



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغزور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Etude et Implémentation d'un
Annulateur Adaptatif des Auto-
Interférences Dans un Réseau Sans
Fil à Duplex Intégral.**

Réaliser par : - Friha Zakaria.

- SAGHRAOUI Abdelhafid.

Devant Le Jury :

Président:

Dr. KHALFAOUI Fatima.

Rapporteur:

Dr. CHERGUI Laid.

Examineur:

Dr. KHALFAOUI Mahiou.

Promotion 2021/2022

يُنظر إلى تقنية الازدواج الكامل (Full-duplex) على نطاق واسع على أنها قوة دافعة وراء الشبكات اللاسلكية ذات الكفاءة الطيفية، ومرشح محتمل لتحقيق طموح 5G لتحقيق مكاسب في السعة تصل إلى 1000 مرة. أحد التحديات الرئيسية في الاتصالات ثنائية الاتجاه هو ما يسمى بمشكلة التداخل الذاتي (SI)، أي إشارة تنقل قوية مقترنة في مسار المستقبل.

من خلال استغلال مزايا خوارزميات التقدير التكيفية القائمة على خوارزمية التدرج العشوائي، تم استغلال المرشحات التكيفية القائمة على خوارزمية (LMS) في عملية إلغاء التداخل الذاتي بسبب تعقيدها الحسابي المنخفض والتكيف السريع مع قنوات الإرسال المتغيرة بمرور الوقت.

في هذه الأطروحة، أجرينا دراسة عن ملغيات التداخل الذاتي التكيفية في أجهزة الإرسال والاستقبال ثنائية الاتجاه وقمنا بمحاكاتها في إطار MATLAB. تم اختبار أداء هذه الملغيات من حيث تقارب خوارزمية LMS وكذلك معدل الخطأ في البتات BER.

الكلمات الرئيسية: ازدواج كامل، OFDM، اتصال لاسلكي، 5G، LMS، أجهزة إلغاء تكيفية.

Résumé

La technologie en duplex intégral (en anglais : Full-duplex) est largement considéré comme une force motrice derrière les réseaux sans fil efficace sur le plan spectral, et un candidat potentiel pour réaliser l'ambition de la 6G pour atteindre un gain de capacité de 1000 fois. L'un des défis majeurs dans les communications en duplex intégral est ce que l'on appelle le problème de l'auto-interférence (en anglais : self-interference (SI)), c'est-à-dire un signal de transmission puissant couplé dans le chemin du récepteur.

Par l'exploitation des avantages des algorithmes d'estimation adaptatifs basés sur l'algorithme du gradient stochastique, les filtres adaptatifs basés sur l'algorithme LMS (en anglais : least mean squares (LMS)) ont été exploités dans le processus de l'annulation des autos-interférences à cause de leur complexité de calcul réduite et leur adaptation rapide pour les canaux de transmission variable dans le temps.

Dans ce mémoire, nous avons fait une étude des annulateurs adaptatifs des auto-interférences dans les émetteurs-récepteurs à duplex intégral et nous l'avons implémenter sous MATLAB. Les performances de ces annulateurs ont été testés en termes de la convergence de l'algorithme LMS ainsi que le taux d'erreur binaires BER.

Mots-clés: Full duplex, OFDM, Communication sans fil, 5G, LMS, Annulateurs adaptatifs.

Abstract

Full-duplex technology is widely seen as a driving force behind spectrally efficient wireless networks, and a potential candidate for realizing 5G's ambition to achieve a capacity gain of 1000 times. One of the major challenges in full-duplex communications is the so-called self-interference (SI) problem, i.e. a powerful transmitted signal coupled in the path of the receiver.

By exploiting the advantages of adaptive estimation algorithms based on the stochastic gradient algorithm, adaptive filters based on the LMS algorithm (least mean squares (LMS)) were exploited in the process of self-interference cancellation due to their reduced computational complexity and fast adaptation for time-varying transmission channels.

In this thesis, we have made a study of adaptive self-interference cancellers in full-duplex transceivers and we have implemented it under MATLAB. The performance of these cancellers was tested in terms of the convergence of the LMS algorithm as well as the bit error rate BER.

Keywords: Full duplex, OFDM, Wireless communication, 5G, LMS, Adaptive cancellers.



Remerciements



Nous remercions avant tout **ALLAH** tout puissant qui nous a donné la santé, le courage, la patience et la volonté pour réaliser ce travail. Nous tenons d'abord à remercier notre **encadreur Dr. CHERGUI** Laid pour ses judicieux conseils et ses critiques constructives tout au long de la réalisation de ce travail.

Nos vifs remerciements vont également aux **membres du jury** pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions. Nous tenons à remercier particulièrement toutes les responsables de département Génie industriel ainsi que nos collègues.

DÉDICACE

Nous dédions ce modeste travail à ceux que personne ne peut compenser les sacrifices qu'ils ont consentis pour notre éducation et notre bien-être à nos parents qui se sont sacrifiés pour nous prendre en charge tout au long de notre formation et qui sont à l'origine de notre réussite, que dieu les garde et les protèges.

A notre famille et nos chers amis qui nous ont accordé leur soutien dans les instants les plus difficiles. Tous nos formateurs et toute l'équipe pédagogique et administrative pour l'aide qu'ils ont toujours porté aux étudiants. Toute personne qui de près ou de loin a participé à notre formation.

Zakaria & Abdelhafid

Liste des Figures

Figure 1.1. Annulation de l'écho dans les communications filaires.....	2
Figure 1.2. Auto-interférences dans un système de communication sans fil point à point en duplex intégral.....	2
Figure 1.3. L'architecture de l'émetteur-récepteur en duplex intégral considérée où l'annulation RF est effectuée à l'aide du signal de sortie PA.....	6
Figure 1.4. Exemple de topologies fonctionnant en duplex intégral. (a) Point à multipoint,(b) Transmission.....	7
Figure 2.1. Emetteur-récepteur en duplex intégral générique, mettant en évidence les domaines de propagation, analogique et numérique.....	14
Figure 2.2. Transmission point à point simplex utilisant l'OFDM.....	17
Figure 2.3. Extension cyclique et fenêtrage du symbole OFDM.....	18
Figure 2.4. Isolation passive des auto-interférences par L'utilisation d'une séparation des antennes d'émission et de réception.....	21
Figure 2.5. Circulateur utilisé pour duplexé une seule antenne.....	23
Figure.2.5. Une architecture d'un émetteur récepteur à division à duplex libre utilisant une annulation RF.....	24
Figure 2.6. Structure d'un filtre à réponse impulsionnelle finie RIF.....	25
Figure 3.1. Combinateur linéaire.....	31
Figure 3.2. Filtre adaptatif.....	32
Figure 3.2. Représentation graphique du flux des signaux de l'algorithme LMS.....	35
Figure .3.3. Schéma block de l'identification adaptative d'un système.....	37
figure. 3.4. Schéma block d'un annulateur de l'écho acoustique.....	38
Figure 3.5. Schéma bloc d'un annulateur adaptatif de bruit.....	39
Figure 4.1. Schéma bloc des deux terminaux dans le système en duplex intégrale.....	43
Figure 4.3. Annulation numérique basé sur l'LMS.....	47
Figure 4.4. Répons impulsionnelle du canal SI.....	49
Figure 4.5. Convergence du filtre LMS.....	50
Figure 4.6. Taux d'erreur binaire pour une modulation BPSK et sans canal SI, BPSK avec canal SI et sans filtrage adaptatif et le cas BPSK avec filtrage adaptatif.....	50

Sommaire

Chapitre 1

1.1. Introduction.....	2
1.2. Principe des systèmes sans fil en duplex intégral.....	2
1.3. Architecture de base de l'appareil en duplex intégral.....	5
1.4. Applications des communications en duplex intégral.....	7
1.5. Conclusion.....	9
1.6. Bibliographie.....	10

Chapitre 2

2.1. Introduction.....	13
2.2. Modèle d'un système en duplex intégral.....	13
2.3. Modulation en bande de base par la technique OFDM.....	16
2.3.1. Structure d'un système OFDM.....	16
2.4. Les auto-interférences.....	19
2.5. Annulation des auto-interférences.....	20
2.5.1. Annulation de type passive.....	20
2.5.1.1. Les Circulateurs.....	21
2.5.2. Annulation de type active.....	23
2.5.2.2. Annulation de type active numérique.....	24
2.6. Conclusion.....	25
2.7. Bibliographie.....	27

Chapitre 3

3.1. Introduction.....	30
3.2. Filtrage optimal au sens de WIENER.....	30
3.3.1. Processus de filtrage.....	35
3.3.2. Processus d'adaptation.....	36
3.4. Applications du filtrage adaptatif LMS.....	36
3.4.1. Identification adaptative des systèmes.....	36

3.4.2. Annulation de l'écho acoustique.....	37
3.4.3. Adaptive noise cancellation.....	38
3.5. Annulation des auto-interférences dans un système en duplex intégral par filtrage adaptatif LMS.....	39
3.6. Conclusion.....	40
3.7. Bibliographie.....	40

Chapitre 4

4.1. Introduction.....	42
4.2. Implémentation d'un système en duplex intégrale.....	42
4.3. Transmission du signal.....	44
4.4. Annulation des interférences.....	45
4.4.1. Annulation analogique.....	45
4.4.2. Amplification, conversion du RF en bande de base et quantification.....	45
4.4.3. Annulation numérique.....	47
4.5. Estimation de la réponse impulsionnelle résiduelle du canal SI par filtrage adaptatif.....	47
4.6. Simulations.....	48
4.6. Conclusion.....	51
Conclusion générale.....	52

Introduction générale

Introduction générale

La technologie en duplex intégral (en anglais : Full-duplex), vise à doubler la vitesse de transmission d'une liaison radio par la communication simultanée et bidirectionnelle à la même fréquence centrale, est largement considéré comme une force motrice derrière des réseaux sans fil plus efficace sur le plan spectral, et un candidat potentiel pour réaliser l'ambition de la 5G pour atteindre un gain de capacité de 1000 fois.

L'un des défis majeurs dans les communications en duplex intégral est ce que l'on appelle le problème de l'auto-interférence (en anglais : self-interférences (SI)), c'est-à-dire un signal de transmission puissante couplé dans le chemin du récepteur.

Par l'exploitation des avantages des algorithmes d'estimation adaptatifs basés sur l'algorithme du gradient stochastique (en anglais : least mean squares (LMS)), tels que leur complexité de calcul réduite et leur adaptation rapide pour les canaux de transmission variable dans le temps, les filtres adaptatifs basés sur l'algorithme LMS ont été exploités dans le processus de l'annulation des auto-interférences.

Dans ce mémoire, nous proposons une étude des annulateurs adaptatifs des auto-interférences dans les émetteurs-récepteurs à duplex intégral et leur implémentation sous MATLAB.

Ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre présente une étude des techniques de communication des données sans fil en duplex intégral. Le deuxième chapitre, donne une étude des techniques de l'annulation des auto-interférences. Le troisième chapitre, est dédié à la conception d'un filtre adaptatif LMS pour l'annulation des auto-interférences . Enfin, le quatrième chapitre, présente les différentes simulations ainsi que les discussions.

Chapitre 01

Etude des techniques de
communication des données
sans fil en duplex intégral

1.1. Introduction

La communication, des données, sans fil en duplex intégral est considéré comme une solution permettant de répondre aux immenses exigences d'efficacité spectrale des futurs systèmes sans fil. La communication en duplex intégral consiste en la transmission et la réception simultanées de signaux radio sur la même fréquence centrale dans le même appareil [1].

Pratiquement tous les systèmes actuels fonctionnent de manière semi-duplex (HD), divisant la transmission et la réception au sein de l'appareil soit dans le temps avec le duplex temporel (TDD) soit en fréquence avec le duplex fréquentiel (FDD), la communication en duplex intégrale qui permet d'émettre et de recevoir les données en même temps et sur la même fréquence, est capable de doubler l'efficacité spectrale [1].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de base d'un système en duplex intégral, son architecture de base ainsi que ces domaines d'applications.

1.2. Principe des systèmes sans fil en duplex intégral [10,12,16]

Traditionnellement, les systèmes de communication sans fil fonctionnent en mode semi-duplex où un émetteur-récepteur transmet et reçoit dans des tranches de temps sans chevauchement, c'est-à-dire en duplex temporel (TDD), ou des tranches de fréquence, c'est-à-dire en duplex par répartition en fréquence (FDD), ou dans différents codes d'étalement orthogonal du spectre, pour éviter l'éventuelle forte auto-interférence (SI) de sa propre émission à sa réception.

Afin de garantir une efficacité spectrale beaucoup plus élevée et qui prend en charge la croissance rapide des applications de communications sans fil, le fonctionnement en duplex intégral par transmission et réception simultanées sur la même fréquence est une solution intéressante pour doubler l'efficacité spectrale à condition que le SI résultant peut être annulé ou supprimé à un niveau suffisamment

bas pour une détection correcte du signal reçu qui est de faible puissance provenant de l'autre émetteur-récepteur.

Le fonctionnement en duplex intégral n'est pas nouveau et il est utilisé avec succès dans les communications filaires depuis longtemps. Ici, l'interférence, également appelée écho de ligne, résulte du couplage entre les fils d'émission et de réception et de la désadaptation d'impédance lors de la conversion de l'interface à 4 fils en interface à 2 fils via l'hybride, comme illustré à la Figure. 1.1. Cet écho de ligne est inférieur de 3 à 6 dB au signal prévu d'être reçu de l'autre émetteur récepteur, ce qui rend le niveau d'annulation requis relativement faible dans la plage de 20 à 30 dB. On peut se demander pourquoi les systèmes de communication sans fil actuels ne fonctionnent pas en mode full-duplex.

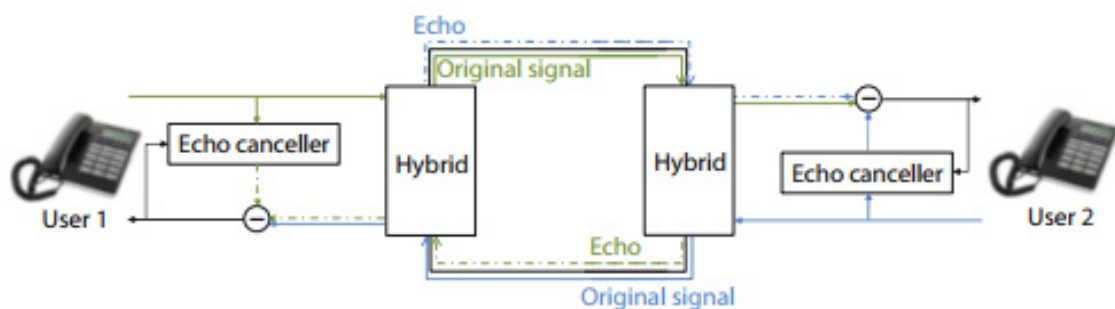


Figure 1.1. Annulation de l'écho dans les communications filaires.

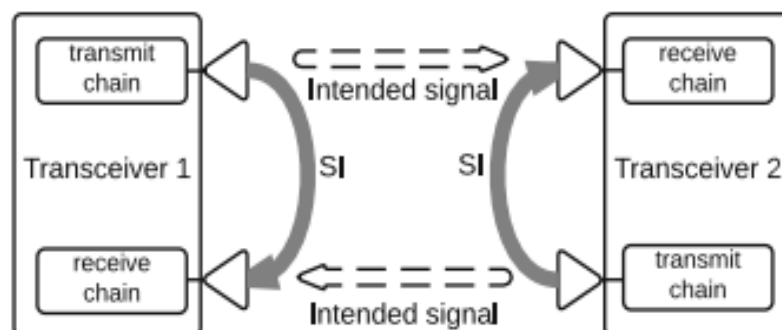


Figure 1.2. Auto-interférences dans un système de communication sans fil point à point en duplex intégral.

Lorsque les émetteurs-récepteurs communiquent en duplex intégral le récepteur reçoit le signal émet par l'émetteur du même système à travers le canal des auto-interférences, comme est illustré à la Figure. 1.2.

Ce SI est généralement supérieur de plusieurs ordres de grandeur au signal reçu car ce dernier parcourt une distance plus longue que le SI. Par exemple, en considérant deux émetteurs-récepteurs distants de 500 m, le signal reçu provenant de l'émetteur-récepteur distant est atténué d'environ 120 dB. S'il y a un isolement de 15 dB entre les voies d'émission et de réception du même émetteur-récepteur, alors le SI serait supérieur de 105 dB au signal reçu. Cette énorme différence entre les niveaux de puissance du SI et le signal reçu augmente avec la distance entre les deux émetteurs-récepteurs de communication.

Par conséquent, une annulation des SI beaucoup plus élevée est requise dans les systèmes sans fil en duplex intégral que l'annulation d'écho dans les communications filaires en duplex intégral. Cette différence de puissance dicte les choix des techniques et des stratégies d'annulation SI pour atteindre les exigences élevées d'annulation SI. Étant donné que le SI transmis est connu, il pourrait être utilisé pour supprimer le SI du signal reçu. Si cette opération est effectuée dans le domaine numérique en bande de base, après le convertisseur analogique-numérique (CAN), alors la plage dynamique du CAN représentera un goulot d'étranglement majeur. En fait, l'entrée de l'ADC est mise à l'échelle de sorte que le niveau du SI fort corresponde à la plage dynamique de l'ADC. Selon la règle empirique classique pour un ADC 10 bits, le bruit de quantification résultant est inférieur de $6.02 \times 10 + 1.76 = 61.96$ au signal à l'entrée de l'ADC. Si le SI est supérieur de 100 dB au signal reçu, le bruit de quantification sera supérieur d'environ 38 dB au signal reçu. Par conséquent, même si le SI est complètement annulé à la sortie de l'ADC, le récepteur n'est plus en mesure de traiter le signal reçu.

1.3. Architecture de base de l'appareil en duplex intégral [6,8]

Pour faciliter la description du fonctionnement du système en duplex intégral et la discussion à venir sur les annuleurs SI numériques, la Figure 1.3 illustre une architecture d'annulation SI globale possible pour un émetteur-en duplex intégral.

Premièrement, il comprend deux alternatives pour isoler physiquement l'émetteur et le récepteur : des antennes TX et RX séparées, ou une antenne TX/RX partagée. Dans la première option, l'isolation SI découle simplement de la perte de trajet entre les antennes. Dans cette dernière solution, en revanche, l'isolation physique est obtenue avec un circulateur, qui est un dispositif à trois ports où chaque port est connecté directement au port suivant, tout en étant isolé du port précédent, ou vice versa , selon le sens de rotation (c'est-à-dire dans le sens des aiguilles d'une montre ou dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Cela signifie que le signal se propageant dans la direction opposée est fortement atténué, ce qui entraîne une certaine isolation entre les chaînes TX et RX lors de l'utilisation d'un tel circulateur dans un émetteur-récepteur en duplex intégral, comme illustré à la Figure 1.3.

L'isolation fournie par un circulateur est généralement de l'ordre de 20 à 40 dB, en fonction de sa taille et de son coût ainsi que de la bande passante utilisée, tandis que l'atténuation dans la direction souhaitée est généralement inférieure à un demi-décibel. Il convient de noter que la modélisation essentielle du signal SI n'est pas affectée par l'architecture d'antenne adoptée, et par conséquent les modèles de signal et les algorithmes présentés dans ce chapitre peuvent être facilement appliqués aux deux types de systèmes. Après l'interface d'antenne, l'annulation RF est effectuée sur le signal reçu pour réduire la puissance SI entrant dans la chaîne RX réelle. L'architecture d'émetteur-récepteur en duplex intégral illustrée à la Figure 1.3, utilise une solution d'annulation RF où le signal de sortie PA de l'émetteur est utilisé pour former le signal d'annulation, qui est ensuite soustrait du signal reçu après une manipulation appropriée.

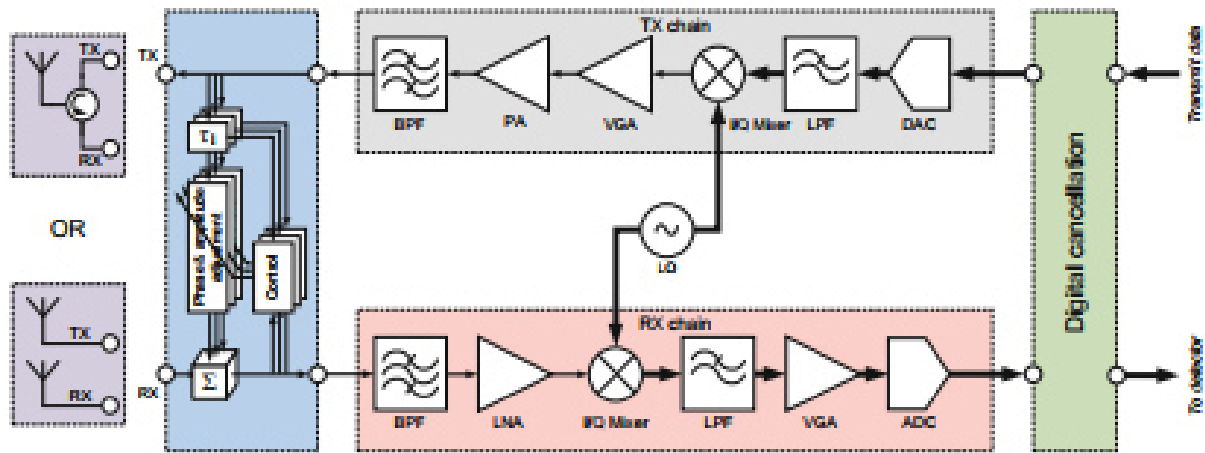


Figure 1.3. L'architecture de l'émetteur-récepteur en duplex intégral considérée où l'annulation RF est effectuée à l'aide du signal de sortie PA.

L'avantage de ce type de solution est que toutes les dégradations induites par TX sont implicitement incluses dans le signal d'annulation, et sont par conséquent supprimées par l'annuleur RF. En principe, ce type d'annuleur RF vise à modéliser et à soustraire les composantes SI les plus fortes, tandis que les réflexions par trajets multiples sont plus facilement annulées dans le domaine numérique .

Après avoir amplifié, converti le signal RF en un signal BF et numérisé le signal résultant qui est composé du SI résiduel et du signal désiré, une annulation numérique est effectuée.

Le signal d'annulation numérique est généralement construit à partir des données de transmission d'origine, en utilisant un modèle de signal prédéfini et une estimation du canal de couplage global. Idéalement, le SI résiduel peut être parfaitement annulé dans le domaine numérique, en utilisant le signal reçu désiré, avec le bruit blanc du canal.

1.4. Applications des communications en duplex intégral [18,22, 23]

En plus des communications point à point, la Figure 1.4 présente d'autres topologies de base comme candidats potentiels pour fonctionner en duplex intégral.

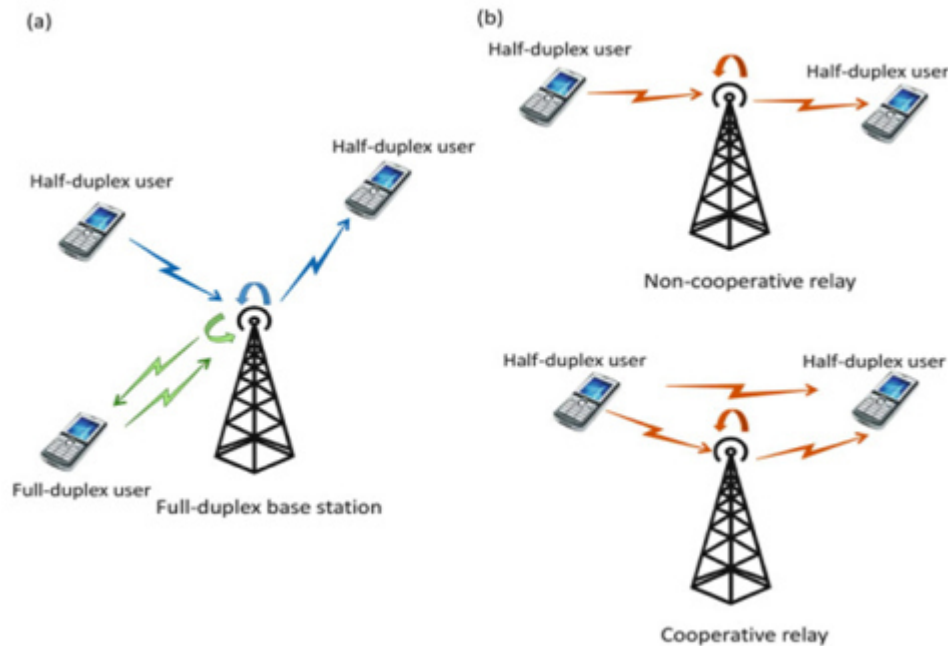


Figure 1.4. Exemple de topologies fonctionnant en duplex intégral. (a) Point à multipoint,(b) Transmission.

Premièrement, considérons une station de base en duplex intégral envoyant des données sur la liaison descendante à un utilisateur semi-duplex et recevant des données sur la liaison montante d'un autre utilisateur semi-duplex. Dans ce cas, la station de base peut émettre et recevoir simultanément sur la même fréquence de fréquence, alors qu'en mode semi-duplex, elle aurait besoin de deux ressources temps/fréquence pour émettre et recevoir. Cela nécessite une séparation suffisante entre les deux utilisateurs pour éviter les interférences causées par l'utilisateur montant sur l'utilisateur descendant. En présence d'un utilisateur en duplex intégral, la liaison montante et la liaison descendante avec cet utilisateur peuvent être effectuées sur la même ressource temps/fréquence. De plus, la planification des

fréquences peut devenir plus simple car une seule fréquence est nécessaire à la fois pour la liaison montante et la liaison descendante.

Deuxièmement, une station relais en duplex intégral reçoit et transmet simultanément le signal entre deux terminaux semi-duplex. Ainsi, le relais peut augmenter l'efficacité spectrale par rapport au fonctionnement semi-duplex. Les dernières années ont vu un déploiement croissant de petites tailles de cellules en raison de l'importance du WiFi.

La courte distance entre les nœuds communicants réduit la différence de puissance d'émission et de réception et donc le niveau d'annulation SI requis, ce qui augmente l'intérêt du fonctionnement en duplex intégral. Pour comprendre cette relation, considérons l'exemple simple suivant. Pour desservir un utilisateur à la périphérie de la cellule, une station de base doit augmenter sa puissance d'émission pour compenser la perte de trajet. Dans les grandes cellules, la puissance d'émission est supérieure à celle des cellules plus petites pour obtenir le même rapport signal sur bruit. Par conséquent, l'émetteur observe une plus grande différence de puissance de réception entre le signal désiré et le SI par rapport aux petites cellules.

Pour les petites cellules, le SI reçu peut être géré, ce qui facilite la transmission en duplex intégral. Outre l'amélioration de l'efficacité spectrale, les communications en duplex intégral peuvent également améliorer le débit global d'un réseau sans fil. Il supprime le problème de terminal caché et la collision et la retransmission qui en résultent.

Pour comprendre ce point, considérons trois nœuds semi-duplex A, B et C communiquant. Nous supposons que les nœuds A et C ne peuvent pas s'entendre et qu'ils envoient des paquets simultanément au nœud B. Cela signifie que les paquets entreront en collision et devront être retransmis. Si maintenant les nœuds utilisent le fonctionnement en duplex intégral, le nœud B transmettra également au nœud A en même temps et dans le même intervalle de fréquence que le nœud A au nœud B. Ainsi, le nœud C est capable de détecter le support comme étant occupé et déplace donc sa transmission vers un autre intervalle de temps ou un autre intervalle de

fréquence. Cette fonctionnalité ouvre de nouveaux protocoles de couche de contrôle d'accès au support (MAC) qui utilisent la transmission et la réception simultanées. Dans un réseau radio cognitif, la transmission en duplex intégral permet aux terminaux secondaires de détecter le trafic dans le réseau lors de leur propre transmission. Ils n'ont pas besoin d'arrêter d'émettre pour écouter le canal et ils peuvent immédiatement arrêter d'émettre lorsque le terminal principal commence à utiliser le canal. La faisabilité de cette application nécessite que la puissance du SI résiduel, après annulation, soit inférieure à la puissance de l'utilisateur primaire reçu. La transmission en duplex intégral peut également être appliquée pour améliorer la sécurité du transfert de données sans fil. Ici, le récepteur transmet un signal de brouillage simultanément tout en recevant de telle sorte que l'écouteur indiscret reçoive une superposition du signal utile et du signal de brouillage. Sans connaissance préalable de la structure des deux signaux, il est difficile pour l'écouteur indiscret de détecter le signal utile.

1.5. Conclusion

Le progrès rapide des technologies de communications et le besoin croissant en débit élevé de transmission ont motivé les chercheurs, dans le domaine des réseaux de communication sans fil, à développer de nouvelles technologies permettant de doubler l'efficacité spectrale par la transmission en duplex intégral.

Dans ce chapitre nous avons décrit, le principe de base d'un système en duplex intégral et ses avantages par rapport aux systèmes demi-duplex ainsi que ses similarités et ses différences avec les systèmes en duplex intégrale filaires. Nous avons aussi discuté son architecture et les problèmes duquel il souffre notamment le problème des auto-interférences. A la fin nous avons parlé de son architecture et de ses applications. Dans le chapitre qui suit, nous allons parler en détail des problèmes des auto-interférences rencontrés dans les communications en duplex intégrale, et les différentes techniques d'annulation.

1.6. Bibliographie

- [1] M. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, Prentice Hall, 2009.
- [2] T. Riihonen and R. Wichman, “Analog and digital self-interference cancellation in full duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion,” in *Proc. 46th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2012, pp. 45–49.
- [3] B. Widrow and I. Kollár, *Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2008.
- [4] B. P. Day, A. R. Margetts, D. W. Bliss, and P. Schniter, “Full-Duplex MIMO Relaying: Achievable Rates under Limited Dynamic Range,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 30, no. 8, pp. 1541–1553, sep 2012.
- [5] E. Antonio-Rodriguez, R. Lopez-Valcarce, T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, “Subspace-constrained SINR optimization in MIMO full-duplex relays under limited dynamic range,” in *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, 2015.
- [6] T. R. Turlington, *Behavioral Modeling of Nonlinear RF and Microwave Devices*. Artech House, 2000.
- [7] M. Cheong, S. Werner, M. Bruno, J. Figueroa, J. Cousseau, and R. Wichman, “Adaptive piecewise linear predistorters for nonlinear power amplifiers with memory,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 7, 2012.
- [8] G. Karam and H. Sari, “Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 12, pp. 1245–1253, 1989.
- [9] L. Ding, R. Raich, and G. Zhou, “A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture,” in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, vol. 3, 2002.

- [10] F. Gregorio, J. Cousseau, S. Werner, T. Riihonen, and R. Wichman, “Compensation of IQ imbalance and transmitter non linearities in broadband MIMO-OFDM,” in Proceedings – IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2011.
- [11] J. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, “Achieving single channel, full duplex wireless communication,” in Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (Mobicom), 2010.
- [12] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, “Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, Dec 2012.
- [13] M. Chung, M. S. Sim, J. Kim, D. K. Kim, and C. Chae, “Prototyping real-time full duplex radios,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 56–63, 2015.
- [14] D. Korpi, M. Heino, C. Icheln, K. Haneda, and M. Valkama, “Compact Inband Full-Duplex Relays with Beyond 100 dB Self- Interference Suppression: Enabling Techniques and Field Measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, 2017.
- [15] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception,” 3GPP TS 36.104 version 12.7.0 Release (12), sep 2014.
- [16] A. Koohian, H. Mehrpouyan, M. Ahmadian, and M. Azarbad, “Bandwidth efficient channel estimation for full duplex communication systems,” in 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2015, pp. 4710–4714.
- [17] T. Riihonen, P. Mathecken, and R. Wichman, “Effect of oscillator phase noise and processing delay in full-duplex OFDM repeaters,” in Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2012.
- [18] A. Sahai, G. Patel, and A. Sabharwal, “Phase Noise: Understanding the Bottleneck in Fullduplex Designs,” in Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2012.

- [19] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951–963, 2003.
- [20] M. Vehkaperä, T. Riihonen, R. Wichman, and B. Xu, "Power allocation for balancing the effects of channel estimation error and pilot overhead in full-duplex decode-and-forward relaying," in *Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, 2016.
- [21] P. Persson, M. Coldrey, A. Wolfgang, and P. Bohlin, "Design and Evaluation of a 2 x 2 MIMO Repeater," in *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, mar 2009.
- [22] K. Haneda, E. Kahra, S. Wyne, C. Icheln, and P. Vainikainen, "Measurement of Loop-Back Interference Channels for Outdoor-to-Indoor Full-Duplex Radio Relays," in *4th European Conference on Antennas and Propagation*, Apr 2010.
- [23] T. Riihonen, A. Balakrishnan, K. Haneda, S. Wyne, S. Werner, and R. Wichman, "Optimal eigenbeamforming for suppressing self-interference in full-duplex MIMO relays," in *45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*. IEEE, Mar 2011, pp. 1–6.

Chapitre 02

Etude des techniques de
l'annulation des auto-
interférences

2.1. Introduction

Pour rendre la technologie full-duplex utile, l'annulation et la suppression des interférences parasites ainsi que les auto-interférences résiduelle doivent être faites d'une manière efficace. Les techniques d'annulation de l'auto-interférence peuvent être classées comme passives et actives. Le premier fait référence à la séparation spatiale des antennes d'émission et de réception, et aux techniques de conception d'antennes pour minimiser les fuites hertziennes du signal transmis vers la chaîne de réception. Les techniques d'annulation active peuvent être subdivisées en annulation radiofréquence (RF), ou annulation analogique, et en annulation numérique en bande de base. L'isolation et l'annulation des interférences analogiques doivent être appliquées avant l'annulation numérique.

Dans ce chapitre, nous présentons l'étude des techniques des auto-interférences dans les systèmes de transmission en duplex intégral ainsi que, la technique de modulation OFDM.

2.2. Modèle d'un système en duplex intégral [1]

De nombreux systèmes sans fil se préoccupent de la suppression des interférences et de la protection contre les signaux externes pour assurer le fonctionnement souhaité. Cependant, les systèmes en duplex intégral ont le défi supplémentaire d'atténuer les signaux d'interférence forts générés dans le dispositif lui-même. Bien que cette différence signifie qu'il existe de nombreux chemins de couplage possibles, elle offre également aux concepteurs l'avantage de pouvoir influencer les mécanismes de couplage et parfois même le signal d'auto-interférences lui-même. La technologie en duplex intégral ne devient viable que lorsque ces avantages sont exploités pour fournir une annulation d'auto-interférence qui permet d'isoler efficacement le récepteur de l'émetteur. Les emplacements potentiels pour l'annulation d'auto-interférences peuvent être envisagés en étudiant le schéma générique de l'émetteur-récepteur en duplex intégral de la figure 2.1.

Cette figure illustre un émetteur-récepteur décomposé en trois domaines différents : propagation, analogique et numérique [2]. Le domaine de propagation

s'applique aux systèmes qui partagent une seule antenne grâce à l'utilisation d'un dispositif d'interface d'antenne ainsi qu'aux conceptions qui utilisent plusieurs antennes pour les capacités d'émission et de réception. De plus, des multiples de l'une ou l'autre approche d'antenne peuvent être utilisés pour créer des réseaux qui introduisent d'autres options d'annulation des auto-interférences. Les deux configurations incluent le couplage par voie directe (DP) entre l'émetteur et le récepteur, qui représente souvent le premier composant SI à arriver au récepteur. Pour plusieurs antennes, il s'agit généralement du trajet en visibilité directe, et pour le cas partagé, le DP capture la quantité finie de fuite fournie par l'interface d'antenne. Bien que ces DP soient assez statiques, les systèmes en duplex intégral doivent également faire face à des chemins de réflexion SI dynamiques (RP) qui sont influencés par l'environnement entourant le nœud.

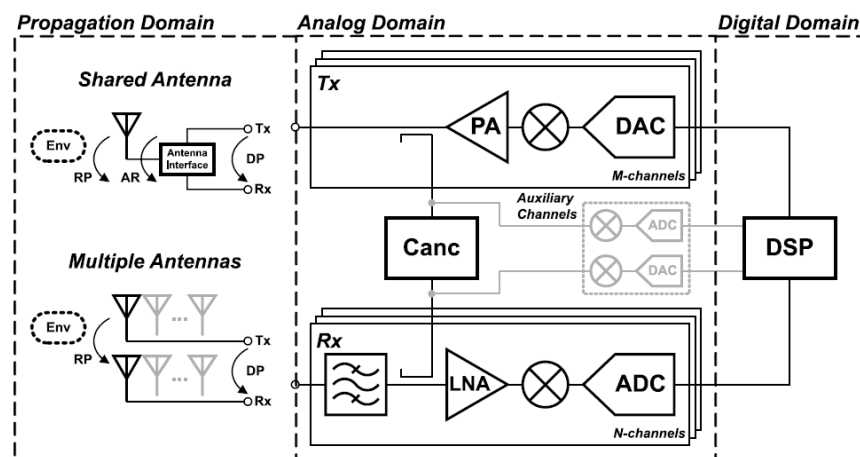


Figure 2.1. Emetteur-récepteur en duplex intégral générique, mettant en évidence les domaines de propagation, analogique et numérique

La diffusion locale par trajets multiples peut renvoyer le signal d'émission vers l'antenne de réception et produire efficacement des échos retardés du signal SI qui deviennent de plus en plus problématiques à mesure que la puissance d'émission augmente. Enfin, pour la configuration d'antenne partagée, une réflexion d'antenne (AR) est créée car l'impédance de l'antenne n'est pas parfaitement adaptée à celle de l'interface d'antenne connectée. Semblable aux RP, cet AR est également influencé par l'environnement immédiat qui peut modifier l'impédance perçue de l'antenne et

modifier efficacement le signal de réflexion. En raison de cet AR et de la relation étroitement couplée de l'antenne et de son dispositif d'interface, les techniques d'annulation d'auto-interférences liées à l'interface d'antenne sont incluses dans le domaine de propagation au lieu du domaine analogique décrit ci-après. Dans le domaine analogique de l'émetteur-récepteur réside le matériel radio responsable du conditionnement et de la conversion du signal de propagation, ou radiofréquence (RF), vers et depuis le domaine numérique.

Le schéma représente M canaux de transmission (Tx), chacun avec un convertisseur numérique-analogique (CAN) et un amplificateur de puissance (AP). De plus, un mélangeur de conversion de fréquence unique est également représenté, mais ne représente qu'une configuration commune. Les conceptions réalistes peuvent contenir plus ou moins d'étages de conversion de fréquence ainsi qu'un filtrage hors bande associé et un gain supplémentaire pour ajuster de manière appropriée le signal avant la transmission. De même, N canaux de réception (Rx) sont illustrés avec un filtre unique dans la bande de même fréquence à l'entrée pour fournir un annulateur des auto-interférences qui discrimine le SI par un paramètre de signal autre que la fréquence. Ce filtre est suivi d'un amplificateur à faible bruit (AFB), d'un mélangeur à conversion de fréquence unique et d'un convertisseur analogique-numérique (CAN).

La linéarité et le niveau de saturation de ces composants récepteurs actifs doivent être soigneusement pris en compte pour déterminer le degré de propagation et de suppression du domaine analogique requis avant le domaine numérique. De manière analogue au côté émission, les récepteurs réalistes incluront différentes quantités de conversion de gain et de fréquence ainsi qu'un filtrage hors bande pour supprimer les interférences externes rencontrées par les systèmes sans fil traditionnels. La figure 2.1 illustre également un élément d'annulation (Canc) entre les canaux d'émission et de réception. Cette représentation spécifique montre l'annulateur fonctionnant à RF (la fréquence de propagation) et couplant le chemin du signal d'émission après le AP. Bien que cela représente une configuration courante, la fréquence de fonctionnement et l'emplacement dans l'émetteur-récepteur peuvent varier, ainsi que le mécanisme d'alimentation de l'annuleur. D'autres conceptions

utilisent des canaux auxiliaires pour faciliter l'annulation des auto-interférences dans les domaines analogique et/ou numérique.

Un sous-ensemble représentatif des composants requis dans ces canaux auxiliaires et leurs chemins de connexion sont également capturés dans cet émetteur-récepteur générique. Enfin, le domaine numérique contient toutes les techniques d'annulation des auto-interférences contrôlées par le traitement numérique du signal (DSP). Le diagramme maintient intentionnellement une représentation abstraite de ces capacités car elles sont nombreuses et en croissance constante.

2.3. Modulation en bande de base par la technique OFDM [3]

L'OFDM est un système de transmission parallèle, dans lequel un flux de données série à haut débit est divisé en un ensemble de sous-flux à bas débit, chacun étant modulé sur un sous canal (FDM) séparé. De ce fait, la bande passante des sous canaux devient petite par rapport à la bande passante de cohérence du canal ; c'est-à-dire que les sous canaux individuels subissent un évanouissement plat, ce qui permet une égalisation simple. Cela implique que la période de symbole des sous-flux est rendue longue par rapport à l'étalement de retard du canal radio dispersif dans le temps. En sélectionnant un ensemble spécial de fréquences porteuses (orthogonales), une efficacité spectrale élevée est obtenue car les spectres des sous canaux se chevauchent, tandis qu'une influence mutuelle entre les sous canaux peut être évitée. La dérivation du modèle du système montre qu'en introduisant un préfixe cyclique (le GI), l'orthogonalité peut être maintenue sur un canal dispersif.

2.3.1. Structure d'un système OFDM

La figure 2.2 montre le schéma fonctionnel d'un système de transmission simplex point à point utilisant le codage OFDM. Les trois grands principes incorporés sont les suivants : - L>IDFT et la DFT sont utilisées pour, respectivement, moduler et démoduler les constellations de données sur les sous canaux orthogonaux [4]. Ces algorithmes de traitement du signal remplacent les bancs de modulateurs et démodulateurs I/Q qui seraient autrement nécessaires. A noter qu'à l'entrée de l>IDFT, N points de constellation de données $\{x_{i,k}\}$ sont présents, où N_i est le nombre de points

DFT. (i est un indice sur le sous canaux ; k est un indice sur le symbole OFDM). Ces constellations peuvent être prises selon n'importe quelle modulation par déplacement de phase (PSK) ou ensemble de signalisation QAM (mappage de symboles). Les N échantillons de sortie de l'IDFT, étant dans le domaine temporel, forment le signal en bande de base transportant les symboles de données sur un ensemble de N sous canaux orthogonaux. Dans un système réel, cependant, tous ces sous canaux possibles ne peuvent pas être utilisés pour les données.

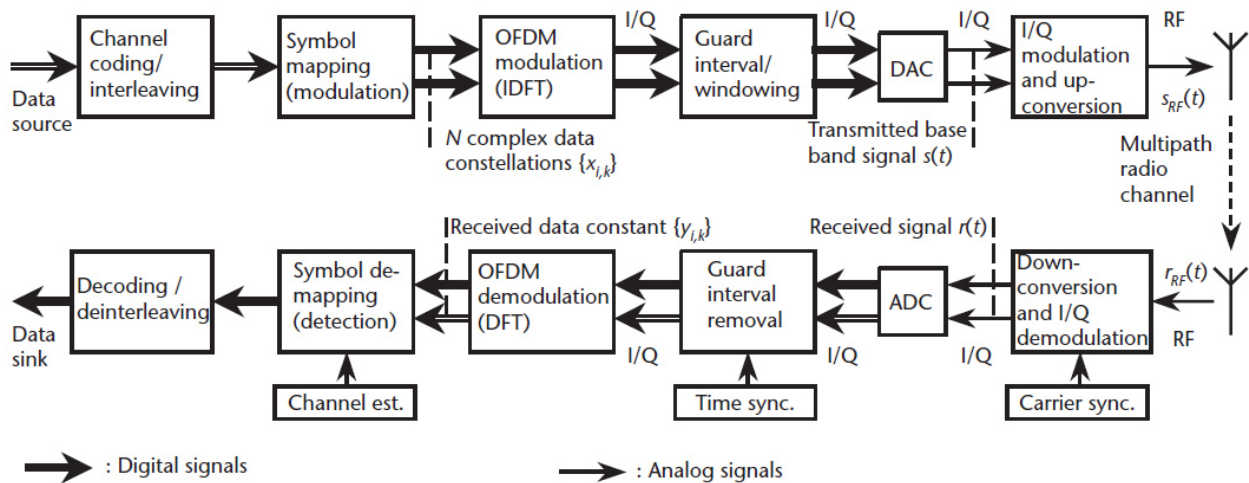


Figure 2.1. Transmission point à point simplex utilisant l'OFDM.

Habituellement, N est pris comme un nombre entier à la puissance de deux, permettant l'application des algorithmes FFT (inverses) très efficaces pour la modulation et la démodulation. Le deuxième principe clé est l'introduction d'un préfixe cyclique en tant que intervalle de garde (IG°, dont la longueur doit dépasser le délai maximal d'excès du canal de propagation par trajets multiples [5]. En raison du préfixe cyclique, le signal transmis devient périodique et l'effet du canal à trajets multiples dispersif dans le temps devient équivalent à une convolution cyclique, rejetant le IG au niveau du récepteur. Du fait des propriétés de la convolution cyclique, l'effet du canal multi-trajets est limité à une multiplication ponctuelle des constellations de données transmises par le canal, c'est-à-dire que les sous canaux restent orthogonaux [6–9]. Le seul inconvénient de ce principe est une légère perte de puissance d'émission effective, car le IG redondant doit être transmis.

Habituellement, le IG est sélectionné pour avoir une longueur d'un dixième à un quart de la période de symbole, ce qui entraîne une perte de SNR de 0,5 à 1 dB.

L'égalisation (démappage de symboles) requise pour détecter les constellations de données est une multiplication élément par élément de la sortie DFT par l'inverse du canal estimé. Pour les schémas de modulation de phase, la multiplication par le conjugué complexe de l'estimation de canal peut effectuer l'égalisation. La détection différentielle peut également être appliquée, où les constellations de symboles de sous canaux adjacents ou de symboles OFDM suivants sont comparés pour récupérer les données.

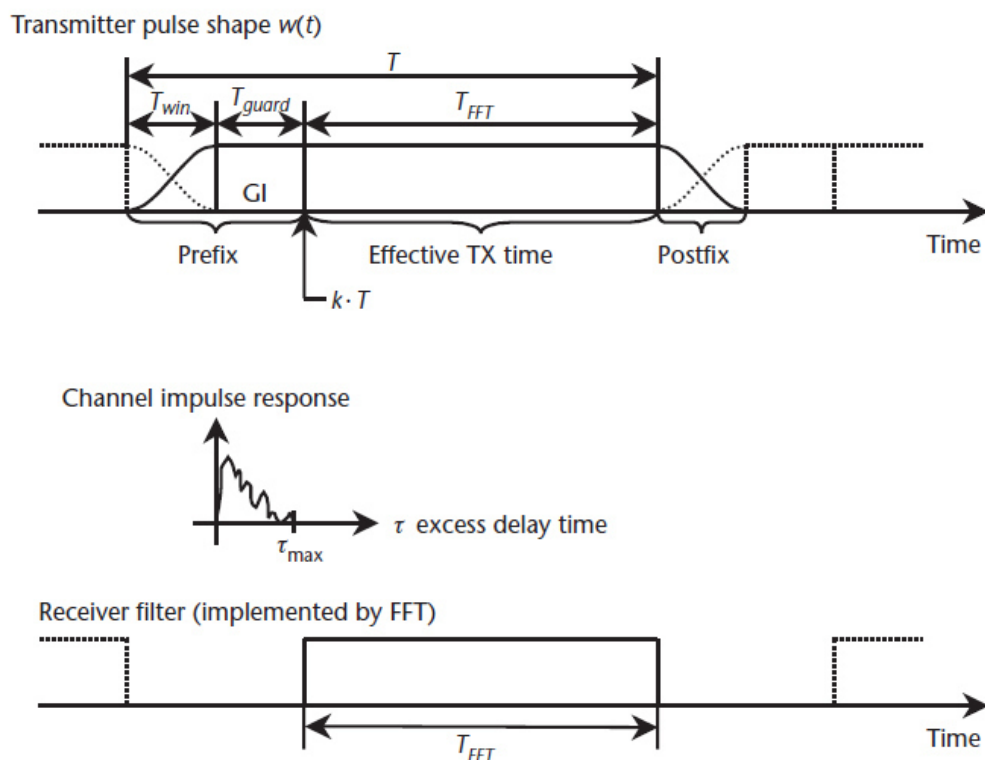


Figure. 2.3. Extension cyclique et fenêtrage du symbole OFDM.

Le canal radio sélectif en fréquence peut fortement atténuer les symboles de données transmis sur un ou plusieurs SC, entraînant des erreurs sur les bits. En répartissant les bits codés sur la bande passante du système transmis, un schéma de codage efficace peut corriger les bits erronés et exploiter ainsi la diversité de fréquence du canal à large bande. Les systèmes OFDM utilisant un codage de correction d'erreurs

sont souvent appelés systèmes OFDM codés (COFDM). Les signaux de bande de base équivalents complexes générés par le traitement numérique du signal sont modulés en phase/quadrature (I/Q) et convertis pour être transmis via une porteuse RF. Les étapes inverses sont effectuées par le récepteur. La synchronisation est un problème clé dans la conception d'un récepteur OFDM robuste. La synchronisation temporelle et fréquentielle est primordiale, respectivement, pour identifier le début du symbole OFDM et pour aligner les fréquences d'oscillateur local des modulateurs et des démodulateurs. Si l'une de ces tâches de synchronisation n'est pas effectuée avec une précision suffisante, alors l'orthogonalité des sous canaux est (partiellement) perdue. Autrement dit, l'interférence inter-symboles et l'interférence inter-canaux sont introduits.

2.4. Les auto-interférences [12]

Diverses mesures ont été faites pour caractériser le canal SI. Considérez l'architecture simple et populaire utilisant la même antenne pour transmettre et recevoir via un circulateur à 3 ports, les chemins dominants du canal SI proviennent de la fuite à travers le circulateur et les réflexions internes de l'antenne dues à la désadaptation d'impédance entre l'isolateur et le antenne. D'autre part, les réflexions externes d'objets proches peuvent se produire avec des retards beaucoup plus importants et des niveaux plus faibles par rapport aux chemins dominants car ils parcourent de plus longues distances. Il a été signalé dans [13] que les réflexions externes sont inférieures d'environ 30 dB aux trajets de fuite et de réflexion d'antenne. Lors de l'utilisation de deux antennes différentes pour émettre et recevoir, les composantes de la ligne de visée (LoS) et le chemin provenant des ondes électromagnétiques réfléchies par la structure de l'émetteur-récepteur représentent les chemins les plus significatifs [14, 15]. La figure 2.4 représente les différentes réflexions qui constituent le canal SI pour les deux configurations d'antenne. Dans les deux cas, les réflexions internes sont statiques car elles dépendent de la structure de l'émetteur-récepteur tandis que les réflexions externes varient en fonction du milieu environnant.

2.5. Annulation des auto-interférences

2.5.1. Annulation de type passive [13]

Une méthode simple et efficace pour isoler l'émetteur et le récepteur consiste à utiliser des antennes séparées pour l'émission et la réception, comme le montre la Figure 2.1. Cela permet d'obtenir une isolation en évitant les interférences, visant à réduire la puissance d'auto-interférence au niveau du récepteur en exploitant le couplage électromagnétique limité entre les antennes d'émission et de réception. L'obtention d'une plus grande isolation dans le domaine de l'antenne réduit le niveau de suppression de l'auto-interférence qui doit être atteint dans les étapes ultérieures de l'annulation des radiofréquences et de l'annulation de la bande de base numérique, réduisant ainsi la nécessité d'un matériel de traitement du signal à plage dynamique élevée dans le récepteur [13].

En raison de la perte de propagation, l'isolement entre les antennes Tx et Rx dépend de la distance de séparation [14], et par conséquent cette technique est moins efficace lorsque le facteur de forme de l'appareil limite la séparation des antennes [15]. Cependant, cette technique est bien adaptée aux applications d'infrastructure, où de grandes séparations physiques sont autorisées. L'isolement peut être encore augmenté en exploitant des configurations d'antenne directionnelles et/ou contrapolaires pour réduire davantage le couplage électromagnétique, et en utilisant un blindage absorbant pour bloquer le couplage électromagnétique direct entre eux [15-19].

Là où l'espace le permet, cette technique peut être extrêmement efficace, comme le démontre le système de [19], qui atteint 72 dB d'isolation entre deux antennes directionnelles contrapolaires, séparées de 50 cm et avec un matériau de blindage entre elles. Cette méthode ne présente aucune limite fondamentale sur la bande passante ou l'accordabilité, celles-ci étant limitées par les antennes, plutôt que par la méthode de séparation des antennes elle-même. Un inconvénient potentiel de la conception des polarisations et/ou des diagrammes d'antenne pour minimiser le couplage d'auto-interférence est que la conception d'antenne résultante peut également réduire le signal de réception utile, selon l'application. Par exemple, l'isolation entre les antennes directionnelles peut être augmentée en pointant les antennes dans des

directions opposées. Dans le cas d'une liaison en duplex intégral entre deux appareils, avec l'une des antennes correctement alignée (c'est-à-dire pointant vers l'émetteur-récepteur distant), l'autre serait orientée dans la mauvaise direction, augmentant considérablement la perte de cette liaison; cependant, dans une application de relais, le fait d'avoir les antennes orientées dans des directions opposées pourrait être bénéfique à la fois pour augmenter l'isolation et atténuer la perte de trajet [20].

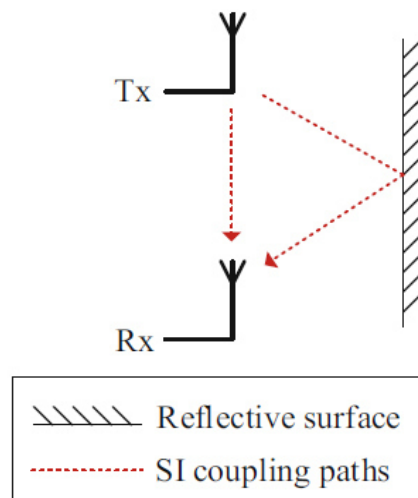


Figure 2.4. Isolation passive des auto-interférences par L'utilisation d'une séparation des antennes d'émission et de réception.

2.5.1.1. Les Circulateurs

Dans le paradigme de communication sans fil traditionnel à entrée unique et sortie unique (SISO), un appareil utilise généralement la même antenne pour la transmission et la réception, ce qui réduit la taille et le coût de l'appareil par rapport à l'utilisation d'antennes dédiées pour la transmission et la réception. Les circulateurs sont utilisés depuis longtemps pour le duplexage dans les systèmes radar et, plus récemment, diverses conceptions de communication sans fil en duplex intégral dans la bande ont utilisé des circulateurs pour coupler une antenne partagée à l'émetteur et au récepteur, tout en obtenant une certaine isolation [21, 22].

Un signal entrant dans n'importe quel port d'un circulateur est transmis au port suivant en rotation uniquement, et isolé des autres. Un circulateur à 3 ports peut être utilisé pour le duplexage, comme illustré à la Figure 2.5. Les circulateurs en ferrite exploitent la rotation de Faraday des ondes électromagnétiques se propageant dans un champ magnétique pour organiser des interférences constructives au port couplé et des interférences destructives au port isolé, et en ce sens, l'isolation obtenue est basée sur une forme d'annulation SI.

Les circulateurs peuvent généralement fournir environ 20 à 30 dB d'isolation, limités par une fuite de signal directe à travers l'appareil. Cependant, si une partie du signal Tx est réfléchi en raison d'une non-concordance au niveau du port d'antenne, cela arrivera au récepteur sous forme d'auto-interférence. Alors qu'une très bonne adaptation peut être obtenue dans les déploiements de radar à coût élevé, dans les systèmes de communication grand public, l'adaptation d'antenne est rarement parfaite, et souvent aussi mauvaise que -6 dB dans les antennes multibandes. Ainsi, dans les applications de communication, l'adaptation d'antenne est souvent le facteur limitant pour déterminer l'isolation fournie par un système de circulateur, et peut entraîner une isolation relativement faible. Comme les systèmes multi-antennes décrits ci-dessus, l'isolation Tx-Rx fournie par un circulateur peut également être impactée par les réflexions environnementales. Étant donné que le circulateur sépare les signaux en fonction de la direction de déplacement au port de l'antenne, l'énergie d'émission qui est réfléchi vers l'antenne ne peut pas être distinguée du signal de réception souhaité, et donc l'énergie réfléchi par l'environnement est couplée au port du récepteur sous forme d'auto-interférence, ainsi que l'énergie réfléchi en raison de la non-concordance d'impédance avec l'antenne elle-même et de la fuite directe à travers le circulateur. Les mécanismes de couplage direct, de désadaptation d'antenne et d'auto-brouillage par réflexion environnementale sont indiqués à la Figure 2.5. De plus, les circulateurs peuvent être volumineux et coûteux, avoir une bande passante limitée et ne sont pas réglables. Ainsi, bien que des circulateurs aient été inclus dans divers prototypes en duplex intégral rapportés dans la littérature, il existe de nombreuses applications commerciales où ils peuvent ne pas convenir. Cependant, les progrès

récents de la technologie des circulateurs électroniques pourraient être en mesure de remédier à ces inconvénients à l'avenir [23].

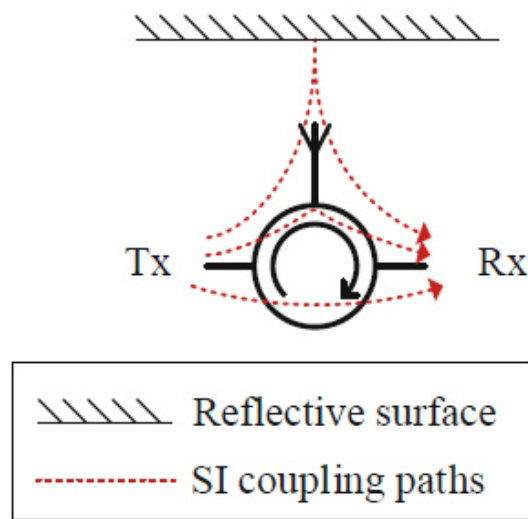


Figure 2.5. Circulateur utilisé pour duplexé une seule antenne.

2.5.2. Annulation de type active

Les techniques d'annulation active [14, 15, 19] appliquent un traitement numérique du signal au signal d'émission en bande de base, générant un signal d'annulation numérique en bande de base. Le signal d'annulation de bande de base est ensuite converti vers les hautes fréquences à l'aide d'une deuxième chaîne d'émetteurs et couplé au trajet de réception, annulant l'auto-interférence avant l'entrée du récepteur. Les émetteurs-récepteurs en duplex intégral combinant la séparation d'antenne, l'annulation active et l'annulation numérique de la bande de base ont été signalés dans, et cette architecture est illustrée à la Figure 2.6. Comme les techniques d'annulation passive, les techniques actives peuvent être plates en fréquence ou sélectives en fréquence. L'annuleur actif dans [14] applique un gain complexe invariant en fréquence au signal Tx pour générer le signal d'annulation, fournissant 31 dB d'annulation d'auto-interférence sur une bande passante relativement étroite de 625 kHz, cependant, comme c'est le cas avec une seule boucle d'annulation passive, la quantité d'annulation obtenue se détériorera rapidement à mesure que la bande passante augmente, en raison du couplage SI sélectif en fréquence. Cependant, un

avantage clé de l'annulation active est que, en raison de la grande disponibilité des ressources de traitement du signal dans le domaine de la bande de base numérique, un filtrage d'ordre élevé peut être facilement appliqué.

Étant donné que le signal Tx est utilisé dans le domaine de la bande de base numérique, avant la radio Tx, le processus d'annulation n'a aucune connaissance des imperfections annulées par le matériel Tx et ne peut donc pas les annuler. En effet, la deuxième chaîne d'émetteurs elle-même sera une source de bruit supplémentaire et de SI non linéaire. Comme mentionné ci-dessus, les techniques passives ont l'avantage de pouvoir annuler le bruit et les éléments non linéaires induits par la chaîne Tx, cependant avec une annulation active, ces imperfections restent comme des auto-interférences résiduelles. La précision limitée d'un signal de sortie Tx en raison du bruit et des imperfections matérielles dans les chaînes de transmission est quantifiée par l'amplitude du vecteur d'erreur (AVE). En règle générale, le niveau d'annulation qui peut être atteint est à peu près le même que l'AVE.

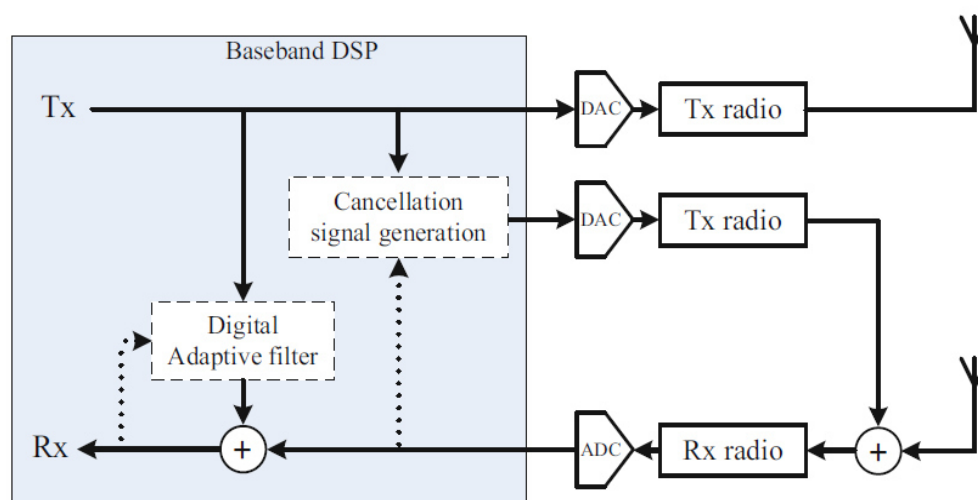


Figure.2.5. Une architecture d'un émetteur récepteur à division à duplex libre utilisant une annulation RF.

2.5.2.2. Annulation de type active numérique [14]

Le traitement du SI dans le domaine numérique facilite l'utilisation du filtrage numérique adaptatif pour un grand nombre de trajets réfléchis provoqués par l'environnement extérieur. L'annulation SI numérique est basée sur la structure

générale de réponse impulsionnelle finie (FIR) transversale illustrée à la Figure 2.6, où le retard de prise constant est égal à la période d'échantillonnage du signal et mis en œuvre sous la forme d'une bascule D cadencée par l'horloge d'échantillonnage. Ici, seuls les coefficients doivent être spécifiés à partir d'une estimation du canal SI et ainsi on évite l'interaction entre les retards et les atténuations comme c'est le cas pour la ligne à retard temporel (LRT) analogique. En conséquence, le traitement numérique peut traiter un plus grand nombre de prises que le (LRT) analogique pour s'adapter à l'environnement externe variable. L'annulation SI numérique est particulièrement adaptée aux systèmes MIMO car l'interférence croisée entre les antennes augmente considérablement le nombre de prises nécessaires pour réduire le SI. Le signal d'annulation résultant peut être soustrait du signal reçu à l'entrée RF du AFB/CAN pour réduire davantage le SI résultant des réflexions externes. Cette opération nécessite un convertisseur numérique-analogique (CNA) supplémentaire et une chaîne radio élévatrice pour générer le signal RF. Les composants supplémentaires modifieront légèrement le SI généré conduisant au SI résiduel. Cet étage d'annulation RF peut fournir 30 dB d'annulation SI [25, 26], ce qui, en plus des 45 dB précédemment obtenus, laisse encore une grande quantité de SI. Par conséquent, l'étage d'annulation de la bande de base représente la dernière ligne de défense contre le SI en le réduisant après le CAN. Pour cela, il convient d'estimer les non-linéarités de l'émetteur et le canal SI résiduel, résultant de la différence entre le canal SI réel et le canal équivalent généré par les étages d'annulation précédents.

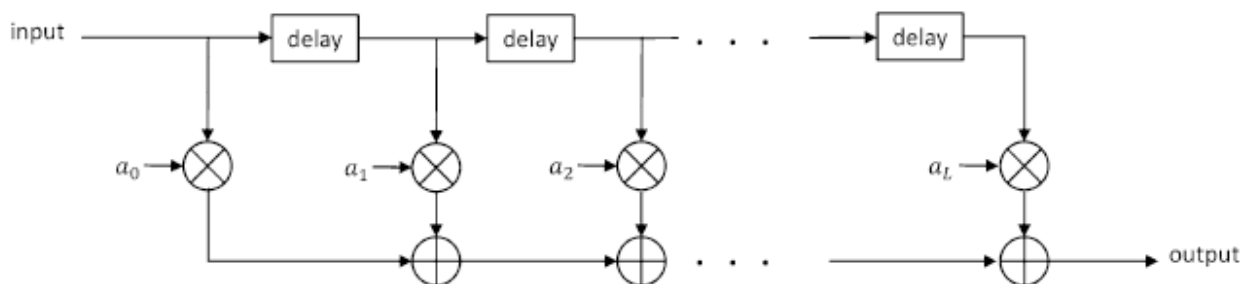


Figure 2.6. Structure d'un filtre à réponse impulsionnelle finie RIF.

2.6. Conclusion

L'annulation des auto-interférences est une opération cruciale dans les systèmes de transmission sans fil en duplex intégrale. Cette opération, permet d'assurer le bon fonctionnement du système par l'atténuation des signaux indésirable qui sont due au couplage entre l'antenne d'émission et celle de réception. Les auto-interférences sont des fuites des signaux RF entre l'antenne d'émission et celle de réception captés par l'antenne de réception via le canal des auto-interférences. L'annulation des auto-interférences passe en premier lieu par isolation des antennes, puis par l'annulation analogique au niveau du récepteur dans le domaine analogique RF et enfin dans le domaine numérique par un filtrage numérique du signal en bande de base.

Dans ce chapitre, une étude des techniques d'annulation des auto-interférences à été présenté. Nous avons parlé des différentes techniques et étapes de l'annulation des auto-interférences, ainsi que le principe de fonctionnement du modulateur OFDM qui est considéré comme un élément principale dans le fonctionnement des émetteurs récepteurs en duplexe intégrale. Dans le chapitre suivant, nous aborderons les techniques de filtrage adaptatif basé sur les algorithmes du gradient stochastique LMS qui seront considérés dans l'annulation des auto-interférences.

2.7. Bibliographie

- [1] Kenneth E. Kolodziej. 'In-Band Full-Duplex Wireless Systems Handbook'. Artech House. 2021.
- [2] Kolodziej, K. E., B. T. Perry, and J. S. Herd, "In-Band Full-Duplex Technology: Techniques and Systems Survey," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 67, No. 7, July 2019, pp. 3025–3041.
- [3] Ramjee Prasad , 'OFDM for Wireless Communications Systems'. Artech House. Universal Personal Communications series. 2004.
- [4] Prasad, R., Universal Personal Communications, Norwood, MA: Artech House, 1998, Ch.10.
- [5] van Nee, R., and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [6] Edfors, O., et al., An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, Research Report TULEA 1996:16, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, at <http://www.sm.luth.se/csee/sp/publications.html>.
- [7] Edfors, O., "Low-Complexity Algorithms in Digital Receivers," Ph.D. Thesis, Luleå University of Technology, September 1996.
- [8] Sandell, M., "Design and Analysis of Estimators for Multicarrier Modulation and Ultrasonic Imaging," Ph.D. Thesis, Luleå University of Technology, September 1996.
- [9] Speth, M., et al., "Optimum Receiver Design for Wireless Broadband Systems Using OFDM—Part I," *IEEE Trans. Communications*, Vol. 47, No. 11, November 1999, pp. 1668–1677.
- [10] Weinstein, S. B., and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Communications Technology*, Vol. COM-19, No. 5, October 1971, pp. 628–634.

- [11] Peled, A., and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Denver, CO, 1980, pp. 964–967.
- [12] Hirley Alves, Taneli Riihonen, Himal A. 'Full-Duplex Communications for Future Wireless Networks'. Springer Nature. 2020.
- [13] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, Sep 2014.
- [14] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results," in *Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on*, 2010, pp. 1558–1562.
- [15] A. Sahai, G. Patel, and A. Sabharwal, "Pushing the limits of full duplex wireless: design and real-time implementation," Rice Univ. Houston, TX, Tech. Rep. TREE1104, 2011.
- [16] S. Chen, "Division-free Duplex for Wireless Applications," Ph.D. dissertation, University of Bristol, UK, 1997.
- [17] C. Anderson, S. Krishnamoorthy, C. Ranson, T. Lemon, W. Newhall, T. Kummert, and J. Reed, "Antenna Isolation, Wideband Multipath Propagation Measurements, and Interference Mitigation for On-frequency Repeaters," in *IEEE SoutheastCon, 2004. Proceedings*. IEEE, 2004, pp. 110–114.
- [18] E. Everett, M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity," in *2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, 2011, pp. 2002–2006.
- [19] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive Self-Interference Suppression for Full-Duplex Infrastructure Nodes," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 2, pp. 680–694, 2014.

- [20] M. Heino, D. Korpi, T. Huusari, E. Antonio-Rodriguez, S. Venkatasubramanian, T. Riihonen, L. Anttila, C. Icheln, K. Haneda, R. Wichman, and M. Valkama, “Recent advances in antenna design and interference cancellation algorithms for in-band full duplex relays,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 5, pp. 91–101, May 2015.
- [21] N. Phungamngern, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, “Digital and RF interference cancellation for single-channel full-duplex transceiver using a single antenna,” in *2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2013, pp. 1–5.
- [22] Bharadia, E. McMilin, and S. Katti, “Full Duplex Radios,” in *Proc. 2013 ACM SIGCOMM*, Hong Kong, 2013.
- [23] N. A. Estep, D. L. Sounas, J. Soric, and A. Alù, “Magnetic-free non-reciprocity and isolation based on parametrically modulated coupled-resonator loops,” *Nature Physics*, vol. 10, no. 12, pp. 923–927, Nov 2014.
- [24] Tho Le-Ngoc, Ahmed Masmoudi, 'Full-Duplex Wireless Communications Systems Self-Interference Cancellation'. Springer. 2017 .
- [25] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, “Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems,” *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, 2012.
- [26] M. Duarte, A. Sabharwal, V. Aggarwal, R. Jana, K. Ramakrishnan, C. W. Rice, and N. Shankaranarayanan, “Design and characterization of a full-duplex multiantenna system for WiFi networks,” *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1160–1177, 2014.

Chapitre 03

Conception d'un filtre
adaptatif LMS pour
l'annulation des auto-
interférence

3.1. Introduction

Le filtrage adaptatif au sens de WIENER est largement utilisé dans divers applications du traitement numérique du signal en raison de son implémentation facile et de son faible complexité de calcul.

Ce chapitre présente les principes fondamentaux du filtrage adaptatif et les structures et algorithmes de filtrage adaptatif couramment utilisés. Les concepts de base de l'application de filtres adaptatifs dans des applications pratiques sont également mis en évidence.

3.2. Filtrage optimal au sens de WIENER [1, 2]

L'une des fonctions objectifs les plus largement utilisées en filtrage adaptatif est l'erreur quadratique moyen (EQM) définie par:

$$F[e(k)] = \xi(k) = E[e^2(k)] = E[d^2(k) - 2d(k)y(k) + y^2(k)] \quad (3.1)$$

où $d(k)$ est le signal de référence montré dans la figure 3.1.

Supposons que le filtre adaptatif est composé d'un combinateur linéaire, c'est-à-dire que le signal de sortie est composé par une combinaison linéaire des signaux provenant d'un vecteur comme est montré dans la figure 3.2. Dans ce cas

$$y(k) = \sum_{i=0}^N w_i(k)x_i(k) = w^T(k)x(k) \quad (3.2)$$

où $x(k) = [x_0(k) \ x_1(k) \ \dots \ x_N(k)]^T$ et $w(k) = [w_0(k) \ w_1(k) \ \dots \ w_N(k)]^T$ sont le signal d'entrée et les coefficients du vecteur du filtre adaptatif, respectivement.

Dans de nombreuses applications, chaque élément du vecteur du signal d'entrée est constitué d'une version retardée du même signal, à savoir: $x_0(k) = x(k)$, $x_1(k) = x(k - 1), \dots, x_N(k) = x(k - N)$. Notons que dans ce cas le signal $y(k)$ est le résultat de l'application d'un filtre RIF au signal d'entrée $x(k)$.

La réalisation la plus simple pour le filtre adaptatif passe par la structure RIF de forme directe illustrée à la Figure. 3.1, avec la sortie donnée par

$$y(k) = \sum_{i=0}^N w_i(k)x(k-i) = \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}(k) \quad (3.3)$$

où $\mathbf{x}(k) = [x(k) x(k-1) \dots x(k-N)]^T$ est le vecteur d'entrée qui représente la ligne à retard, et $\mathbf{w}(k) = [w_0(k) w_1(k) \dots w_N(k)]^T$ est le vecteur du filtre.

In both the linear combiner and FIR filter cases, the objective function can be rewritten as

$$\begin{aligned} E[e^2(k)] &= \xi(k) \\ &= E[d^2(k) - 2d(k)\mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}(k)] \\ &= E[d^2(k)] - 2E[d(k)\mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}(k)] + E[\mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}(k)] \end{aligned} \quad (3.4)$$

Pour un filtre à coefficients fixes, la fonction MSE dans un environnement stationnaire est donnée par

$$\begin{aligned} \xi(k) &= E[d^2(k)] - 2\mathbf{w}^T E[d(k)\mathbf{x}(k)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)]\mathbf{w} \\ \xi(k) &= E[d^2(k)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p}_{dx} + E\mathbf{w}^T \mathbf{R}_x \mathbf{w} \end{aligned} \quad (3.5)$$

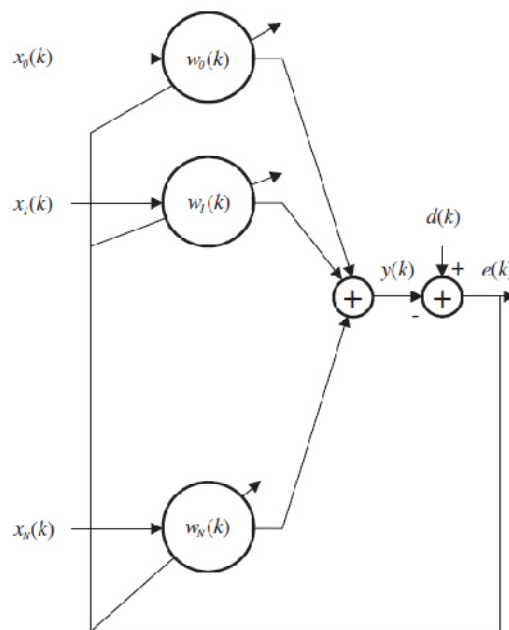


Figure 3.1. Combinateur linéaire [1].

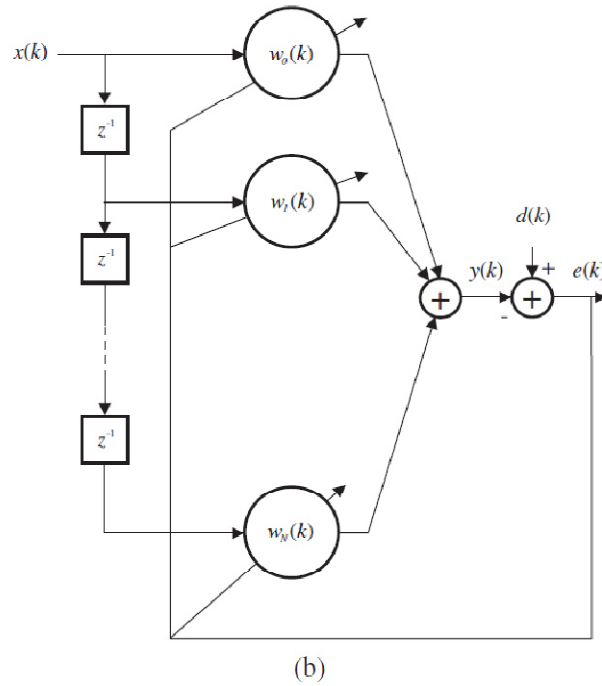


Figure 3.2. Filtre adaptatif [1].

où $\mathbf{p}_{dx} = E[d(k)\mathbf{x}(k)]$ est le vecteur de l'inter-corrélation entre le signal désiré et le signal d'entrée et $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)]$ est la matrice de l'auto-corrélation du signal d'entrée. Comme on peut le noter, la fonction objectif ξ est une fonction quadratique des coefficients du filtre qui permettrait une solution simple pour \mathbf{w} qui minimise ξ , si le vecteur \mathbf{p}_{dx} et la matrice \mathbf{R}_x sont connus.

Si le filtre adaptatif est mis en œuvre via un filtre RIF, la fonction objectif est une fonction non quadratique des paramètres du filtre, ce qui rend le problème de minimisation beaucoup plus difficile.

Le vecteur gradient de la fonction MSE liée aux coefficients de pondération du filtre est donné par

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_w &= \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_N} \right]^T \\ &= -2\mathbf{p}_{dx} + 2\mathbf{R}_x \mathbf{w} \end{aligned} \tag{3.6}$$

En assimilant le vecteur gradient à zéro et en supposant que \mathbf{R}_x n'est pas singulière, les valeurs optimales des coefficients du vecteur du filtre qui minimisent la fonction objectif peuvent être évaluées comme suit :

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{dx} \quad (3.7)$$

Cette solution est appelée la solution de Wiener. Malheureusement, en pratique, des estimations précises de \mathbf{R}_x et \mathbf{p}_{dx} ne sont pas disponibles. Lorsque l'entrée et les signaux souhaités sont ergodiques, on peut utiliser des moyennes temporelles pour estimer \mathbf{R}_x et \mathbf{p}_{dx} , ce qui est implicitement effectué par la plupart des algorithmes adaptatifs.

Si nous remplaçons la solution optimale pour \mathbf{w} dans l'expression MSE, nous pouvons calculer la MSE minimale fournie par la solution de Wiener :

$$\begin{aligned} \xi_{min} &= E[d^2(k)] - 2\mathbf{w}_0^T \mathbf{p}_{dx} + \mathbf{w}_0^T \mathbf{R}_x \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{dx} \\ \xi_{min} &= E[d^2(k)] - \mathbf{w}_0^T \mathbf{p}_{dx} \end{aligned} \quad (3.8)$$

L'équation 3.8 indique que l'ensemble optimal de paramètres supprime une partie de la puissance du signal souhaité par le biais de la corrélation croisée entre $x(k)$ et $d(k)$, en supposant que les deux signaux sont stationnaires.

Si le signal de référence et le signal d'entrée sont orthogonaux, les coefficients optimaux sont égaux à zéro et la MSE minimale est $E[d^2(k)]$. Ce résultat est attendu puisque rien ne peut être fait avec les paramètres afin de minimiser le MSE si le signal d'entrée ne porte aucune information sur le signal souhaité. Dans ce cas, si l'une des prises est différente de zéro, cela ne fera qu'augmenter la MSE.

Une propriété importante du filtre de Wiener peut être déduite si nous analysons le gradient de la surface d'erreur à la solution optimale. Le vecteur gradient peut être exprimé comme suit :

$$\mathbf{g}_w = \frac{\partial E[e^2(k)]}{\partial \mathbf{w}} = E \left[2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial \mathbf{w}} \right] = -E[2e(k)\mathbf{x}(k)] \quad (3.9)$$

Avec les coefficients fixés à leurs valeurs optimales, c'est-à-dire à la solution de Wiener, le vecteur gradient est égal à zéro, ce qui implique que $E[e(k)\mathbf{x}(k)] = \mathbf{0}$ ou

$E[e(k)x(k-i)] = 0$ Pour $i = 0, 1, \dots, N$. Cela signifie que le signal d'erreur est orthogonal aux éléments du vecteur de signal d'entrée. Dans le cas où l'erreur ou le signal d'entrée a une moyenne nulle, la propriété d'orthogonalité implique que $e(k)$ et $x(k)$ ne sont pas corrélés.

Le principe d'orthogonalité s'applique également à la corrélation entre le signal de sortie $y(k)$ et l'erreur $e(k)$, lorsque le vecteur du filtre est donné par $\mathbf{w} = \mathbf{w}_0$. En pré-multipliant l'équation $E[e(k)\mathbf{x}(k)] = \mathbf{0}$ par \mathbf{w}_0^T , le résultat recherché s'ensuit :

$$E[e(k)\mathbf{w}_0^T \mathbf{x}(k)] = E[e(k)y(k)] = 0 \quad (3.10)$$

Le gradient par rapport à un paramètre complexe n'a pas été défini. Pour nos besoins, le vecteur de gradient complexe peut être défini comme [2]

$$\mathbf{g}_{\mathbf{w}}(k)\{F(e(k))\} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial F[e(k)]}{\partial \text{re}[\mathbf{w}(k)]} - j \frac{\partial F[e(k)]}{\partial \text{im}[\mathbf{w}(k)]} \right\} \quad (3.11)$$

où $\text{re}[\bullet]$ et $\text{im}[\bullet]$ indiquent les parties réelles et imaginaires de $[\bullet]$, respectivement. Notez que les dérivées partielles sont calculées pour chaque élément de $\mathbf{w}(k)$.

Pour le cas complexe, le signal d'erreur et le MSE sont respectivement décrits par :

$$\begin{aligned} e(k) &= d(k) - \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \\ \xi &= E[|e(k)|^2] \\ &= E[|d(k)|^2] - 2\text{re}\{\mathbf{w}^H E[d^*(k)\mathbf{x}(k)]\} + \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)]\mathbf{w} \\ &= E[|d(k)|^2] - 2\text{re}\{\mathbf{w}^H \mathbf{p}_{dx}\} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \end{aligned} \quad (3.12)$$

3.3. Filtrage adaptatif LMS [3]

L'algorithme de filtrage adaptatif LMS est résumé comme suit:

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \\ e(k) &= d(k) - y(k) \\ \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) + \mu e(k)\mathbf{x}^*(k) \end{aligned} \quad (3.13)$$

où $\mathbf{x}(k)$ est le vecteur d'entrée, $d(k)$ est la réponse souhaitée correspondante, et $\mathbf{w}(k)$ est une estimation du vecteur du filtre inconnu. L'exposant $(\cdot)^H$ désigne une transposition hermitienne (c'est-à-dire une transposition combinée à une conjugaison complexe) et l'astérisque désigne une conjugaison complexe.

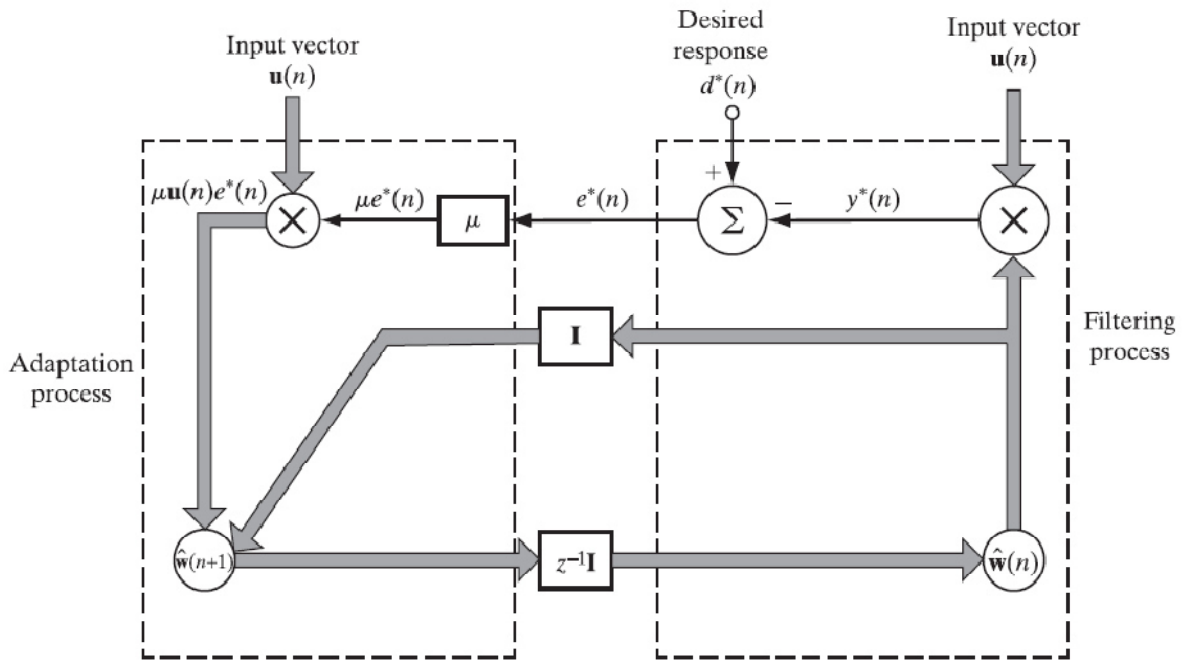


Figure 3.2. Représentation graphique du flux des signaux de l'algorithme LMS [3].

Compte tenu de cet ensemble d'équations, nous pouvons construire un graphique de flux de signaux de l'algorithme LMS, comme illustré à la Figure 3.3. Sur la base de ce diagramme, nous voyons que l'algorithme LMS incarne deux processus de base qui s'appuient continuellement l'un sur l'autre :

3.3.1. Processus de filtrage

Ce premier processus implique deux opérations :

- un calculateur de la sortie, $y^*(k)$, du filtre à réponse impulsionnelle de durée finie (RIF) dans l'algorithme, en réponse au signal d'entrée $\mathbf{x}(k)$, et
- l'autre générant l'erreur d'estimation, $e^*(k)$, en soustrayant $y^*(k)$ de $d^*(k)$.

3.3.2. Processus d'adaptation

Ce deuxième processus consiste à mettre à jour la valeur actuelle du vecteur du filtre estimé $\mathbf{w}(k)$ par une quantité "incrémentale" égale au terme de produit $\mu e(k)\mathbf{x}^*(k)$ pour produire $\mathbf{w}(k + 1)$, où l'incrémentalité est assurée en choisissant une petite valeur pour le paramètre de taille de pas, μ .

Chaque cycle complet de l'algorithme LMS est appelé cycle d'adaptation.

3.4. Applications du filtrage adaptatif LMS [4]

Les filtres adaptatifs sont utilisés dans de nombreuses applications en raison de leur capacité à fonctionner dans des environnements inconnus et changeants. Les applications de filtrage adaptatif peuvent être classées en quatre catégories : identification de système adaptatif, modélisation inverse adaptative, prédiction adaptative et traitement de matrice adaptatif. Dans cette section, nous allons présenter quelques applications du filtrage adaptatif basé sur l'algorithme LMS.

3.4.1. Identification adaptative des systèmes

Une structure d'identification (ou de modélisation) de système adaptatif est illustrée à la figure 3.3, où le filtre adaptatif est placé en parallèle avec un système inconnu à identifier. Le filtre adaptatif fournit un modèle linéaire qui est la meilleure approximation du système inconnu. Le signal d'excitation $\mathbf{x}(k)$ sert d'entrée à la fois au système inconnu et au filtre adaptatif, tandis que $\eta(k)$ représente la perturbation (ou le bruit additif) se produisant dans le système inconnu. L'objectif du filtre adaptatif est de modéliser le système inconnu de sorte que la sortie du filtre adaptatif $y(k)$ corresponde étroitement à la sortie du système inconnu $d(k)$. Ceci peut être réalisé en minimisant le signal d'erreur $e(k)$, qui est la différence entre la réponse physique $d(k)$ et la réponse du modèle $y(k)$. Si le signal d'excitation

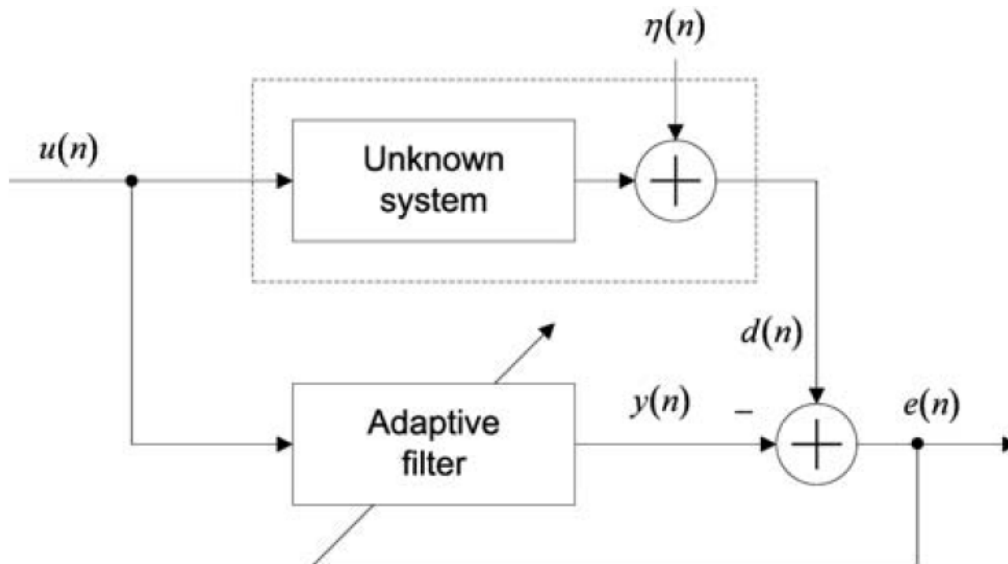


Figure .3.3. Schéma block de l'identification adaptative d'un système [4].

$\mathbf{x}(k)$ est riche en contenu fréquentiel, tel qu'un bruit blanc, et le bruit du système $\eta(k)$ est faible et non corrélé avec $\mathbf{x}(k)$, le filtre adaptatif identifie le système inconnu du point de vue entrée-sortie.

L'identification adaptative du système a été largement appliquée dans l'annulation d'écho [5], le contrôle actif du bruit [6], le contrôle numérique [9], la géophysique [8] et les communications [7]. En fait, de nombreux problèmes peuvent être formulés du point de vue de l'identification adaptative du système. Un exemple typique est l'annulation d'écho acoustique (AEC), qui trouve de nombreuses applications dans les téléphones mains libres, les systèmes de conférence audio (ou vidéo), les appareils auditifs, les systèmes de commande vocale et bien plus encore.

3.4.2. Annulation de l'écho acoustique

L'écho acoustique dans les téléphones mains libres survient lorsque le microphone capte le son émis par le haut-parleur et ses réflexions dans une pièce [5, 10]. La figure. 3.4 montre une configuration AEC générale pour les systèmes de téléphonie mains libres. La parole provenant du locuteur distant est amplifiée et reproduite par un haut-parleur. La sortie du haut-parleur

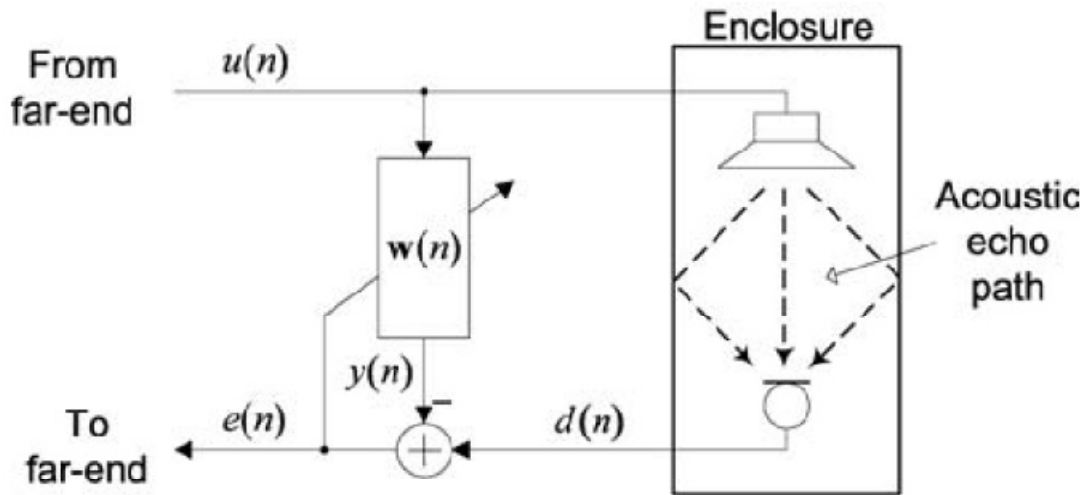


figure. 3.4. Schéma block d'un annulateur de l'écho acoustique [4].

sera capté par le microphone via le trajet de l'écho acoustique dans la pièce. Ce signal est retransmis à l'utilisateur distant où il est perçu comme un écho acoustique. L'utilisateur distant est ennuyé d'écouter sa propre parole retardée par le temps de trajet aller-retour du système.

L'écho acoustique peut être annulé électroniquement à l'aide d'un filtre adaptatif, comme illustré à la figure 3.4 Le filtre adaptatif modélise le trajet de l'écho acoustique entre le haut-parleur et le microphone. La fonction de transfert estimée est utilisée pour filtrer le signal de parole distant $x(k)$ afin de générer une réplique d'écho $y(k)$, qui est ensuite utilisée pour annuler les composantes d'écho acoustique dans le signal de microphone $d(k)$, résultant en signal sans écho $e(k)$.

3.4.3. Adaptive noise cancellation

L'annulation adaptative du bruit (ou des interférences), illustrée à la Figure 3.5 peut être classée comme un problème d'identification de système adaptatif [8]. La réponse du système $d(k)$ consiste en le signal souhaité $s(k)$ corrompu par le bruit $v'(k)$, c'est-à-dire $d(k) = s(k) + v'(k)$.

Puisqu'il existe un chevauchement de spectres entre le signal et le bruit souhaités, les filtres fixes conventionnels peuvent ne pas être une solution efficace pour atténuer ce bruit. Comme le montre la Figure 3.5, le signal d'entrée $u(k)$ consiste

en un bruit $v(k)$ qui est corrélé à $v'(k)$, mais doit être non corrélé avec $s(k)$. Le filtre adaptatif produit un signal de sortie $y(k)$ qui estime $v(k)$. Ainsi le signal d'erreur se rapproche du signal $s(k)$. Si le signal $s(k)$ est considéré comme la perturbation $\eta(k)$ illustrée à la Figure 3.5 et que le trajet du bruit est traité comme le système inconnu, l'annulation adaptative du bruit peut être considérée comme un problème d'identification du système.

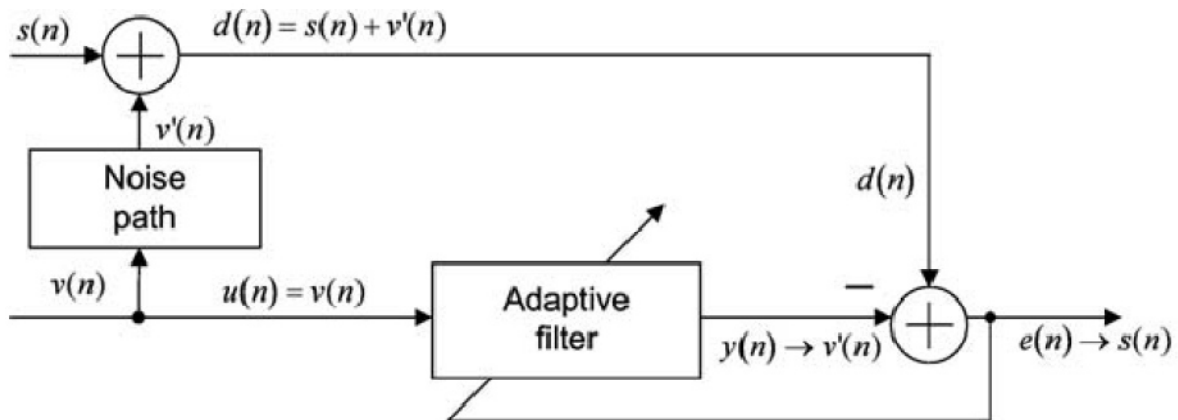


Figure 3.5. Schéma bloc d'un annulateur adaptatif de bruit [4].

Lorsque le signal $s(k)$ est absent pendant les périodes de silence, le signal d'erreur s'approche de zéro et une identification précise du système du chemin de bruit peut être obtenue.

3.5. Annulation des auto-interférences dans un système en duplex intégral par filtrage adaptatif LMS

L'introduction du filtrage adaptatif basé sur l'algorithme LMS dans les systèmes de transmission en duplex intégral permet d'effectuer une annulation des interférences résiduelles présentes dans le signal numérique en bande de base issue de la sortie du système OFDM du récepteur (RX) comme il a été montré dans la figure 2.5 du chapitre 2. L'annulateur adaptatif permet dans ce cas d'identifier le système formé par la chaîne de transmission qui commence de l'entrée de l'IFFT du système OFDM de l'émetteur (TX) jusqu'à la sortie de la FFT du système OFDM du récepteur du même

émetteur-récepteur. Une fois le système est identifier, le filtre adaptatif génère un signal similaire aux auto-interférences résiduelles et qui sera utilisé pour annulé ces derniers.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, le filtrage adaptatif au sens de WIENER ainsi que son algorithme LMS adaptatif ont été présenté et étudié. L'algorithme adaptatif LMS permet de trouver la valeurs optimale du filtre ou du système inconnue d'une manière récursif, il est caractérisé par sa simplicité, sa robustesse et sa complexité de calcul réduite. L'algorithme adaptatif LMS qui peut être configuré comme annulateur adaptatif de bruit, est appliqué dans l'annulation adaptatif des bruits résiduelle dans le signal en bande de base des systèmes de transmission sans fil en duplex intégral.

3.7. Bibliographie

- [1] Paulo S.R. Diniz. 'Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation Third Edition'. Springer. 2008
- [2] S. M. Kay. 'Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory'. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
- [3] Simon Haykin. 'Adaptive Filter Theory Fifth Edition'. Pearson Education Limited. 2014
- [4] Kong-Aik Lee, Woon-Seng Gan, Sen M. Kuo. 'Subband Adaptive Filtering Theory and Implementation'. John Wiley & Sons, Ltd. 2009.
- [5] E. Hansler and G. Schmidt, Acoustic Echo and Noise Control: A Practical Approach, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [4] S. M. Kuo and D. R. Morgan, Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [7] J. R. Treichler, C. R. Johnson and M. G. Larimore, Theory and Design of Adaptive Filters, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [8] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1985.

- [9] B. Widrow and E. Walach, *Adaptive Inverse Control* , Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [10] S. M. Kuo, B. H. Lee and W. Tian, *Real-Time Digital Signal Processing: Implementations and Application*, 2nd edition, Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd, 2006.

Chapitre 04

Simulations et discussions

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous implémentons sous MATLAB un système de communication en duplex intégrale. Les performances de ce dernier seront simulés sous différents conditions. Le but de ces simulations est l'implémentation d'un annulateur adaptatif d'interférences basé sur l'algorithme LMS et l'étude de ces performances.

4.2. Implémentation d'un système en duplex intégrale

Comme est montré dans la figure 4.1, pendant la transmission dans le terminale 1, le signal à partir de la source des données est modulé à des symboles OFDM par le modulateur OFDM et convertis par la suite a un signal analogique par le convertisseur numérique analogique (CNA). Par conséquence, il est converti à la bande radio fréquence est transmis par l'antenne de transmission TX1.

Une portion du signal RF $s_{RF1}(t)$ arrive à l'antenne de réception RX2 du terminal 2, et l'autre portion de $s_{RF1}(t)$ entre dans l'antenne de réception RX1 au niveau du terminal 1 à travers les chemins de la ligne de vue directe et les réflexions.

A l'antenne de réception du terminal 1, le signal reçu est la somme de $h_{SI}(t) * s_{RF1}(t)$ du RX₁, où $h_{SI}(t)$ est la réponse impulsionnel du canal de TX₁ à RX₁ au niveau du terminal 1, et $*$ désigne la convolution du signal.

Le signal $h(t) * s_{RF2}(t)$ du terminal 2, où $h(t)$ est la réponse impulsionnel du canal de TX₂ au niveau du terminal 2 à RX₁ au niveau du terminal 1, et $s_{RF2}(t)$ est le signal reçu du terminal 2.

Le bruit blanc gaussien de type additive (AWGN) $z_{AWGN}(t)$.

Par conséquent, le signal reçu au niveau du terminal 1 s'écrit:

$$\text{Signal reçu} = h_{SI}(t) * s_{RF1}(t) + h(t) * s_{RF2}(t) + z_{AWGN}(t) \quad (4.1)$$

Le signal reçu passe, en premier lieu, par un filtre passe bande, un annulateur analogique des autos interférences et le contrôleur automatique du gain (CAG). Il est

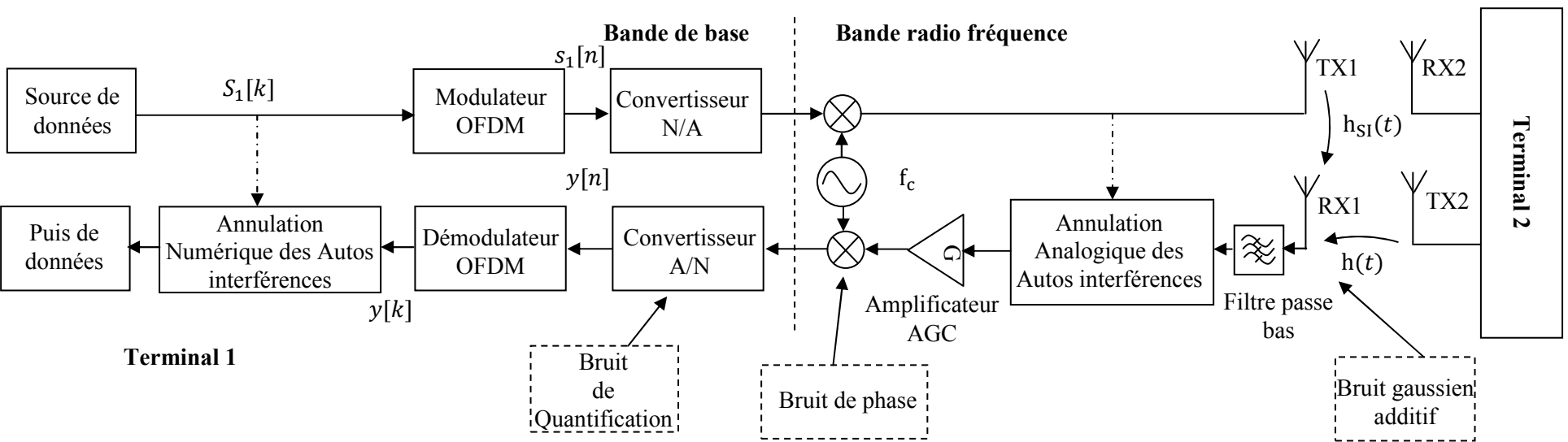


Figure 4.1. Schéma bloc des deux terminaux dans le système en duplex intégrale.

converti par la suite en un signal en bande de base et quantifié dans un convertisseur analogique numérique, où le bruit de phase de l'oscillateur et le bruit de quantification distord le signal. Après ça, la sortie du convertisseur entre dans le démodulateur OFDM. Avant que le signal passe au Puis des données, une annulation numérique des auto-interférences est effectuée pour supprimer d'avantage les auto-interférences.

Dans ce qui suit, la réponse impulsionnel du canal $h_{SI}(t)$ sera référé comme canal SI, et la réponse impulsionnel du canal $h(t)$ sera référé comme la réponse désirée.

4.3. Transmission du signal

Dans la figure ci-dessous, au niveau de l'émetteur, le signal provenant de la source de données

Dans la figure 4.1, le signal provenant de la source de données (après codage correcteur d'erreur, et modulation numérique) est un signal à temps discret $S_1[k]$, qui est alors transformé en $s_1[n]$ par le calcul de la IFFT au niveau du modulateur OFDM, où l'entier k et $n \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$. Le signal discret $s_1[n]$ est alors converti en signal continue dans le temps $s_1(t)$ par le convertisseur numérique/analogique au niveau du convertisseur radio fréquence (RF $s_{RF1}(t) = s_1(t)e^{j \cdot 2\pi f_c t}$, où f_c désigne la fréquence porteuse.

En plus d'être reçu par le terminal 2, une partie du signal RF $s_{RF1}(t)$ revienne au terminal 1 à travers le canal SI avec la réponse impulsionnel $h_{SI}(t)$ et mélangé avec le signal désiré $s_{RF2}(t)$ du terminal 2, après avoir voyagé à travers le canal désiré $h(t)$. A l'antenne de réception RX_1 , le signal reçu après filtrage passe bande deviens:

$$y_{RF}(t) = (h_{SI}(t) * s_1(t) + h(t) * s_2(t))e^{j \cdot 2\pi f_c t} + z_{AWGN}(t) \quad (4.2)$$

Où $z_{AWGN}(t)$ est le bruit blanc gaussien additif dans le canal. Le signal indésirable $h_{SI}(t) * s_1(t)$ es d'être supprimer par l'annulation analogique et numérique

dans les étapes ultérieures, de sorte que le signal désiré $h(t) * s_2(t)$ soit correctement reçu.

4.4. Annulation des interférences

4.4.1. Annulation analogique

Après l'annulation des autos interférences effectuée par l'antenne incorporé dans la réponse impulsionnel du canal $h_{SI}(t)$, l'annulateur analogique dans la figure 4.2 fait les taches suivantes:

1. Obtiens le signal de référence $s_1(t)e^{j \cdot 2\pi fct}$ de la chaine de transmission.
2. Obtiens une estimation de la réponse impulsionnel $h_{SI}(t)$ du canal SI en utilisant des circuits analogique, pour que:

$$h_{SI,AC} = h_{SI}(t) - h_{\Delta,SI,AC}(t) \quad (4.3)$$

Où $h_{\Delta,SI,AC}(t)$ est l'erreur d'estimation de la réponse impulsionnel $h_{SI}(t)$ du canal SI . Notez que $h_{\Delta,SI,AC}(t)$ peut aussi être interprété comme la réponse impulsionnel résiduelle du canal SI après l'annulation analogique.

3. Génère le signal analogique d'annulation $\hat{y}_{SI,AC}(t) = (\hat{h}_{SI,AC}(t) * s_1(t)e^{j \cdot 2\pi fct})$ et le soustraire du signal RF reçu $y_{RF}(t)$.

La sortie de l'annulateur analogique est:

$$\begin{aligned} y_{RF,AC}(t) &= y_{RF}(t) - \hat{y}_{SI,AC}(t) + z_{AWGN}(t) \\ &= \underbrace{(h(t) * s(t))e^{j \cdot 2\pi fct}}_{\text{Signal désiré}} + \underbrace{(h_{\Delta,SI,AC}(t) * s_{SI}(t))e^{j \cdot 2\pi fct}}_{\text{SI résiduels après annulation analogique}} \\ &+ \underbrace{z_{AWGN}(t)}_{\text{Bruit blanc additif}} \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.4.2. Amplification, conversion du RF en bande de base et quantification

Le signal de sortie $y_{RF,AC}(t)$ de l'annulateur analogique passe alors à travers les composantes du système suivantes:

- L'amplificateur avec control automatique du gain (AGC): le signal $y_{RF1,AC}(t)$ est amplifié par le facteur G .
- Le convertisseur RF au bande de base: le signal amplifié $G_{y_{RF1,AC}}(t)$ est sous converti au signal en bande de base $y(t)$, qui est bruité par le bruit de phase $\theta(t)$ à cause du décalage de l'oscillateur entre l'émetteur et le récepteur.
- Le convertisseur analogique numérique (ADC): le signal en bande de base $y(t)$ est converti en signal à temps discret $y[n]$, et il est bruité par le bruit de quantification $z_q[n]$.

D'après la description précédente et l'équation (4.4), le signal $y[n]$ à la sortie du convertisseur (ADC) est donné par:

$$y[n] = \underbrace{G (h[n] * s_2[n])e^{j\theta[n]}}_{\text{Signal désiré avec bruit de phase}} + \underbrace{G (h_{\Delta,SI,AC}[n] * s_1[n])e^{j\theta[n]}}_{\text{SI avec bruit de phase}} + \underbrace{\frac{z_q[n] + z[n]}{\text{quantification et bruit AWGN}}}_{\text{quantification et bruit AWGN}} \quad (4.5)$$

Les variables dans l'équation 4.4 sont décrites comme suit:

- la version échantillonnée des réponses impulsionnelles des canaux $h(t)$, $h_{SI}(t)$ et les signaux porteurs de données $s_1(t)$, $s_2(t)$ sont notés comme $h[n]$, $h_{SI}[n]$, $s_1[n]$ et $s_2[n]$. Ces variables sont supposées d'être (i.i.d.), des distributions gaussiennes complexes avec une valeur moyenne nulle et des variances P_H , $P_{H,SI}$, P_{S1} et P_{S2} .
- La réponse impulsionnelle du canal $h_{\Delta,SI,AC}[n]$ est échantillonnée à partir de $h_{\Delta,SI,AC}(t)$, qui est la réponse impulsionnelle résiduelle du canal après l'annulation analogique.
- La variable $\theta[n]$ est la version échantillonnée du bruit de phase $\theta(t)$, et sa définition va être plus préciser prochainement.
- Le signal $z_q[n]$ désigne le bruit de quantification du CAN avec l'énergie P_q . La définition de $z_q[n]$ et l'énergie P_q vont être préciser prochainement.

- Soit $z_{AWGN}[n]$ la version simplifier du bruit AWGN $z_{AWGN}(t)$ avec l'énergie $P_{z,AWGN}$. Le signal $z[n]$ dans l'équation 4.4 est la version filtré, sous converti et amplifier du bruit AWGN $z_{AWGN}[n]$ à cause au gain du circuit analogique. L'énergie de $z[n]$ est supposée d'être P_z . La relation entre l'énergie du bruit P_z et $P_{z,AWGN}$ vas être expliquer prochainement.
- Finalement, l'expression du gain de l'amplificateur G as être expliquer prochainement en termes des expressions des signaux après la démodulation OFDM

4.4.3. Annulation numérique

L'annulateur numérique supprime les SI résiduelles dans les trois étapes suivantes:

étape 01: effectuer l'estimation du canal pour le chemin $S_1[k] \Rightarrow Y[k]$ montré dans la figure 4.2. En d'autres termes, il obtiens l'estimation du canal $h_{\Delta,SI,AC}[n]$. Une fois la réponse impulsionnel est estimé, cette dernière permet de généré une estimation du bruit résiduelle qui sera utilisée pour annulé ce dernier.

L'estimation du canal $h_{\Delta,SI,AC}[n]$ est faite dans ce travail par filtrage adaptatif basé sur l'algorithme du gradient stochastique LMS.

4.5. Estimation de la réponse impulsionnel résiduelle du canal SI par filtrage adaptatif

D'après la figure 4.2, le filtre adaptatif sera placé de la façon suivante:

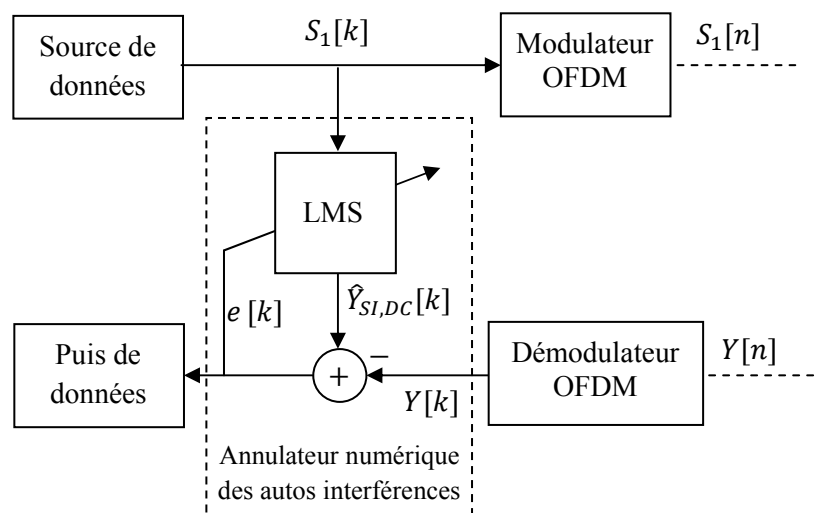


Figure 4.3. Annulation numérique basé sur l'LMS.

L'algorithme de filtrage est résumé comme suit:

$$e[k] = Y[k] - \mathbf{w}[k]^T \times \mathbf{S}_1[k] \quad (4.6)$$

$$\mathbf{w}[k + 1] = \mathbf{w}[k] + \mu \frac{1}{\mathbf{S}_1[k]^T \times \mathbf{S}_1[k] + \varepsilon} e[k] \mathbf{S}_1[k] \quad (4.7)$$

où

$e[k]$: est le signal d'erreur.

$\mathbf{w}[k] = [w[0], w[1], \dots, w[N - 1]]^T$ est le vecteur de filtre de longueur N .

$\mathbf{S}_1[k]$: est l'observation d'entrée (signal d'entrée) de longueur N où $\mathbf{S}_1[k] = [S_1[0], S_1[1], \dots, S_1[N - 1]]^T$.

μ : est le pas d'adaptation.

ε : est le facteur de régularisation.

4.6. Simulations

dans la figure 4.3., le signal $Y[n]$ à l'entrée du démodulateur OFDM est celui défini par l'équation 4.5. comme suit.

$$y[n] = G(h[n] * s_2[n])e^{j\theta[n]} + G(h_{\Delta,SI,AC}[n] * s_1[n])e^{j\theta[n]} + z_q[n] + z[n] \quad (4.6)$$

Afin de simplifier l'étude, nous supposons dans cette simulation que le bruit de quantification $z_q[n] = 0$, le bruit de phase $e^{j\theta[n]} = 1$ et le gain $G = 1$. Par conséquent, l'équation (4.6) devienne:

$$y[n] = h[n] * s_2[n] + h_{\Delta,SI,AC}[n] * s_1[n] + z[n] \quad (4.8)$$

$s_1[n]$: est le signal OFDM1;

$s_2[n]$: est le signal OFDM2;

$h[n]$: est la réponse impulsionnel du chemin directe entre TX2 et RX1.

$h_{\Delta,SI,AC}[n]$: est la réponse impulsionnel du chemin des autos interférences entre TX1 et RX1.

Nous considérons les paramètres de simulation suivants.

Tableau 4.1. Paramètres de simulation.	
nFFT pour OFDM 1 et 2	1024
Préfix cyclique	16
SNR (dB)	0, 5, 10, 15, 20, 25, 30
SIR (dB)	-5
Le type de modulation numérique	BPSK
La longueur du filtre LMS N	5
Le pas d'adaptation μ	0.1
Le paramètre de régularisation ε	0.0001
La valeur initiale du vecteur du filtre \mathbf{w}	$[0, 0, \dots, 0]^T$

Les canaux de transmission utilisés sont des canaux multi trajets. Nous supposons aussi que le terme $h[n] * s_2[n]$ de l'équation 4.7 est connu.

L'aptitude de l'annulateur numérique à annuler les interférences résiduels est mesuré par la capacité d'identification du canal SI par le filtre adaptatif.

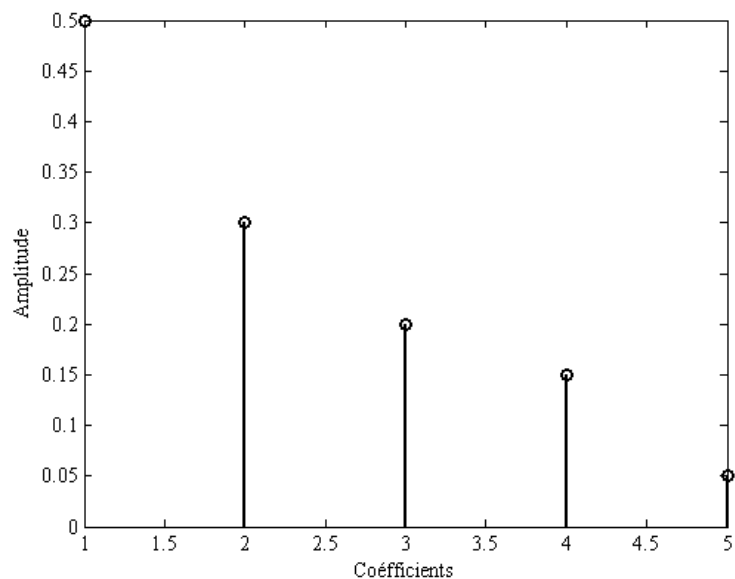


Figure 4.4. Répons impulsionnelle du canal SI.

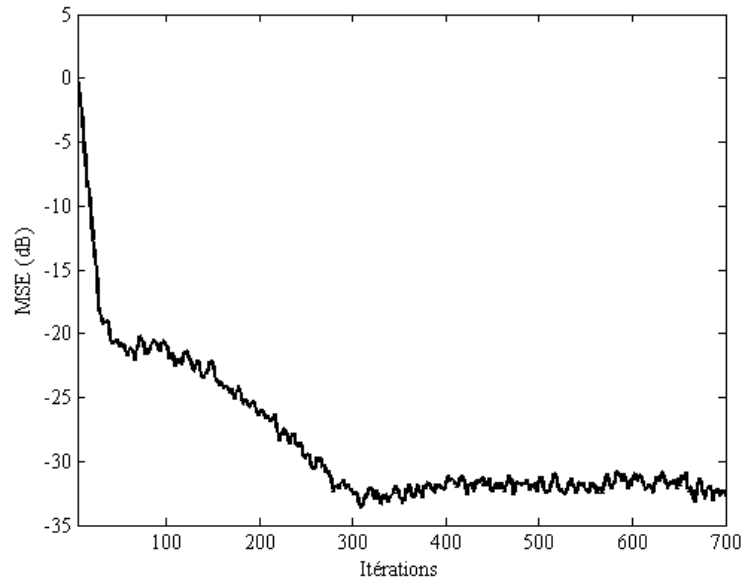


Figure 4.5. Convergence du filtre LMS.

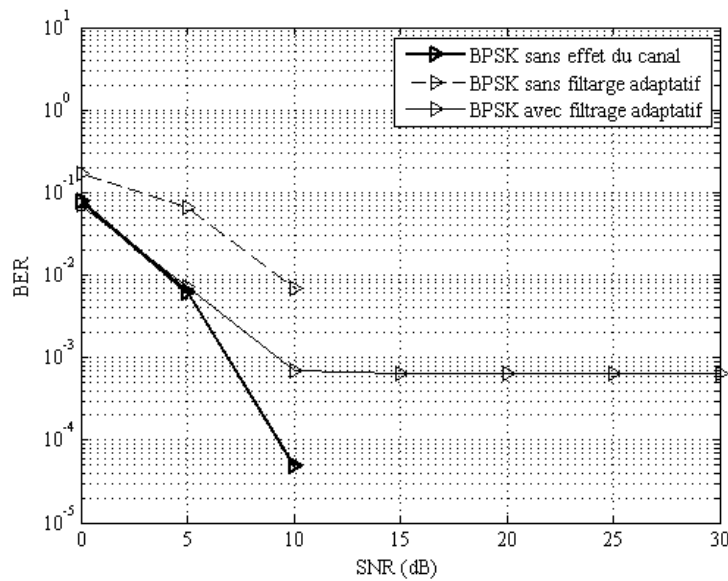


Figure 4.6. Taux d'erreur binaire pour une modulation BPSK et sans canal SI, BPSK avec canal SI et sans filtrage adaptatif et le cas BPSK avec filtrage adaptatif.

La figure 4.5. montre la convergence de l'algorithme LMS lors de son estimation du bruit résiduel, il est claire d'après cette figure que l'état stable est atteint

après 300 itérations. La valeur obtenue, du vecteur du filtre, après convergence est une estimation de la réponse impulsionnel du canal SI.

La figure 4.6 montre le taux d'erreur binaire obtenue pour une modulation numérique BPSK est pour trois cas différents.

Le premier cas correspond à des autos interférences qui passent vers le récepteur RX1 sans effet du canal, en d'autre terme le canal SI ne distorde pas le signal OFDM provenant du TX1. C'est le cas idéale, et le BER diminue vers son plus faible niveau pour un niveau du bruit blanc correspondant à un SNR égale à 10 dB.

Le deuxième cas est le cas avec un canal SI multi trajets dont la réponse impulsionnel est montré dans la figure 4.4. Il est claire que le BER atteint des augmentations importantes pour les différents valeurs du SNR, et cela est due à l'effet du canal SI qui distorde les autos interférences provenant de TX1.

Le troisième cas est le cas avec un canal SI et avec l'annulation numérique basé sur l'algorithme LMS. Dans ce cas, le BER diminue et ce rapproche du cas idéale ce qui est due à l'effet de l'annulation adaptatif des autos interférences basé sur l'algorithme LMS.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre un système de communication en duplex intégral à été décrit en détails et implémenté sous MTLAB. Le problème des autos interférences à été traité par filtrage adaptatif basé sur l'algorithme du gradient stochastique LMS. Les simulations effectuées ont montrés les différents performances du système en duplex intégral sous différents conditions du bruits blanc et du canal des autos interférences à effet multi trajets. L'algorithme de filtrage adaptatif LMS à prouvez son efficacité dans l'estimation des autos interférences, où ces derniers ont été suffisamment réduites.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté l'étude et l'implémentation d'un annulateur adaptatif des autos interférences dans un réseau sans fil à duplex intégral. Une analyse théorique et expérimentale des performances de ce système ainsi que son implémentation sous MATLAB à été réalisé. Nous avons présenté une étude des techniques de communication des données sans fil en duplex intégral leurs principe de bases, leur architecture ainsi que leurs champs d'applications.

Les techniques de l'annulation des auto-interférences ont été présentés, leurs différents natures et types ainsi que les systèmes d'annulation correspondants.. Nous avons entamé la conception d'un filtre adaptatif LMS pour l'annulation des auto-interférences où nous avons décrit en détails le principe du filtrage adaptatif au sens de Wiener ainsi que le principe et les différents types des algorithmes de filtrage adaptatifs.

Nous avons implémenté et simulé sous MATLAB les différentes le systèmes de transmission en duplex intégrale. Les simulations que nous avons effectuées, ont montrées que l'annulation numérique basée sur l'algorithme du gradient stochastique LMS donne de bonne résultats en terme d'annulation des autos interférences