir à la sortie une réponse la plus proche possible de la réponse désirée lorsque l'entrée est une certaine séquence. Pour avoir une solution optimale, il faut avoir une erreur quadratique moyenne minimale. Le filtrage de Wiener est un exemple d'un filtre optimal [12].

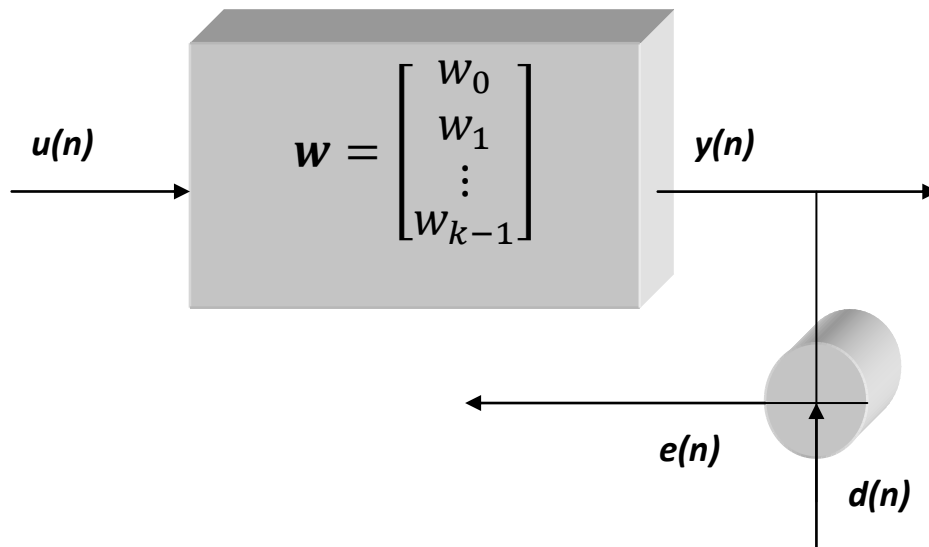


Figure 2.1 Principe d'un filtre optimal.

Entrée du filtre	$u(n) = \begin{bmatrix} u(n) \\ u(n-1) \\ \vdots \\ \vdots \\ u(n-k+1) \end{bmatrix}$
Coefficients du filtre	$w = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ w_{k-1} \end{bmatrix}$
Sortie du filtre	$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k u(n-k)$
Erreur d'estimation	$e(n) = d(n) - y(n)$
Critère : Erreur Quadratique Moyenne	$J(w) = E[e(n)e^*(n)]$

2.2.1 Le filtre optimal de Wiener

Les coefficients d'un filtre de Wiener sont calculés de telle sorte à minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie du filtre et le signal désiré. Dans sa forme de base, la théorie de Wiener suppose que les signaux sont des processus stationnaires. La figure (2.2) illustre un filtre de Wiener représenté par le vecteur de coefficients w_k . Le filtre a comme entrée un signal $u(n)$ et produit le signal de sortie $y(n)$, où $y(n)$ est l'estimation au sens de l'EQM minimale du signal désiré $d(n)$ [13]. Ce dernier est donné par:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k u(n-k) \quad (2.1)$$

D'autre part, le signal d'erreur $e(n)$ est défini comme la différence entre le signal désiré $d(n)$ et le signal à la sortie du filtre $y(n)$:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.2)$$

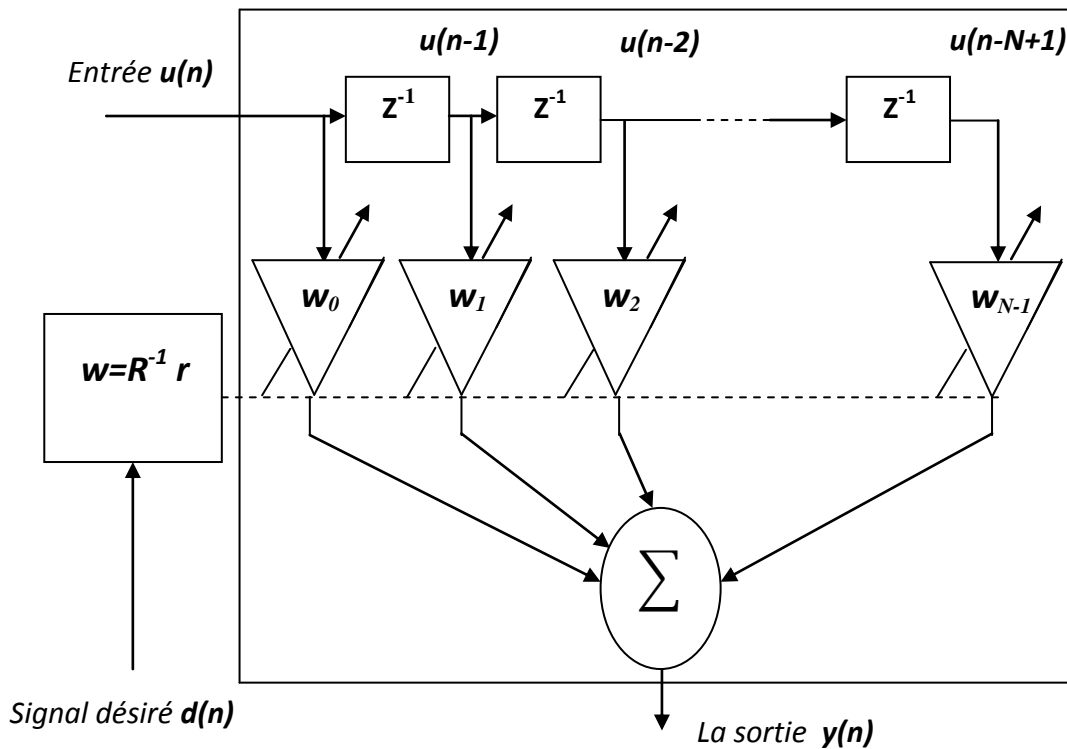


Figure 2.2 Illustration du filtre de Wiener.

Afin d'établir la relation entre les coefficients du filtre w et le signal d'erreur $e(n)$, l'expansion de l'équation précédente donne :

$$\begin{pmatrix} e(0) \\ e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(N-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d(0) \\ d(1) \\ d(2) \\ \vdots \\ d(N-1) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u(0) & u(-1) & u(-2) & \dots & u(1-P) \\ u(1) & u(0) & u(-1) & \dots & u(2-P) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u(N-1) & u(N-2) & u(N-3) & \dots & u(N-P) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{pmatrix}$$

Les coefficients du filtre sont par la suite calculés pour minimiser la fonction coût qui est dans ce cas l'erreur quadratique moyenne $E[e^2(n)]$. De l'équation (2.2), l'erreur d'estimation quadratique moyenne est formulée comme:

$$\begin{aligned} E[e^2(n)] &= E[(d(n) - w^T u(n))^2] \\ &= E[d^2(n)] - 2w^T E[u(n)d(n)] + w^T E[u(n)u^T(n)]w \\ &= \sigma^2 - 2w^T r + w^T R w \end{aligned} \quad (2.3)$$

Où :

R : est la matrice d'auto corrélation du signal d'entrée.

r : est le vecteur d'inter corrélation entre le signal désiré et le signal d'entrée.

$(.)^T$: Transposé d'une matrice ou d'un vecteur.

$E [.]$:Espérance mathématique.

L'erreur quadratique moyenne minimale correspond au point de la surface d'erreur quadratique moyenne où le gradient est nul [13].

Si on suppose que le vecteur poids est un nombre complexe défini comme :

$$w(k) = a(k) + jb(k) \quad (2.4)$$

la dérivation de l'EQM donne :

$$\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w(k)} = E[e(n) \frac{\partial e^*(n)}{\partial a(k)} + e^*(n) \frac{\partial e(n)}{\partial a(k)} + e(n) \frac{\partial e^*(n)}{\partial b(k)} + e^*(n) \frac{\partial e(n)}{\partial b(k)}] \quad (2.5)$$

où les dérivées partielles dans l'équation (2.5) sont données respectivement par

$$\begin{aligned}\frac{\partial e^*(n)}{\partial a(k)} &= \frac{\partial [d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]^*}{\partial a(k)} = \frac{\partial d^*(n)}{\partial a(k)} - \frac{\partial [\sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]^*}{\partial a(k)} \\ &= -u^*(n-k)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial e(n)}{\partial a(k)} &= \frac{\partial [d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]}{\partial a(k)} = \frac{\partial d(n)}{\partial a(k)} - \frac{\partial [\sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]}{\partial a(k)} \\ &= -u(n-k)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial e^*(n)}{\partial b(k)} &= \frac{\partial [d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]^*}{\partial b(k)} = \frac{\partial d^*(n)}{\partial b(k)} - \frac{\partial [\sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]^*}{\partial b(k)} \\ &= -ju^*(n-k)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial e(n)}{\partial b(k)} &= \frac{\partial [d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]}{\partial b(k)} = \frac{\partial d(n)}{\partial b(k)} - \frac{\partial [\sum_{k=0}^{N-1} w(k)u(n-k)]}{\partial b(k)} \\ &= -ju(n-k)\end{aligned}$$

(.)^{*} désigne l'opération du conjugué.

Par conséquent la dérivée de l'EQM peut être réécrite comme

$$\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w(k)} = -2E[u(n)d(n)] + 2wE[u(n)u(n)^T] = -2r + 2wR \quad (2.6)$$

La valeur minimale de l'EQM est obtenue par l'annulation de (2.6), ce qui donne :

$$w = R^{-1} r \quad (2.7)$$

la relation dans (2.7) correspond au filtre de Wiener Hopf, R étant la matrice d'auto-corrélation du signal d'entrée $u(n)$, et r étant le vecteur d'inter-corrélation entre le signal désiré $d(n)$ et le signal d'entrée $u(n)$ [13].

2.2.2 Inconvénients de la méthode

Les limitations de cette méthode sont principalement d'ordre pratique. Dans ce filtre les matrices d'auto-corrélation R , et le vecteur d'inter-corrélation r doivent être calculés en temps réel. Or il est clair que ces calculs ne peuvent se faire qu'en temps différé car ils nécessitent la connaissance de toutes les données $u(n)$ et $d(n)$

participant dans la structure de R et r , et l'inversion de la matrice R qui peut être coûteuse en temps de calcul et en espace mémoire lorsque la taille des coefficients w est grande. En outre, l'approche décrite dans (2.2.1) suppose que les signaux traités sont stationnaires. Si cela n'est pas vérifié, le calcul de R et r est effectué à chaque pas en omettant les données les plus anciennes. Cela engendre une nouvelle inversion matricielle à chaque instant d'échantillonnage et peut devenir prohibitif en termes de calculs.

C'est pour toutes ces raisons que le besoin de chercher une solution pour adapter le filtre en temps réel s'est vite ressenti (prise en compte de la non stationnarité) contournant ainsi l'inversion matricielle par l'utilisation d'un algorithme récursif. Cela a donné naissance au filtrage adaptatif [14].

2.3 Filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif est un outil puissant appliqué dans divers domaines notamment en traitement du signal, communications numériques et contrôle automatique, pour ne citer que quelques uns. L'objectif principal de ce traitement est de modifier les coefficients du filtre dans le temps selon un critère donné, dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Ces modifications doivent se produire vite de sorte que le filtre parvienne à suivre aussi rapidement que possible l'évolution de l'environnement [15].

Les différents signaux utilisés dans le filtre adaptatif et représentés à la figure (2.3) restent les mêmes que les filtres non adaptatifs notamment :

$u(n)$ est le signal de l'entrée du filtre.

$w(n)$ sont les coefficients du filtre.

$y(n)$ est le signal de la sortie du filtre.

$d(n)$ est le signal de référence.

$e(n)$ est le signal d'erreur (c'est la différence entre $d(n)$ et $y(n)$).

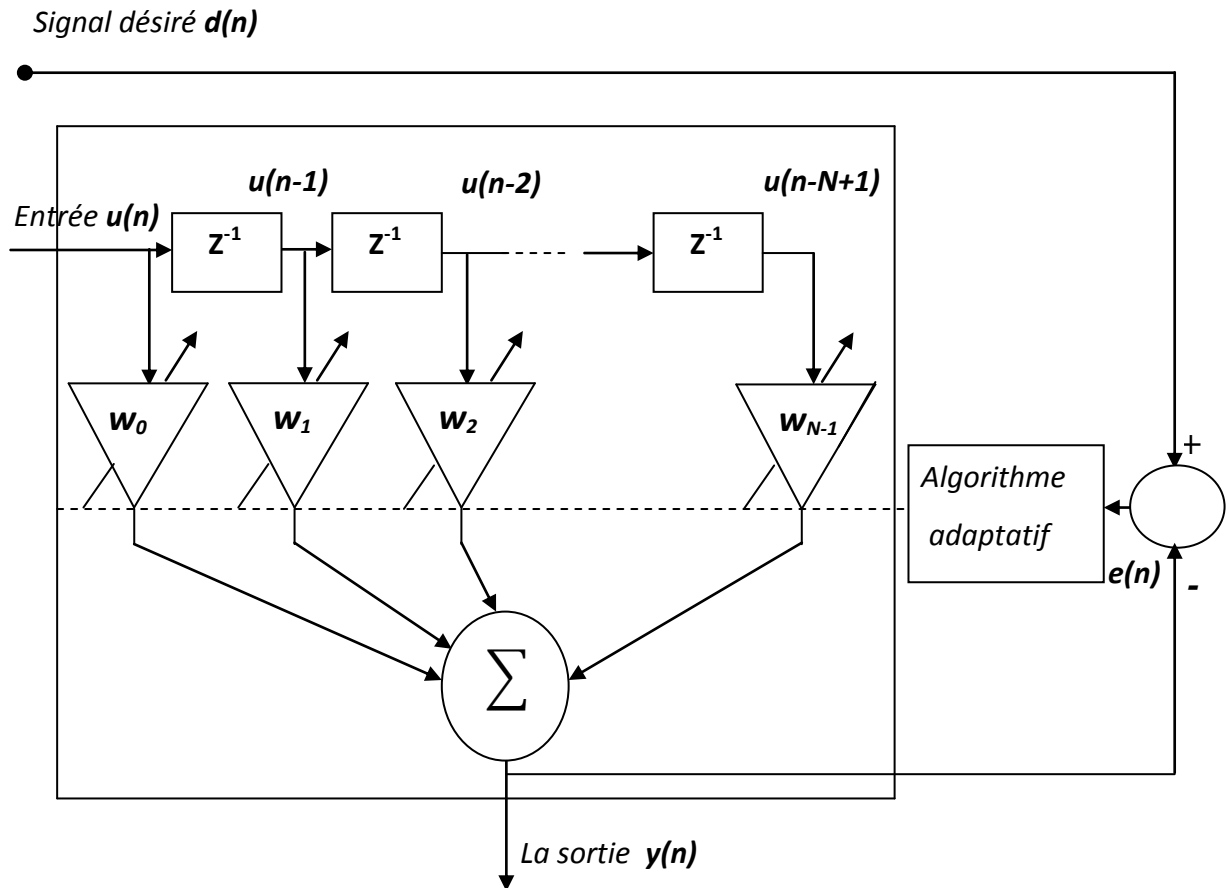


Figure 2.3 Illustration de la configuration d'un filtre adaptatif.

2.3.1 Algorithmes de filtrage adaptatif

Deux grandes familles d'algorithmes de filtrage adaptatif sont discutées ici, soit la famille du gradient stochastique et la famille des moindres carrés récurrents. Dans la famille du gradient stochastique, deux représentants sont d'intérêt: le LMS standard et le LMS normalisé (NLMS), tandis que dans celle des moindres carrés récurrents, le RLS conventionnel est sélectionné.

a Algorithme du gradient stochastique (LMS)

L'algorithme LMS est une approximation stochastique de l'algorithme du gradient déterministe, appliqué à la minimisation de la fonction quadratique du coût. Autrement dit la moyenne statistique dans l'algorithme du gradient déterministe est remplacée par sa valeur instantanée [16].

Une estimation de la solution optimale est obtenue en utilisant la formule générale :

Nouvelle estimation=Ancienne estimation+terme de correction

$$w(n+1) = w(n) - \frac{1}{2} \mu \left(\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w(n)} \right) \quad (2.8)$$

Où μ désigne le pas d'adaptation.

Similairement à l'équation (2.6), la dérivée de l'EQM peut être formulée comme :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w(n)} &= -2E[d(n) - w^T(n)u(n)]u(n) \\ &= -2r + 2Rw(n) \end{aligned} \quad (2.9)$$

A partir de l'équation (2.8) on obtient :

$$w(n+1) = w(n) - \frac{1}{2} \mu E[-2u(n)d(n) + 2(u(n)u(n)^T)w(n)] \quad (2.10)$$

Donc :

$$w(n+1) = w(n) + \mu[r - wR] \quad (2.11)$$

Cette équation représente l'algorithme du gradient déterministe, mais en pratique, R et r ne sont pas connus. On rapprochera ces grandeurs déterministes par des estimées $\tilde{R}(n)$ et $\tilde{r}(n)$ à l'instant n [16].

Finalement, l'algorithme LMS s'écrit comme :

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n) e(n) \quad (2.12)$$

➤ **La condition de convergence :**

La condition de convergence de l'algorithme LMS est : $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}}$

Où λ_{max} est la valeur propre maximale de la matrice d'auto corrélation R .

b Algorithme du gradient stochastique normalisé (NLMS)

Le pas d'adaptation de l'algorithme LMS dépend de l'énergie du signal $u(n)$. Pour des signaux non stationnaires (l'énergie du signal $u(n)$ varie avec le temps), l'algorithme LMS aura du mal à fonctionner correctement puisque μ est constant. Pour remédier à ce problème, l'algorithme NLMS a été proposé. L'algorithme du gradient stochastique normalisé NLMS est une variante du LMS où le gain d'adaptation est normalisé par rapport à l'énergie du signal d'entrée $u(n)$ [16].

Cet algorithme est obtenu en minimisant la fonction coût suivante:

$$J(n) = \|w(n + 1) - w(n)\|^2 \quad (2.13)$$

Avec la contrainte :

$$w^T(n + 1)u(n) = d(n)$$

La solution de ce problème est obtenue en utilisant la technique des multiplieurs de Lagrange. En effet, l'objectif est de minimiser la fonction coût suivante par rapport à $w(n + 1)$.

$$J(n) = \|w(n + 1) - w(n)\|^2 + \lambda[d(n) - w^T(n + 1)u(n)] \quad (2.14)$$

Où λ est le multiplieur de Lagrange. En annulant la dérivée de cette fonction on obtient :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial w(n + 1)} = 2[w(n + 1) - w(n)] - \lambda u(n) = 0 \quad (2.15)$$

Soit :

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{\lambda}{2}u(n) \quad (2.16)$$

En remplaçant la valeur trouvée du coefficient du filtre dans la contrainte :

$$\begin{aligned} d(n) &= w^T(n + 1)u(n) \\ &= w^T(n)u(n) + \frac{\lambda}{2}u^T(n)u(n) \end{aligned} \quad (2.17)$$

On obtient

$$\lambda = \frac{2e(n)}{u^T(n)u(n)} \quad (2.18)$$

Donc l'algorithme NLMS peut être formulée en remplaçant la valeur de λ dans l'expression du coefficient dans (2.16) :

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{1}{u^T(n)u(n)} u(n)e(n) \quad (2.19)$$

En pratique, on introduit un facteur positif μ ($0 < \mu < 2$) pour mieux contrôler la mise à jour des coefficients du filtre et un entier positif ε pour éviter la division par zéros, et l'équation (2.19) devient :

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + u^T(n)u(n)} u(n)e(n) \quad (2.20)$$

Cette dernière équation représente le coefficient du filtre tel que calculé dans l'algorithme NLMS et la condition suffisante de convergence est $0 < \mu < 2$.

c Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS)

Un algorithme récursif a été développé basé sur le principe qu'à partir des coefficients du filtre à l'instant $n - 1$, les coefficients à l'instant n seront estimés à l'aide des nouvelles données disponibles [17]. L'estimation des paramètres w dans ce cas est effectuée en utilisant le critère des moindres carrés suivant:

$$J(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} [d(i) - w^T(n)u(i)]^2 \quad (2.21)$$

Où λ appelé le facteur d'oubli. Ce facteur a pour but de négliger les données qui sont dans un passé distant. La solution qui minimise l'erreur quadratique moyenne est obtenue en annulant les dérivées de $J(n)$ par rapport aux éléments $w(n)$ tel que suit :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial w(n)} = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} [d(i) - w^T(n)u(i)] u(i) = 0 \quad (2.22)$$

Soit :

$$\sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} d(i) u(i) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} [u^T(i) u(i)] w(n)$$

Il vient alors:

$$r(n) = R(n)w(n) \quad (2.23)$$

$$w(n) = R^{-1}(n)r(n) \quad (2.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} R(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} u(i)^T u(i) \\ r(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} d(i) u(i) \end{cases}$$

Les équations précédentes peuvent se calculer de manière récursive:

$$\begin{aligned} R(n) &= \lambda \sum_{i=0}^{n-1} \lambda^{n-1-i} u^T(i) u(i) + u(n) u^T(n) \\ &= \lambda R(n-1) + u(n) u(n)^T \end{aligned} \quad (2.25)$$

Et :

$$r(n) = \lambda r(n-1) + d(n) u(n) \quad (2.26)$$

➤ **Le lemme d'inversion d'une matrice :**

Soient A et B deux matrices de taille $L \times L$ vérifiant l'équation $A = B^{-1} + CD^{-1}C^T$,
l'inverse de la matrice A s'écrit: $A^{-1} = B - BC(D + C^T BC)^{-1}C^T B$

On rappelle que la matrice de corrélation est:

$$R(n) = \lambda R(n-1) + u(n)u(n)^T \quad (2.27)$$

On peut donc invoquer le lemme d'inversion pour calculer l'inverse de $R(n)$, en posant:

$$\begin{cases} A = R(n) \\ B^{-1} = \lambda R(n-1) \\ C = u(n) \\ D = 1 \end{cases}$$

On obtient alors l'équation réursive suivante

$$R^{-1}(n) = \lambda^{-1}R^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2}R^{-1}(n-1)u(n)u(n)^TR^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1}u(n)^TR^{-1}(n-1)u(n)} \quad (2.28)$$

En définissant les paramètres suivants

$$\begin{cases} Q(n) = R^{-1}(n) \\ k(n) = \frac{\lambda^{-1}Q(n-1)u(n)}{1 + \lambda^{-1}u(n)^TQ(n-1)u(n)} \end{cases}$$

L'équation de récursion de $Q(n)$ appelée l'équation de Riccati peut encore s'écrire:

$$Q(n) = \lambda^{-1}Q(n-1) - \lambda^{-1}k(n)u^T(n)Q(n-1) \quad (2.29)$$

Le vecteur $k(n)$ est appelé gain de Kalman et peut être formulé comme:

$$k(n) = Q(n)u(n) = R^{-1}(n)u(n) \quad (2.30)$$

Sachant que, basé sur (2.24), les coefficients du filtre sont obtenus par $w(n) = Q(n)r(n)$, l'expansion de cette expression donne :

$$w(n) = \lambda Q(n)r(n-1) + Q(n)u(n)d(n) \quad (2.31)$$

En remplaçant $Q(n)$ dans le premier terme de l'expression précédente par l'équation de Riccati, on obtient:

$$w(n) = w(n-1) + k(n)[d(n) - u^T(n)w(n-1)] \quad (2.32)$$

D'où la formulation finale de l'algorithme des moindres carrés récursifs [17] est :

$$w(n) = w(n - 1) + k(n)e(n) \quad (2.33)$$

➤ **Condition de convergence :**

La condition de convergence de cet algorithme dépend du facteur d'oubli λ comme tel :

$$0 < \lambda \leq 1$$

2.3.2 Critères de Comparaison des Algorithmes Adaptatifs

Le but est d'obtenir un filtrage adaptatif dont le calcul est simple et numériquement robuste avec un taux de convergence élevé, un désajustement réduit, et qui peut être facilement programmé pour effectuer des applications de traitement numérique du signal [18]. On peut citer quelques critères de choix des algorithmes adaptatifs :

➤ **Taux de Convergence :**

Nombre d'itérations pour converger suffisamment vers la solution de Wiener, c'est à dire converger le plus près et le plus rapidement possibles vers la solution optimale.

➤ **Désajustement :**

Il décrit l'état d'équilibre du comportement de l'algorithme entre deux entités : l'erreur quadratique moyenne finale et l'erreur quadratique minimale obtenue avec Wiener. Un désajustement minimal reflète de bonnes performances pour l'algorithme.

➤ **Robustesse :**

Résistance au mauvais conditionnement des données. Pour un algorithme, la robustesse est attestée quand la mise en œuvre de celui-ci sur un ordinateur est stable.

➤ **Complexité :**

Le nombre d'opérations nécessaires par itération, et la taille de mémoire nécessaire pour stocker les données et le programme.

➤ Structure :

Aspect hardware donc complexité de l'implémentation matérielle.

➤ Poursuite :

Capacité à s'adapter en cas de non stationnarité et de variations du système [18].

2.4 Conclusion

Afin d'évaluer les performances des systèmes proposés dans le cadre de ce mémoire, il était nécessaire de présenter des notions théoriques sur les algorithmes optimaux et adaptatifs.

Le prochain chapitre portera sur l'application de ces algorithmes et d'autres techniques dans un but d'annulation d'interférences dans les BANs.

Chapitre 3 Annulation d'interférences & optimisation de la qualité du signal

3.1 Introduction

Les canaux de communication dans les réseaux (BAN) sont sensibles aux interférences provenant des réseaux voisins, car en dehors du signal désiré, le dispositif de réception reçoit un niveau significatif de signaux indésirables des autres émetteurs opérant dans la même bande de fréquence.

Deux approches vont être proposées et discutées dans ce chapitre pour la mitigation des interférences. La première concerne les techniques optimales connues sous le nom : la combinaison pour le rejet d'interférences (IRC). La deuxième approche introduit et modifie les algorithmes adaptatifs (LMS, NLMS, RLS) définis dans le chapitre 2.

D'autre part la dernière partie de ce chapitre s'intéresse à l'amélioration de la qualité du signal désiré en présence d'évanouissement multi-trajets par le biais des techniques de diversité coopératives.

3.2 Annulation d'interférences

Une partie préliminaire avant l'incorporation des techniques d'annulation d'interférences, est d'effectuer les mesures et de caractériser le canal. Cette partie est décrite dans ce qui suit.

3.2.1 Procédure de mesure

On donne une brève description de la campagne de mesure qui a eu lieu au niveau de l'université de Birmingham. Les mesures sont effectuées dans un environnement réel indoor propice au phénomène multi-trajets. Durant les mesures, une série de mouvements aussi aléatoires que possible ont été faits pour reproduire les mouvements naturels d'un corps humain.

Trois canaux corporels d'importance pour les domaines d'application actuels ont été sélectionnés et étudiés. Pour chaque canal, l'antenne d'émission de l'utilisateur désiré a été montée au niveau de la ceinture tandis que l'antenne d'émission du signal d'interférence a été montée à la même position sur la ceinture d'une autre personne. Les antennes de réception ont été placées dans chaque cas, sur le torse, la tête, et le poignet, formant ainsi trois canaux sur le corps qu'on nommera ceinture-thorax, ceinture-tête, et ceinture-poignet, respectivement. Le réseau utilisant la diversité de réception (SIMO) se compose de deux éléments PIFA placés sur un plan de masse unique [7]. Les positions des antennes sur le corps sont représentées dans la Figure (3.1).

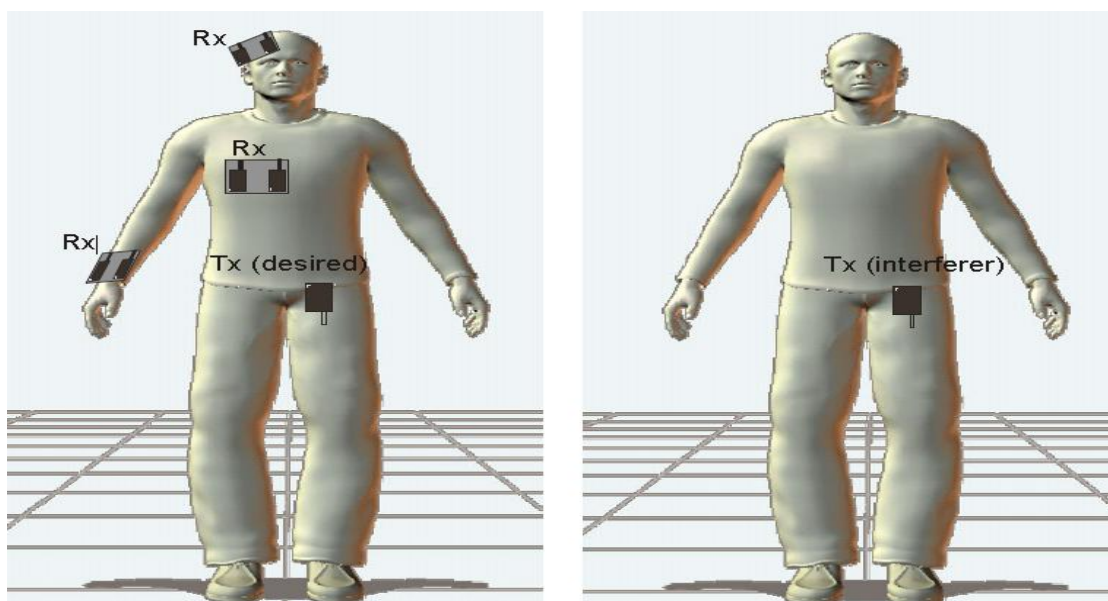


Figure 3. 1 Position des antennes sur les deux corps.

Les mesures ont été effectuées dans un environnement intérieur (indoor), contenant les équipements de laboratoire, tables, ordinateurs, et offrant un environnement de propagation riche en trajets multiples. Les deux antennes de transmission du signal désiré et signal d'interférence ont été reliées à un générateur du signal fonctionne à 2,45 GHz. Les deux antennes de réception ont été connectées aux deux ports de l'analyseur du spectre (VNA). Les données mesurées par le VNA ont été stockées dans un disque dur d'ordinateur sous la forme d'un fichier texte contenant l'amplitude (en dBm), et la phase (en degrés).

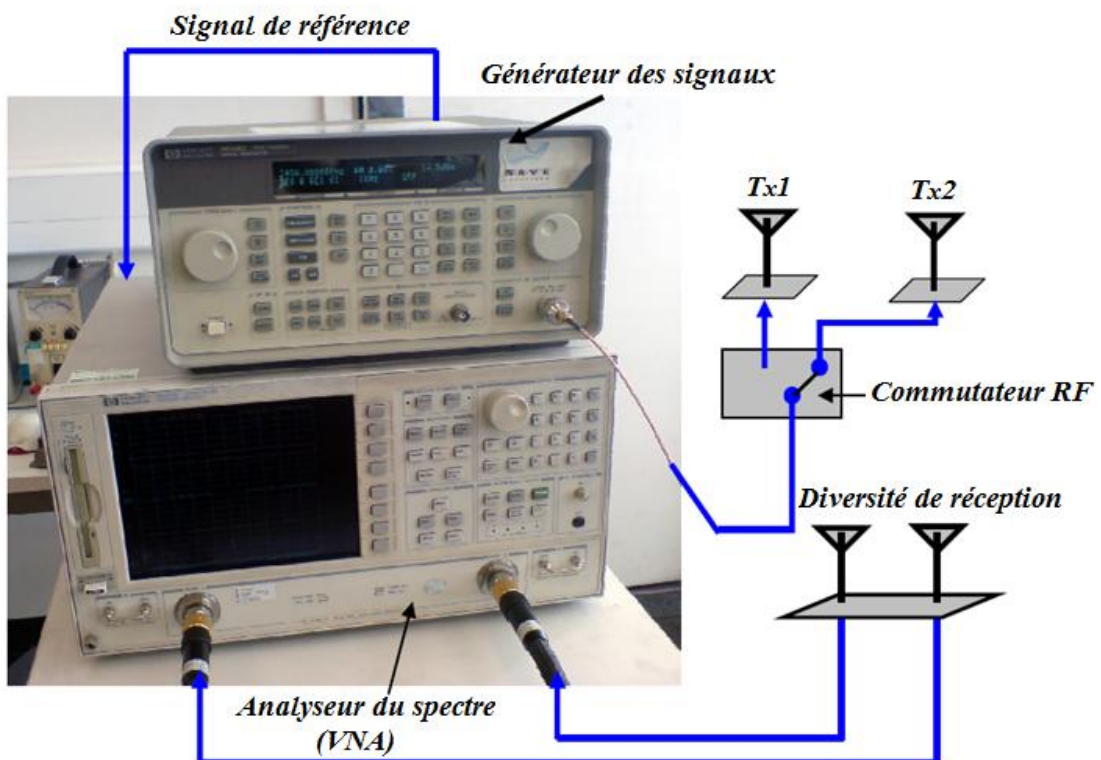


Figure 3. 2 Configuration des mesures pour le rejet des interférences.

Un total de 1600 échantillons a été recueilli pour un seul balayage d'une durée de 12s. Ainsi, chaque antenne de réception collecte 1600 échantillons par alternance de chaque émetteur, avec un temps d'échantillonnage de 15ms, ce qui équivaut à 800 échantillons pour le signal désiré et pour l'interférence. Un total de 6 balayages a été mené pour générer 4800 échantillons. Pendant les mesures, les deux sujets se

déplaçaient l'un autour de l'autre dans la salle et effectuaient des mouvements différents pendant les balayages [7].

3.2.2 Caractérisation du canal

Pour caractériser les canaux sur le corps, il faut connaître la distribution des évanouissements à petite et à grande échelle tel que défini dans le chapitre (1). Les canaux de radiocommunication mobile sont généralement caractérisés par l'évanouissement à petite échelle de Rayleigh, qui suppose une variation aléatoire de l'amplitude du signal transmis avec l'absence d'une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (NLOS). Cette distribution n'est pas valable dans les canaux corporels principalement parce qu'il existe une ligne de vue directe (LOS) qui peut être faible ou forte dépendamment du canal et une distribution qui est plus appropriée serait celle de Rice.

L'évanouissement est également entraîné par les mouvements des diffuseurs autour des antennes sous la forme des parties mobiles du corps, cet évanouissement à grande échelle peut être caractérisé par une distribution log-normale.

L'enveloppe du signal reçu impliquant les deux types d'évanouissement est donnée par :

$$x(n) = r(n) M(n) \quad (3.1)$$

Où $x(n)$ est l'enveloppe du signal reçu, $r(n)$ est l'enveloppe de l'évanouissement à petite échelle, et $M(n)$ est la puissance moyenne constituant l'enveloppe de l'évanouissement à grande échelle [7].

L'enveloppe de l'évanouissement à grande échelle est estimée par le calcul de la moyenne sur le signal reçu :

$$M(n) = \frac{1}{2w} \sum_{n-w}^{n+w} x(n) \quad (3.2)$$

Où w désigne la taille d'une fenêtre glissante sur le signal reçu.

Et l'enveloppe de l'évanouissement à petite échelle est évaluée par normalisation du signal reçu $x(n)$ par rapport à la puissance moyenne $M(n)$:

$$r(n) = \frac{x(n)}{M(n)} \quad (3.3)$$

Dans le cas des réseaux BAN qui ont une distribution de Rice généralement, on peut calculer le facteur de Rice k , qui représente le rapport entre la puissance du signal du trajet direct et la puissance moyenne des signaux diffusés :

$$k = \frac{S^2}{2\sigma^2} \quad (3.4)$$

Les valeurs du facteur k dans les différentes branches sont présentées dans le tableau (3.1), pour les trois canaux on body :

Canal	Sous-canal	K facteur
Ceinture-tête	D1	10.5122
	D2	4.8050
Ceinture-thorax	D1	52.3632
	D2	55.2985
Ceinture-poignet	D1	12.0106
	D2	25.3610

Tableau 3.1 Paramètres de l'évanouissement à petite échelle.

Parallèlement, l'évanouissement à grande échelle est caractérisé par une distribution log normale et les paramètres statistiques dans le cas des canaux corporels étudiés à savoir la moyenne μ et l'écart type σ_s sont représentés dans le tableau (3.2) pour chacune des deux sous canaux spatial D :

	Sous-canal	μ (dB)	σ_s (dB)
Ceinture-tête	D1	57.1524	1.7611
	D2	57.2115	2.9394
Ceinture-thorax	D1	38.1453	0.7710
	D2	41.5792	0.7730
Ceinture-poignet	D2	51.6536	1.6260
	D2	54.0532	1.1519

Tableau 3.2 Paramètres de l'évanouissement à grande échelle.

3.2.3 Rejet d'interférences entre deux réseaux corporels

Si une technique appropriée est utilisée du côté d'un récepteur équipé d'antennes multiples, un niveau suffisant de rejet d'interférences peut être obtenu. Cette méthode est appliquée afin de supprimer le signal d'interférences au niveau du récepteur, et augmenter le (S/NR) à la sortie du combineur.

Dans notre travail un combineur de diversité à deux branches a été utilisé, tel qu'il est indiqué dans la Figure (3.3), avec des antennes de réception montées sur un corps humain. L'antenne de transmission désirée est également montée sur le même corps pour former un canal on body. Il est également supposé que les antennes de réception reçoivent un signal d'interférences provenant d'un autre réseau BAN à proximité [19]. Le signal reçu $u_i(n)$ à la $i^{\text{ème}}$ branche de la diversité est :

$$u_i(n) = d_i(n) + i_i(n) + v_i(n) \quad (3.5)$$

Avec :

$d_i(n)$: le signal désiré.

$i_i(n)$: le signal d'interférences.

$v_i(n)$: le bruit mesuré.

Les signaux reçus sont combinés de façon optimale et adaptative pour supprimer le signal d'interférence et améliorer le SINR à la sortie. Pour une diversité de récepteur à deux branches, le vecteur du signal reçu et le vecteur poids peuvent être définis comme :

$$U = [u_1(n) \quad u_2(n)]^T \quad \text{et} \quad W = [w_1(n) \quad w_2(n)]^T.$$

Ici la somme des signaux désirés a été prise en tant que signal de référence, soit :

$$z(n) = d_1(n) + d_2(n) \quad (3.6)$$

Le signal à la sortie du combineur est donné par :

$$Y = W^T U \quad (3.7)$$

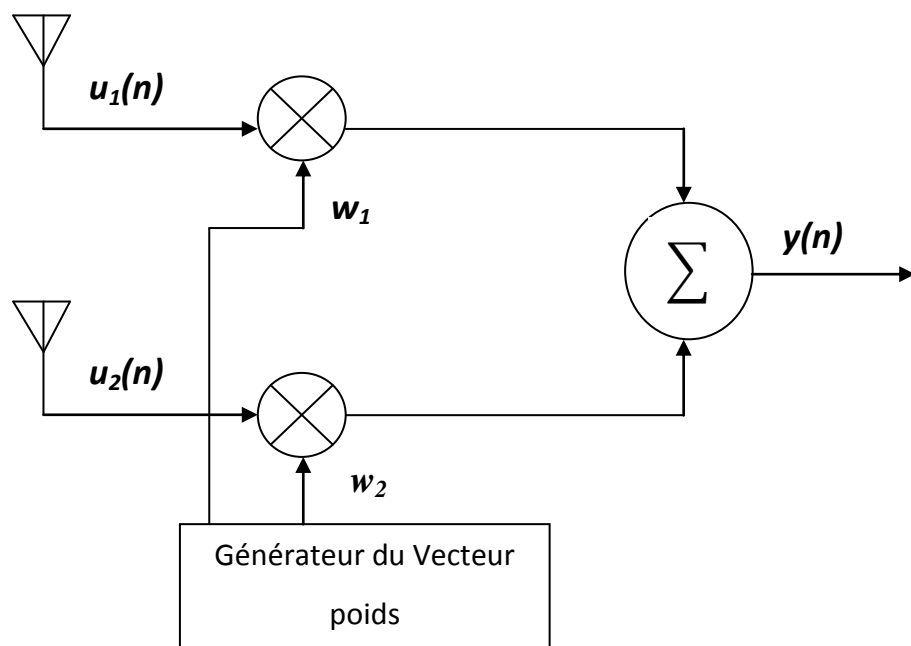


Figure 3. 3 Combineur de diversité à deux branches

a Techniques optimales

Ici il est question de revoir et d'étudier des techniques optimales nommées IRC à savoir la combinaison optimale (OC), la solution Wiener Hopf (WH), et l'annulation d'interférences par une transmission interrompue (ICIT).

➤ Combinaison optimale (OC)

Cette technique IRC requiert le calcul d'un vecteur poids optimal pour la réception des signaux sur le réseau d'antenne. Ce vecteur poids est généré comme :

$$W = S^{-1}D \quad (3.8)$$

Où D est le vecteur du signal désiré et S est la matrice de covariance d'erreur qui est en fait la matrice de covariance des signaux d'interférences plus bruit ($L=I+V$), soit :

$$S = E[LL^T]$$

➤ Solution Wiener-Hopf (WH):

La solution de Wiener-Hopf s'appuie sur la covariance entre les signaux reçus des différentes branches. Le vecteur poids, peut être calculé comme suit :

$$w = R^{-1}r \quad (3.9)$$

Où R est la matrice d'auto-corrélation des signaux reçus, et r est le vecteur d'inter-corrélation du signal reçu et le signal de référence.

➤ Annulation d'interférences par transmission interrompue (ICIT)

Cette technique est basée sur le principe que si l'amplitude et la phase du signal d'interférence sont connues, les deux signaux reçus aux niveaux des deux branches peuvent être combinés avec un vecteur poids, ce qui peut rendre les amplitudes des signaux d'interférence dans les deux branches égales, mais avec des phases opposées. Pour faire cela, l'émetteur du signal désiré est désactivé temporairement sur des intervalles réguliers de telle sorte que seul le signal d'interférence est reçu. La phase et l'amplitude du signal d'interférence reçues sur les deux antennes sont mesurées et enregistrées. La valeur estimée du signal d'interférences est alors utilisée pour calculer le vecteur poids [19].

La moyenne du signal d'interférences estimée à la $i^{\text{ème}}$ branche est:

$$\bar{r}_i(n) = |\bar{r}_i(n)|e^{j\bar{\psi}_i(n)} \quad (3.10)$$

$|\bar{i}_i(n)|$ et $\bar{\Psi}_i(n)$ désignant le module et la phase du signal d'interférence, respectivement. Le vecteur poids est calculé alors comme suit:

$$W = [1 \quad \frac{|\bar{i}_1(n)|}{|\bar{i}_2(n)|} e^{j\Delta\Psi}] \quad (3.11)$$

Où :

$$\Delta\Psi = \bar{\Psi}_1(n) - \bar{\Psi}_2(n) + 180^\circ$$

De cette façon, les signaux reçus sont ajustés de telle sorte que les signaux d'interférences dans les deux branches ont des amplitudes égales mais des phases opposées [19].

- **SINR à l'entrée et à la sortie**

Le SINR de l'entrée et de la sortie pour chaque cas a été calculé comme :

$$SINR_{in(i)}(n) = \frac{|d_i(n)|^2}{|i_i(n)|^2 + \langle |v_i(n)|^2 \rangle} \quad (3.12)$$

$$SINR_{out(i)}(n) = \frac{|W^T D|^2}{|W^T I|^2 + |W^T V|^2} \quad (3.13)$$

Les vecteurs du signal désiré D , d'interférences I , et de bruit V , sont donnés comme :

$$D = [d_1(n) \quad d_2(n)]^T$$

$$I = [i_1(n) \quad i_2(n)]^T$$

$$V = [\sqrt{\langle |v_1(n)|^2 \rangle} \quad \sqrt{\langle |v_2(n)|^2 \rangle}]^T$$

$\langle \rangle$ désigne la valeur moyenne.

- **Gain de la diversité (DG)**

Une pratique courante pour calculer le gain de diversité est d'évaluer la différence entre le niveau du signal (ou SNR) après combinaison par diversité P_{div} et le niveau du signal de la plus forte branche entre toutes les branches de la diversité P_{ref} [7].

C'est-à-dire :

$$DG = \frac{P_{div}}{P_{ref}} \quad (3.14)$$

$$DG(dB) = P_{div} - P_{ref} \quad (3.15)$$

Pour évaluer le gain de diversité, on représente la fonction de distribution cumulative (CDF) des deux signaux dans les branches ainsi que de celui combiné par diversité, et ce gain est calculé à une probabilité de 1%.

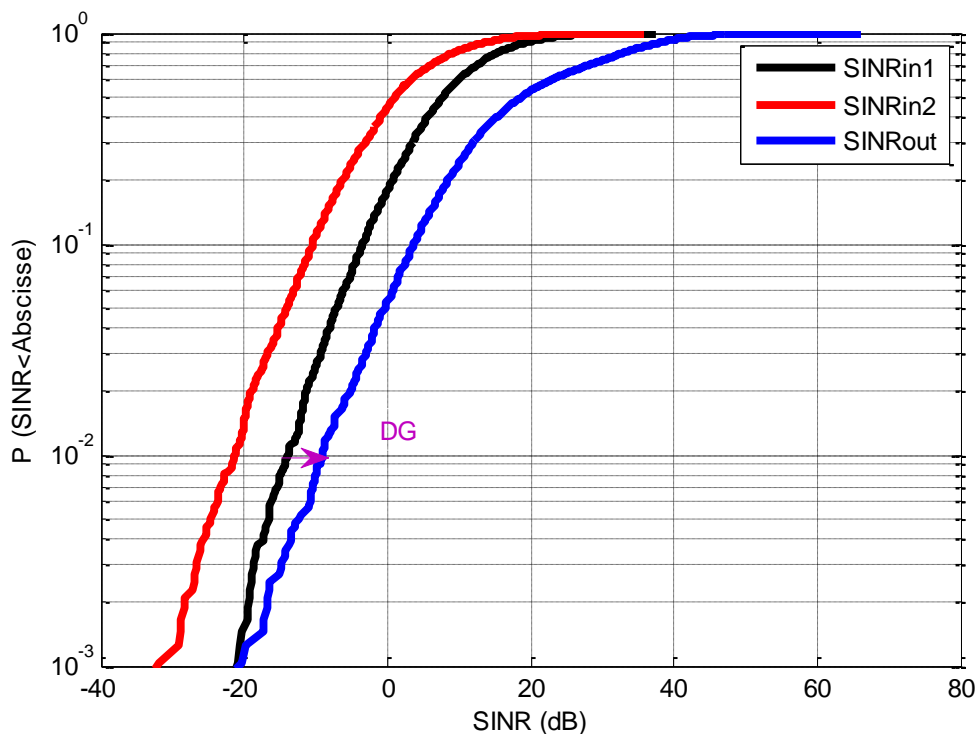


Figure 3. 4 Estimation du gain de diversité (DG)

b Techniques adaptatives

Dans cette partie l'approche adaptative pour annuler les interférences par le biais des algorithmes (LMS, NLMS, RLS) est discutée. Le principe est représenté dans la figure (3.5) et est comme suit:

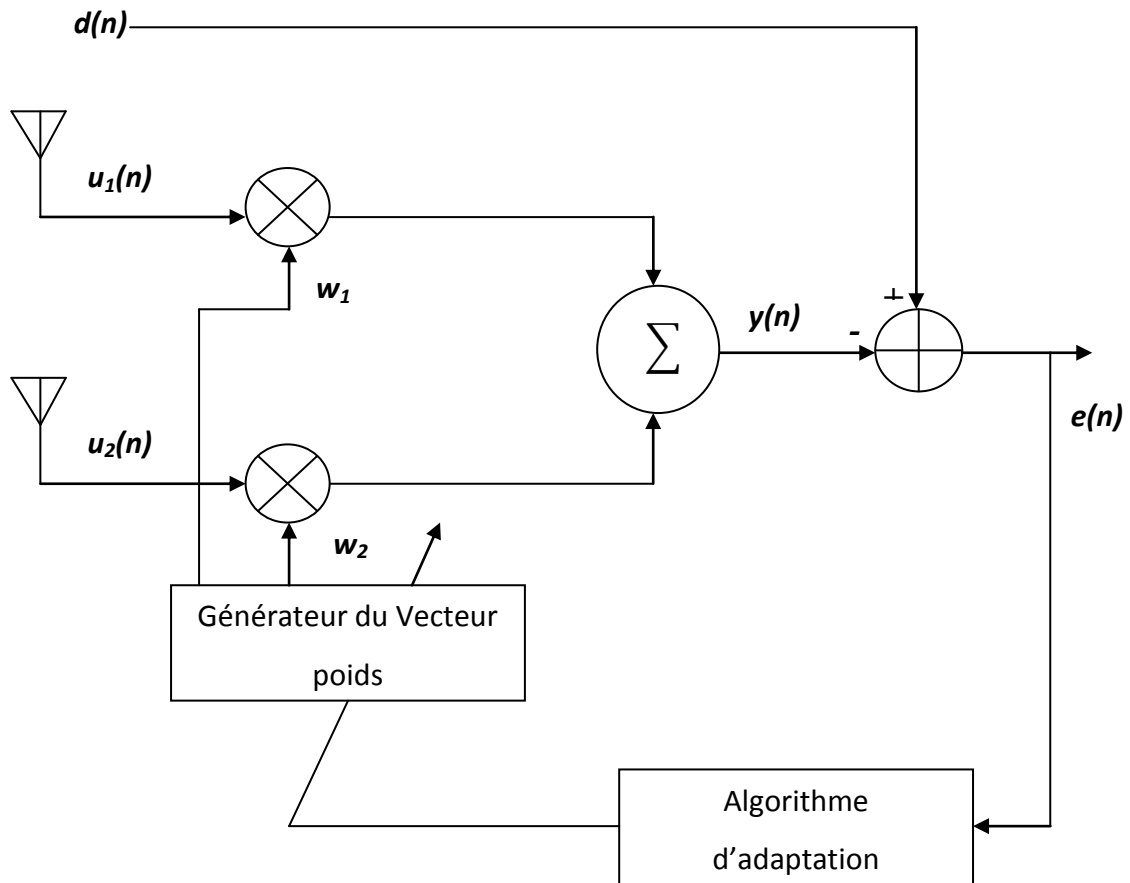


Figure 3. 5 Principe d'un filtre adaptatif appliqué pour supprimer les interférences.

D'abord, le signal d'entrée $u(n)$ pour les deux branches est multiplié avec les coefficients du filtre w . La combinaison des deux signaux après filtrage produit le signal $y(n)$.

A chaque itération, le signal d'erreur $e(n)$ permet la mise à jour des valeurs des coefficients du filtre adaptatif w de telle sorte à minimiser la différence entre le signal combiné $y(n)$ et le signal désiré $d(n)$. Lorsque la valeur minimale de l'erreur est atteinte, le processus d'adaptation des coefficients du filtre s'arrête.

- **La mise en œuvre des algorithmes adaptatifs**

Dans le cadre du mémoire, la mise en œuvre des algorithmes adaptatifs pour annuler les interférences dans les réseaux corporels, est basée sur deux approches différentes. L'approche conventionnelle, qui consiste en une adaptation des coefficients par échantillon.

La seconde approche consiste à découper le signal en tranches (ou "blocs"), et appliquer le processus d'adaptation sur chaque tranche. Dans ce cas, les coefficients du filtre sont mis à jour une fois par bloc.

Cela est assuré par l'utilisation d'une fenêtre glissante (*Sliding window*) formée des échantillons précédents, les valeurs futures ne pouvant être utilisées dans la pratique de part le principe de causalité. De cette manière, le signal à la sortie du combineur est donné par :

$$y(n - win + 1:n) = w^T u(n - win + 1:n) \quad (3.16)$$

win désigne la taille de la fenêtre.

Alors dans la technique d'adaptation par échantillon, le signal de sortie est donné par :

$$y(n) = w^T u(n) \quad (3.17)$$

Dans ce cas, les coefficients du filtre sont mis à jour échantillon par échantillon.

3.3 Diversité coopérative

Pour surmonter l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples, la diversité peut être utilisée pour transférer les différents échantillons d'un même signal sur des canaux essentiellement indépendants. Dans cette partie, la diversité est réalisée en utilisant une troisième station relais (ou plus) pour avoir une communication coopérative.

3.3.1 Modèle proposé

Le modèle de notre système est illustré dans la figure (3.6). Les trois antennes (émetteur, relais, et récepteur) sont montées sur un corps humain pour former trois canaux on-body. L'antenne d'émission S est montée sur le poignet, l'antenne de réception D est placée sur le torse, et l'antenne relais R est montée sur la tête.

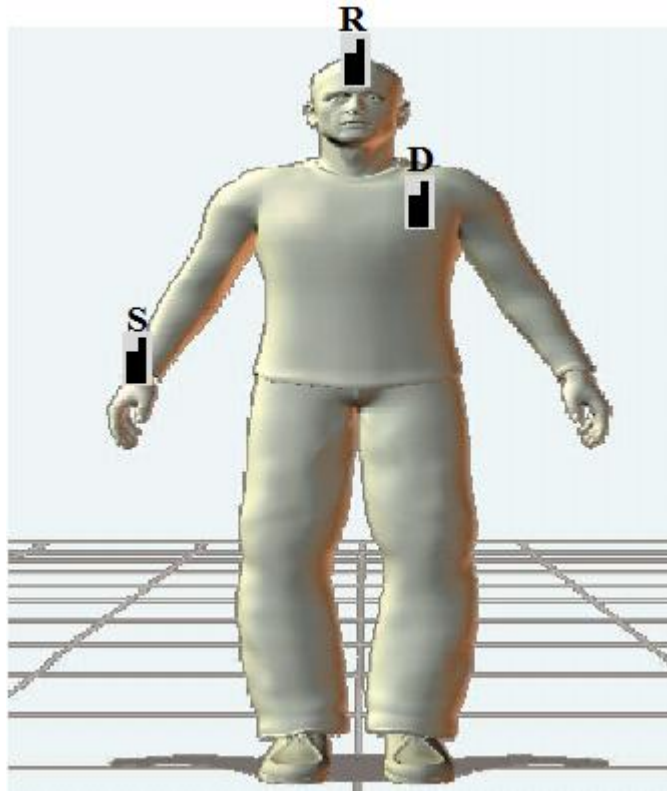


Figure 3. 6 Position des antennes sur le corps.

L'émetteur *S* envoie les données au récepteur *D* à travers deux trajets, l'une par liaison directe et l'autre via le relais *R*. Le relais envoie ces paquets de données reçues après traitement à la destination. Cette dernière recevra donc deux copies du même signal, celle transmise par la source et celle transmise par le relais et les combine selon un critère donné.

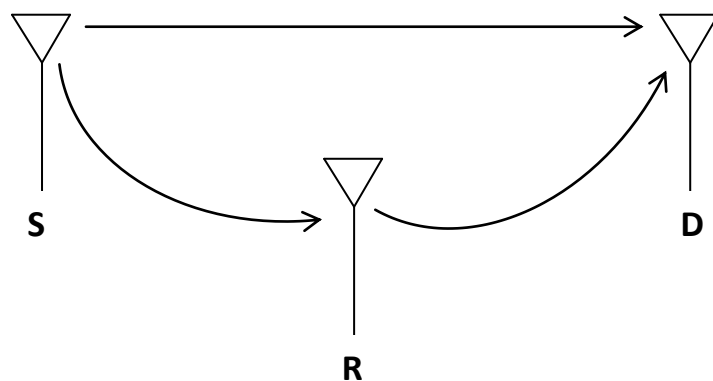


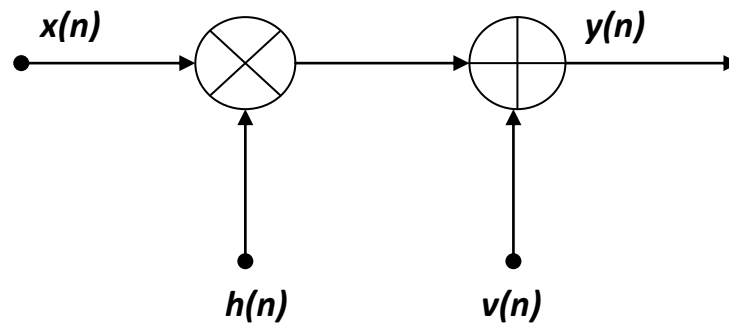
Figure 3. 7 Modèle de la diversité coopérative.

Dans le contexte de notre mémoire deux techniques de combinaisons ainsi que deux protocoles de transmission sont examinés afin d'améliorer la performance. Ces protocoles de transmission au niveau de la station relais sont AAF et DAF tandis que les techniques de combinaison à la réception sont ERC et FRC.

3.3.2 Procédure de simulation

Dans cette partie les différentes techniques de combinaison sont introduites. La donnée transférée est une séquence binaire aléatoire dont les bits sont modulés avec une modulation par déplacement de phase quadratique (QPSK). Dans chaque canal de propagation (soit principal soit dans le relais) l'évanouissement du signal transmis et le bruit sont considérés.

$$y(n) = h(n).x(n) + v(n) \quad (3.18)$$



Où conventionnellement, $x(n)$ désigne le signal transmis, $y(n)$ le signal reçu, $h(n)$ est l'atténuation du canal et $v(n)$ est un bruit blancs gaussien.

3.3.3 Techniques de combinaison

Au niveau du récepteur, les signaux reçus doivent être combinés par l'une des techniques suivantes :

- **Combinaison à rapport égal (ERC) :**

Tous les signaux reçus peuvent être simplement additionnés. Il s'agit de la plus simple techniques de combinaison.

$$y(n) = \sum_{i=1}^k y_i(n) \quad (3.19)$$

Dans ce mémoire une seule station relais est utilisée donc l'équation se simplifie en :

$$y_d(n) = y_{s,d}(n) + y_{r,d}(n) \quad (3.20)$$

Où $y_{s,d}$ désigne le signal reçu de l'émetteur et $y_{r,d}$ celui du relais.

- **Combinaison à rapport fixe (FRC) :**

Au lieu de simplement additionner les signaux entrants, ceux-ci sont pondérés par un rapport constant. La FRC peut être exprimée comme :

$$y(n) = \sum_{i=1}^k d_i \cdot y_i(n) \quad (3.21)$$

Où d_i désigne le rapport pondéré avec le signal entrant $y_i(n)$.

Dans le cas d'une seule station relais, l'équation se simplifie à :

$$y_d(n) = d_{s,d} \cdot y_{s,d}(n) + d_{s,r,d} \cdot y_{r,d}(n) \quad (3.22)$$

Où $d_{s,d}$ désigne le poids dans la liaison directe et $d_{s,r,d}$ celui à travers la station relais.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a été réservé à la description des techniques optimales et adaptatives d'annulation d'interférences dans les réseaux BAN ainsi qu'à l'optimisation de la qualité du signal désiré via les techniques de diversité coopérative.

Dans le chapitre suivant, les résultats de simulations des différentes approches discutées dans ce chapitre seront présentés.

Chapitre 4 Résultats des simulations

4.1 Introduction

En premier lieu, les performances des algorithmes optimaux et adaptatifs présentés dans les chapitres 2 et 3 seront évaluées. Les simulations concernent les trois canaux définis précédemment à savoir le ceinture-thorax, le ceinture-tête, et le ceinture-poignet.

En second lieu, les résultats de simulation se rapportant à la diversité coopérative seront donnés.

Les simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel Matlab, qui est un puissant outil de calcul numérique, de programmation et de visualisation graphique.

4.2 Test des approches d'annulation d'interférence et de diversité coopérative

Dans cette partie, les résultats de simulation sont présentés en trois groupes :

- Techniques optimales.
- Techniques adaptatives.
- Techniques incorporant la diversité coopérative.

4.2.1 Test des algorithmes optimaux

La fonction de distribution cumulative (CDF) a été utilisée pour tracer les SINR des deux signaux reçus ainsi que du signal à la sortie du combineur pour chacun des trois algorithmes IRC afin de calculer le gain d'annulation d'interférences(IRG). Ces simulations ont porté sur les trois canaux on body déjà mentionnés.

Le gain du rejet des interférences (IRG) et le rapport signal sur interférence (SIR) donné par l'équation (4.1) ont été calculés et représentés dans le tableau ci-dessous :

$$SIR_{moy} = 10 \log_{10} \left(\frac{\langle |d_1(n)|^2 + |d_2(n)|^2 \rangle}{\langle |i_1(n)|^2 + |i_2(n)|^2 \rangle} \right) \quad (4.1)$$

		Canal Ceinture-tête	Canal Ceinture-thoracique	Canal Ceinture-poignet
IRG (dB)	ICIT	7.15	3.274	4.718
	Wiener-Hopf	2.23	-3.014	2.18
	Combinaison optimale	4.55	0.757	3.02
puissance moyenne du signal désiré $\langle d_1 ^2 \rangle$ (dB)		-53.658	-37.448	-48.114
puissance moyenne du signal désiré $\langle d_2 ^2 \rangle$ (dB)		-56.636	-41.333	-51.413
puissance moyenne du signal d'interférences $\langle i_1 ^2 \rangle$ (dB)		-54.264	-52.831	-51.948
puissance moyenne du signal d'interférences $\langle i_2 ^2 \rangle$ (dB)		-55.929	-53.411	-48.537
SIR_{moy} (dB)		8.136	21.835	10.975

Tableau 4.1 Résultats des trois canaux.

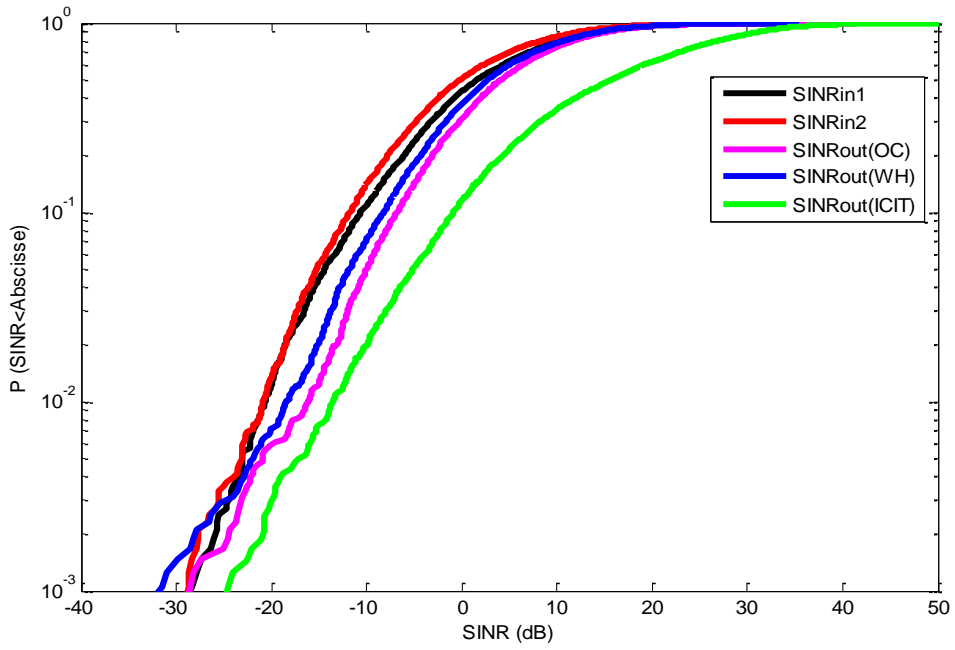


Figure 4.1 Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-tête.

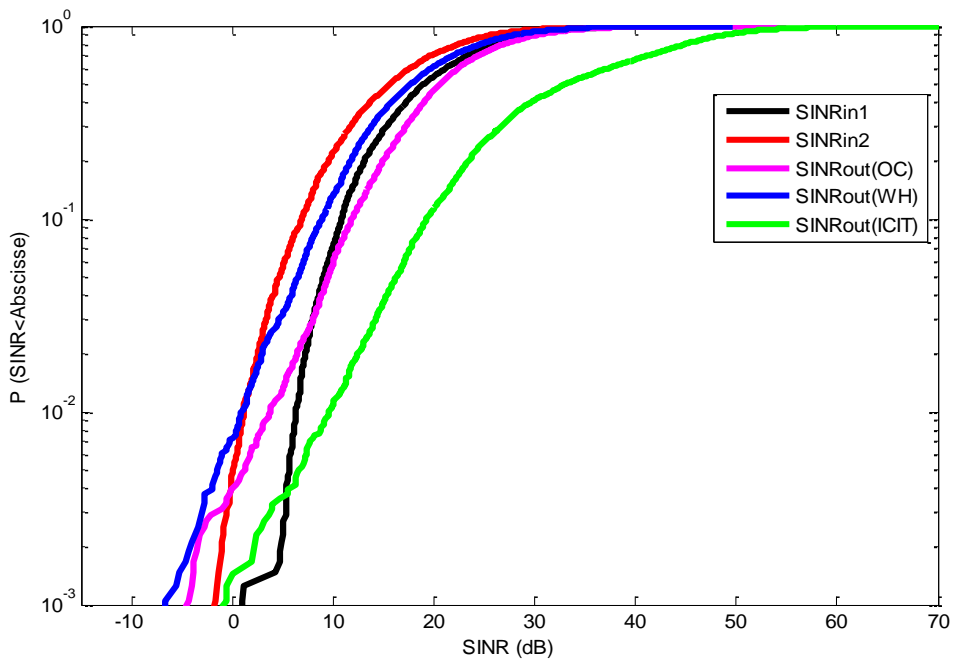


Figure 4.2 Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-thorax.

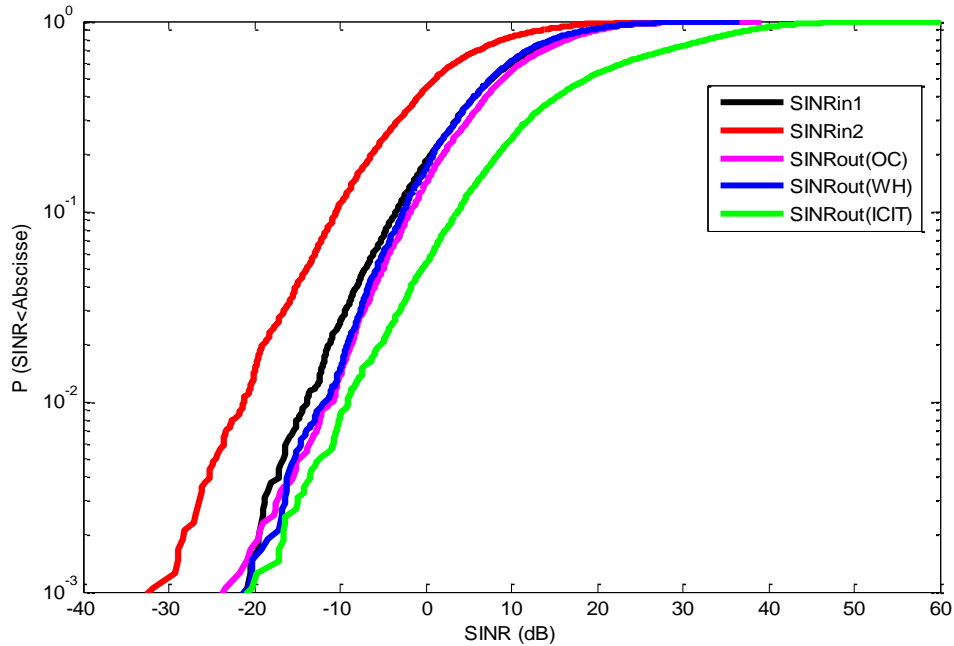


Figure 4.3 Fonctions de distribution des SINR d'un canal ceinture-poignet

- **Discussions des résultats obtenus**

Il peut être vu à partir du tableau (4.1) et des figures (4.1 à 4.3) que la solution WH ne donne pas le meilleur taux de rejet d'interférences comparé aux deux autres techniques. La mauvaise performance de la solution WH peut être due au fait qu'elle repose sur une faible corrélation entre les deux signaux reçus.

Sur les trois canaux on body, le canal ceinture-thorax montre des mauvaises performances pour les différents algorithmes optimaux. Cela est due au fait que ce canal a la plus forte corrélation entre les deux signaux reçus en raison de la présence d'une visibilité directe (LOS) entre l'émetteur et le récepteur. La présence du LOS est associée à un faible degré de diffusion dans le chemin de propagation due à l'absence du multi trajets, et donc conduit à une forte corrélation. Dans ce cas la valeur moyenne du SIR est importante car le niveau d'interférence est beaucoup plus faible que le niveau de signal souhaité. Par conséquent, le rejet des interférences n'est pas exigé et effectué dans ce canal.

Pour toutes ces raisons, les deux autres canaux (ceinture-tête, ceinture-poignet) montrent de meilleures performances par rapport au canal ceinture-thorax, ainsi

qu'une amélioration raisonnable avec la solution Wiener Hopf (WH) et la technique de combinaison optimale (OC).

La comparaison de la technique ICIT avec les deux algorithmes (OC-WH), révèlent que ICIT peut effectuer le meilleur rejet d'interférences. Cela revient au fait que cette technique est basée sur l'estimation du signal d'interférence dans les deux branches pour générer un vecteur poids optimal qui met les signaux d'interférences ayant été égalisés en opposition de phase, donc les supprimant plus efficacement.

4.2.2 Test des algorithmes adaptatifs

Comme il a été décrit dans le chapitre 3, la mise en œuvre des algorithmes adaptatifs est basée sur deux approches : approche conventionnelle où une adaptation échantillon par échantillon est effectuée, et une approche qui consiste à une adaptation par block en utilisant une fenêtre glissante (*Sliding window*).

Dans chaque cas, nous avons tracé les courbes qui représentent le signal de référence, le signal reçu, et le signal obtenu après filtrage.

➤ *Choix des paramètres des méthodes adaptatives*

Il s'agit du pas de convergence (μ) pour le LMS et le NLMS, et du facteur d'oubli (λ) pour le RLS. Ces paramètres ont été déterminés afin de maximiser les performances des méthodes adaptatives pour annuler les interférences. Cette performance est évaluée par deux critères principaux: la vitesse de convergence et l'erreur quadratique moyenne.

Le tableau (4.2) présente les valeurs des paramètres entrant dans les méthodes adaptatives étudiées :

Méthodes	Canal	Pas d'adaptation (μ)	Facteur d'oubli (λ)
LMS	Ceinture-tête	0.9	-
	Ceinture-thorax	0.6	-
	Ceinture-poignet	0.7	-
NLMS	Ceinture-tête	2	-
	Ceinture-thorax	0.2	-
	Ceinture-poignet	1.5	-
RLS	Ceinture-tête	-	0.001
	Ceinture-thorax	-	0.2
	Ceinture-poignet	-	0.6

Tableau 4.2 Paramètres d'adaptation du LMS, NLMS, RLS.

a Adaptation par échantillon

En premier lieu les performances des algorithmes adaptatifs où l'adaptation est assurée échantillon par échantillon sur les trois canaux on-body sont évaluées. Les signaux représentés sont respectivement :(a) le signal désiré,(b) le signal reçu, et (c) le signal après filtrage. Ci-dessous les résultats de simulation sont représentés dans ce cas-ci:

➤ Algorithme LMS :

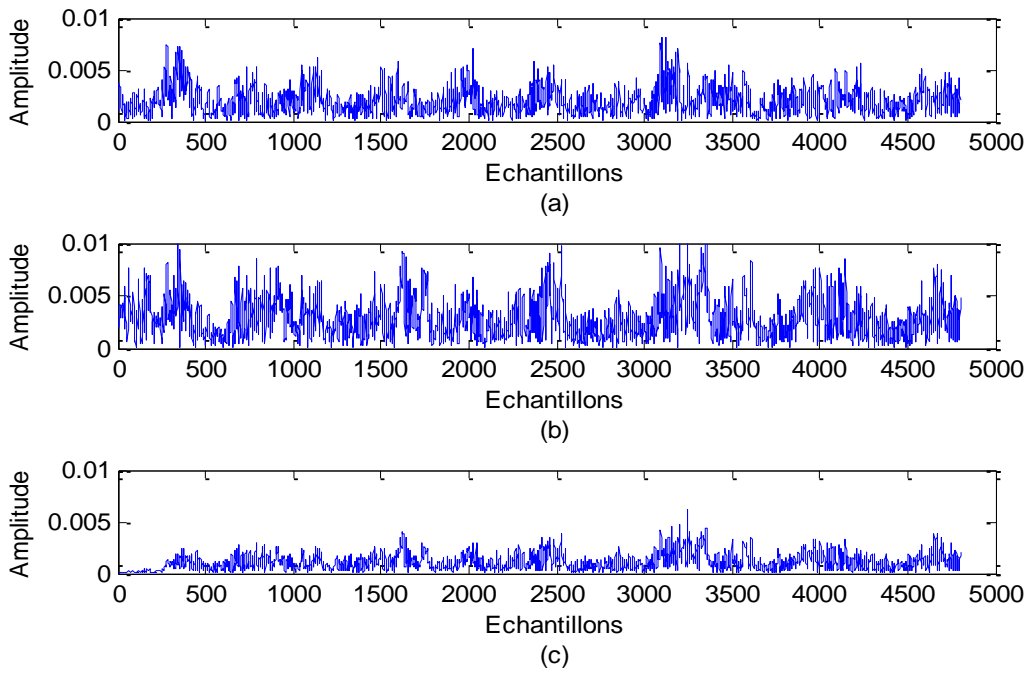


Figure 4.4 LMS pour le canal ceinture-tête.

➤ Algorithme NLMS :

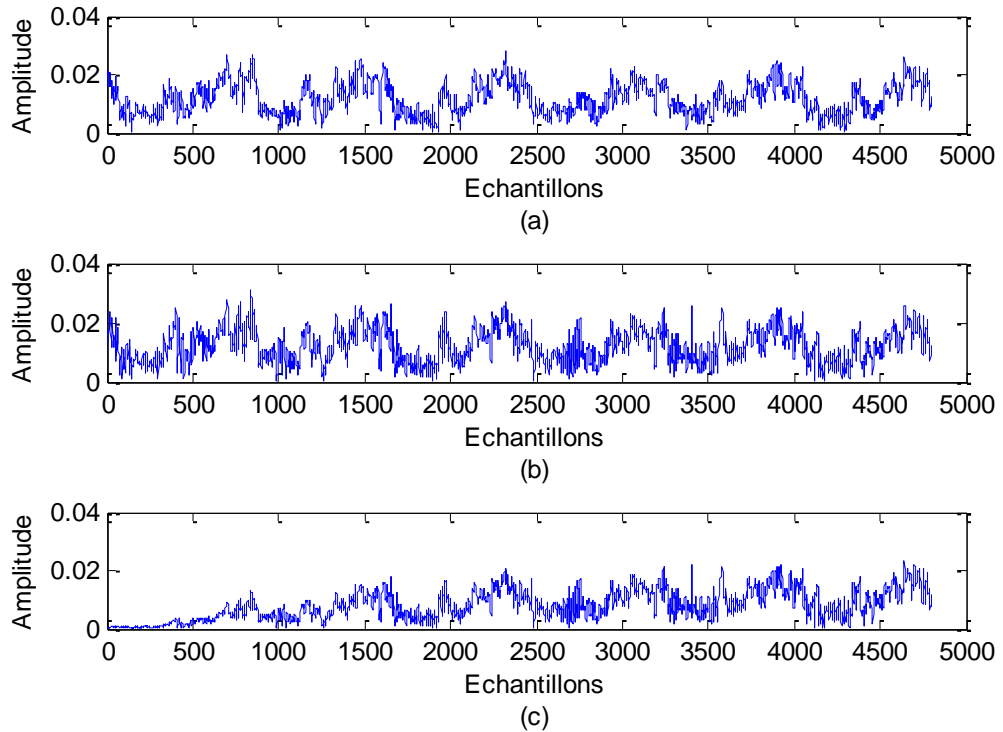


Figure 4.5 NLMS pour le canal ceinture-thorax.

➤ **Algorithme RLS :**

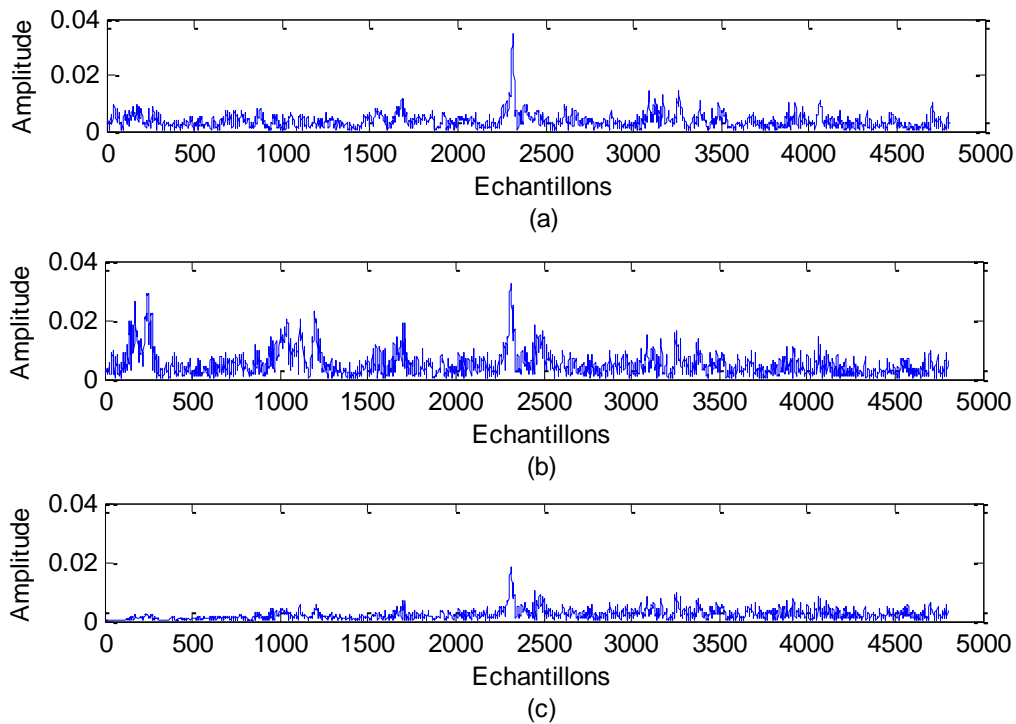


Figure 4.6 RLS pour le canal ceinture-poignet.

- **Discussions des résultats obtenus**

Les résultats de simulations obtenus en utilisant les trois algorithmes adaptatifs montrent que le signal après filtrage ne ressemble pas tout à fait au signal de référence à cause de la nature non stationnaire des canaux on body. Il est difficile à ces algorithmes de tendre vers la solution optimale puisque ces canaux oscillent entre le cas LOS et NLOS. Donc les algorithmes adaptatifs par échantillon présentent des limitations dans le cas du scénario étudié. En analysant les figures, on remarque que les algorithmes LMS, NLMS, et RLS ont une vitesse de convergence moyenne, voire lente. On remarque aussi que les signaux transmis et reçus sont presque similaires dans le cas du canal ceinture-thorax car le niveau d'interférence est beaucoup plus faible que le niveau de signal souhaité. Un rejet des interférences n'est pas requis dans ce cas et n'est pas effectué par l'algorithme.

b Adaptation par bloc

Dans cette partie une adaptation par bloc est effectuée afin de pallier aux limitations de la méthode précédente. Donc la même démarche est adoptée que précédemment en utilisant une fenêtre glissante. Les figures ci-après fournissent les résultats de

simulations des trois algorithmes adaptatifs par bloc pour le cas des différents canaux. Les signaux représentés ci-dessous sont les mêmes que dans le cas précédent.

➤ Algorithme LMS

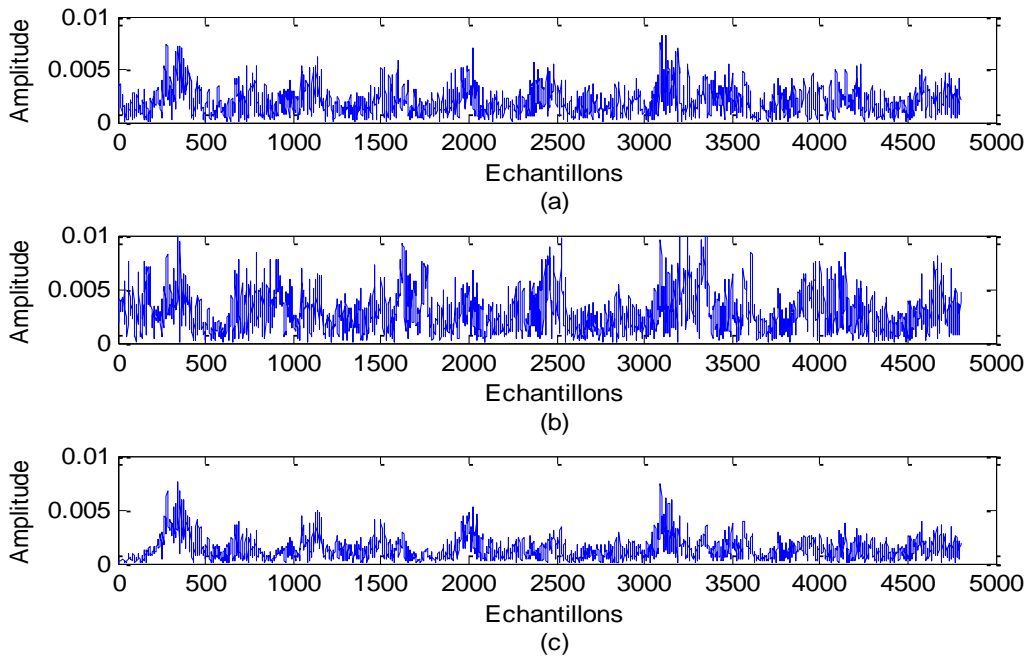


Figure 4.7 LMS pour le canal ceinture-tête.

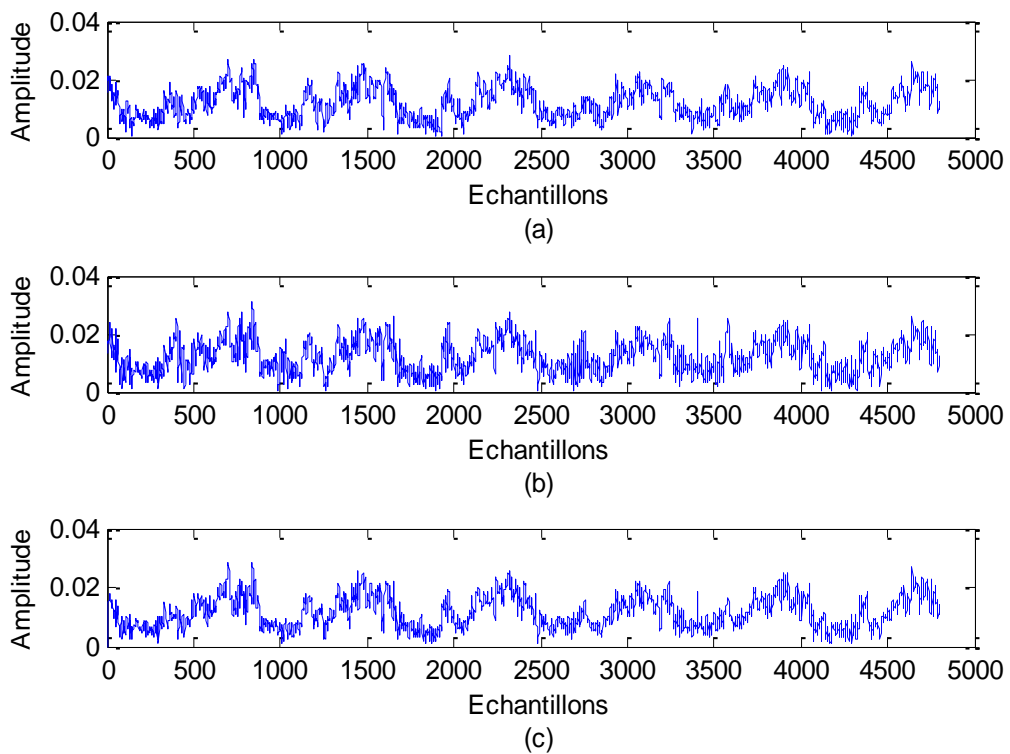


Figure 4.8 LMS pour le canal ceinture-thorax.

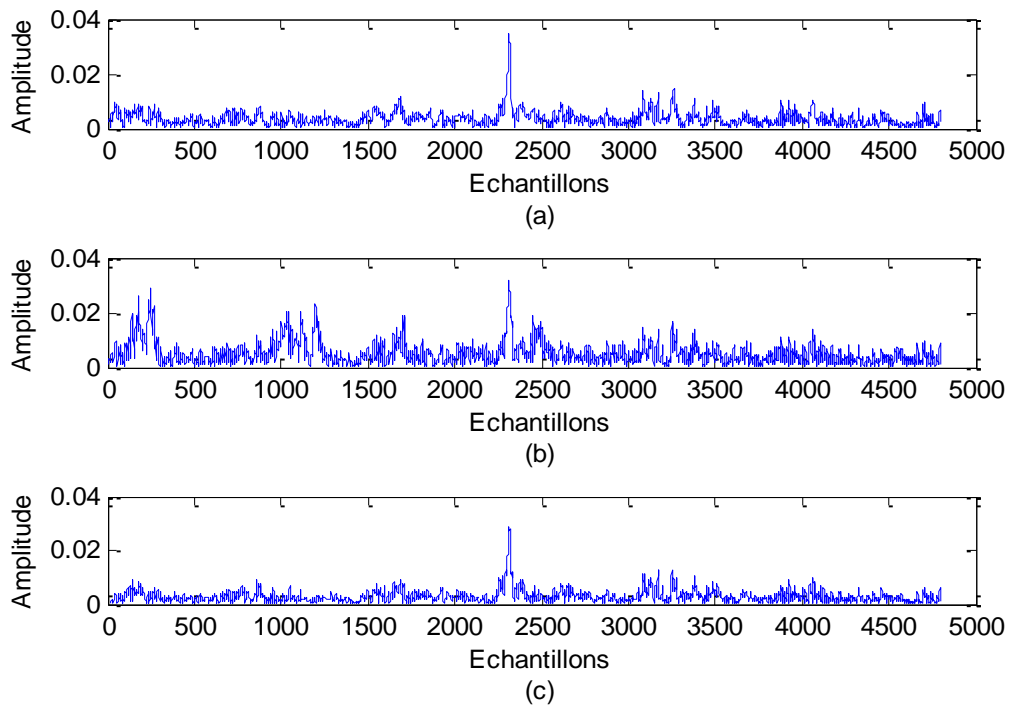


Figure 4.9 LMS pour le canal ceinture-poignet.

- **Discussions des résultats obtenus**

D'après les résultats de simulations illustrées dans les figures (4.7 à 4.9), il est clair que l'algorithme LMS présente des bonnes performances, et un bon niveau d'annulation d'interférences est atteint. L'adaptation par bloc a donc permis de poursuivre d'une façon plus adéquate les variations non stationnaires du système.

Vu la nature du canal ceinture-thorax qui est statique et représente un scénario d'une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS), une forte corrélation entre les signaux dans les deux branches de la diversité est générée. D'autre part, il est noté que les signaux transmis et reçus sont presque similaires, car le niveau d'interférence pour ce canal est beaucoup plus faible que le niveau du signal souhaité. Donc on ne peut juger les performances du LMS dans ce cas. Les canaux ceinture-tête et ceinture-poignet sont moins corrélés par rapport au canal ceinture-thorax, et présentent donc de bonnes performances.

➤ Algorithme NLMS

L'évaluation des performances de l'algorithme NLMS se font sur la base du même principe précédent et les résultats de simulations correspondants sont représentés dans les figures (4.10 à 4.11) :

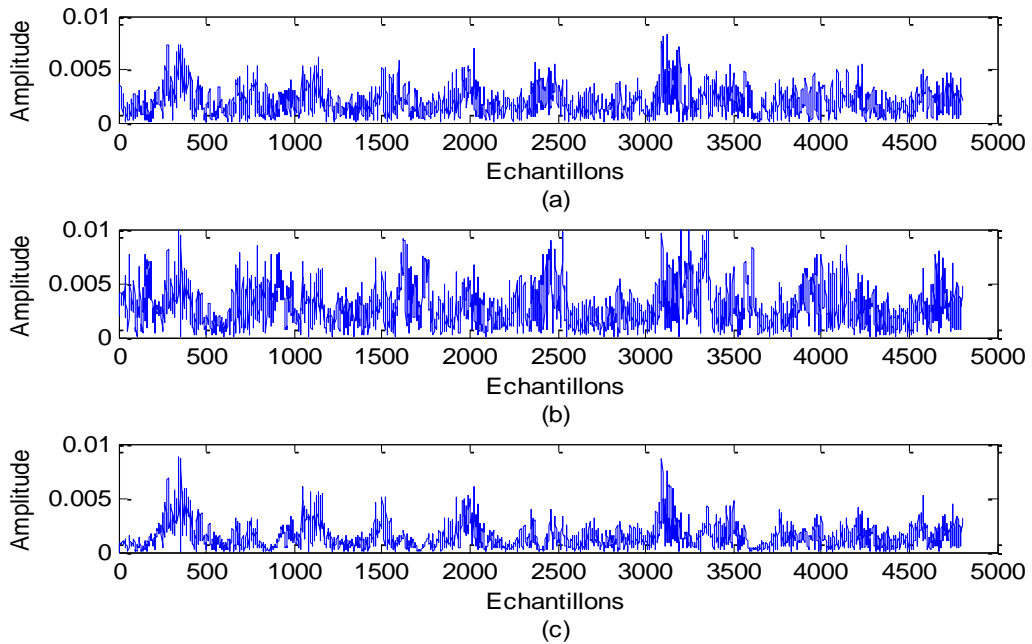


Figure 4.10 NLMS pour le canal ceinture-tête

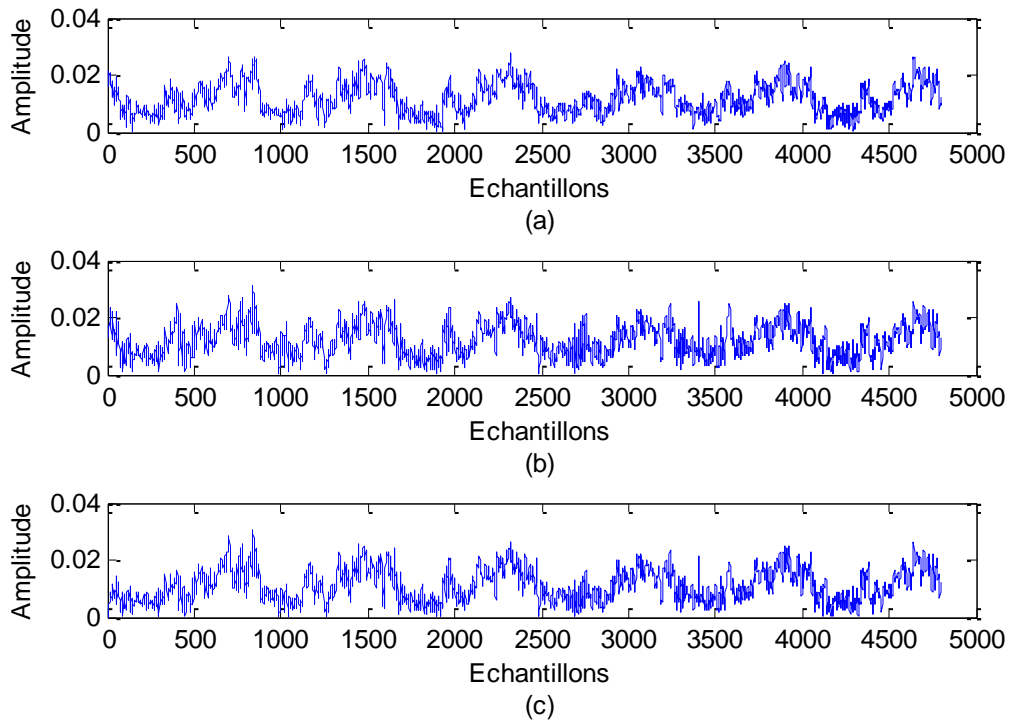


Figure 4.11 NLMS pour le canal ceinture-thorax.

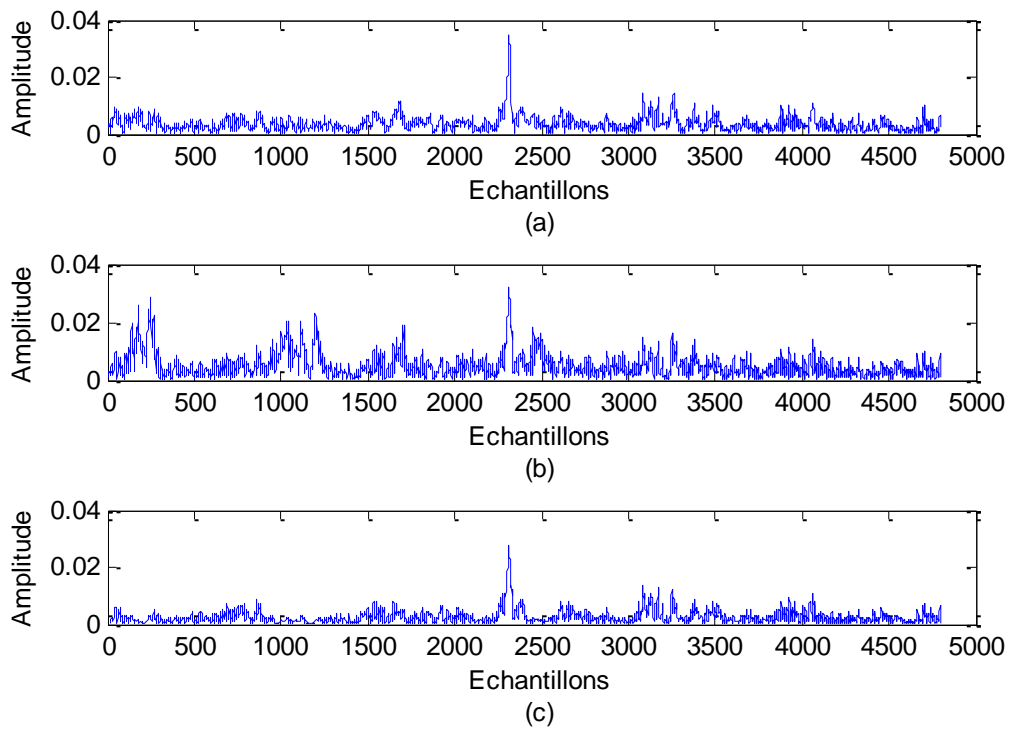


Figure 4.12 NLMS pour le canal ceinture-poignet.

- **Discussions des résultats obtenus**

En analysant les résultats de simulations illustrés dans les figures (4.10 à 4.12), on note bien que l’algorithme NLMS a un comportement similaire à celui du LMS, et présente des bonnes performances puisque un bon niveau d’annulation des interférences est atteint. Donc le NLMS adoptant l’adaptation par bloc permet mieux de suivre les paramètres non stationnaires du système.

Pour les mêmes raisons déjà citées, pour les trois canaux on-body, le canal ceinture-thorax révèle les résultats les moins performants par rapport aux deux autres canaux.

- **Algorithme RLS :**

Dans cette partie, nous effectuons la synthèse des résultats de simulations obtenus par l’algorithme RLS tel qu’il est indiqué dans les figures (4.13 à 4.15) :

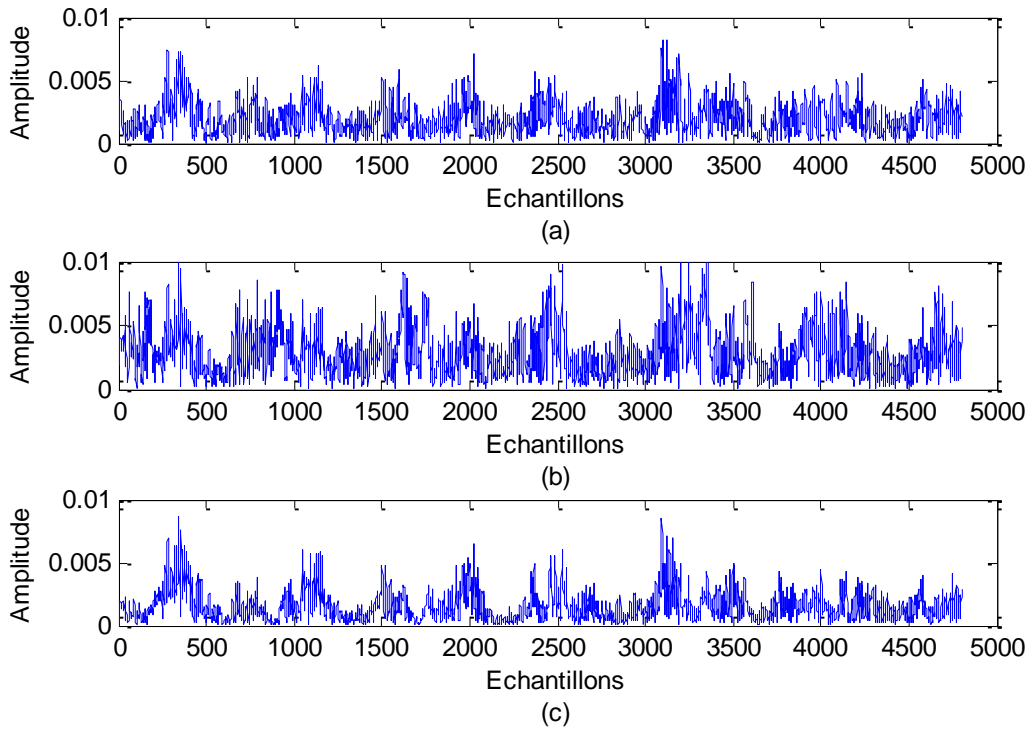


Figure 4.13 RLS pour le canal ceinture-tête.

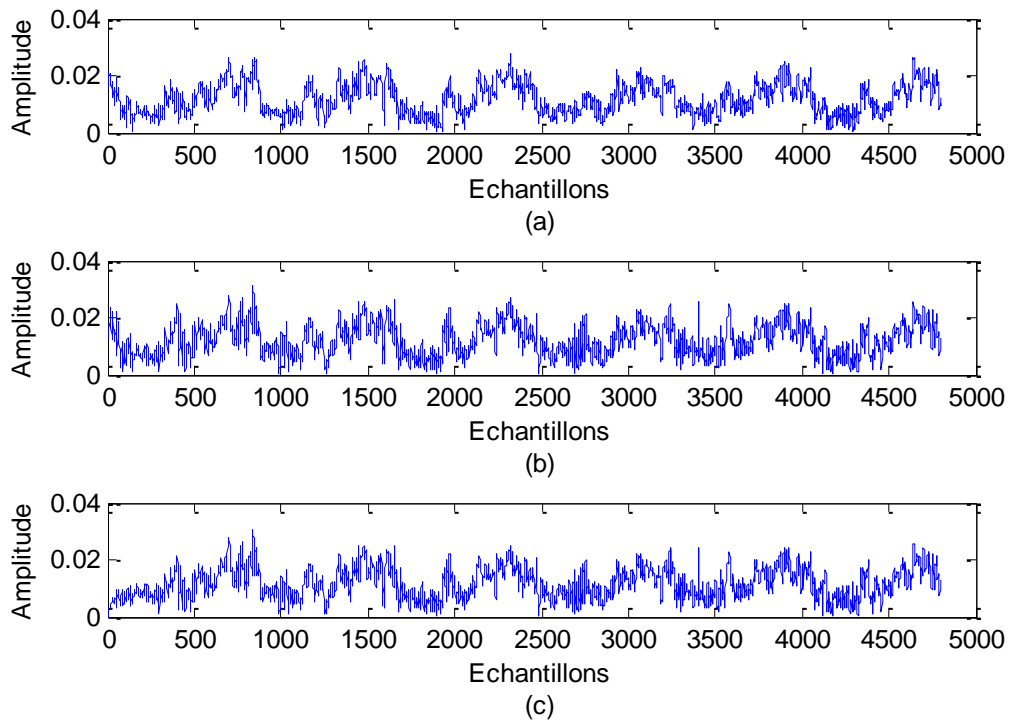


Figure 4.14 RLS pour le canal ceinture-thorax.

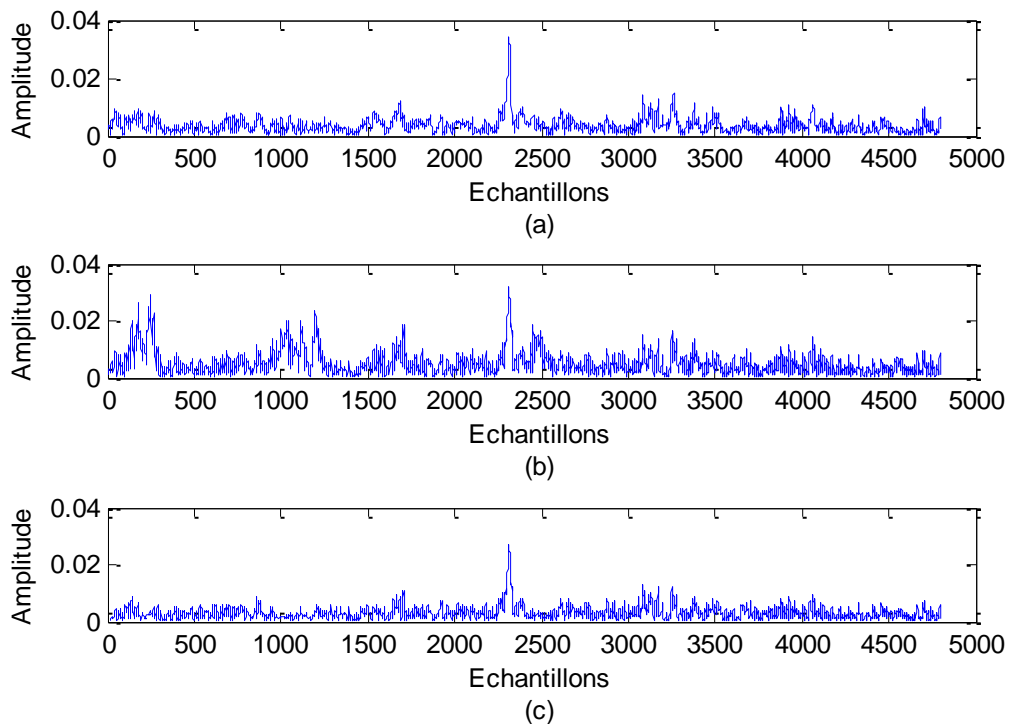


Figure 4.15 RLS pour le canal ceinture-poignet.

- **Discussions des résultats obtenus**

En ce qui concerne les résultats de simulations illustrés dans les figures (4.13 à 4.15), on remarque que l'algorithme RLS parvient à annuler les interférences dans les canaux on body d'une façon très efficace, plus particulièrement dans le cas des canaux ceinture-tête et ceinture-poignet. Le canal ceinture-thorax présente les mêmes inconvénients qu'avant quoique moins accentués.

La comparaison de l'algorithme RLS par rapport aux LMS et NLMS révèle que cet algorithme possède une vitesse de convergence beaucoup plus grande que dans les deux autres algorithmes, et cela grâce de la technique récursive utilisée dans le RLS qui permet d'éviter l'inversion de la matrice d'auto-corrélation des signaux reçus très consommatrice en termes de temps.

4.2.3 Test des techniques incorporant la diversité coopérative

Dans cette diversité les différentes techniques de combinaison et les protocoles de transmission cités dans le chapitre 3 sont comparés en termes de leurs performances.

a AAF

Les performances du système corporel utilisant le protocole de transmission AAF au niveau de la station relais sont étudiées dans le cas des deux techniques de combinaison (ERC, FRC). Ces systèmes sont comparés avec celui utilisant une liaison directe sans diversité avec une seule antenne d'émission et de réception (système SISO).

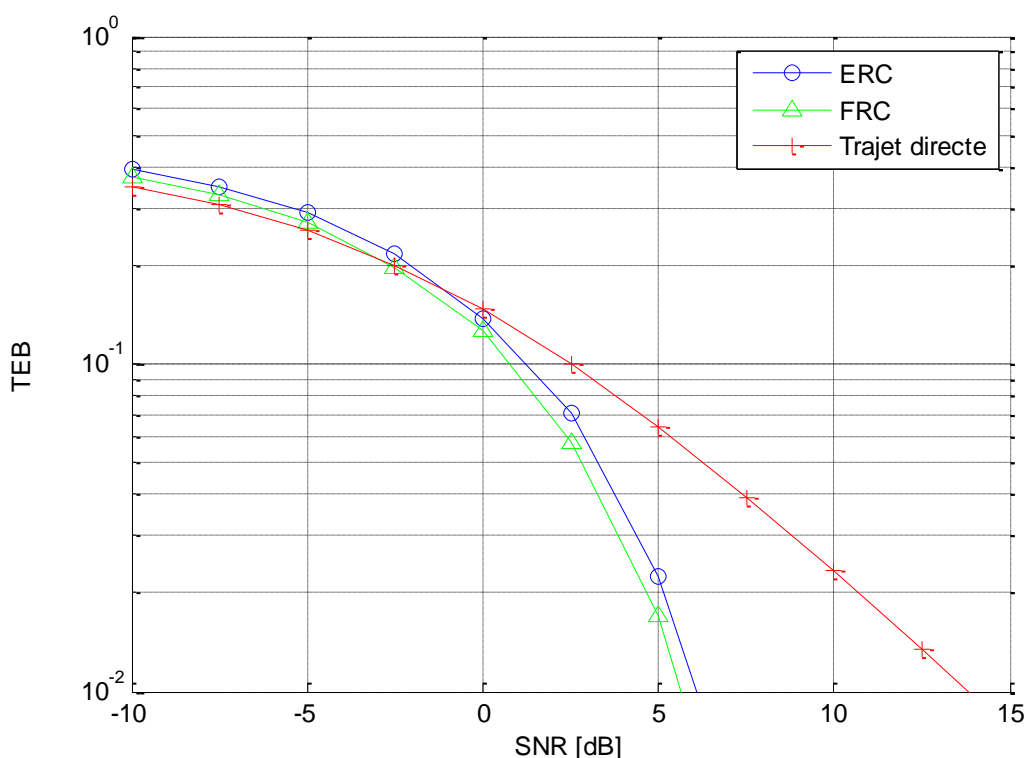


Figure 4.16 Comparaison des techniques de combinaison pour le AAF

- **Discussions des résultats obtenus**

D'après les résultats de simulation, on remarque que des meilleures performances en termes de BER sont obtenues par la technique de combinaison FRC comparée à la technique ERC. Cela est dû au fait que la technique ERC est simplement basée sur l'addition des signaux reçus. Donc, lorsque la qualité du signal qui parcourt le lien indirecte se détériore par rapport au trajet direct, une réduction de la qualité du signal

à la sortie du combineur est notée. Par opposition, la technique FRC atténue l'effet de cette dégradation par pondération, donc en multipliant les signaux reçus par un facteur de correction avant la combinaison.

De la figure (4.16) il peut être noté également que la performance d'erreur dans le cas du lien direct est très inférieure à celle des schémas utilisant la diversité coopérative. Ceci étant un résultat prévisible, puisque la contribution du relais n'est pas prise en compte. Vu que le signal direct est atténué et bruité dans le canal de propagation, la probabilité qu'il soit détecté avec erreur à la destination est plus élevée que si un relais ait intervenu dans la transmission.

b DAF

Dans cette partie, les résultats de simulations obtenus sont présentés dans le cas du protocole de transmission DAF au niveau de la station relais. Tel que dans le cas de la simulation précédente, les performances avec les deux techniques de combinaison (ERC, FRC) sont comparés au système utilisant le lien direct et les résultats sont illustrés dans la figure (4.17):

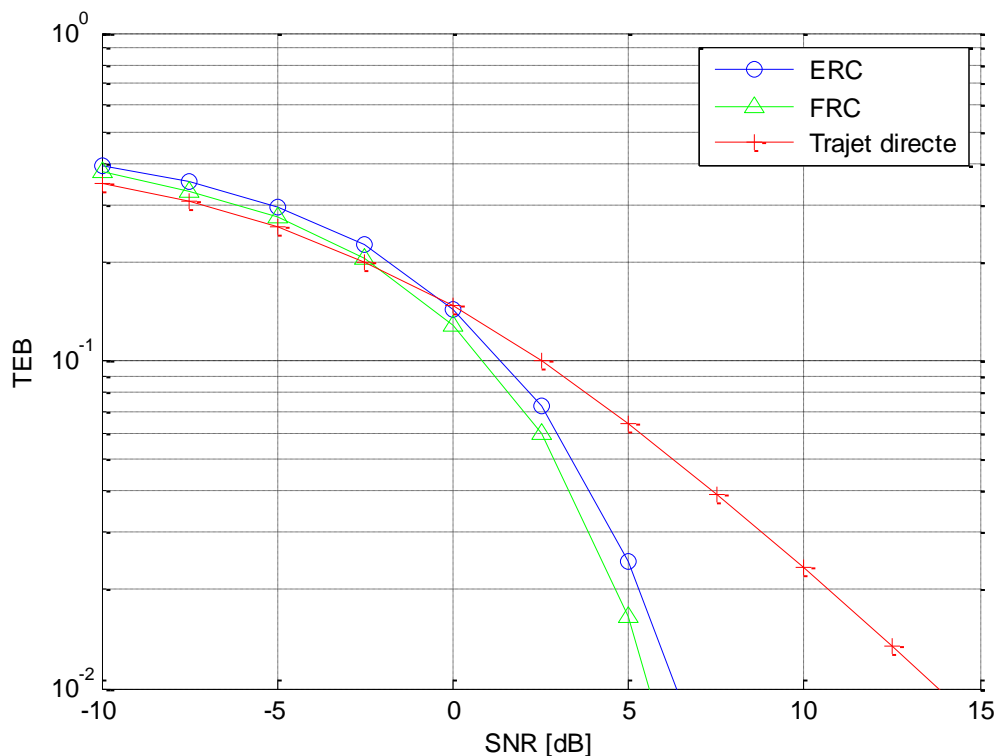


Figure 4.17 Comparaison des techniques de combinaison pour le DAF

- **Discussions des résultats obtenus**

D'après les résultats de simulation des différentes techniques de combinaison utilisant le protocole DAF représentés à la Figure (4.17) on peut constater que, dans la basse gamme du SNR, la performance des techniques ERC et FRC est inférieure à celle de la transmission par trajet direct. Lorsque la valeur du SNR augmente, la diversité coopérative permet d'exploiter d'une meilleure façon le bon état du canal et sa performance devient supérieure à celle du lien direct.

D'autre part, le choix de la méthode de combinaison a un grand effet sur le taux d'erreur à la réception. La FRC montre de toute évidence des performances bien meilleures que l'ERC, pour les mêmes raisons décrites précédemment, à savoir qu'une dégradation de la qualité du signal dans le lien direct où le lien du relais entraîne une réduction de la qualité du signal à la sortie du combineur, dégradation que la technique FRC combat plus efficacement.

4.3 Conclusion

En résumé, il a été constaté que pour l'annulation d'interférences dans les réseaux BANs, les algorithmes adaptatifs (LMS, NLMS, RLS) ont présenté de meilleurs résultats avec la technique d'adaptation par bloc.

Concernant les résultats de simulation des techniques IRC, l'algorithme ICIT donne la meilleure qualité de rejet d'interférences par rapport aux deux autres algorithmes OC et WH.

Enfin il peut être conclu que la technique de diversité coopérative permet d'améliorer la qualité du signal transmis par rapport à la transmission via une liaison directe particulièrement dans le cas d'un SNR élevé.

Conclusion générale

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire a porté sur deux volets à savoir l'annulation d'interférences dans les réseaux corporels (BANs), et l'amélioration de la qualité du signal transmis par l'incorporation des techniques de diversité coopérative.

Concernant l'annulation d'interférences dans les BANs qui reste une thématique de recherche d'actualité, l'utilisation d'un système SIMO à base de deux antennes PIFA à la réception pourvu des techniques de combinaison optimales et adaptatives a été jugé d'une manière générale efficace.

L'étude comparative des trois algorithmes optimaux IRC a montré que l'algorithme ICIT permet d'obtenir le meilleur rejet d'interférences par rapport aux deux autres algorithmes OC et WH. D'autre part les algorithmes adaptatifs LMS, NLMS, et RLS ont montré des performances viables et une meilleure qualité de rejet d'interférence avec une adaptation par bloc qu'avec une adaptation par échantillon car la non-stationnarité du canal est mieux combattue.

Il peut être conclu aussi que les performances des différentes techniques de combinaison dépendent de la corrélation entre les signaux reçus dans les deux branches, qui est faible pour les canaux dynamiques (ceinture-tête, ceinture poignet), et importante pour les canaux statiques (ceinture-thorax). Afin d'obtenir un bon gain de rejet d'interférence (IRG) avec les techniques étudiées, l'évanouissement du sous-canal spatial doit être non corrélé avec les autres sous-canaux, tandis que les puissances moyennes des différents sous-canaux devraient être quasi-identiques.

Le deuxième volet de ce mémoire étudie les performances possibles d'une transmission sans fils sur le corps humain lors de l'insertion d'une architecture de diversité coopérative dans le but d'améliorer la performance en termes de BER, particulièrement dans les conditions adverses du canal. On peut déduire que la mise

en œuvre de la technique de diversité coopérative dans les réseaux corporels permet d'améliorer la qualité du signal transmis et exhibe une performance viable en termes du BER comparé à la transmission via une liaison directe, et ce plus particulièrement lorsque le SNR augmente. Le choix de la méthode de combinaison à la réception a un grand effet sur le taux d'erreur au niveau du récepteur et la technique de combinaison FRC présente de meilleures performances que la technique ERC.

Bibliographie

[1] Ahmed Benfarah : 'Conception d'une chaîne de communication pour réseaux BAN sur couche PHY UWB-IR', Diplôme National de Master en Sciences et Technologies, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI) Telecom Paris Tech, Septembre 2009.

[2] Pervez Khan, Asdaque Hussain, Kyung Sup Kwak : 'Medical Applications of Wireless Body Area Networks', International Journal of Digital Content Technology and its Applications, Graduate School of IT and Telecommunications Inha University (South Korea), September 2009.

[3] Istvan Frigyes, Janos Bito, Peter Bakki : 'Advances in Mobile and Wireless Communications', book of the 16th IST Mobile and Wireless Communication Summit, Budapest Department of Technology and Economics, 2008.

[4] Thierry Emmanuel Pires ALVES : 'Conception d'antennes pour le réseau BAN et modélisation du canal de propagation', Thèse de doctorat, Université Paris-Est Ecole Doctorale MSTIC, Janvier 2012.

[5] Peter S. Hall, Yang Hao : 'Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications', book, ARTECH HOUSE, London, 2006.

[6] Nuttapol Prayongpun : 'Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation', Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier – Grenoble 1, Juin 2009.

[7] Imdad Khan : 'DIVERSITY AND MIMO FOR BODY-CENTRIC WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS', A Thesis submitted to the College of Engineering and Physical Sciences, University of Birmingham, for the degree of DOCTOR OF PHILOSOPHY, September 2009.

- [8] David Bouvry : 'Impact de la répartition temporelle des composantes multi-trajets sur les performances de signaux DVB-T ', Thèse de Master Ingénieur Civil en Électricité, Polytech MONS, Juin 2010.
- [9] Aliou Diallo : 'Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO', Thèse de doctorat Université de Nice-Sophia Antipolis, Novembre 2007.
- [10] Victoria Olsson, Johannes Westström : 'Studies of Diversity Performance in Mobile Terminals', Master of Science Thesis, Lund University, Juin 2007.
- [11] Andreas Meier : 'Cooperative Diversity in Wireless Networks', Erasmus Project at the University of Edinburgh, Mars 2004.
- [12] J.-F. Bercher, P. Jardin : 'Introduction au filtrage adaptatif ', Note de cours, Paris, 2003.
- [13] Saeed V.Vaseghi : 'Digital Signal Processing and Noise Reduction', book, Brunel University UK, 2000.
- [14] Note de cours : 'FILTRAGE ADAPTATIF INTRODUCTION', UFR de Sciences Université de Caen France.
- [15] Jacob Benesty : 'Traitement des signaux numériques – II Filtrage adaptatif et analyse Spectrale', Note de cours , INRS, Université de Québec, 2005.
- [16] Jacob Benesty : 'Variantes de l’algorithme LMS', Note de cours , INRS, Université du Québec, 2005.
- [17] Jacob Benesty : 'Algorithme des moindres carrés récursif – MCR (recursive least-squares – RLS)', Note de cours, INRS, Université du Québec, 2005.
- [18] Marie Chabert : 'FILTRAGE ADAPTATIF', Note de cours, France, 2007.
- [19] Khalida Ghanem, Imdad Khan, Peter S. Hall, Yuriy I. Nechayev : 'BAN-BAN Interference Rejection With Multiple Antennas at the Receiver', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 58, NO. 3, March 2010.