

Thèse de doctorat
présentée à
l'UNIVERSITÉ POLYTECHNIQUE HAUTS-DE-FRANCE

Pour l'obtention du grade de
Docteur en Sciences
Spécialité : **Électronique**

par
Sélima SAHRAOUI

Laboratoire d'accueil : Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie,
Département Opto-Acousto-Électronique (IEMN/DOAE) – UMR CNRS 8520

École doctorale : 072 Sciences pour l'Ingénieur (SPI), Lille Nord-de-France

Contribution à l'estimation des canaux relatifs aux signaux utile et
interférent dans un système full-duplex dédié aux communications
véhiculaires

Soutenue le 28/03/2019 à Valenciennes, devant le jury composé de :

Président de jury **Mounira MSAHLI**, MdC à l'école Télécom Paristech, France
Rapporteurs **Geneviève BAUDOIN**, Professeur à l'ESIEE, Paris, France
Mohamed HIMDI, Professeur à l'IETR, Université de Rennes1, France
Examineur **Ahmed ELTAWIL**, Professeur à l'EECS et l'ISC, Irvine, USA
Directeur de thèse **Atika RIVENQ**, Professeur à l'UPHF, Valenciennes, France
Co-encadrant **Michael BOCQUET**, MdC à l'UPHF, Valenciennes, France
Co-encadrant **Yassin EL HILLALI**, HDR à l'UPHF, Valenciennes, France

À ma famille.

Mon père, dont la persévérance et le sens du sacrifice m'ont servi d'exemples.

Ma mère, à qui je dois tant.

À mon mari qui m'a soutenu dans les moments difficiles et qui a toujours cru en moi.

Aucune dédicace, aucun mot ne pourrait exprimer à leur juste valeur la gratitude et l'amour que je vous porte.

C'est avec une immense joie que je vous dédie ce travail.

Remerciements

Au terme de cette thèse, je tiens à remercier chaleureusement tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de mes travaux et à leur adresser mes plus vives et cordiales sympathies.

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements sincères à Mme. Atika RIVENQ pour avoir dirigé cette thèse et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions. Je la remercie pour ses qualités humaines et pour l'expérience que j'ai vécue au états-unis grâce à la collaboration qu'elle a instauré avec l'université d'irvine en Californie.

Je voudrais remercier tout particulièrement M. Michael BOCQUET qui m'a suivi tout au long de mon travail. Je tiens à le remercier pour sa disponibilité et l'intérêt qu'il a porté à l'avancée de mes travaux de recherches. Je le remercie également pour ses relectures et ses corrections de mes travaux.

Mes remerciements s'adressent également à M. Yassin EL HILLALI pour son encadrement. Je tiens particulièrement à le remercier pour la liberté d'action qu'il m'a donnée à chaque étape de la thèse.

Mes sincères remerciements s'adressent au professeur Ahmed ELTAWIL pour sa disponibilité et ses interventions qui m'ont beaucoup apporté durant mon travail de thèse.

Je tiens à remercier vivement Mme Geneviève BAUDOIN, Professeur à l'ESIEE de paris et M. Mohamed HEMDI, Professeur à l'IETR à Université de Rennes1 de m'avoir fait l'honneur de rapporter ce travail. Je remercie également Mme. Mounira MSAHLI, Maître de conférence à l'école Télécom Paristech, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Un remerciement distingué à Sergey SHABOYAN pour son aide, son écoute et ses

conseils. Les échanges que l'on a eus ont permis d'améliorer de manière significative les résultats de mes travaux.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à ma famille : Mes parents, mes beaux-parents et mon mari qui m'ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de ma thèse. Les rendre fiers est pour moi un grand accomplissement et c'est ce qui m'a aidé dans les moments difficiles. Je remercie aussi mon frère et ma soeur ainsi que tous mes proches et amis Amina, Wided, Sara, Amira, Marwen, Eissa Ilyes et helmi pour les moments formidables passés en leur compagnie. Je tiens à remercier finalement tous les doctorants et amis du laboratoire IEMN-DOAE avec lesquels j'ai passé d'agréables moments.

Résumé

Dans ces travaux de thèse, nous proposons de nouvelles méthodes d'estimation de canal pour un système full-duplex dédié aux communications véhiculaires. Les deux canaux relatifs au signal utile (SOI) et au signal interférant (SI) sont estimés. Les méthodes que nous proposons sont classées selon si les pilotes des deux signaux sont envoyés séparément ou simultanément. Dans le cas de la transmission séparée des pilotes, nous proposons un algorithme se basant sur un positionnement dynamique des pilotes ainsi qu'une méthode hybride qui combine l'approche du changement de position des pilotes avec l'emploi des séquences d'apprentissage en début de trame. Nous proposons également une méthode visant à optimiser l'estimation classique qui se base sur une séquence d'apprentissage en améliorant l'estimation au niveau de chaque symbole préambule. Dans le contexte d'une transmission simultanée des pilotes, nous proposons deux algorithmes visant à améliorer les performances d'estimation par rapport aux méthodes existantes. Dans la première méthode proposée, les deux canaux SI et SOI sont estimés dans le domaine fréquentiel à l'aide des itérations de Landweber. La seconde proposition consiste à utiliser une matrice de projection afin d'éviter le bruit engendré par les données inconnues du signal SOI lors de l'estimation. Finalement, nous proposons une méthode d'estimation de canal sélectif en temps et en fréquence pour des fréquences doppler faibles à modérées. Certaines méthodes proposées sont implémentées dans un système full-duplex expérimental qui a recours aux antennes reconfigurables pour réaliser l'annulation passive.

Mots-clefs Full-duplex, annulation numérique, estimation de canal, reconfiguration de pilotes, système expérimental.

Abstract

In this work of thesis, we propose new channel estimation approaches for a full-duplex system dedicated to vehicular communications. Both the self-interference (SI) and intended (SOI) channel are estimated. We propose different estimation methods according to whether the pilots of the signals are transmitted jointly or separately. In the separate transmission, an estimation based on a new pilot configuration is proposed as well as a hybrid method which use both pilot configuration and training sequences. We also propose an optimisation of the conventional training-based method. It consists of improving the estimation of each training symbol. In the joint transmission, we propose two algorithms that aims to improve the estimation performances compared to the existing methods. In the first proposed method, the two channels are first estimated in the frequency domain using the Landweber iterations. The second proposition consists of using a projection matrix to manipulate only the pilots and avoid the noise that is caused by the SOI unknown data. Finally, we propose a time and frequency-selective channel estimation for low and medium doppler frequency. Some of the proposed estimators are implemented on a real Full Duplex communication system which use Multi-reconfigurable antennas to perform the passive cancellation.

Keywords Full-duplex, digital cancellation, channel estimation, pilot reconfiguration, experimental system.

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	iii
Abstract	v
Table des matières	vii
Table des figures	xiii
Liste des tableaux	xvii
Liste des abréviations	xix
Notations mathématiques	xxiii
Introduction générale	1
1 État de l’art des systèmes de communications véhiculaires	7
1.1 Introduction	8
1.2 Les systèmes de transports intelligents	8
1.2.1 Contexte et services des systèmes de transports intelligents	8
1.2.2 Fonctionnement des STI	11
1.3 Les communications véhiculaires	12
1.3.1 Les types de communications véhiculaires	12
1.3.1.1 Communication V2V « Véhicule à Véhicule »	12
1.3.1.2 Communication V2I « Véhicule à Infrastructure »	13
1.3.1.3 Communication hybride	13
1.3.1.4 La contribution pour la conduite automatisée	14

1.3.2	Exigences principales des communications véhiculaires	15
1.3.3	Projets et études portant sur la communication véhiculaire .	16
1.3.3.1	Projets internationaux	16
1.3.3.2	Projets européens	17
1.4	Les standards de communications véhiculaires	21
1.4.1	IEEE 802.11p/ITS-G5	21
1.4.1.1	Normes et définitions	21
1.4.1.2	Travaux réalisés au niveau de IEEE 802.11p	22
1.4.2	LTE-V	24
1.4.2.1	Normes et définitions	24
1.4.2.2	Travaux réalisés au niveau de la LTE-V	25
1.5	Les limites des technologies existantes	26
1.5.1	LTE-V	27
1.5.2	IEEE 802.11p	28
1.6	La cinquième génération (5G)	28
1.6.1	Attentes liées à la 5G	29
1.6.2	Projets autour de la 5G	31
1.6.3	Défi de la 5G dans l'industrie automobile	34
1.6.4	Technologies de la 5G	35
1.6.4.1	Massive MIMO	35
1.6.4.2	mmWAVE	36
1.6.4.3	IoT	37
1.6.4.4	Radio Intelligente	38
1.6.4.5	La communication D2D	40
1.6.4.6	Full-Duplex	41
1.6.5	Comparaison entre les technologies de la 5G	42
1.7	Conclusion	42
2	Les systèmes de communications full-duplex	43
2.1	Introduction	45
2.1.1	Définition	45
2.1.2	TDD	45
2.1.3	FDD	46
2.1.4	FD	46
2.1.5	Avantages des communications FD	47
2.2	Problématique et solutions	48

2.2.1	Problématique	48
2.2.2	Méthodes d'annulation d'interférences	48
2.3	Annulation Passive	49
2.3.1	Définition	49
2.3.2	Méthodes d'annulation passives	49
2.3.2.1	Annulation par séparation d'antennes	49
2.3.2.2	Annulation par positionnement	50
2.3.2.3	Annulation par polarisation	50
2.3.2.4	Annulation par isolation	51
2.3.3	État de l'art des annulations passives	51
2.3.4	Tests annulations passives	52
2.3.4.1	Expérimentations	52
2.3.4.2	Comparaison des résultats	52
2.4	Annulation Active	56
2.4.1	Définition et principe	56
2.4.2	Étapes d'annulation analogique	57
2.4.2.1	Inversion du signal	57
2.4.2.2	Ajustement de délai et d'atténuation	58
2.4.2.3	Annulation par combinaison	58
2.4.3	État de l'art des annulations analogiques	59
2.5	Annulation numérique	60
2.5.1	Annulation active numérique	60
2.5.2	État de l'art sur l'annulation numérique	61
2.6	Limites d'annulation d'interférences	63
2.6.1	Le bruit de quantification	64
2.6.2	Le déséquilibre I / Q	64
2.6.3	Le bruit de non linéarité	66
2.6.4	Le bruit de phase	66
2.6.5	Estimation des deux canaux	67
2.7	Conclusion	69
3	Estimation des deux canaux SI et SOI par transmission séparée de pilotes	71
3.1	Introduction	72
3.2	Description du système FD	73
3.3	Modélisation des deux canaux	74

3.4	Estimation du bruit de phase dans un système FD	77
3.5	Présentation de la méthode d'estimation de canal existante pour un système FD	80
3.5.1	Modèle du système de la méthode PSEQ	80
3.5.2	Estimation de la méthode PSEQ	82
3.5.2.1	Résultats de simulation de la méthode PSEQ	82
3.6	Méthodes d'estimation proposées	86
3.6.1	Méthode basée sur le positionnement dynamique des pilotes (PDP)	86
3.6.1.1	Modèle du système de la méthode PDP	86
3.6.1.2	Estimation de la méthode PDP	86
3.6.1.3	Résultats de simulations de la méthode PDP	88
3.6.2	Méthode hybride	91
3.6.2.1	Modèle du système de la méthode hybride	91
3.6.2.2	Estimation à l'aide de la méthode hybride	92
3.6.2.3	Résultats de simulations de la méthode HYB	93
3.6.3	Méthode améliorant l'estimation d'un préambule	96
3.6.3.1	Modèle de la méthode ASEQ	97
3.6.3.2	Estimation à l'aide de la méthode ASEQ	98
3.6.3.3	Résultats de simulation de la méthode ASEQ	99
3.7	Conclusion	101
4	Estimation des deux canaux SI et SOI par transmission jointe des pilotes	103
4.1	Introduction	104
4.2	État de l'art des estimations dans les systèmes FD	105
4.2.1	Méthode LS pour l'estimation du canal SI	106
4.2.1.1	Modèle du système pour l'estimation du canal SI	106
4.2.1.2	Méthode d'estimation LS du canal SI	107
4.2.1.3	Résultats de simulations	108
4.2.2	Estimation des deux canaux par une méthode itérative	109
4.2.2.1	Modèle du système de la méthode IEJ	110
4.2.2.2	Estimation à l'aide de la méthode IEJ	111
4.2.2.3	Résultats de simulations	111
4.3	Méthodes d'estimation proposées	113
4.3.1	Méthode basée sur les itérations Landweber	113

4.3.1.1	Modèle du système de la méthode Landweber	113
4.3.1.2	Estimation basée sur la méthode de Landweber	114
4.3.1.3	Résultats de simulations	115
4.3.2	Méthode d'estimation conjointe sans affectation du bruit	117
4.3.2.1	Modèle du système de la méthode ESB	118
4.3.2.2	Estimateur proposé pour la méthode ESB	119
4.3.2.3	Résultats de simulations de la méthode ESB	120
4.4	Caractéristiques du canal	124
4.4.1	Canal sélectif en fréquence	124
4.4.2	Canal sélectif en temps	124
4.4.3	Effet Doppler	125
4.5	Cas de canal variant dans le temps	127
4.5.1	Méthode d'estimation de canal à variation lente	127
4.5.1.1	Modèle du système de la méthode d'estimation de canal à variation lente	128
4.5.1.2	Méthode d'estimation proposée	129
4.5.1.3	Résultats de simulations	130
4.6	Conclusion	136
5	Implémentation des méthodes d'estimations de canal dans un système FD expérimental	139
	Introduction	140
5.1	Etat de l'art des systèmes FD expérimentaux	141
5.1.1	Mise en place d'un système FD par l'université de Waterloo	141
5.1.2	Mise en place d'un système FD par l'université de Rice	142
5.1.3	Mise en place d'un système FD par l'université de Stanford	145
5.2	Etude du système FD expérimental	147
5.2.1	Annulation passive	147
5.2.1.1	Principe de fonctionnement de l'antenne reconfigurable	148
5.2.1.2	Cas d'application pour la transmission FD	148
5.2.1.3	Performances d'annulation	149
5.2.2	Annulation numérique	150
5.3	Description du système FD considéré	150
5.3.1	Dispositif expérimental	150
5.3.2	Transmission du signal	152
5.3.3	La réception du signal	154

5.4	Test d'annulation passive	157
5.4.1	Test sur les antennes reconfigurables	157
5.4.2	Avantage de l'utilisation des antennes reconfigurables	158
5.5	Annulation numérique : test des estimateurs	161
	Conclusion	165
	Conclusion générale et perspectives	167
	Bibliographie	182

Table des figures

1.1	Les systèmes de transport intelligents (source : ETSI 2008)	9
1.2	Services fournis à l'utilisateur par les STI	10
1.3	Chaîne d'information des services STI	12
1.4	Communication V2V	13
1.5	Communication V2I	14
1.6	Communication V2X	15
1.7	Services fournis à l'utilisateur par les STI	29
1.8	Massive MIMO	35
1.9	Ondes millimétriques	37
1.10	IoT et applications	38
1.11	Principe de la radio intelligente	39
1.12	D2D	40
1.13	Exemple de communication full duplex	41
2.1	Les différents modes de transmission	45
2.2	Interférence dans un système FD	48
2.3	Annulations d'interférences	49
2.4	Réponse impulsionnelle des canaux interférant selon la position des antennes	55
2.5	Puissance reçue selon l'expérience à l'aide d'antennes omnidirectionnelles	55
2.6	Puissance reçue selon l'expérience à l'aide d'antennes directives	55
2.7	Comparaison des puissances reçues selon la nature de l'antenne : (a) Relais (b) Poignées (c) Rétroviseurs (d) Phares	56
2.8	Principe de l'annulation analogique	57
2.9	Gauche : Prémixeur - Droite : Post-mixeur	57
2.10	Annulation analogique à l'aide de lignes à retard	60

2.11 Déséquilibre de puissance entre deux signaux	65
2.12 Plage limitée de conversion	65
2.13 Scénario de propagation sans fil	68
3.1 Chaîne de communication du système FD	74
3.2 (Haut) Structure de la trame du signal interférant (Bas) Structure de la trame du signal utile	80
3.3 (a) Symboles SI transmis (b) Symboles SOI transmis	81
3.4 BER du signal reçu en fonction du SNR pour différentes constellations	84
3.5 Comparaison du débit du HD et du FD en fonction du SNR	85
3.6 Comparaison du SINR avec et sans SI	85
3.7 (a) Structure des symboles SI (b) Structure des symboles SOI	87
3.8 Performance de la méthode PDP en terme de BER	90
3.9 Performance de la méthode PDP en terme de SINR	90
3.10 Performance de la méthode PDP en terme de débit	91
3.11 Performance de la méthode HYB en terme de BER	93
3.12 Performance de la méthode HYB en terme de SINR	94
3.13 Performance de la méthode HYB en terme de débit	94
3.14 Evolution du SINR en fonction des symboles traités pour les différentes méthodes	95
3.15 SINR en fonction du nombre de symboles préambules pour la méthode PSEQ	96
3.16 Performances de la méthode ASEQ en terme de BER	99
3.17 Performances de la méthode ASEQ en terme de SINR	100
3.18 Performances de la méthode ASEQ en terme de débit	100
4.1 Nouvelle chaîne de communication FD	108
4.2 MSE du canal SI en fonction du SIR	109
4.3 MSE du canal SOI en fonction du SNR selon les itérations	112
4.4 Comparaison de la méthode Landweber avec les méthodes existanteS en terme de SINR	116
4.5 Comparaison de la méthode Landweber avec les méthodes existantes en terme de débit	117
4.6 Comparaison des deux méthodes IEJ et ESB en terme de MSE du canal SOI	121
4.7 Comparaison des deux méthodes IEJ et ESB en terme de MSE du canal SI	121

4.8	Comparaison des performances de toutes les méthodes en terme de débit	122
4.9	Comparaison des performances de toutes les méthodes en terme de SINR	123
4.10	Fonction d'autocorrélation normalisée relative à un trajet du canal .	126
4.11	Représentation spectrale de la fonction d'autocorrélation	126
4.12	(a) Positionnement type peigne (b) Positionnement type bloc	127
4.13	Performances de toutes les méthodes en terme de BER pour $f_d=100$	131
4.14	Performances de toutes les méthodes en terme de BER pour $f_d=600$	131
4.15	Performances de toutes les méthodes en terme de débit pour $f_d=100$	133
4.16	Performances de toutes les méthodes en terme de débit pour $f_d=600$	133
4.17	Performances de toutes les méthodes en terme de SINR pour $f_d=100$	134
4.18	Performances de toutes les méthodes en terme de SINR pour $f_d=600$	134
4.19	SINR de toutes les méthodes en fonction des symboles traités selon les valeurs de f_d	135
4.20	BER de toutes les méthodes en fonction des symboles traités selon les valeurs de f_d	136
5.1	Méthode d'annulation analogique réalisée dans [Kha]	143
5.2	Chaîne de communication réalisée dans [DS10]	143
5.3	débit du signal reçu en fonction de la puissance émise selon les combinaisons d'annulations	144
5.4	Structure en cascade pour l'annulation analogique réalisée dans [BK14]	145
5.5	Puissance obtenue suite aux différentes annulations réalisées dans [BK14]	147
5.6	Antenne reconfigurable (MRA)	149
5.7	Description du système FD expérimental	151
5.8	Expérimentation FD	152
5.9	Séquence dédiée à la sélection du diagramme optimal	153
5.10	Description des deux signaux SI et SOI	156
5.11	Puissance reçue des deux signaux SI et SOI en fonction de la distance de la baseline	157
5.12	Test expérimental basé sur les changements de distances	158
5.13	Puissances reçues des deux signaux SI et SOI en fonction de la distance	159
5.14	Antennes utilisées pour les deux expériences	159
5.15	Comparaison de l'amplitude des signaux reçus pour les deux expériences	160
5.16	BER du signal SOI pour les deux expériences	161

5.17 Test expérimental réalisé en outdoor	162
5.18 SINR en fonction du temps pour les trois méthodes PDP, Hybride et PSEQ	163
5.19 Comparaison du SINR des méthodes IEJ, Landweber et LS	164

Liste des tableaux

1.1	Services à tester par le projet Intercorr selon les pays participants . . .	19
1.2	Comparaison entre les performances de la 4G et de la 5G	30
1.3	Propositions technologiques pour la 5G	42
2.1	Paramètre de positionnement des antennes selon les expériences. . . .	53
2.2	Puissance reçue selon l'expérience réalisée.	54
2.3	Avantages et inconvénients des méthodes d'annulations.	62
3.1	Comparaison de l'annulation et du facteur de Rice selon le type d'an- tenne.	75
3.2	Paramètres	89
5.1	Techniques d'annulation réalisées par l'université de Waterloo [Kha]	142
5.2	Techniques d'annulation réalisées par l'université de Rice [DS10]. . .	144
5.3	Techniques d'annulations réalisées par l'université de Stanford [BK14]	146
5.4	Bilan des techniques d'estimation par envoi séparé des pilotes	171
5.5	Bilan des techniques d'estimation par envoi simultané des pilotes . . .	171

Liste des abréviations

A

AGC	Gain de contrôle automatique
AWGN	Additive White Gaussian Noise

B

BER	Taux d'erreur binaire
BSS	Ensemble de services de base

C

CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CICAS	projet Cooperative Intersection Collision Avoidance Systems
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CPE	Erreur de phase commune
CR	Cognitive Radio
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance

D

D2D	Communication directe entre dispositifs
DL	Downlink - Liaison descendante

E

EC	Estimation de canal
----	---------------------

F

FD	Full Duplex
FDD	Duplex à Division de Fréquence
FFT	Fast Fourier transform - Transformée de Fourier rapide
FPGA	Field Programmable Gate Array

H

HD	Half Duplex
HTC	Communications de Type Humain
HYB	Méthode hybride
I	
I Q	In Phase Quadrature
ICI	Interférences entre porteuses
IEJ	Méthode Itérative avec Estimation Jointe des canaux
IFSTTAR	L'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement
IoT	Internet Of Thing - Internet des Objets
ISI	Interférence entre les symboles
IVBSS	projet Integrated Vehicle-Based Safety Systems
L	
LNA	Low Noise Amplifier - Amplificateur à faible bruit
LOS	Visibilité directe - Line Of Sight
LS	Méthodes des moindres carrés
LTE	Long Term Evolution
LTE-V	Long Term Evolution for Vehicule
M	
mmWave	Millimeter Wave - Ondes millimétriques
M2M	Machine à machine
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRA	Multi Reconfigurable Antenna - Multiple antenne reconfigurable
MSE	Mean Square Error - Erreur quadratique moyenne
MTC	Communications de Type Machine
N	
NLOS	Pas de visibilité directe - No Line Of Sight
NGMN	Next Generation Mobile Networks
O	
OBU	On Board Unit
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
P	

PC	Préfixe cyclique
PDP	Positionnement dynamique des pilotes
PER	Taux d'erreur paquets
PPS	Impulsion par seconde
Q	
QoS	Qualité de service
R	
RF	Radio frequency - radiofréquence
RFID	Identification par radiofréquence
RSSI	Received Signal Strength Indication - Indicateur de puissance du signal reçu
RSU	Road Side Unit
RWW	Road Works Warning
S	
SDR	Software Defined Radio - Radios logicielles
SI	Signal Interference
SINR	Signal to Interference Noise Ratio - Rapport signal à bruit d'interférence
SIR	Signal to Interference Ratio - Rapport signal à interférence
SNR	Signal to Noise Ratio - Rapport Signal à Bruit
SOI	Signal Of Interest
STI	Systèmes de Transport Intelligents
T	
TDD	Répartition dans le temps
TIC	Technologies de l'Information et de Communication
U	
UE	User equipment
UIT	Union internationale des télécommunications
UL	Uplink - Liaison montante
V	
V2G	Véhicule à Grille
V2H	Véhicule à Maison
V2I	Véhicule à Infrastructure
V2N	Véhicule à Réseau

V2P	Véhicule à Piétons
V2V	Véhicule à Véhicule
V2X	Véhicule à Tout
VII	projet Vehicle Infrastructure Integration
VoIP	Voice over IP
W	
WAVE	Wireless Access in Vehicular Environment

Notations mathématiques

$\mathbb{E}\{\cdot\}$	Espérance mathématique
$(\cdot)^H$	Hermitienne de la matrice
$(\cdot)^\dagger$	Pseudo inverse de la matrice
$*$	Produit de convolution
\otimes	Produit de Kronecker
$(\cdot)^{-1}$	Inverse de la matrice

Introduction générale

Le déploiement de l'industrie automobile a connu un essor fulgurant depuis plusieurs décennies en raison de la production de plus en plus importante de véhicules. En France, le CCFA (Comité des Constructeurs Français d'Automobiles) a estimé le parc automobile en circulation à plus de 39 millions de véhicules en 2018. Cependant, le nombre d'accidents augmente avec le nombre de véhicules. En effet, les différentes enquêtes réalisées par l'OMS (Organisation Mondiale pour la Santé) ont permis de fournir plusieurs résultats alarmants. D'après ces statistiques, les accidents de la route sont la première cause de décès chez les jeunes de moins de 30 ans et entraînent près de 1,25 millions de morts et 20 à 50 millions de blessés chaque année. De plus, d'après le bilan de l'ONISR (Observatoire National Interministériel de Sécurité Routière), 90% des accidents sont dus aux facteurs humains. Selon les estimations, si des solutions pour remédier à cela ne sont pas élaborées, les accidents de la route pourraient devenir la septième cause de mortalité d'ici 2030.

Depuis quelques années, le monde de l'automobile fait de plus en plus appel aux systèmes de communications sans fil, dans le but de répondre aux exigences de sécurité. Les alertes d'accidents, l'identification d'obstacles potentiellement dangereux ou encore le partage d'information sur l'état du trafic sont des services considérés comme fondamentaux pour améliorer la conduite et assurer la sécurité routière. Afin de rendre possible ces services, un nouveau concept dédié au développement des systèmes de transport à vu le jour : Il s'agit des Systèmes de Transport Intelligents (STI). Les STI consistent à exploiter les différentes technologies (électronique, télécommunication, traitement et contrôle de l'information) qui révolutionneront les interfaces entre le véhicule, le conducteur et la route.

Toujours dans le but d'améliorer la sécurité routière et de prévenir les collisions entre véhicules, plusieurs travaux se sont focalisés sur le développement de nouveaux capteurs dédiés à équiper les véhicules. Ces véhicules deviennent de plus en plus

intelligents et capables de détecter les obstacles potentiellement dangereux. Il est donc nécessaire de partager des informations entre les véhicules (V2V) d'une part et entre les véhicules et les infrastructures (V2I) d'autre part. L'objectif est de faire coopérer plusieurs véhicules par la transmission d'information à travers des réseaux de télécommunications sans fil.

Au cours de ces dernières années, les réseaux sans fil véhiculaires, *Wireless Access in Vehicular Environment (WAVE)*, ont commencé à attirer l'attention des industriels et de la recherche. Il existe actuellement deux standards sur lesquels se basent les transmissions véhiculaires à savoir la technologie *LTE-V (Long Terme Evolution)* et la norme *IEEE 802.11p (ITS-G5)*. Ces deux standards sont utilisés dans le but d'assurer les besoins en terme de communications véhiculaires. Cependant, plusieurs recherches et tests montrent que ces systèmes ne sont pas capables de répondre aux exigences actuelles et futures des communications véhiculaires. En effet, les performances obtenues à l'aide des systèmes *LTE* et *ITS-G5* ne permettent pas d'atteindre les besoins fondamentaux pour assurer la sécurité routière tels que la fiabilité et le temps de latence. De plus, avec les nouvelles technologies émergentes comme la transmission par vidéo, les communications véhiculaires nécessitent des débits qui ne sont pas atteints avec les standards actuels.

C'est grâce aux besoins de nouvelles solutions que le réseau *5G* a vu le jour. Il s'agit de la nouvelle génération de communication dont le déploiement est prévu en 2020 et qui promet une amélioration des performances pour tous les systèmes de communications. Comme le mentionne l'*ARCEP (Autorité de régulation des communications électroniques et des Postes)* dans son rapport, la *5G* constitue un ensemble de technologies qui vont arriver progressivement et cohabiter avec les standards existants. Chacune de ces technologies va contribuer à améliorer un ou plusieurs critères de performances pour répondre aux exigences des différents systèmes de communications.

Notre travail porte sur l'une des technologies de la future génération qui vise à améliorer le débit et à réduire le temps de latence. Il s'agit de la technologie *full-duplex* qui permet à deux appareils communicants de transmettre des informations en même temps et sur la même bande de fréquence, doublant ainsi potentiellement le débit et l'efficacité spectrale. Cependant, la problématique majeure pour établir un système de communication *full-duplex* réside au niveau de l'auto-interférence reçue par le nœud depuis sa propre antenne émettrice. La puissance de ce signal interférant *SI (Interferent Signal)* est, quant à elle, bien plus élevée que le signal utile

SOI (Signal-Of-Interest) que le nœud en question cherche à recevoir vu la faible distance qui est parcourue entre les deux antennes du même nœud et qui réduit l'atténuation. En d'autres termes, le signal reçu sera une somme des deux signaux SI et SOI de puissance inégales. Afin de réduire la puissance du signal SI et de récupérer le signal SOI, des techniques d'annulation ont été élaborées ; Il s'agit des techniques d'annulations passives et d'annulations actives. Les annulations passives consistent à augmenter l'atténuation du signal durant sa propagation et ce à travers différentes méthodes. Les annulations actives permettent, quant à elles, de réduire davantage la puissance du signal SI en créant une copie de ce dernier et en la soustrayant au signal reçu dans le domaine analogique ou numérique. La copie à soustraire doit se rapprocher le plus fidèlement possible de la composante SI du signal reçu, ce qui nécessite la prise en compte de toutes les déformations que subit le signal SI depuis sa transmission jusqu'à l'étape de la soustraction. En effet, la non prise en compte de ces déformations entraîne une quantité d'annulation médiocre résultant à l'incapacité de restituer le signal SOI.

L'effet du canal de propagation représente la distorsion la plus importante appliquée sur les signaux transmis et celle qu'il faut impérativement prendre en compte. Ainsi, l'estimation des deux canaux SI et SOI est une étape primordiale dans une communication full-duplex. En effet, l'estimation du canal SI est indispensable pour la création de la copie servant à annuler l'interférence et l'estimation du canal SOI l'est tout autant pour l'égalisation et donc la bonne restitution du signal SOI.

Ce travail de thèse porte sur l'estimation de canal relatif aux deux signaux SI et SOI dans un contexte full-duplex dédié aux communications véhiculaires. Nos contributions portent sur le développement de nouvelles méthodes d'estimation qui se basent soit sur une transmission séparée, soit sur leur transmission simultanée des pilotes des deux signaux SI et SOI.

Cette étude regroupe cinq chapitres organisés comme suit : Le premier porte sur l'état de l'art lié aux STI et aux communications véhiculaires. Nous introduisons en premier lieu le concept de base des STI en général et leurs différents domaines d'application. Par la suite, nous nous focalisons sur les standards qui servent de base aux communications véhiculaires en précisant la norme utilisée, les projets qui s'y attachent ainsi que les limites par rapport aux exigences des communications véhiculaires. Dans la partie suivante de ce premier chapitre, nous décrivons la future génération 5G, ses objectifs en termes de performances et les différents projets portant sur ce nouveau réseau de communication. Finalement, la dernière partie de

ce chapitre consiste à décrire les technologies majeures qui vont être utilisées pour le déploiement de la 5G. Une comparaison des différentes technologies est réalisée afin de faire le choix de la technologie adaptée aux exigences des communications véhiculaires.

Dans le second chapitre, nous nous focalisons sur l'état de l'art de la technologie choisie à savoir la technologie full-duplex. Pour cela, nous commençons par introduire le mode de transmission full-duplex en précisant ses avantages et la problématique qui lui est liée. Ensuite, nous détaillons les différentes techniques d'annulations effectuées pour réduire la puissance du signal SI en indiquant les diverses recherches et expériences qui ont été effectuées dans ce cadre. Finalement, nous présentons les différentes distorsions qui limitent la capacité d'annulation dans le système full-duplex et dont la plus importante est l'effet de propagation du canal.

Le troisième chapitre porte sur nos premières contributions liées aux systèmes full-duplex à savoir l'estimation des canaux dans le contexte où l'envoi des pilotes des deux signaux SI et SOI se fait de façon distincte sur des positions différentes. Nous débutons le chapitre par un état de l'art des estimateurs utilisés dans ce contexte pour les systèmes de communications full-duplex. Puis, nous proposons trois méthodes d'estimation en fournissant leur développement mathématique ainsi que les performances obtenues. La première méthode consiste à proposer un positionnement dynamique des pilotes suivant les symboles. La deuxième est une méthode hybride qui combine l'emploi d'une séquence d'apprentissage en début de trame avec la configuration des pilotes proposée dans la première méthode. Finalement, la troisième méthode est une optimisation de la méthode classique des moindres carrés (LS) et qui correspond à l'amélioration de l'estimation en utilisant les mêmes ressources. Les trois méthodes proposées fournissent de meilleures performances par rapport à la méthode conventionnelle LS.

Le quatrième chapitre se concentre sur les méthodes d'estimations de canaux dans le cas où les pilotes des deux signaux SI et SOI sont envoyés simultanément aux mêmes positions dans les symboles transmis. Nous commençons par établir un état de l'art des méthodes d'estimations qui s'inscrivent dans ce contexte. Nous proposons par la suite deux méthodes d'estimations. La première consiste à effectuer l'estimation des deux canaux dans le domaine fréquentiel en utilisant les itérations de Landweber pour réduire la complexité de l'algorithme et contrer le problème de singularité des matrices. La deuxième méthode fait appel à une matrice de projection afin d'estimer les deux canaux SI et SOI sans être affecté par les données inconnues du récepteur

qui augmentent l'erreur d'estimation. Finalement, dans la dernière partie de ce chapitre, nous nous focalisons sur l'estimation d'un canal mobile à variation lente. La configuration des pilotes est choisie différemment et une méthode d'interpolation est utilisée.

Dans le cinquième chapitre, nous effectuons des tests sur un système full-duplex expérimental réalisé à l'université d'Irvine en Californie. En premier lieu, nous décrivons le matériel utilisé ainsi que les algorithmes adaptés pour réaliser la suppression passive. Puis, nous effectuons quelques tests afin de quantifier la capacité d'annulation par antennes. Finalement, nous implantons certaines méthodes d'estimation existantes et d'autres proposées au cours de cette thèse dans le but d'évaluer les performances des algorithmes dans le cas d'un canal réel.

Enfin, nous concluons ce mémoire par une conclusion générale qui synthétise l'ensemble de nos contributions et suggérons quelques perspectives qui s'inscrivent dans la suite de nos travaux de recherches.

Chapitre 1

État de l'art des systèmes de communications véhiculaires

Sommaire

1.1	Introduction	8
1.2	Les systèmes de transports intelligents	8
1.2.1	Contexte et services des systèmes de transports intelligents	8
1.2.2	Fonctionnement des STI	11
1.3	Les communications véhiculaires	12
1.3.1	Les types de communications véhiculaires	12
1.3.2	Exigences principales des communications véhiculaires	15
1.3.3	Projets et études portant sur la communication véhiculaire	16
1.4	Les standards de communications véhiculaires	21
1.4.1	IEEE 802.11p/ITS-G5	21
1.4.2	LTE-V	24
1.5	Les limites des technologies existantes	26
1.5.1	LTE-V	27
1.5.2	IEEE 802.11p	28
1.6	La cinquième génération (5G)	28
1.6.1	Attentes liées à la 5G	29
1.6.2	Projets autour de la 5G	31
1.6.3	Défi de la 5G dans l'industrie automobile	34
1.6.4	Technologies de la 5G	35
1.6.5	Comparaison entre les technologies de la 5G	42
1.7	Conclusion	42

1.1 Introduction

Les trafics routiers, de par leur densité, imposent de mettre en œuvre une quantité importante de données susceptibles de répondre aux besoins de sécurité des véhicules. La communication se trouve au centre des préoccupations afin de répondre à la demande de débit, de sécurité des données et de fiabilité de l'information. Dans ce chapitre, nous allons définir quelques notions et exigences autour des standards des communications dans l'industrie automobile. Sachant que la recherche dédiée aux communications dans le secteur automobile connaît un essor important ces dernières années, nous allons dresser un tableau des thématiques faisant l'objet de projets internationaux comme la sécurité ou encore la fiabilité. Ensuite, nous présenterons les technologies et les projets en cours dans le domaine des communications véhiculaires en montrant les limites et en comparant les performances de chacune d'entre elles. Enfin, nous passerons aux différentes technologies proposées dans la notion de 5G afin de faire le choix d'une de celles-ci pour l'adapter au contexte véhiculaire.

1.2 Les systèmes de transports intelligents

Le déploiement des systèmes embarqués dans les transports ainsi que le développement des technologies de l'information et de communication sans fil (TIC) ont donné naissance au concept des systèmes de transports intelligents (STI). Nous fournissons dans ce qui suit un bref aperçu des STI en présentant leur contexte et les services qu'ils proposent, leur mode de fonctionnement ainsi que différents projets qui s'articulent autour des communications véhiculaires.

1.2.1 Contexte et services des systèmes de transports intelligents

Les STI décrivent l'ensemble des applications intégrées ainsi que les nouvelles technologies de communication et traitement de l'information pour le système du transport. Ainsi, les STI apportent des contributions majeures dans plusieurs secteurs d'activités tels que la sécurité routière ou le développement de systèmes de surveillance. L'ensemble de ces nouveaux services ont pour objectif de protéger des vies, de respecter au mieux l'environnement, mais aussi d'améliorer tous les facteurs liés à la conduite à savoir les systèmes de navigation optimisées.

L'idée des STI est née dans les années 60 et peut se définir en trois grandes phases distinctes :

- Première phase : Étude de faisabilité et préparation au développement des technologies permettant le support et l'intégration des STI.
- Deuxième phase : Les premières applications réelles des STI ont permis de mettre en place plusieurs études et d'approfondir les recherches dans cette thématique.
- Troisième phase : Celle-ci consiste à considérer les STI comme des outils de développement pour les pays.



FIGURE 1.1 – Les systèmes de transport intelligents (source : ETSI 2008)

Les enjeux essentiels pour les STI sont : le véhicule, l'infrastructure et le conducteur comme indiqué dans la figure n 1.1. Le rôle principal des STI est la prise de décision en temps réel tout en coopérant avec d'autres utilisateurs dans plusieurs réseaux. L'information est l'élément clé des STI, en effet, qu'il s'agisse de données temps réel ou statiques sur l'état de la circulation, il est primordial que les STI connaissent leur environnement et l'espace dans lequel ils évoluent. Ces informations sont d'abord collectées, puis ensuite traitées selon leur niveau de priorité. Enfin, une phase de partage de l'information est essentiel pour l'ensemble du réseau afin de garantir un environnement sécurisé dans les meilleurs conditions. Pour cela, les données résultantes des STI fournissent des informations en temps réel sur l'état en cours d'un réseau routier, ce qui est essentiel et peut se révéler un atout majeur pour la planification des déplacements. Ainsi, l'ensemble des transports publics, privés, les administrations routières et les usagers ont la possibilité d'utiliser les réseaux de ma-

nière plus flexible, plus sécuritaire et surtout plus coordonnée [Dja14]. Les services fournis aux usagers sont multiples et peuvent être classés en différentes catégories comme indiqué dans la figure 1.2.

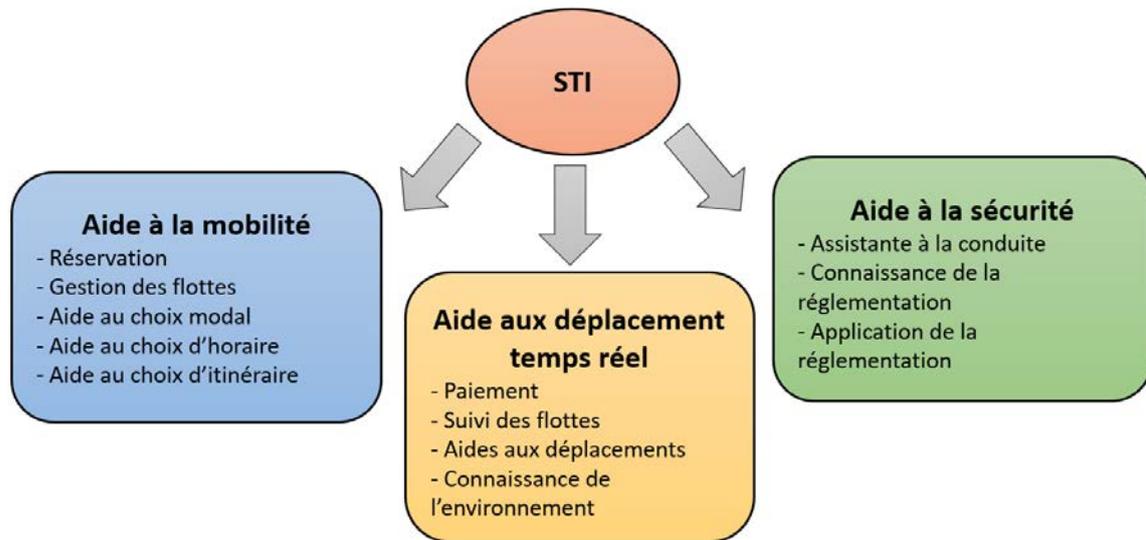


FIGURE 1.2 – Services fournis à l'utilisateur par les STI

Les services fournis aux usagers sont multiples et peuvent être classés en trois catégories principales comme indiqué dans la figure n 1.2 :

1. Aide à la mobilité : Déterminer le mode de transport optimal selon le besoin est une priorité pour les STI, ceci permet aux usagers de prendre les bonnes décisions afin d'accéder rapidement au lieu souhaité à moindre coût et en toute sécurité. Concernant le choix d'itinéraire, plusieurs facteurs sont pris en considération, à savoir le chemin le plus rapide, le plus court ou encore le moins coûteux, etc... Le choix d'itinéraire est lié au choix horaire qui permet d'informer les usagers des horaires pendant lesquels un trafic est plus ou moins dense (heures de pointe). Les systèmes de réservation permettent aussi de simplifier la gestion en temps réel des possibilités offertes aux usagers (train, parking, autobus). Concernant la gestion de flottes, elle permet aux entreprises de maîtriser la gestion des produits selon la logistique mise en place.
2. Aide aux déplacements temps réel : L'ensemble des paiements proposés aux usagers pour des services tels que le télé-péage ou le stationnement permettent aux personnes d'adapter leur tarif, mais aussi de gagner du temps et rendre

le trafic plus fluide. Le suivi des flottes rend possible un contrôle de l'accès à certaines zones sensibles ou interdites et ainsi une augmentation de la sûreté et de la sécurité du transport des matières dangereuses.

3. Aide à la sécurité routière : Plusieurs applications permettent d'améliorer la sécurité des usagers et ainsi d'assurer le confort des personnes. L'assistance à la conduite englobe certaines de ces applications telles que le stabilisateur électronique, le limiteur de vitesse et l'aide à la navigation GPS. La connaissance et l'application de la réglementation aident à réguler certains excès et de lutter contre la fraude.

1.2.2 Fonctionnement des STI

Technologies des STI : Trois technologies fondamentales permettent de fonder les STI [CBMZ17][Nad14] :

- Les technologies de l'information englobant les systèmes de traitement automatisé de base de données.
- Les technologies de la communication qui regroupent les solutions de télécommunications permettant de collecter l'information, de la transmettre et de la diffuser à distance.
- Les technologies de positionnement qui localisent un véhicule, une personne ou un objet en mouvement. Elles comprennent le positionnement satellitaires, associé à d'autres capteurs ou balises ainsi que le positionnement cellulaire effectué par les réseaux de téléphonie mobile.

Principe de fonctionnement : Tous les services offerts par les STI peuvent aller d'une simple alerte d'information à des systèmes bien plus sophistiqués et perfectionnés. Tous ces services peuvent être considérés sous une chaîne d'information comme le montre la figure 1.3 et dans laquelle plusieurs étapes vont permettre de répondre au mieux aux attentes des usagers.

Dans cette chaîne, nous retrouvons les trois phases essentielles pour un service STI vues plus haut, à savoir l'acquisition des données, le traitement des données et la diffusion (ou le partage). Dans la phase d'acquisition des données, on retrouve l'ensemble des informations qui sont collectés à partir de l'environnement physique (infrastructures, tous types de transports, la signalisation et les piétons) et celles partagées

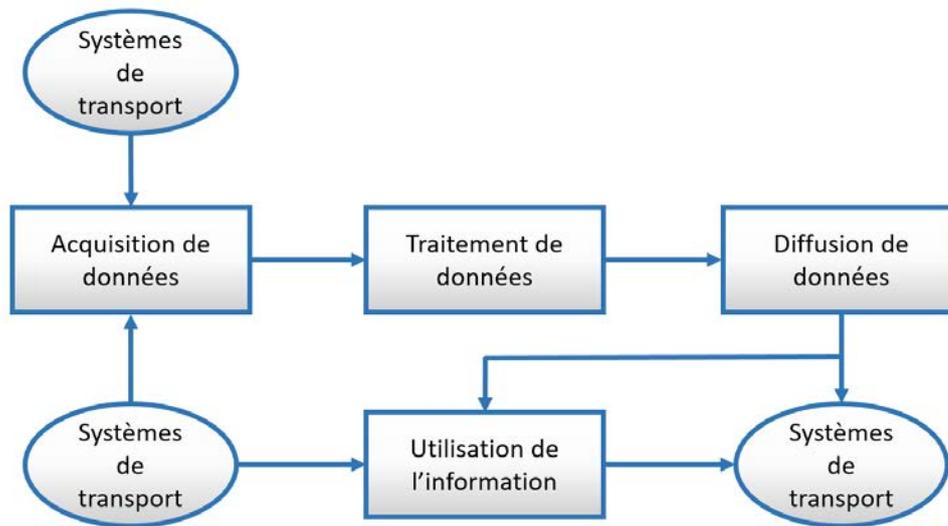


FIGURE 1.3 – Chaîne d'information des services STI

par les systèmes de transports. A cela, s'ajoute d'autres facteurs externes tels que la météo ou l'état des routes. Dans la phase de traitement de données, les informations sont analysées de manière prioritaire afin de les diffuser avec les autres systèmes de transport[Nad14].

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les technologies fournies par les STI concernent différents types de communications parmi lesquelles les communications véhiculaires. Nous détaillons dans les prochaines sections les types de communications véhiculaires et présentons quelques projets qui s'y attachent .

1.3 Les communications véhiculaires

Il existe plusieurs sortes de communications incluant les véhicules que nous allons tenter de détailler dans le but de bien comprendre les différents types.

1.3.1 Les types de communications véhiculaires

1.3.1.1 Communication V2V « Véhicule à Véhicule »

L'architecture et les systèmes de communications V2V font appel uniquement aux systèmes à bord « On Board Unit » (OBU). Le véhicule est totalement indépendant et n'utilise aucune infrastructure, il doit donc passer par un système de collaboration et d'échanges d'informations avec les autres véhicules. Ceci est obligatoire afin d'éviter

les collisions et les accidents. De ce fait, les futurs véhicules seront capables d'échanger des informations rapidement et de créer des réseaux d'informations selon leurs besoins et l'environnement qu'ils traversent comme l'indique la figure 1.4. L'avantage de cette méthode est qu'elle est capable de réagir rapidement et qu'elle ne nécessite aucune infrastructure [QLM09].

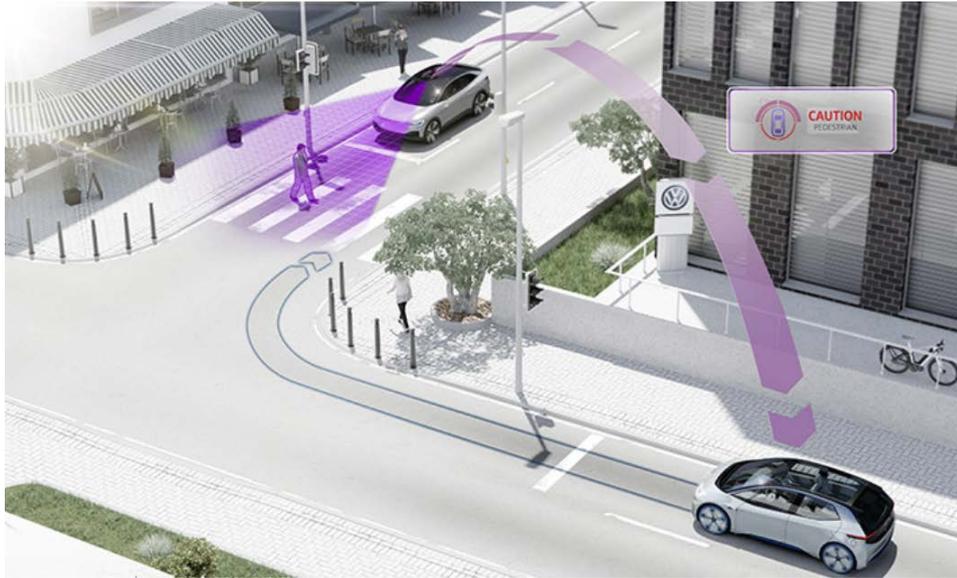


FIGURE 1.4 – Communication V2V

1.3.1.2 Communication V2I « Véhicule à Infrastructure »

L'architecture V2I est plus complexe que celle de la V2V et fait appel à l'infrastructure « Road Side Unit » (RSU) ou à des stations de base comme l'indique la figure n 1.5. Les RSU peuvent représenter différents types d'infrastructures comme feux de trafic ou les panneaux de signalisation. L'avantage lié aux communication V2I est principalement la remontée de l'information vers tous les véhicules de manière fiable [MB08].

1.3.1.3 Communication hybride

La communication hybride consiste à utiliser les deux types d'architectures. Cette technique permet de tirer avantage des deux types d'architectures précédentes. Par

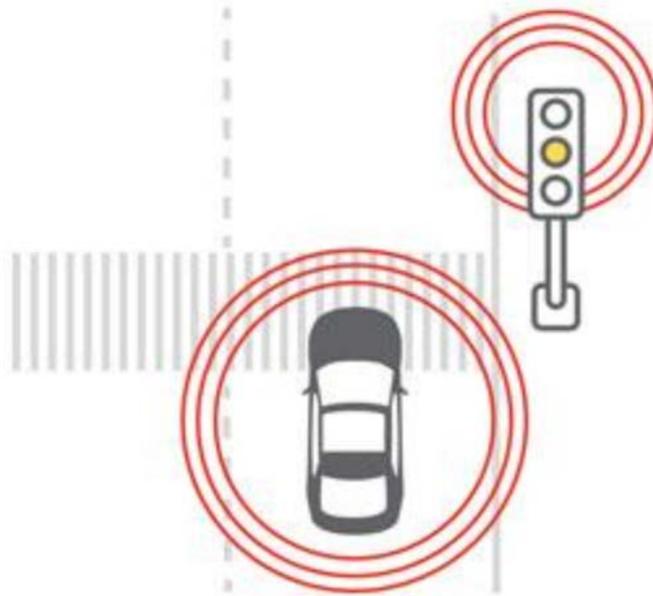


FIGURE 1.5 – Communication V2I

exemple, afin d'étendre la portée des infrastructures, il est possible de passer à une communication V2V. Cette communication permet donc d'augmenter la portée de l'information et de créer un réseau d'échange plus large mais les protocoles des deux types de communications doivent s'adapter.

1.3.1.4 La contribution pour la conduite automatisée

La communication « véhicule à tout » V2X englobe l'échange de données entre les véhicules mais aussi avec les infrastructures. Ceci est dans le but d'améliorer la sécurité routière et d'augmenter l'efficacité du trafic, comme le décrit la figure 1.6. La finalité de cette communication est de réduire les impacts environnementaux et de fournir des services et des informations supplémentaires aux voyageurs.

Les communications V2X telles que définies dans 3GPP sont de quatre types : V2V, V2I, V2N et V2P. La figure 1.6 illustre quelques exemples. Il est implicite que ces communications sont généralement bidirectionnelles, c'est-à-dire que V2I et V2N impliquent également que l'infrastructure envoie des messages aux véhicules. Il existe deux grandes catégories d'applications automobiles potentielles ; celles basées sur des communications utilisant l'infrastructure à grande échelle (V2N)(Vehicle to Net-

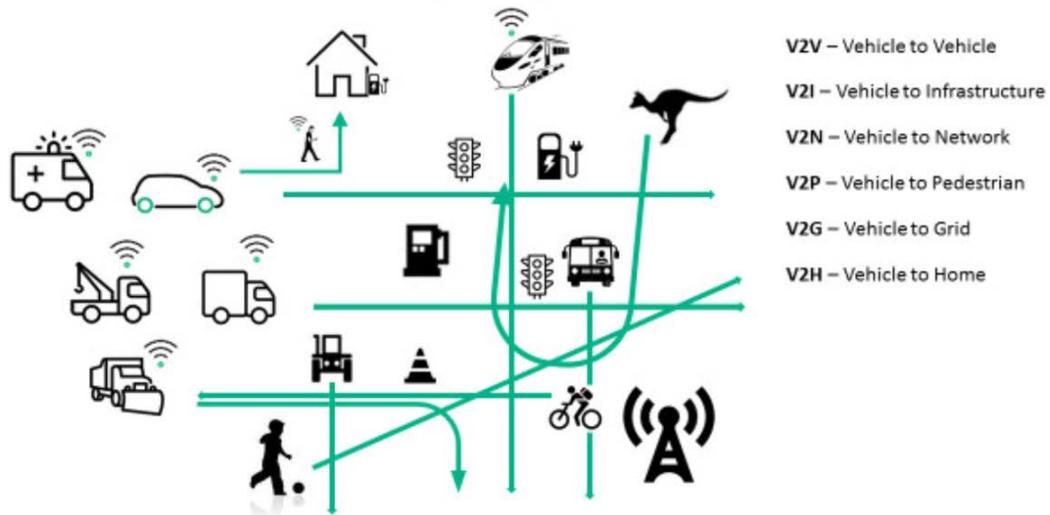


FIGURE 1.6 – Communication V2X

work), et celles basées sur des communications à courte portée (V2V, V2I, V2P, etc.). De nombreuses applications basées sur l'infrastructure nécessiteront probablement une couverture contiguë fiable, et ont donc besoin de bandes mobiles de préférence inférieures à quelques GHz. Un spectre supplémentaire est probablement requis pour une portée plus courte et une densité de trafic extrême.

1.3.2 Exigences principales des communications véhiculaires

Étant donné que notre objectif principal est de déterminer la technologie adéquate aux communications véhiculaires, il est nécessaire pour cela de connaître les exigences principales de ce type de communications. Dans ce suit, nous présentons ces exigences techniques au travers de quelques définitions.

- "Le temps de latence de bout en bout" : C'est le temps écoulé maximum tolérable à partir de l'instant où un paquet de données est généré dans l'application source jusqu'au moment où il est reçu par l'application de destination. Pour les communications véhiculaires, le temps de latence requis est de 5ms, au delà duquel le recours à ce genre de communications devient risqué [MET14]. En effet, pour assurer la sécurité en cas d'alerte de danger, il est nécessaire d'avoir un temps de latence assez court pour permettre à l'utilisateur de réagir à temps pour éviter l'accident.
- "La fiabilité (10^{-x})" : La fiabilité correspond au taux de perte de paquets tolérable maximum au niveau de la couche d'application. Un paquet est considéré

comme perdu, s'il n'est pas reçu par l'application de destination dans la latence tolérable maximale de bout en bout pour cette application. Par exemple, 10^{-4} signifie que l'application tolère au plus 1 paquet sur 10000 qui n'a pas été reçu avec succès dans la latence tolérable maximale. Étant donné l'importance d'une communication fiable dans le contexte véhiculaire, certains organismes annoncent qu'une fiabilité de 99.99% doit être garantie pour le bon fonctionnement de la communication [MET14].

- "Débit de données (Mbit/s) et plage de communication (m)" : Le débit minimum requis correspond au débit afin que l'application fonctionne correctement. La plage de communication est la distance maximale d'une transmission radio à l'intérieur de laquelle l'application doit atteindre la fiabilité spécifiée. Avec le déploiement des voitures autonomes et le progrès en termes de services techniques à l'utilisateur, le débit est un critère de plus en plus important. En effet, même si des valeurs exactes ne sont pas fournies en termes de débit, il est clair que les futures communications véhiculaires vont être amenées à atteindre des débits élevés en vue des futures transmissions vidéos par exemple.

1.3.3 Projets et études portant sur la communication véhiculaire

Depuis plusieurs années, de nombreux projets ont vu le jour afin de fixer les règles de communications véhiculaires et d'apporter de nouvelles techniques permettant ainsi d'améliorer les performances. Nous présentons dans ce qui suit les différents projets internationaux et européens liés aux communications véhiculaires.

1.3.3.1 Projets internationaux

-Projet VII (Etats-Unis)

Le projet VII (Vehicle Infrastructure Integration) propose une solution pour la V2V et la V2I à partir d'un «dictionnaire de données» [Med14]. La norme J2735 spécifie un ensemble de messages, ainsi que ses trames de données et ses éléments de données pour leurs échanges de véhicule à véhicule, ou de véhicule à infrastructure. Bien que certaines parties de cette norme soient spécifiquement axées sur DSRC (Dedicated Short Range Communications), l'ensemble de messages, les trames de données et les éléments de données ont été conçus pour une utilisation potentielle avec d'autres technologies de communication sans fil telles que le WiFi, les 4G / 5G et les communications par satellites.

-Projet CICAS (Etats-Unis)

Dans le projet CICAS (Cooperative Intersection Collision Avoidance Systems), les systèmes d'évitement des collisions aux intersections utilisent des technologies axées sur les véhicules et sur l'infrastructure afin d'aider les conducteurs qui s'approchent d'une intersection à comprendre l'état des activités dans celle-ci [ot10]. Les systèmes coopératifs d'évitement des collisions aux intersections ont le potentiel d'avertir les conducteurs des infractions probables aux dispositifs de contrôle de la circulation et de les aider à manœuvrer dans le trafic transversal. Éventuellement, le CICAS peut également informer les autres conducteurs (c.-à-d. les victimes potentielles) des infractions imminentes et identifier les piétons et les cyclistes dans une intersection.

-Projet IVBSS (Etats-Unis)

Dans le projet IVBSS (Integrated Vehicle-Based Safety Systems), un système de contre-mesures intégré pourrait prévenir plus de 48% des collisions par l'arrière, par des véhicules hors route et par des changements de voie. Grâce à l'initiative des systèmes intégrés de sécurité à bord des véhicules (IVBSS), le ministère des Transports des États-Unis a établi un partenariat avec les industries des véhicules automobiles et commerciaux pour mettre au point un système de sécurité intégré sur les véhicules légers et commerciaux [ot05].

-Projet AUTO21 (Canada)

Plusieurs projets sont supportés par l'initiative de l'AUTO21, notamment, le développement d'une infrastructure de communication à faible coût et sa mise à l'essai mais aussi la conception de stratégies de contrôle coopératif par simulation de l'infrastructure de communication dans un simulateur qui utilise des modèles précis de véhicules.

1.3.3.2 Projets européens

Plusieurs tests de communications véhiculaires ont été proposés durant cette dernière décennie. Dans ce document, nous allons nous intéresser aux différents projets européens.

-InterCor Action

Le projet Action InterCor vise à rationaliser la mise en œuvre des ITS dans ces quatre États membres de l'UE (EM) en reliant les différentes initiatives nationales à un déploiement stratégique harmonisé et à l'utilisation de spécifications communes.

Des sites pilotes ITS capables d'envoyer des données via ITS-G5 et / ou des réseaux cellulaires seront installés aux Pays-Bas, en Belgique (Flandre), au Royaume-Uni et en France pour le fonctionnement et l'évaluation des services C-ITS. Le projet InterCor (Interoperable Corridors) est un consortium de 16 partenaires dont Télécom Paris Tech, Université Polytechnique des Haut-de-France, l'IFSTTAR, SANEF et le ministère de l'environnement. Le budget total alloué au projet s'élève à 30 millions d'euros et a débuté le 01/09/2016 et prendra fin le 31/08/2019. Le coordinateur de ce projet est Ronald Adams [Ada16]

- **Objectif 1** : Réaliser une démonstration d'un déploiement interopérable à grande échelle de C-ITS à travers les Pays-Bas, La Belgique / Flandre, Le Royaume-Uni et la France pour parvenir à une mobilité plus sûre, plus efficace et plus convenable des personnes et des biens.
- **Objectif 2** : Assurer l'interopérabilité des tests avec la garantie de la sécurité, la certification, une parfaite continuité de service, de l'exploitation et de la maintenance.
- **Objectif 3** : Fournir des services C-ITS sur une plus grande échelle en favorisant une approche de communication hybride utilisant une combinaison de la communication cellulaire (LTE) et l'ITS-G5 (802.11p).
- **Objectif 4** : Étendre la coopération stratégique des C-ITS entre les pays d'une manière rentable ainsi que développer et appliquer le cadre de déploiement commun à travers un réseau uniforme et cohérent.
- **Objectif 5** : Évaluer un cadre commun d'évaluation des cumulatifs, les avantages de la vie réelle des applications C-ITS en augmentant la sécurité, l'efficacité, la flexibilité, l'acceptation de l'utilisateur, la durabilité du transport routier, pour soutenir les acteurs publics et privés à investir dans les C-ITS.

InterCor se concentre d'abord sur le déploiement des services recommandés par la plateforme ITS, tel que l'avertissement travaux routiers (Road Works Warning (RWW)), Avis de vitesse optimisée Green Light (GLOSA), dans la signalisation des véhicules et dans les données des véhicules-sondes (données externes). Le tableau 1.1 résume les services à tester dans le cadre d'InterCor : Dans la deuxième phase, le projet se focalisera sur d'autres services logistiques tels que l'optimisation du fret multimodal, le stationnement des camions et la logistique des tunnels.

Au sein de ce projet, une importante plate-forme nommée C-ROADS est pilotée par les états membres de l'UE et dont l'objectif est d'harmoniser les déploiements des ITS à travers l'Europe. Les quatre pays présentés dans le tableau 1.1 participant au projet

TABLEAU 1.1 – Services à tester par le projet Intercorr selon les pays participants

Services	Pays-Bas	France	Belgique	Royaume- Uni
Signalisation des véhicules	X	X	X	X
Données externes	X	X		X
Avertissement travaux routiers (RWW)	X	X	X	X
GLOSA	X	X	X	
Optimisation du transport de fret multimodal	X	X		
Park	X	X		
Tunnel	X		X	

InterCorr contribue au projet C-ROADS afin de parvenir à une harmonisation plus poussée au sein de l'UE. Le projet Intercorr rassemble également des experts et des expériences de pilotes en cours tels que SCOOP@F et le projet corridor que nous présentons dans ce qui suit.

- SCORE@F

Le projet SCORE@F (Système COopératif Routier Expérimental Français) a pour objectif de préparer un déploiement des systèmes coopératifs routiers en Europe. Les systèmes coopératifs routiers sont basés sur des systèmes de communication locaux sans fils permettant des communications directes bidirectionnelles entre véhicules et les unités d'infrastructure routière (V2I) et entre véhicules (V2V). Le budget global de ce projet est estimé à 6 millions € et compte un consortium de plusieurs partenaires industriels importants tels que PSA, France Télécom, HITACHI et RE-NAULT SPORT RACING mais aussi des partenaires plutôt académiques tels que

EURECOM, INRIA, Télécom Sud Paris et l'IFSTTAR. La date de démarrage de ce projet est le 01/09/2010 [SEG10]. Plusieurs moyens à disposition ont permis à mener à bien le projet, dont une portion d'autoroute de 13 km sur l'autoroute A10, le site d'essai de Versailles Satory, une portion de route départementale et un tunnel dans les Yvelines de la région Ile de France

- SCOOP@F

SCOOP est un projet porté par le ministère de l'environnement et plusieurs partenaires SANEF, PSA, Renault, Orange mais aussi par des universités et des instituts de recherches tels que l'IFSTTAR, Université de Reims Champagne-Ardenne ou l'Institut Mines-Telecom ParisTech [dl16b]. SCOOP est un projet pilote pour le déploiement de systèmes de transport intelligents coopératifs, c'est-à-dire des systèmes basés sur l'échange d'informations entre véhicules et entre véhicules et routes. Les véhicules sont équipés de capteurs pour détecter des événements tels qu'une route glissante, un frein d'urgence, etc., ainsi que d'unités embarquées pour transmettre les informations aux véhicules se trouvant derrière (V2V) et à l'opérateur de la route (V2I) par l'intermédiaire d'unités latérales. L'opérateur routier peut également transmettre des informations (travaux routiers, etc.) aux véhicules par l'intermédiaire de leurs unités embarquées (I2V). Les 3 objectifs principaux de ce projet pilote sont :

- Améliorer la sécurité routière et la sécurité des agents de la route.
- Rendre la gestion du trafic plus efficace et contribuer à la réduction des émissions.
- Optimiser les coûts de gestion des infrastructures, préparer les véhicules pour l'avenir et développer de nouveaux services.

- C-Roads

La plate-forme C-Roads est une plate-forme gérée par une organisation réunissant les autorités des États membres et les autorités routières, dans le but de déployer des services C-ITS interopérables à travers l'Europe. Initiée par huit États membres, la plateforme C-Roads est également ouverte à d'autres États membres. Les pays comme Autriche, Belgique / Flandres, Belgique / Wallonie, République tchèque, Danemark, Finlande, France, Allemagne, Hongrie, Italie, Pays-Bas, Norvège, Portugal, Slovénie, Espagne, Suède et Royaume-Uni sont actuellement représentés en tant que membres essentiels, avec leurs propres déploiements de pilotes C-ITS, en place ou en préparation [dl16a]. L'approche de la plate-forme C-Roads permet d'installer et de poursuivre la coopération à un niveau global afin de couvrir toutes les dimensions

liées au déploiement de C-ITS, telles que le partage d'expériences et de connaissances concernant les problèmes de déploiement et de mise en œuvre, ainsi que l'acceptation des utilisateurs. Il suit également une approche ascendante qui inclura des projets pilotes nationaux. Celles-ci constitueront les éléments de base d'une future mise en œuvre pan-européenne des C-ITS. Les initiatives pilotes nationales passeront ensuite aux tests entre sites, ce qui leur permettra de se développer ensemble et d'atteindre l'interopérabilité transnationale. C-Roads assurera ainsi la cohésion européenne du déploiement des C-ITS dans l'Union européenne en vue d'un déploiement à long terme.

L'ensemble de ces projets européens et internationaux démontrent l'importance donnée au déploiement des STI mais également les exigences que ces derniers posent pour assurer le bon fonctionnement des communications. Cependant, afin d'assurer le bon fonctionnement de ces communications, il est important que celles-ci soient basées sur des standards bien définis qui fixent l'ensemble des règles de communications. Nous nous intéressons dans ce qui suit aux normes liées aux communications véhiculaires.

1.4 Les standards de communications véhiculaires

Le déploiement de l'ensemble des communications véhiculaires nécessite la disposition d'un ou plusieurs standards. Ces normes fixent l'ensemble des spécifications techniques liés aux systèmes de communications véhiculaires. Nous distinguons deux de ces normes à savoir la norme ITS-G5 et le standard LTE-V. Dans ce qui suit, nous décrivons chacune de ces normes en présentant quelques travaux qui s'y rapportent.

1.4.1 IEEE 802.11p/ITS-G5

1.4.1.1 Normes et définitions

La norme IEEE 802.11p PHY est basée sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). Reposant sur la norme IEEE 802.11a, elle est une légère modification notamment avec le doublement de toutes les durées de couche physique, entraînant ainsi des canaux de 10 MHz (contre 20 MHz dans IEEE 802.11a) [FC10].

L'utilisation de la norme IEEE 802.11p dans les communications V2V présentent plusieurs avantages. Dans [Fernández-Caramés 10], les auteurs mettent en avant l'avantage significatif de la norme IEEE 802.11p par rapport aux autres normes IEEE 802.11 pour les communications inter-véhiculaires.

Dans [SYK13], les auteurs ont prouvé, à partir de mesures réelles, que la norme IEEE 802.11p offre de meilleures performances générales et un meilleur comportement dans l'environnement de réseau véhiculaire, que les solutions Wi-Fi traditionnelles utilisées à cette fin.

La norme IEEE802.11p a été développée comme la base la plus populaire pour la communication V2X [IEE17]. Aux États-Unis, la «famille de normes IEEE 1609 ou Wireless Access in Vehicular Environment (WAVE)» définit une architecture et un ensemble de services et d'interfaces complémentaires et normalisés qui permettent collectivement de sécuriser les communications sans fil V2V et V2I.

En Europe, la norme IEEE 802.11p utilise des canaux de bande passante 10 MHz dans la bande 5,9 GHz (5,850-5,925 GHz). C'est la moitié de la bande passante, ou le double du temps de transmission pour un symbole de données spécifique que celui utilisé en 802.11a. Cela permet au récepteur de mieux gérer les caractéristiques du canal radio dans les environnements de communication véhiculaire, car les échos de signaux se reflètent sur d'autres voitures ou maisons. En effet, la norme IEEE 802.11p possède certaines caractéristiques propices aux communications V2X. Cette communication est directe entre les points, elle peut fonctionner grâce à une infrastructure réseau, de manière totalement distribuée. Contrairement au fonctionnement Wi-Fi traditionnel, les terminaux démarrent la communication sans former au préalable un ensemble de services de base (BSS), ce qui permet aux véhicules de transmettre immédiatement des données sans échange préalable d'informations de contrôle. Cela implique un avantage significatif en termes de latence, car les topologies de réseau V2X changent rapidement au fil du temps et une nouvelle formation du BSS et sa signalisation associée peuvent entraîner des retards indésirables dans la communication des données. Des RSU peuvent être déployées pour augmenter la portée de la communication, en particulier dans les scénarios difficiles de non-visibilité directe (NLOS), tels que les intersections urbaines ou canyon urbains.

1.4.1.2 Travaux réalisés au niveau de IEEE 802.11p

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux travaux réalisés sur les communications véhiculaires en considérant la norme IEEE 802.11p. Plusieurs études et recherches pour le standard IEEE 802.11p se sont orientés vers des solutions innovantes et de meilleures performances pour les communications V2X.

Dans [IBC⁺09], les auteurs analysent l'impact de la variation rapide du canal sur la communication afin d'évaluer certaines dégradations possibles des performances en

considérant une couche PHY 802.11p. Dans ce travail, il est montré que les changements rapides du canal affectent les processus d'estimation.

L'estimation de canal (EC) est l'une des préoccupations majeures dans les applications V2V en raison de son impact significatif sur la performance de communication. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature afin d'obtenir une estimation fiable pour la norme IEEE 802.11p actuelle [WL17]. La performance des algorithmes d'estimation sont généralement obtenues au moyen de simulation. Dans [MBB⁺17], les auteurs proposent une série de mesures afin d'évaluer quatre méthodes populaires d'estimation du canal dans deux scénarios V2V. Dans ces deux scénaris, l'étude des performances a été réalisée en prenant en compte le taux d'erreur de paquets (PER) obtenu.

Dans [SYK13], les auteurs présentent une solution hybride utilisant la norme IEEE 802.11p et la 3G pour divers applications (sécurité routière ou communications V2V / V2I). Toutes les expérimentations sont basées sur la disposition des pilotes afin d'obtenir une estimation correcte. Sur la base de l'expérience acquise lors des mesures sur le terrain et du déploiement pilote, la proposition repose sur une stratégie de déploiement de systèmes pour des situations simples avec une estimation générale de l'efficacité du système. Il est démontré que la solution présente un potentiel évident pour un réseau hétérogène complet de communication et de sécurité des véhicules. Finalement, les auteurs ont conclu que la méthode hybride entre les réseaux automobiles WAVE et le réseau cellulaire 3G, est une alternative exploitable pour les communications inter-véhiculaires. Dans [AFBC⁺12], les auteurs évaluent les performances au niveau de la couche PHY de la communication V2V et proposent une nouvelle méthode pour l'estimation de canal grâce à l'égalisation des canaux de façon dynamique.

Dans [ZCW⁺13], les auteurs se sont concentrés sur le problème d'estimation de canal rencontré dans les communications V2V. Un état de l'art des technologies d'estimation pour les communications V2V a été présenté et étudié. Le schéma proposé dans cet article utilise d'abord des symboles de données pour construire des pilotes, puis exploite les caractéristiques de corrélation entre canaux dans deux symboles adjacents pour améliorer la précision des estimations de canal. Les résultats de la simulation démontrent l'excellente performance du schéma d'estimation de canal proposé pour les communications V2V. L'ensemble des travaux réalisés en rapport avec la norme ITS-G5 démontre l'intérêt du déploiement réel de cette norme et les améliorations potentielles des performances qu'elle offre. L'estimation de canal dans

ce types de communication est également un thème majeur qu'il faut prendre en compte étant donné son impact direct dans les performances obtenues. Plusieurs travaux permettent de réduire l'erreur d'estimation et d'optimiser ainsi l'utilisation des communications sous la norme ITS-G5. Cependant, l'étude de certains travaux liés à cette norme dévoile certaines limites qui seront indiqués dans les sections suivantes et qu'il faudra analyser dans le but de déterminer le choix de la technologie sur laquelle se baseront nos travaux de recherche.

1.4.2 LTE-V

1.4.2.1 Normes et définitions

Les bandes spectrales utilisées par les normes 3GPP pour le LTE s'étalent de 450 MHz à 3,8 GHz. Leur utilisation dans le réseau véhiculaire entraîne certaines contraintes et certaines conditions.

LTE-Vehicle (LTE-V) a permis de réaliser le pont entre les opérateurs de télécommunications et les constructeurs automobiles. Les avantages du standard LTE sont divers et son application dans les réseaux véhiculaires présente déjà de grandes promesses.

LTE s'appuie sur un déploiement de station d'eNodeBs organisé dans une infrastructure de réseau cellulaire offrant une couverture étendue. L'exploitation de l'infrastructure LTE représenterait également une solution viable pour combler la fragmentation du réseau et étendre la connectivité dans les scénarios où les communications V2V directes ne peuvent pas être supportées. Le déficit de communication peut être lié à la faible densité de la voiture (heures creuses, scénarios ruraux, etc.) et aux conditions (effet de coin causé par des obstructions de construction aux intersections de la route).

La LTE offre une capacité de liaison descendante et de liaison montante élevée (jusqu'à 75 et 300 Mbps) qui peut prendre en charge plusieurs véhicules par cellule. D'un autre côté, certaines questions critiques soulèvent également des préoccupations quant à l'applicabilité de la technologie LTE pour soutenir les scénarios d'application des véhicules de référence.

Le standard LTE possède des avantages naturels pour les communications V2I en raison de son débit de données élevé, son taux de pénétration élevé, sa prise en charge complète de la qualité de service et sa large couverture. Hélas, la LTE est confrontée à des défis lors de l'application dans les communications V2V en raison de son architec-

ture centralisée et la lourde charge générée par les messages périodiques [ACC⁺13]. Dans la littérature, certains avantages et inconvénients sont présentés :

- + Communication fiable grâce aux «ressources de fréquences dédiées» et à «la transmission / interférence cellulaire normale dans le temps».
- + Positionnement précis des véhicules (environ 10 centimètres) et identification et communication très précises entre eux.
- + Les simulations d'essai prouvent qu'une haute fiabilité et un positionnement précis avec moins de latence peuvent être obtenus pour les véhicules qui sont mobiles à la vitesse relative de 280 km/h.
- + Possibilités pour les véhicules autonomes, voitures sans conducteur.
- + L'infrastructure de réseau LTE existante peut être réutilisée avec peu de mises à niveau matérielles et logicielles.

- Le risque de collision avec un seul véhicule, comme une perte de contrôle ou une sortie de route, ne peut pas être contrôlé par le V2V.
- Les zones à forte densité de véhicules pourraient être une source de préoccupation en termes de fourniture de ressources de diffusion pour tous, ce qui pourrait entraîner des interférences ou l'annulation de signaux.
- Les technologies non cellulaires sont en avance sur la technologie des véhicules et la clientèle existante.

1.4.2.2 Travaux réalisés au niveau de la LTE-V

Les auteurs dans [BMZ15] proposent une solution basée sur le standard LTE en tant que technologie permettant de réaliser le balisage de véhicule à véhicule (V2V), en exploitant dans un premier temps la communication directe entre dispositifs (D2D) fournie par le standard LTE. Et, dans un deuxième temps, en tirant parti de la communication radio full duplex (FD), qui permet à un appareil sans fil de transmettre et de recevoir en même temps sur la même fréquence.

Dans [BMZ17], les auteurs soulignent l'avancée dans la normalisation de la technologie LTE-V et proposent une étude comparative concernant l'utilisation du HD et du FD dans ce contexte. Il est démontré que l'utilisation de radios FD est plus que nécessaire en vue de l'augmentation des ressources dédiées à la coopération dans des zones surpeuplées.

Les différents travaux portant sur la LTE-V ont permis de fixer les exigences de QoS dans les communications V2X.

Nous pouvons identifier clairement cinq catégories d'exigences de service définies de la manière suivante [IEE17] :

Vitesse - La vitesse absolue maximale est de 160 km/h et la vitesse relative maximale de 280 km/h doivent être prises en charge. La vitesse relative maximale prise en charge (scénario possible) est de 500 km/h.

Plage de communication - La distance effective est supérieure à la distance calculée comme temps de réponse suffisant (par exemple 4 secondes) pour que le(s) conducteur(s) évite(nt) une collision en fonction de la vitesse relative maximale.

Latence / fiabilité - La latence maximale de bout en bout entre deux UE prenant en charge les applications V2V / V2P, directement ou via une RSU, doit être de 100 ms. La latence maximale entre un UE supportant les applications V2I et une RSU doit être de 100 ms. Afin de prendre en charge la détection pré-crash, la latence maximale entre deux UE prenant en charge les applications V2V peut être réduite à 20 ms.

Taille du message - La longueur message entre deux UE prenant en charge les applications V2X n'est que de 50 à 300 octets. La taille des messages déclenchés par les événements peut atteindre 1200 octets. Période de génération des messages - La période minimale de génération des messages peut être de 100 ms.

Les travaux présentés ainsi que bien d'autres ont permis d'apporter des améliorations au standard LTE mais également en y intégrant quelques technologies performantes telles que le full-duplex. D'autres études ont également identifié les exigences des communications véhiculaires ainsi que les performances atteintes par le standard LTE. Ceci nous amène à nous intéresser aux limites des solutions actuelles qui empêchent la concrétisation de tous les projets liés aux communications véhiculaires. Nous détaillons par la suite les limites des deux standards présentés.

1.5 Les limites des technologies existantes

Dans cette sections, nous allons indiquer les limites des deux standards LTE et ITS-G5. L'objectif de cette étude est de se concentrer sur les raisons qui font que ces

technologies ne sont pas capables de répondre aux exigences des communications véhiculaires.

1.5.1 LTE-V

Le standard LTE a été initialement conçu pour le trafic haut débit mobile (MBB), qui a des propriétés et des exigences très différentes de celles du trafic V2X. Ainsi, il peut avoir certaines limitations dues aux choix de conception originaux.

Les domaines dans lesquels le LTE nécessite des améliorations pour s'adapter aux conditions de communications V2X sont (liste non exhaustive) :

1. La latence augmente avec un plus grand nombre d'utilisateurs dans la cellule. Par exemple, il a été montré dans [MK17] qu'avec la technologie LTE, la limite de capacité pour distribuer des messages déclenchés par des événements à tous les périphériques dans une même cellule peut atteindre 150 périphériques dans des scénarios urbains et environ 100 appareils dans des scénarios ruraux avec un retard de bout en bout inférieur à 200 ms.
2. Étant donné que le système LTE a été conçu à l'origine pour le trafic à large bande, il peut ne pas toujours être optimal pour la transmission de petites quantités de données. Cela se traduit par une utilisation sous-optimale des ressources radio. De nombreux cas d'utilisation du V2X nécessiteront la prise en charge d'un grand nombre de paquets de très petite taille. Cela peut conduire à trois problèmes potentiels dans la conception cellulaire traditionnelle : (i) le codage des canaux, (ii) la granularité des ressources et (iii) le contrôle et l'estimation des canaux. En particulier, les frais généraux d'estimation de contrôle et de canal deviennent rapidement très inefficaces pour des charges utiles très courtes.
3. Un autre inconvénient majeur de l'approche basée sur l'infrastructure est qu'elle n'est pas disponible hors couverture (et peut ne pas satisfaire aux exigences strictes de fiabilité sous couverture faible), par exemple tunnel, parking souterrain, zone rurale, terrain montagneux, etc. qui sont tous des lieux importants où la sécurité routière doit être assurée également. Cela implique que des infrastructures supplémentaires devront être déployées pour que la couverture soit garantie dans ces zones.

1.5.2 IEEE 802.11p

La principale limite de la norme IEEE 802.11p est le débit de latence qui se dégrade rapidement quand la charge de réseau devient importante. La raison est la stratégie adoptée, à savoir le CSMA/CA qui est basé sur le listen before talk.

La norme IEEE 802.11p est limitée par la portée de la norme IEEE 802.11, qui est strictement une norme de niveau MAC et PHY conçue pour fonctionner dans un seul canal logique. Toutes les connaissances et complexités liées au plan de canal et au concept opérationnel sont prises en charge par les normes IEEE 1609 de couche supérieure. En particulier, la norme IEEE 1609.3 couvre la configuration et la gestion de la connexion WAVE. La norme IEEE 1609.4 se trouve juste au-dessus de la norme IEEE 802.11p et permet le fonctionnement des couches supérieures sur plusieurs canaux, sans nécessiter la connaissance des paramètres PHY [IEEE-WAVE 07].

Les limites ne sont pas clairement définies pour la norme IEEE 802.11p, mais certains projets permettent d'étudier les performances de différents modèles de récepteurs, allant des récepteurs WLAN typiques aux implémentations de pointe proposées pour les VANETs. Le projet [BGD16], permet par exemple d'étudier les performances à l'aide des radios logicielles (SDR), en considérant comme hypothèse que la norme IEEE 802.11p n'est qu'une légère modification de la norme IEEE 802.11a qui définit un MAC et PHY pour des environnements intérieurs. Ce projet, en cours, permettra de définir certaines limites de la norme IEEE 802.11p.

Cependant, il est clair d'après les limites évoquées pour les deux standards, que les solutions actuelles ne sont pas en mesure de répondre aux besoins des communications véhiculaires en particulier en termes de latence et de fiabilité. Il est donc nécessaire de se tourner vers de nouvelles solutions offrant de meilleures performances globales de communications pour ainsi choisir la technologie adéquate qui répondra aux besoins des communications véhiculaires. La cinquième génération est la solution la plus prometteuse pour rendre possible les communications véhiculaire. Nous présentons donc dans ce qui suit cette nouvelle génération.

1.6 La cinquième génération (5G)

La 5G est présentée comme la nouvelle génération qui va rompre avec l'inertie des anciennes générations. En effet, il ne s'agit plus uniquement de s'intéresser aux opérateurs de téléphonie mobiles et des communications mais d'élargir les applications

pour de nouvelles perspectives et une cohabitation de secteurs variés comme le montre la figure 1.7.

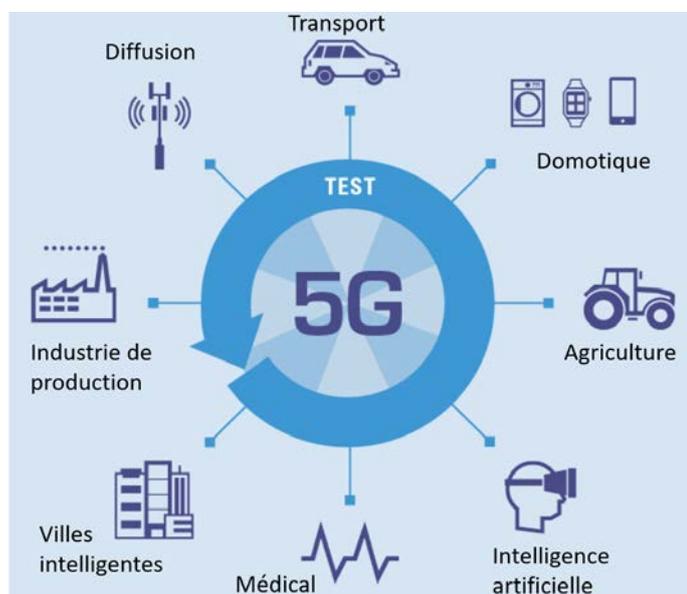


FIGURE 1.7 – Services fournis à l'utilisateur par les STI

Dans cette optique, la 5G souhaite unifier plusieurs secteurs importants dont l'énergie, la santé, les médias et le transport [TVCV18].

C'est dans ce contexte que les services, comme les transports, doivent utiliser ce nouveau type de réseau pour permettre aux véhicules une autonomie complète mais aussi de créer des réseaux de communications pour les échanges d'informations.

1.6.1 Attentes liées à la 5G

De nombreux organismes ont développé des visions de la 5G, notamment NGMN (Alliance NGMN, février 2015), UIT-R (Recommandation UIT-R IMT Vision, juillet 2015) et 5G PPP (5G Infrastructure Association, février 2015). Ensemble, ils décrivent les principaux aspects de la 5G :

- Amélioration des performances de la technologie mobile en termes de débit accru, de temps de latence réduit, de fiabilité ultra-élevée, de densité de connectivité supérieure et de mobilité accrue.
- Prise en charge de la convergence des applications verticales sur un seul réseau

sans fil commun. Ceci est activé par une utilisation flexible et la configuration des fonctions réseau pour permettre des cas d'utilisation avec des exigences très diverses au moyen de tranches de réseau. La 5G devrait devenir le premier système de communication radio conçu pour intégrer harmonieusement les communications de type humain (H2C) aux communications de type machine (M2C), devenant ainsi un facilitateur pour l'Internet des objets (IoT).

- Une nouvelle interface radio flexible ou des interfaces radio pour faciliter le déploiement à la fois dans les bandes mobiles actuelles mais aussi les nouvelles bandes spectrales qui pourraient aller jusqu'à la gamme des ondes millimétriques.

Le tableau 1.2 suivant résume les performances actuelles de la 4G ainsi que les performances attendues pour le déploiement de la 5G.

TABLEAU 1.2 – Comparaison entre les performances de la 4G et de la 5G

Performances/Génération	4G	5G
Débit maximal (Gbit/s)	1	20
Débit aperçu par l'utilisateur	10	100
Efficacité spectrale	1x	3x
Vitesse (km/h)	350	500
Latence (ms)	10	1
Nombre d'objets connectés sur une zone (quantité d'objets/km ²)	10 ⁵	10 ⁶
Efficacité énergétique du réseau	1x	100x
Débit sur une zone (Mbits/s/m ²)	0,1	10

La 5G vise une meilleure couverture grâce à l'intégration de diverses technologies d'accès, y compris la communication Device-to-Device (D2D), et est envisagé pour soutenir une mobilité plus élevée, par exemple 500 km / h pour les trains à grande vitesse. En ce qui concerne la sécurité routière, la 5G devrait améliorer la fiabilité du

réseau, avec un taux de perte de 10 à 5 paquets pour les services critiques pour la sécurité, mais pour certains cas d'automatisation industrielle qui ont des conditions et des exigences différentes de la sécurité routière cas, une fiabilité réseau de 10-9 de taux de perte de paquets peut être nécessaire. La conduite automatisée est aussi un élément essentiel autour duquel la 5G va proposer de nouvelles fonctionnalités et ainsi améliorer les performances. En effet, la conduite autonome nécessite une très faible latence pour pouvoir réagir en temps réel au comportement des conducteurs et se déplacer afin d'éviter des obstacles.

1.6.2 Projets autour de la 5G

Dans cette section, nous nous intéressons aux projets existants liés à la 5G qui se concentrent sur une ou plusieurs technologies dans le but d'améliorer des critères de performances spécifiques. Nous listons dans ce qui suit un bref aperçu des projets 5G les plus importants.

-5GNOW



Dans [WJK⁺14], les auteurs présentent les éléments clés autour desquels s'articulent le projet 5GNOW. Ce projet de recherche européen vise à identifier les éléments de transition vers la 5G. Les technologies discutées sont l'Internet des Objets (IoT) qui vise à modifier notre perception d'internet en une interface machine-à-machine (M2M). D'autres technologies sont abordées comme la connectivité Gigabit sans fil qui permet aux utilisateurs d'avoir des applications vidéos 3D en temps réel avec une transmission à très faible latence. Des aspects, comme la forme d'onde, l'architecture ou bien les contraintes temps réel proposées par les standards présents sur les marchés sont remises en question et de nouvelles propositions sont indispensables.

- Projet METIS



Le projet METIS [MET14] (Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information Society) connaît de nombreux partenaires comme ERICSSON, ALCATEL-LUCENT, ORANGE, HUAWEI et plusieurs opérateurs de télécommunications européens. La date de début de ce projet est le 01/11/2012 et la date de fin est le 30/04/2015. L'objectif global du projet METIS est de jeter les bases

du système mobile et sans fil au-delà de 2020, également appelé 5G, en fournissant des techniques qui répondent aux exigences prévues. Les technologies doivent non seulement être étudiées de manière indépendante, mais aussi être liées à une perspective globale du système. Les principaux objectifs de METIS sont de développer la conception globale du réseau d'accès radio 5G et de fournir les outils techniques nécessaires pour une intégration et une utilisation efficaces des diverses technologies et composants 5G actuellement développés. Les piliers de l'innovation qui permettront au projet METIS d'atteindre cet objectif sont :

- + Un cadre d'harmonisation de l'interface aérienne permettant une intégration efficace des interfaces nouvelles et existantes,
- + Un cadre de gestion des ressources agile fournissant la dynamique nécessaire pour adapter efficacement les interfaces radio 5G intégrées et les concepts radio aux demandes de trafic et aux exigences de service.
- + Un système d'accès et de mobilité inter-couches et inter-air-interface assurant un continuum d'accès omniprésent.
- + Un cadre de commande et de plan d'utilisateur commun fournissant les moyens pour une prise en charge efficace de la grande polyvalence des services attendus pour 5G.
- + Une mise en œuvre future rentable de l'intégration 5G.

Le projet METIS est basé sur un consortium international avec des partenaires de toutes les régions avec des initiatives de recherche et développement 5G (UE, États-Unis, Chine, Japon, Corée) mais également avec la plupart des grands fournisseurs internationaux de grands opérateurs et chercheurs clés, a la capacité de générer un consensus à l'échelle mondiale et à diffuser des résultats auprès des organismes, forums et groupes de normalisation concernés dans toutes les régions et auprès de toutes les industries.

- Projet PHYLAWS



Le projet PHYLAWS (PHYsical LAyer Wireless Security) [COR12b] a débuté le 01/11/2012 et a pris fin le 31/10/2016. Le budget global de ce projet est estimé à 4 millions €. La contribution de l'Union Européenne s'élève à 2,8 millions € dont 1,3 millions € pour la France. Le projet est coordonné en France par le groupe THALES. Le projet PHYLAWS examine des

approches dans le but d'exploiter les opportunités de sécurité offertes par le traitement du signal opéré au niveau de la couche physique par rapport à la notion fondamentale de sécurité dans le contexte de la théorie de l'information. Le projet s'est concentré sur des applications pratiques de Physec (Physical Layer Security) dans les réseaux radio sans fil publics afin d'améliorer la sécurité des communications sans fil de manière abordable, flexible et efficace. Il doit être simple à implémenter et nécessitant des algorithmes facilement développés et facilement validés, mais aussi moins de ressources spectrales avec une consommation d'énergie réduite de manière significative.

- **Projet DUPLO**



Le projet DUPLO (Full-Duplex Radios for Local Access) [COR12a] a débuté le 01/10/2012 et a pris fin le 31/05/2015. Le budget global de ce projet est estimé à 4,5 millions €. La contribution de l'Union Européenne s'élève à 3,3 millions € dont 324000 € pour

la France. Le projet DUPLO s'appuie sur la technologie de l'émetteur-récepteur radio où la même fréquence porteuse peut être utilisée simultanément pour la transmission et la réception. Ce nouveau paradigme de transmission peut considérablement renforcer la capacité de liaison et fournir de nouveaux moyens d'utilisation du spectre et de mise en réseau [COR12a].

- **Projet MiWaveS**



Le projet MiWaveS (Beyond 2020 heterogeneous wireless network with millimeter wave small cell access and backhauling) [COR14a] a débuté le 01/01/2014 et a pris fin le 30/04/2017. Le budget global de ce projet est estimé à 11,35 millions €. La contribution

de l'Union Européenne s'élève à 7,35 millions €. Le coordinateur de ce projet en France est le commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives (CEA). Le projet « MiWaveS » (Millimeter-Wave Small Cell Access and Backhauling) est un projet d'intégration à grande échelle piloté par l'industrie. Il étudie et démontre les technologies et fonctionnalités clés permettant l'intégration de petites cellules à ondes millimétriques dans les futurs réseaux hétérogènes. L'intérêt du projet se situe particulièrement au niveau des fonctions et des algorithmes de mise en réseau, ainsi que des technologies radio et antennes intégrées.

- Projet MAMMOET

Le projet MAMMOET [COR14b] (Massive MIMO for Efficient Transmission) vise à faire passer le MIMO massif d'un concept théorique très prometteur à un niveau pratiquement réalisable en utilisant un matériel innovant, peu coûteux mais efficace. Le projet a commencé le 01/01/2014 et a pris fin le 31/12/2016. Le budget global de ce projet s'élève à une valeur de 4,4 millions €. Ce projet a été financé par le septième programme-cadre de recherche et développement technologique et de démonstration de l'Union européenne.

1.6.3 Défi de la 5G dans l'industrie automobile

A quel niveau la technologie 5G peut-elle répondre aux exigences des communications véhiculaires et améliorer les performances de celle-ci ? La principale cause des accidents dans les transports sont dus à des erreurs humaines. Les innovations technologiques apportés par la 5G doivent permettre de rendre la conduite plus sûre et plus fiable. Les principales thématiques dans lesquelles ces innovations vont jouer un rôle crucial sont :

1. La connexion à internet des véhicules pour permettre aux passagers d'accéder à de nouveaux services.

Grâce à l'amélioration des débits apportée par la 5G, de nouveaux services seront disponibles aussi bien pour les conducteurs que les passagers. L'internet à bord va permettre d'accéder à des contenus multimédias, à des jeux mais aussi à d'autres services tels que la VoIP d'une manière plus fiable.

2. Plus d'informations pour l'aide à la conduite afin de rendre le trafic plus sûr et plus fluide.

Cette thématique est primordiale, car elle représente la pierre angulaire des futurs véhicules. En effet, en améliorant la sécurité et l'efficacité des réseaux véhiculaires, cela va permettre aux conducteurs de prendre les meilleures décisions quant à son environnement externe afin de mieux s'adapter à sa situation. L'objectif essentiel de cette thématique est donc d'améliorer l'aspect cognitif du véhicule plongé dans son environnement en permettant l'accès aux informations aussi bien au niveau des passages dangereux et des marques de signalisation que la gestion pour le ravitaillement et la protection des usagers vulnérables.

3. L'introduction de nouveaux concepts comme l'intelligence artificielle afin de rendre la voiture de plus en plus autonome.

Cet aspect permet aux véhicules de prendre des décisions rapidement grâce à plusieurs capteurs et ainsi bénéficier d'informations complémentaires quant à son environnement proche afin d'avoir une meilleure vision.

1.6.4 Technologies de la 5G

Le déploiement de la 5^{me} génération sera possible grâce à la mise en place de plusieurs technologies. Chacune de ses technologies permettra d'atteindre des performances répondant aux exigences de la future génération. Certaines de ces technologies sont déjà connues mais de nouvelles solutions relatives à leur mise en place ainsi que leur combinaison permettront de fournir les performances attendues. Nous présentons dans ce qui suit les plus importantes d'entre elles.

1.6.4.1 Massive MIMO

Un système Massive MIMO est un système composé d'un grand nombre d'antennes M ($M < 10$) au niveau de la station de base. Le massive MIMO est un système composé d'un grand nombre d'antennes M ($M > 10$) au niveau de la station de base. Ce nouveau concept rompt complètement avec la pratique actuelle en utilisant nombre d'antennes élevé qui fonctionnent de manière totalement cohérente et adaptative [LETM14]. Des antennes supplémentaires aident en concentrant la transmission et la réception de l'énergie du signal dans des régions de plus en plus petites comme indiqué dans la figure n 1.8.

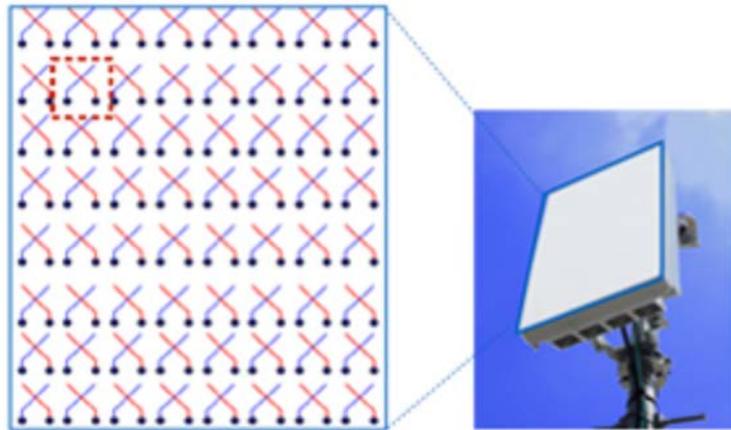


FIGURE 1.8 – Massive MIMO

Cela apporte d'énormes améliorations en termes de rendement et d'efficacité énergétique, en particulier lorsqu'il est combiné avec la programmation simultanée d'un grand nombre de terminaux d'utilisateurs (des dizaines voir des centaines). Le massive MIMO a été initialement envisagé pour une opération de duplex à répartition dans le temps (TDD), mais il peut potentiellement être appliqué également dans une opération de duplex à division de fréquence (FDD). Les avantages apportés par le massive MIMO sont les composants de faible puissance et peu coûteux avec une latence réduite. Certains inconvénients autour de la technique massive MIMO sont :

- La contamination du pilote est l'une des limites inhérentes de la technique massive MIMO qui dégrade considérablement la performance. La station de base veut connaître les réponses de canal de ses terminaux d'utilisateur et celles-ci sont estimées dans la liaison montante en envoyant des signaux pilotes. Chaque signal pilote est corrompu par des interférences inter-cellules et du bruit lorsqu'il est reçu à la station de base. Par exemple, considérons le scénario où deux terminaux émettent simultanément, de sorte que la station de base reçoive une superposition de leurs signaux, finalement le signal pilote souhaité sera « contaminé ».
- La forte sensibilité aux obstructions réduit le champ d'action de la technique massive MIMO pour des scénarios particuliers comme des stades ou festivals où le NLOS est peu fréquent avec peu de mobilité.

1.6.4.2 mmWAVE

Les bandes mmWave correspondant approximativement aux fréquences de 30GHz à 300GHz ont attiré une attention considérable en raison de l'énorme bande passante. Les communications mmWave présentent plusieurs avantages par rapport aux technologies sans fil existantes, qui sont décrits ci-dessous [RSM⁺13].

- Ils fournissent des mesures de distance plus précises des obstacles proches (c'est-à-dire des objets et des personnes) lorsqu'ils sont installés dans une voiture. Cela aide dans la voiture automatique ainsi que la voiture manuelle pour de nombreuses raisons.
- Comparées aux réseaux sans fil existants, les communications mmWave utilisent des fréquences beaucoup plus élevées (30 – 300GHz) comme fréquences porteuses (figure n 1.9). En conséquence, il a beaucoup plus de ressources de spectre (270GHz),

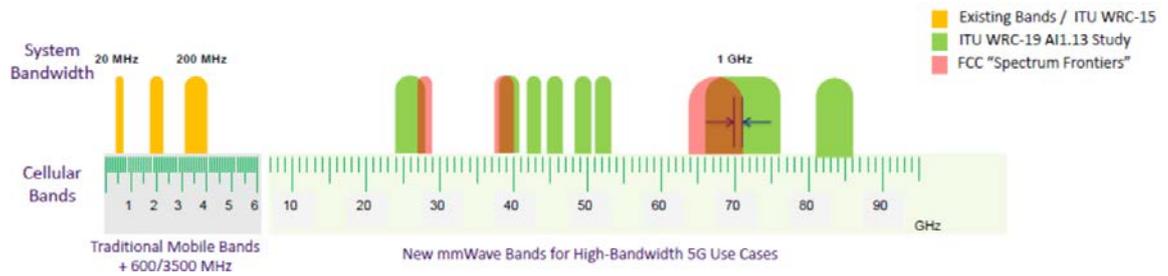


FIGURE 1.9 – Ondes millimétriques

- En raison des faibles longueurs d'onde, les dispositifs mmWave permettent d'assembler un grand nombre d'antennes dans de petites dimensions physiques. Avec la technologie avancée de mmWave, le système radar mmWave est devenu compact et ne prend pas de place. C'est ce qui a poussé les communautés à adopter la technologie radar mmWave pour leurs utilisations.
- Avec la même taille d'antenne, il est possible d'assembler de nombreux éléments d'antenne à des fréquences mmWave. En conséquence, le faisceau formé peut être plus étroit, ce qui peut faciliter davantage le développement d'autres applications, telles que la détection radar et le beamforming [RSP⁺14]. Le système informatisé du radar mmWave envoie des messages d'avertissement avant une éventuelle collision pour prendre des précautions. Il envoie également des messages aux membres du propriétaire de la voiture en fonction de la pré-programmation dans le système radar mmWave.

Les principaux inconvénients de la technologie mmWave est la faible portée des ondes radio. Ceci va entraîner l'emploi des small-cells en sachant que les ondes mmWave sont très sensibles aux obstacles et subissent de très fortes atténuations.

1.6.4.3 IoT

Il existe plusieurs définitions de l'IoT. L'une d'entre elles est proposée par Kevin Ashton [Ash09] « L'Internet des Objets consiste en capteurs connectés à Internet qui se comportent d'une manière identique à Internet en effectuant des connexions ad-hoc ouvertes, partageant librement les données et autorisant l'accès à diverses applications afin que les ordinateurs comprennent le monde qui les entoure et deviennent le système nerveux de l'humanité. »

L'Internet des objets (IoT) est un concept qui gagne rapidement du terrain dans le

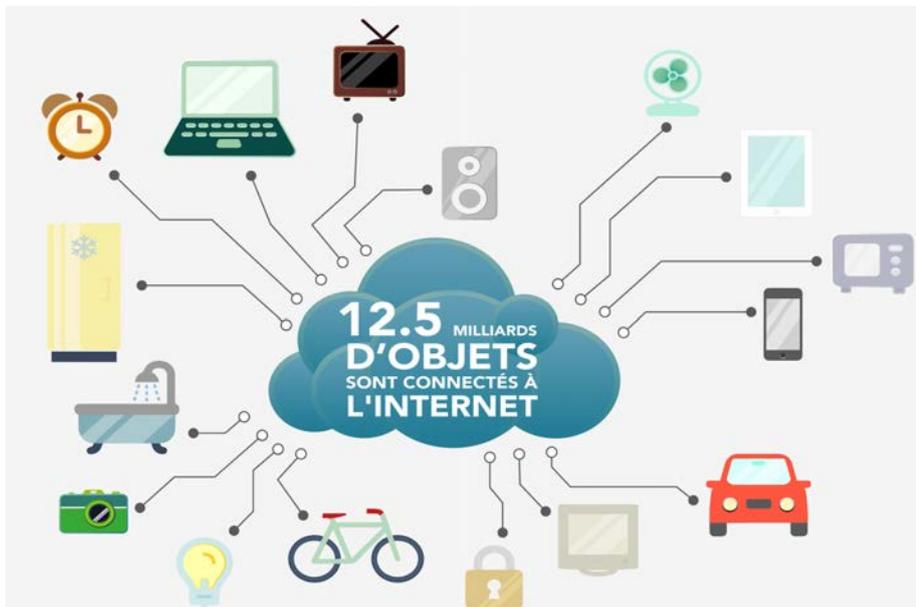


FIGURE 1.10 – IoT et applications

scénario moderne des télécommunications sans fil. L'idée de base de ce concept est l'omniprésence d'une variété de choses ou d'objets - tels que les étiquettes d'identification par radiofréquence (RFID), les capteurs, les actionneurs, les téléphones mobiles, etc. - qui, grâce à des systèmes d'adressage uniques, peuvent interagir entre eux et coopérer avec leurs voisins pour atteindre des objectifs communs comme indiquée dans la figure n 1.10 [AIM10]. Afin d'exploiter ce nouveau paradigme, il est essentiel de passer à un mode d'acheminement de l'information et à un déploiement de l'IPv6 pour favoriser un langage universel. Mais, il est aussi important de garder à l'esprit que le grand nombre d'appareils connectés et les différentes technologies utilisées au sein d'un même réseau très dense conduisent à de nouveaux enjeux concernant la sécurité [AFGM⁺15].

1.6.4.4 Radio Intelligente

Un système radio intelligent est défini par sa capacité à être conscient de son environnement radioélectrique. En effet, afin d'optimiser au maximum les opportunités spectrales qui lui sont offerts, le dispositif radio intelligent doit être capable de transmettre sur des bandes laissées libres tout en réalisant un sondage spectral afin de ne pas interférer avec les utilisateurs ayant la priorité sur la bande mais aussi pour détecter d'autres fréquences vacantes [MM99]. Le principe de la radio intelligente est

décrit dans la figure 1.11.

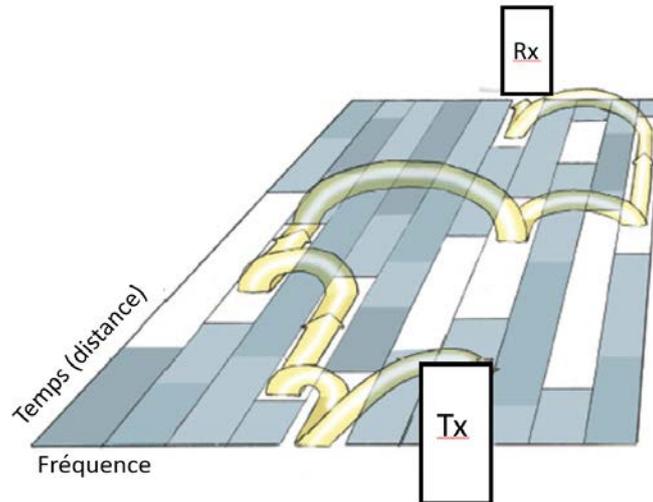


FIGURE 1.11 – Principe de la radio intelligente

Trois notions majeures définissent la radio intelligente [Hay05] :

- *Prise en compte de l'environnement* : la radio intelligente doit être en mesure de prendre en compte les caractéristiques de son environnement électromagnétique. Ceci suppose que la radio intelligente connaît l'environnement radiofréquence (RF), les règles qui régissent son fonctionnement, les besoins de ses utilisateurs, ses propres capacités, les priorités et autorités, sa position géographique.
- *Adaptation* : c'est la capacité à s'adapter à l'environnement ou aux besoins des utilisateurs. Par exemple : la radio intelligente peut ajuster son comportement en changeant sa puissance, sa modulation, sa porteuse et sa bande passante. Ce niveau d'adaptation rappelle la rapidité de la radio définie logicielle (SDR).
- *Cognition* : c'est la capacité d'appréhender son environnement, ses paramètres caractéristiques, l'impact de ses actions et ses expériences passées.

La radio intelligente est un système qui détecte son environnement électromagnétique et peut ajuster de façon dynamique et autonome ses paramètres de fonctionnement radio afin de modifier certains paramètres du système, comme le débit, atténuer les interférences, faciliter l'interopérabilité et accéder au marché secondaire en temps réel avec deux objectifs principaux, une communication fiable autant que nécessaire et une utilisation efficace du spectre radioélectrique [PS15].

1.6.4.5 La communication D2D

Les communications basées sur la technologie device-to-device (D2D) ont beaucoup attiré l'attention des chercheurs ces dernières années. C'est une technique prometteuse pour décharger le trafic des stations de base cellulaires locales en permettant aux périphériques locaux situés à proximité de communiquer directement entre eux [DRW⁺09]. De plus, grâce au relais, la technologie D2D est également une approche prometteuse pour améliorer la couverture du service de frontière cellulaire ou des zones d'ombres [TLPM13]. En plus d'améliorer les performances du réseau et la qualité du service, la D2D peut ouvrir des opportunités pour de nouvelles applications et services basés sur la proximité pour les utilisateurs cellulaires comme indiqué dans la figure 1.12.

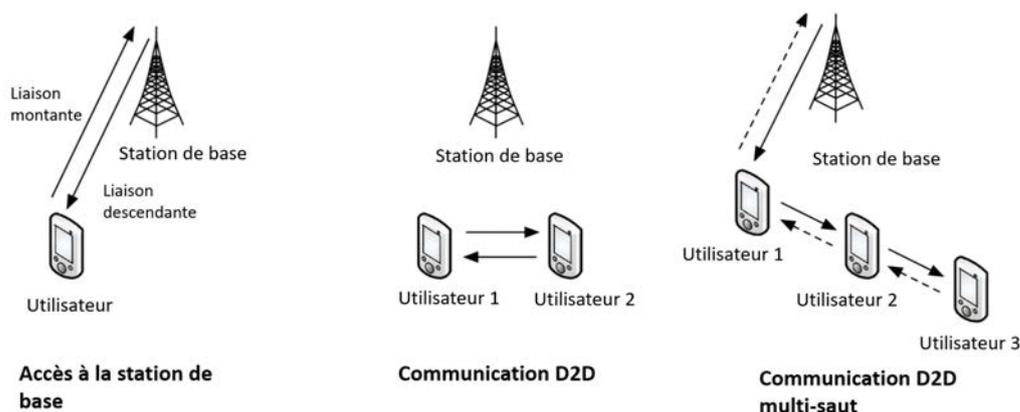


FIGURE 1.12 – D2D

Cependant, il existe de nombreux défis pour tirer pleinement parti de la D2D. D'une part, la réduction des interférences entre les utilisateurs cellulaires traditionnels et les utilisateurs D2D fonctionnant en mode sous-jacent reste un problème de recherche actif. Avec les systèmes de communication de 5ème génération (5G) censés être le principal support de données pour le paradigme Internet-of-Things (IoT), le rôle potentiel et l'évolution de la D2D pour prendre en charge les périphériques IoT et les communications centrées sur l'homme doivent être étudiés.

1.6.4.6 Full-Duplex

Dans les systèmes de transmission classiques, deux modes peuvent être utilisés : Dans un premier cas l'émission et la réception se font sur des bandes de fréquences distinctes. Ce mode de duplexage en fréquences dit FDD, pour frequency division duplexing, est le plus commun et également celui utilisé sur toutes les bandes des réseaux mobiles français. La transmission et la réception peut également s'établir à des instants différents. Ce mode de duplexage temporel appelé TDD, Time Division Duplexing, est utilisé dans plusieurs pays, notamment pour servir la LTE. La technologie full-duplex a pour but de permettre l'émission et la réception simultanée d'informations et ce sur les mêmes fréquences [LTW04], permettant en théorie de doubler le débit et de réduire le temps de latence de bout en bout. Considérons par exemple, une station de base qui fonctionne en mode full-duplex et qui se charge de la transmission d'informations de deux terminaux comme décrit dans la figure 1.13. La station de base n'aura pas besoin d'attendre la réception de toute la trame pour entamer son envoi, mais enverra immédiatement et en même temps les informations qu'elle reçoit. Grâce à cela, le temps de latence de bout en bout est réduit tout en garantissant une meilleure efficacité spectrale. Néanmoins, il est nécessaire de considérer le problème d'interférence qui survient entre les deux antennes de la station de base et qui peut fortement dégrader la communication s'il n'est pas résolu [KLH15].

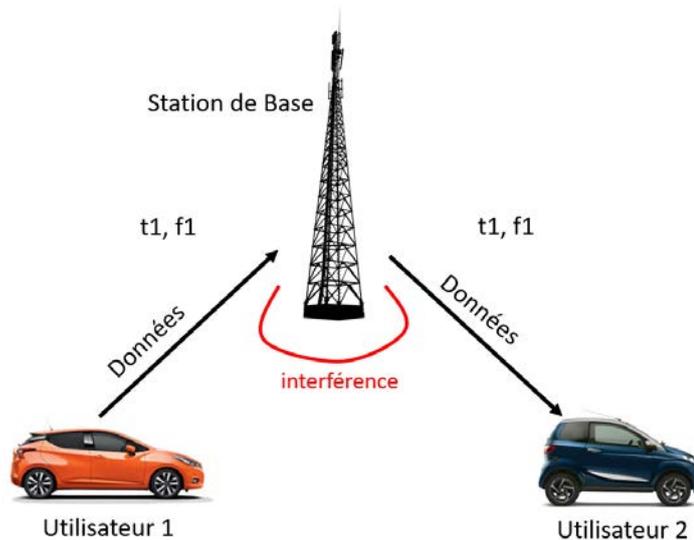


FIGURE 1.13 – Exemple de communication full duplex

1.6.5 Comparaison entre les technologies de la 5G

Afin de faire le choix d'une technologie adaptée pour les communications véhiculaires, nous résumons les technologies majeures utilisées pour la future génération dans le tableau 1.3.

TABLEAU 1.3 – Propositions technologiques pour la 5G

Attentes et caractéristiques de la 5G	Propositions de technologies
Capacité et débit - Débit de données allant jusqu'à 10GBps	Ondes millimétriques, MIMO massif, full duplex
Efficacité spectrale	Radio intelligente, full duplex
Temps de latence - Temps de latence de bout en bout de 1 ms	Communication D2D, full duplex
Densification de communication	Réseau de Microcellules, Internet des objets
Couverture	Communications D2D, Réseau de Microcellules

Notre choix de technologie s'est porté sur la technologie full duplex. En effet, le temps de latence étant une exigence cruciale dans les communications véhiculaires, il est nécessaire de se tourner vers une technologie visant à améliorer ce critère.

1.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié les différentes technologies utilisées actuellement pour assurer les communications véhiculaires, à savoir : les communications LTE-V et ITS-G5. Nous avons ensuite comparé ces deux normes et défini les limites de chacune d'entre elles par rapport aux besoins actuels et futurs des communications véhiculaires. L'incapacité des solutions actuelles à répondre à ces besoins nous amène à étudier la cinquième génération et ses diverses propositions de recherches. Finalement, notre choix de travail s'est porté sur la technologie full-duplex vu son adéquation avec les besoins des communications véhiculaires.

Chapitre 2

Les systèmes de communications full-duplex

Sommaire

2.1	Introduction	45
2.1.1	Définition	45
2.1.2	TDD	45
2.1.3	FDD	46
2.1.4	FD	46
2.1.5	Avantages des communications FD	47
2.2	Problématique et solutions	48
2.2.1	Problématique	48
2.2.2	Méthodes d'annulation d'interférences	48
2.3	Annulation Passive	49
2.3.1	Définition	49
2.3.2	Méthodes d'annulation passives	49
2.3.3	État de l'art des annulations passives	51
2.3.4	Tests annulations passives	52
2.4	Annulation Active	56
2.4.1	Définition et principe	56
2.4.2	Étapes d'annulation analogique	57
2.4.3	État de l'art des annulations analogiques	59
2.5	Annulation numérique	60
2.5.1	Annulation active numérique	60

2.5.2	État de l'art sur l'annulation numérique	61
2.6	Limites d'annulation d'interférences	63
2.6.1	Le bruit de quantification	64
2.6.2	Le déséquilibre I / Q	64
2.6.3	Le bruit de non linéarité	66
2.6.4	Le bruit de phase	66
2.6.5	Estimation des deux canaux	67
2.7	Conclusion	69

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la communication choisie afin de répondre à notre besoin véhiculaire et qui est la communication FD. Nous commençons par définir la problématique majeure liée à ce type de communications pour ensuite présenter les différentes techniques d'annulation d'interférence permettant d'y remédier. Finalement, nous détaillons les bruits qui viennent limiter les performances de notre système et dont le plus important est l'estimation des deux canaux dans le système.

2.1.1 Définition

Les systèmes de communications sans fil sont des systèmes HD qui utilisent des ressources séparées en temps ou en fréquence. Nous distinguons deux méthodes de duplexage assurant une communication bidirectionnelle : Time Division Duplex (TDD) et Frequency Division Duplex (FDD) représentés par la figure 2.1

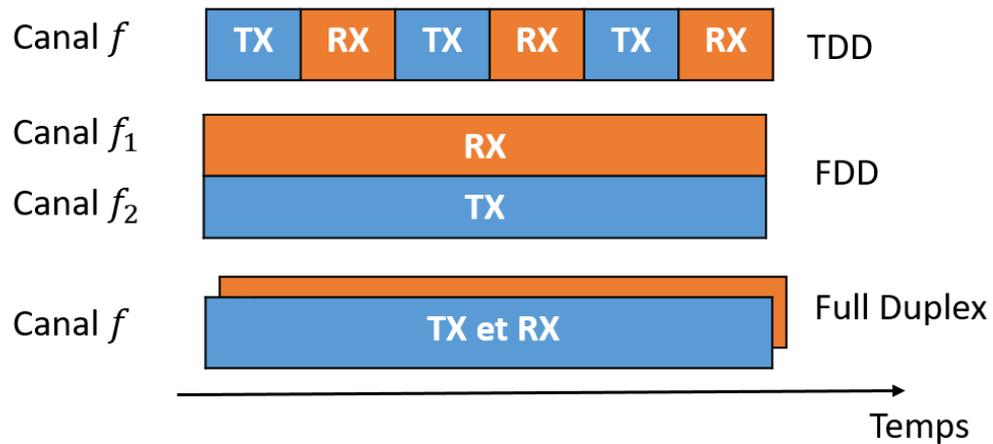


FIGURE 2.1 – Les différents modes de transmission

2.1.2 TDD

Le TDD consiste à attribuer à l'émetteur et au récepteur différents temps de communication et ce sur une même et unique bande de fréquence. Il alterne ainsi l'émission et la réception en leur assignant des intervalles de temps pouvant être variables. Le véritable avantage du TDD est l'utilisation d'une seule ressource fréquentielle pour

l'émission et la réception. De plus, aucune séparation de canal ni bande de garde fréquentielle n'est nécessaire pour assurer la communication. La plupart des technologies pour la transmissions sans fil, tel que le Wifi, le Bluetooth ou le Zigbee , utilisent le TDD. De plus, en raison du coût et de la pénurie du spectre, le TDD est également adopté dans certains systèmes cellulaires, tels que les systèmes chinois TD-LTE. L'inconvénient est qu'une implémentation réussie de TDD nécessite un système de synchronisation très précis à la fois du côté de l'émetteur et du récepteur afin d'éviter que les créneaux temporels ne se chevauchent ou n'interfèrent entre eux. Le recours au TDD entraîne également l'augmentation du temps de latence de bout en bout dû au fait qu'un terminal soit contraint d'attendre la réception d'un message avant d'entamer une transmission. Le temps de latence étant un critère crucial, cette méthode n'est donc pas adéquate pour les communications véhiculaires.

2.1.3 FDD

Le FDD permet une communication simultanée sur des bandes de fréquences différentes. Le temps de latence n'en est donc pas affecté et c'est la raison pour laquelle il est largement déployé dans les communications cellulaires. Il est aussi utilisé dans les communications LTE ou le fait d'attribuer deux canaux différents entre la liaison montante (UL) et descendante (DL) empêche les interférences possibles. Il implique, cependant, une baisse considérable en efficacité spectrale. En effet, le duplexage FDD ne requière pas moins du double du spectre de celui du TDD. Ceci constitue une contrainte majeure étant donné la saturation du spectre et le besoin urgent d'optimiser les ressources fréquentielles. Finalement, étant donné que les caractéristiques des canaux changent en fonction des fréquences allouées, des techniques utilisées dans les nouvelles technologies tel que le MIMO ou le beamforming deviennent plus compliquées. Pour les communications LTE par exemple, l'attribution de fréquences différentes impliquera un traitement différent au niveau de l'UL et du DL.

2.1.4 FD

Comme mentionné précédemment, les systèmes traditionnel de communication sans fil sont basés sur un mode HD. Cependant, dans le but d'exploiter les avantages du FDD et du TDD tout en évitant les inconvénients de l'un et de l'autre, le mode FD a été envisagé. Ce mode est une combinaison des deux modes et permet donc une émission et réception simultanée et sur la même bande de fréquences. Le principe du FD n'est pas nouveau car il a longtemps été utilisé avec succès dans les communications

filaires. Le principe est engendré par le couplage entre les câbles de l'émetteur et du récepteur. Cet écho étant relativement faible (3 à 6 dB en dessous du signal utile) les performances requises au niveau de l'annulation sont facile à réaliser [HCB96] [GS99]

2.1.5 Avantages des communications FD

Le mode FD a montré plusieurs avantages intéressants, mais a également révélé des faiblesses par rapport au mode HD. Le principal avantage lié aux communications FD est l'amélioration en termes de débit. En effet, le recours au FD permet en théorie de pratiquement doubler le débit par rapport au mode HD. Et l'inconvénient majeur est la nécessité qu'un nœud FD doit traiter deux fois plus de paquets qu'un nœud HD en raison de sa transmission et réception simultanées. Le taux de perte de paquets et le délai sont plus importants dans une communication FD que pour le mode HD [ZLVH16]. Nous allons dans cette partie nous intéresser aux avantages proposés par les communications FD par rapport aux communications HD :

- Augmentation du débit : par rapport au mode HD, le mode FD double presque le débit d'une liaison sans fil à un seul bond dans la couche physique.
- Évitement des collisions : dans le protocole CSMA / CA (collision avoidance) à accès multiple, chaque nœud HD doit vérifier la qualité du canal avant de l'utiliser. Le mode FD nécessite toutefois que le premier nœud qui initie les transmissions détecte le canal, ce qui est nécessaire pour éviter les collisions avec les nœuds FD qui ne réalisent pas de détection de porteuse.
- Le problème du nœud caché : en considérant un scénario dans lequel de multiples nœuds souhaitent transmettre leurs données vers un point d'accès commun. Si une communication en mode FD entre ce point d'accès et un nœud caché est déjà établie, alors les autres nœuds du réseau "écoutent" les transmissions du point d'accès et retardent ainsi leur transmission pour éviter les collisions.
- Réduction du délai de bout en bout : un nœud FD peut commencer le transfert d'un paquet partiellement reçu pour réduire de manière significative le délai de bout en bout de la livraison des paquets via un réseau à sauts multiples, par exemple par rapport au stockage conventionnel et la technique de retransmission utilisée en mode HD.
- Amélioration de la qualité de détection de l'utilisateur principal dans un environnement de radio cognitive : une détection fiable de l'utilisateur primaire

n'est pas une tâche facile à réaliser dans les environnements CR [ZLW13]. Cela deviendrait cependant une opération encore plus difficile si les récepteurs principaux ne fonctionnaient qu'en mode HD. Comme avantage, le mode FD permet à l'utilisateur secondaire de rechercher tous les utilisateurs principaux tout en occupant activement le spectre. Les récepteurs primaires peuvent transmettre en même temps, pour faciliter les opérations de détection et d'analyse des utilisateurs secondaires.

2.2 Problématique et solutions

2.2.1 Problématique

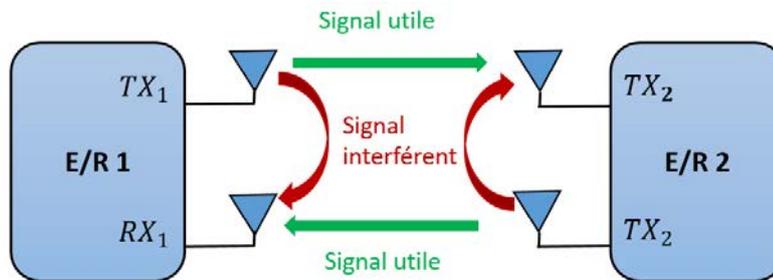


FIGURE 2.2 – Interférence dans un système FD

Il est clair que la principale limitation impactant sur la transmission en FD est la gestion d'interférences due au signal d'interférence très puissant engendré par l'antenne émettrice sur l'antenne réceptrice du même appareil. Afin d'atteindre le maximum d'efficacité dans ce type de communications, le signal interférent doit être réduit au niveau du bruit du récepteur. Par exemple, dans les systèmes Wifi, la puissance d'émission peut aller jusqu'à 20 dBm et le niveau de bruit du récepteur est de -90 dBm, ce qui nécessite un total de 110 dB d'annulation d'interférence pour le bon fonctionnement du système FD. Dans le cas où l'élimination n'est pas suffisante, les résidus d'interférences entraînent une dégradation du SNR, ce qui engendre un impact négatif sur le débit.

2.2.2 Méthodes d'annulation d'interférences

Le recours au FD pour les communications sans fil a longtemps été considéré comme impossible en raison de l'interférence que crée un terminal sur sa propre antenne

réceptrice. Cependant, de nouvelles techniques d'annulation d'interférences ont vu le jour et permettent de réduire la puissance du SI suffisamment pour récupérer le SOI après démodulation. La figure représente les différentes techniques d'annulations qui sont généralement utilisées pour récupérer le signal utile.

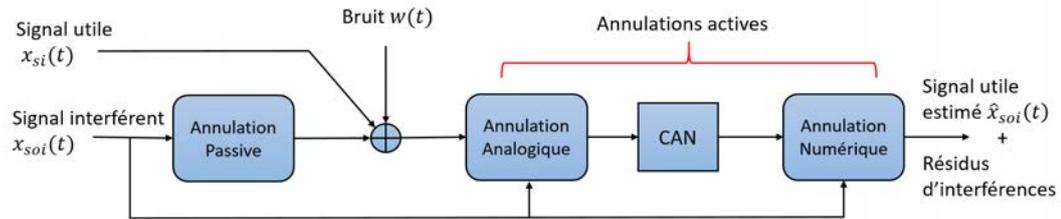


FIGURE 2.3 – Annulations d'interférences

Les parties suivantes détaillent ces méthodes d'annulations d'interférences.

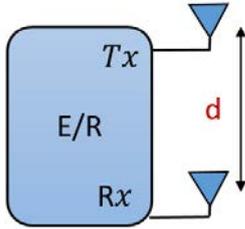
2.3 Annulation Passive

2.3.1 Définition

La suppression passive consiste à étudier la nature et la propagation des antennes pour réduire les pertes en propagation. Elle représente donc l'atténuation du signal interférent due à la distance, à l'absorption et à la propagation des trajets multiples entre l'antenne émettrice et réceptrice d'un même appareil. En réduisant le couplage entre les deux antennes, la puissance de ce signal peut être réduite avant son arrivée à l'antenne réceptrice. Différentes méthodes d'annulations passives ont été proposées afin de réduire le signal interférent. Nombreuses d'entre elles sont réalisées à partir de déductions pratiques liées aux antennes. Nous détaillons dans cette partie les principales méthodes existantes ainsi que leurs résultats et leurs inconvénients.

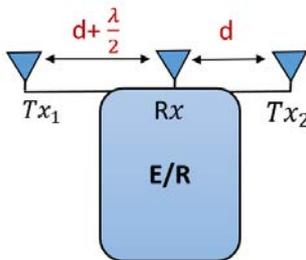
2.3.2 Méthodes d'annulation passives

2.3.2.1 Annulation par séparation d'antennes



La méthode la plus intuitive pour réduire le SI consiste à accroître la distance entre l'antenne émettrice et réceptrice d'un même appareil. En effet, augmenter la distance entre les deux antennes revient à obtenir une plus grande atténuation et ainsi une puissance moindre du signal au niveau de partie réceptrice. Cependant, cette séparation entraîne des contraintes de dimension de l'appareil qui ne sont généralement pas possible dans le cas pratique. De plus, accroître cette distance dégrade le canal du signal interférant et rend plus difficile son estimation [HKW⁺10].

2.3.2.2 Annulation par positionnement



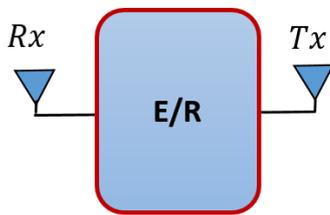
Cette méthode fait appel à deux antennes émettrices et une antenne réceptrice. Le principe consiste à placer les deux antennes émettrices à des distances de d et $d + \lambda/2$ de l'antenne réceptrice, nommé baseline, où λ représente la longueur d'onde. L'idée est de transmettre simultanément le même signal dans le but d'obtenir une somme destructive au niveau de l'antenne réceptrice. La seconde antenne étant décalée d'une demi-longueur d'onde, les deux signaux arriveront en opposition de phase et s'annuleront mutuellement comme le montre la figure. L'annulation est d'autant plus efficace si les deux signaux sont envoyés à la même puissance et devrait en théorie annuler de façon significative le signal interférant [HAW08] [RGK⁺10]. Cette méthode est néanmoins compromise par la présence de multi-trajets qui changent selon la position des antennes. Ces multi-trajets ont des gains parfois non négligeables et ils ne sont pas maîtrisables, ce qui dégrade fortement les performances d'annulation.

2.3.2.3 Annulation par polarisation

Cette annulation consiste à minimiser au maximum l'intersection des lobes des deux antennes émettrices et réceptrices. Le principe est d'émettre le signal dans une direction donnée afin que l'antenne réceptrice du même appareil reçoive le minimum d'interférences. Le recours aux antennes directives telles que les antennes cornets où le fait de manipuler la position des antennes revient à jouer sur leurs diagrammes de

rayonnement [SPS11] [EDDS11]. Une polarisation verticale et horizontale peut également être utilisée afin de réduire le couplage entre les antennes. L'application du Beamforming représente également une solution pour ce genre d'annulation. Cette solution reste toutefois contraignante, car elle force l'appareil communicant à se trouver un certain endroit au risque d'obtenir une annulation limitée.

2.3.2.4 Annulation par isolation



L'annulation par isolation consiste à atténuer le signal interférant non pas en manipulant la distance mais en appliquant un isolant entre les deux antennes. L'absorption des ondes par certains matériaux rend ces derniers propices à une bonne annulation. Dans la plupart des cas, les antennes sont mises de part et d'autres de l'appareil afin de l'exploiter comme isolant et atténuer l'interférence. L'inconvénient de cette méthode est une contrainte de transmission. En effet, si les deux antennes réceptrices des deux appareils communicants se retrouvent du même côté, le message cherchant à être annulé sur le même terminal le sera également pour l'autre. Ainsi, l'isolation n'affectera pas uniquement la puissance du signal interférant mais aussi celle du signal utile. Une autre méthode consiste à utiliser un circulateur comme antenne puisque ce dernier représente à lui-même un isolant malgré le fait que l'isolation n'est pas totale et que la présence de résidus d'interférences est inévitable.

2.3.3 État de l'art des annulations passives

Afin de réduire le maximum de puissance de l'interférence avant son arrivée à l'antenne réceptrice, la plupart des tests ont recours à une combinaison des quatre différentes méthodes d'annulation passives citées ci-dessus. L'applicabilité de ces solutions dépend fortement des cas d'application ainsi que des contraintes physiques du système. En effet, si l'on considère par exemple le cas de communications mobiles, la séparation d'antennes et leur isolation ne sont pas adéquates pour atteindre de bonnes performances d'annulation. Dans d'autres systèmes néanmoins, comme les communications à relais, les contraintes de dimensions sont moindres et certaines méthodes atteignent des baisses de puissances significatives. Plusieurs tests ont été réalisés au cours des années précédentes pour améliorer les capacités d'annulations passives. Dans [DDS12], [DSA⁺14], une polarisation croisée combinée à une isolation

par blindage métallique offre une baisse de 60dB pour une séparation d'antennes de 40 cm. Une étude complète a été réalisé par les auteurs dans [SM95] et [AKR⁺04] démontrant que l'annulation passive peut atteindre jusqu'à 70dB selon l'environnement et les différentes combinaisons, et ce pour une distance relativement faible entre les antennes. L'auteur y présente également les limites de cette technique à savoir les réflexions environnementales qui sont difficilement maitrisables ainsi que la sélectivité fréquentielle engendrée par l'annulation. Si une plus grande séparation d'antennes est autorisée, les résultats obtenus sont bien plus performants ; La réduction de 70 dB devient facilement atteignable pour une distance de 5 m entre les deux antennes séparés d'un isolant [HKW⁺10]. D'autres tests ont été proposés et sont basés sur la séparation d'antennes. En considérant des antennes directives à un champ unique, une annulation de 80 dB est réalisable, favorisant ainsi la récupération du signal utile à la réception.

2.3.4 Tests annulations passives

2.3.4.1 Expérimentations

Afin de mesurer l'annulation passive, nous avons fait quelques tests visant essentiellement à relever la puissance du signal interférent reçu à la réception. Pour cela nous avons joué sur la position et la nature des antennes pour voir l'effet de la distance et de la directivité des antennes sur la quantité d'annulation. Les antennes ont été positionnées au niveau des phares, des rétroviseurs et des poignées du véhicule. Le tableau 2.1 présente les distances relatives à chaque manipulation. Au cours de ces expériences, le signal est envoyé à une puissance de 0 dBm à la fréquence 2.4GHz. La puissance ainsi que les parties réelles et imaginaires sont récupérée à l'aide d'un analyseur de réseau. Le but principal est d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal afin d'analyser son changement en fonction des positions des antennes. Le tableau suivant renseigne sur les puissances moyennes reçues pour chacune des positions et des antennes choisies. On remarque que les puissances moyennes reçues sont plus élevées lorsque les antennes omnidirectionnelles sont utilisées.

2.3.4.2 Comparaison des résultats

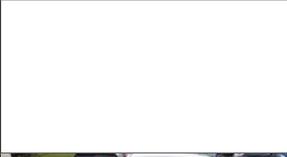
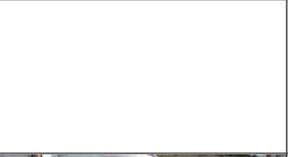
Nous présentons à présent une comparaison des réponses impulsionnelles des différents canaux relatifs aux manipulations effectuées à l'aide d'antennes omnidirectionnelles. La figure 2.4 démontre que seule la première manipulation offre une ligne de vue directe car son amplitude est bien plus élevée que celle des autres pics. Les

TABLEAU 2.1 – Paramètre de positionnement des antennes selon les expériences.

	Positionnement des antennes par rapport au véhicule	Hauteur des antennes	Baseline (distance entre les deux antennes)	Distance entre les antennes et le bord du pare-choc
Expérience1	Au niveau des phares	100	185	30
Expérience2	Au niveau des rétroviseurs	117	220	130
Expérience3	Au niveau des poignées avant	100	210	220
Expérience4	A l'avant et à l'arrière du véhicule	100	410	-

multi-trajets représentant les pics secondaires sont du même ordre de grandeur que les pics principaux des autres manipulations. La figure 2.5 représente la comparaison des puissances reçues au cours du temps et démontre que l'absence d'isolation entre les deux antennes dans la première expérience réduit la quantité d'annulation passive. De plus, ces expériences nous prouvent bien que l'annulation passive varie selon l'importance de la distance et de l'isolation entre les antennes. Les figures 2.5 et 2.6 montrent également l'impact de la nature de l'antenne sur la quantité d'annulation. En effet, le recours aux antennes cornets permet de réduire la puissance reçue car il y'a moins d'intersections entre les lobes des deux antennes. Ces expériences nous montrent finalement que le cas le plus optimal consiste en l'expérience 4 avec les antennes cornets. Il est clair que cette expérience permet de réduire la puissance du signal interférant à un tel point que ce dernier est noyé dans le bruit. Une annulation passive supplémentaire serait donc inutile car on ne peut réduire la puissance du bruit. Cependant, il faut noter que ce cas optimal est également le plus contraignant et le moins applicable en cas pratique.

TABLEAU 2.2 – Puissance reçue selon l'expérience réalisée.

Exp.	Antennes omnidirectionnelles		Antennes cornets	
		Puissance moyenne (dBm)		Puissance moyenne (dBm)
1		-45.03		-64.8
2		-51.91		-69.7
3		-54.23		-66.57
4		-75.1		-73.7

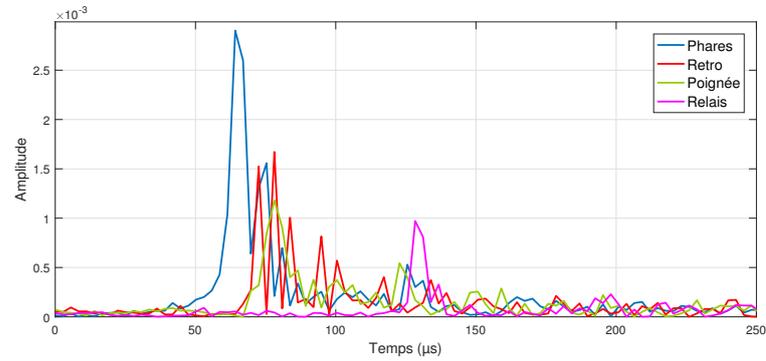


FIGURE 2.4 – Réponse impulsionnelle des canaux interférant selon la position des antennes

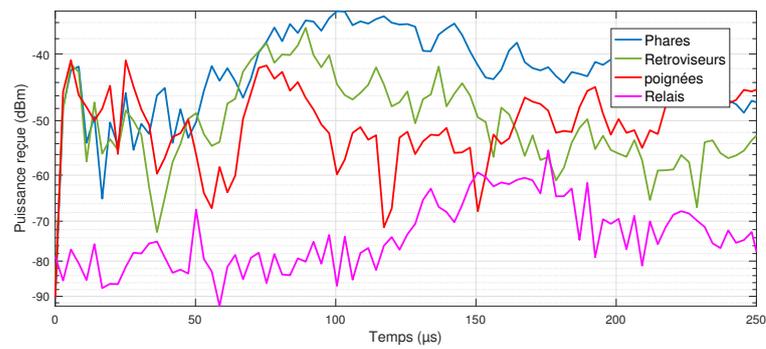


FIGURE 2.5 – Puissance reçue selon l'expérience à l'aide d'antennes omnidirectionnelles

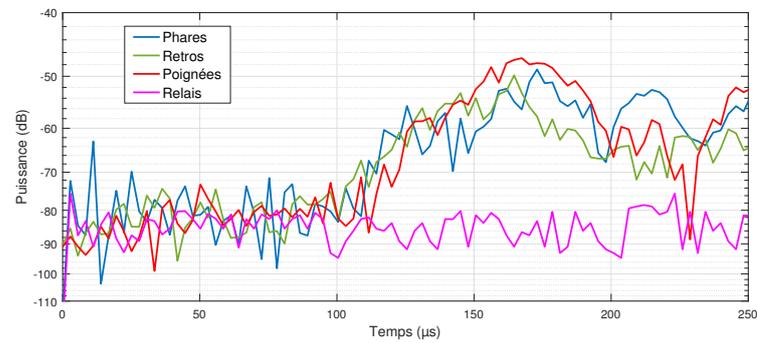


FIGURE 2.6 – Puissance reçue selon l'expérience à l'aide d'antennes directives

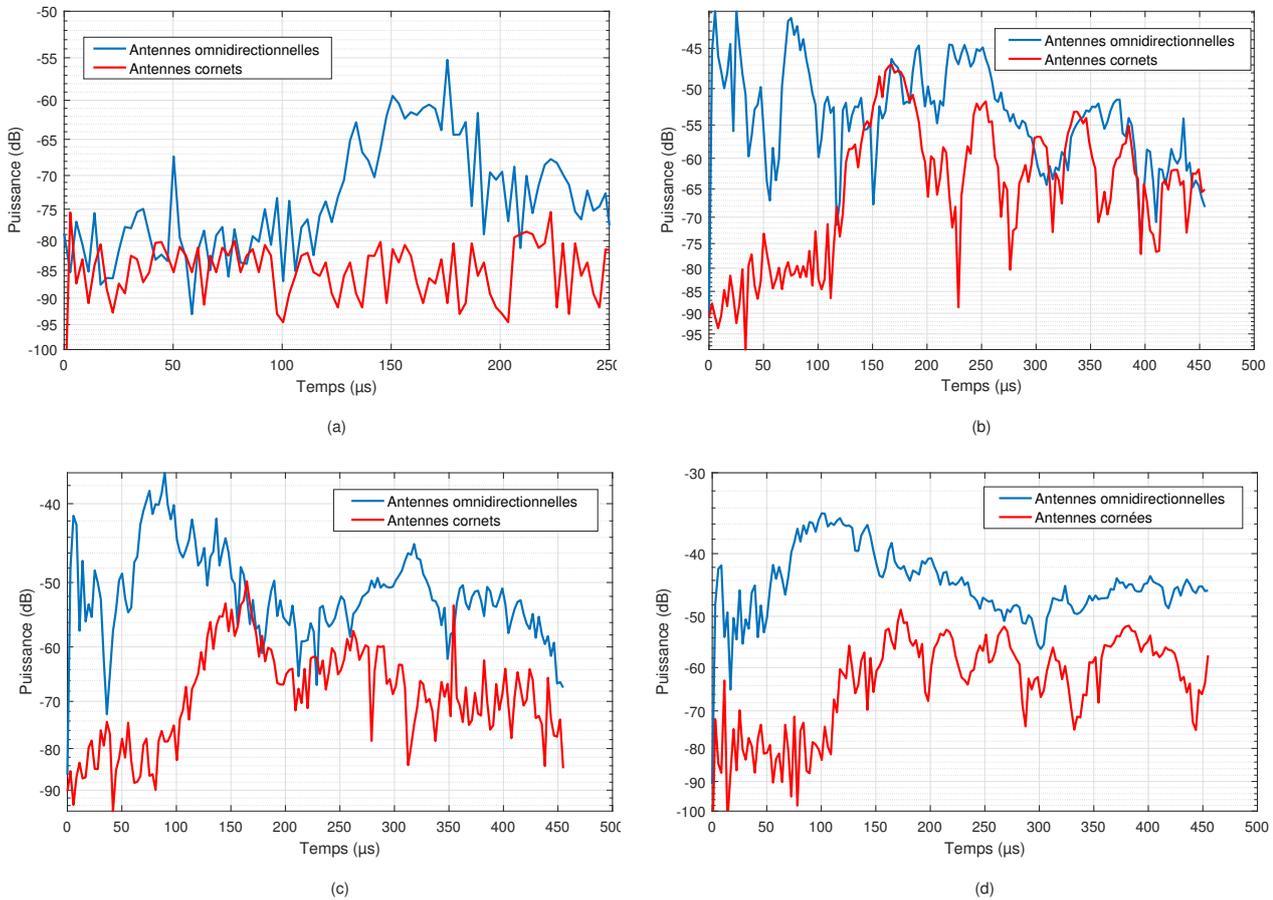


FIGURE 2.7 – Comparaison des puissances reçues selon la nature de l’antenne : (a) Relais (b) Poignées (c) Rétroviseurs (d) Phares

2.4 Annulation Active

2.4.1 Définition et principe

Afin de réduire le signal interférant en dessous du niveau du bruit, il convient d’utiliser des méthodes d’annulation actives à la suite de l’annulation passive. Cette dernière n’étant généralement pas suffisante à la bonne récupération du signal utile, l’annulation active analogique permet une réduction supplémentaire de la puissance. De nombreux travaux de recherches liés à l’annulation analogique ont été réalisés. L’idée est de générer un signal correspondant à une réplique parfaite du signal interférant à tous les instants comme le montre la figure 2.8. Cette réplique doit inclure les dé-

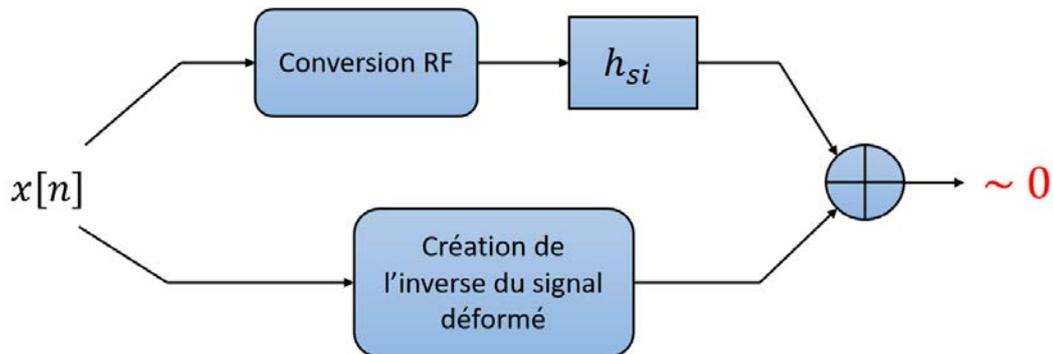


FIGURE 2.8 – Principe de l'annulation analogique

formations que subit le signal avant l'étape d'annulation. La combinaison du signal reçu et de la réplique créée permet en théorie d'annuler parfaitement l'interférence. Nous distinguons deux types d'annulations analogique : Le schéma pré-mixeur, où la création de la copie du signal se fait dans le domaine radio fréquence et le schéma post-mixeur, où la réplique est créée suite à la conversion en bande de base.

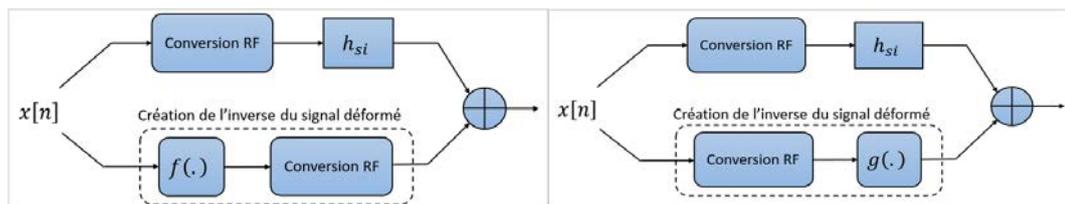


FIGURE 2.9 – Gauche : Prémixeur - Droite : Post-mixeur

2.4.2 Étapes d'annulation analogique

2.4.2.1 Inversion du signal

L'inversion du signal interférant peut être mise en œuvre par une radio FD en inversant simplement un signal par l'inversement de sa phase. Cependant, cet ajustement de phase ne peut se faire que sur une bande passante limitée, ce qui limite la capacité d'annulation maximale. En d'autres termes, une inversion de signal parfaite peut être atteinte à la fréquence centrale, mais les signaux inversés sont déviés des deux côtés de la fréquence centrale de 180° , entraînant ainsi une distorsion de phase significative. Afin de contrer ce problème, il convient de recourir à une certaine conception

comme suit. En premier lieu, un transformateur de type balun, qui est un composant commun dans les circuits RF, peut être utilisé pour inverser (en théorie) parfaitement un signal d'entrée en tous points. La sortie du circuit balun dans le domaine RF, qui est à la suite soumis à un ajustement sur le retard et l'atténuation, offre en général une annulation d'interférence consécutive [JCK⁺11]. Une autre méthode de génération du signal inverse dans le domaine RF consiste à considérer l'annulation comme un problème d'échantillonnage et d'interpolation. Ce problème peut être résolu en ayant recours à un circuit analogique à base de ligne à retard. En prenant la phase et l'amplitude du signal interférant, et en se basant par exemple sur le théorème d'échantillonnage de Nyquist, il est possible de reconstruire le signal à tout instant comme une combinaison linéaire pondérée d'échantillons. Les poids appliqués sont déterminés en utilisant des algorithmes d'interpolation [BK13].

2.4.2.2 Ajustement de délai et d'atténuation

Étant donné que le signal transmis par l'antenne subit une atténuation et un retard, il convient d'appliquer un délai et une baisse de puissance identiques au signal inverse créé afin de le rapprocher au mieux de l'original. Certaines cartes dotées d'annulation de bruit tel que la QHx220 permettent de séparer les composants en phase et en quadrature de phase du signal de référence [Inc]. Ces cartes peuvent être utilisées afin d'imposer un retard à travers le contrôle ajustable de manière adaptative sur le signal de référence en sortie et ce en contrôlant soigneusement l'atténuation des composants.

2.4.2.3 Annulation par combinaison

La dernière étape consiste à combiner le signal analogique reçu à l'antenne réceptrice avec le signal inverse créé, le but étant de réduire autant que possible la puissance du signal interférant. L'indicateur de puissance du signal reçu (RSSI) permet de déterminer les résidus d'interférence restant après annulation analogique. En théorie, un signal parfaitement inversé permettrait d'annuler complètement l'interférence suite à la combinaison des deux signaux. Cependant, théoriquement, les imperfections des circuits électroniques impliquent la présence irrémédiable de puissance résiduelle entraînant ainsi une dégradation au niveau des performances du système de communication.

2.4.3 État de l'art des annulations analogiques

Plusieurs travaux portant sur l'annulation analogique ont été menés et ont permis d'atteindre des niveaux d'annulation acceptables. Le problème majeur lié à cette annulation est l'estimation des réflexions du canal. En effet, La conception du circuit d'annulation est étroitement liée à la nature du canal interférant. Les réflexions internes et statiques qui dépendent de la structure de l'émetteur-récepteur ou de la nature des composants peuvent être prise en compte. En revanche, il est très difficile d'adapter un circuit analogique aux variations externes liées à l'environnement. C'est pour cette raison que la plupart des annulations analogiques ont pour but de réduire uniquement les réflexions internes du canal, générant ainsi des résidus d'interférences inévitables. Les auteurs dans [JCK⁺11] ont réalisé la construction de circuits d'annulations basée sur la puce HQx220. Cette méthode change la phase et l'amplitude du signal récupéré avant l'émission afin de le faire correspondre à l'inverse du signal interférant et ce avant d'appliquer la combinaison. Cette méthode permet de réduire la puissance du signal interférant de 20dB. La méthode la plus développées jusqu'à présent prend néanmoins en compte les réflexions du canal et fait appel à un système de lignes à retard présenté dans la figure 2.10. Afin de modéliser le canal interférant, les lignes possèdent des retards variables ainsi que des atténuateurs ajustables. La somme de ces lignes permet ensuite de constituer le signal qui sera soustrait au signal reçu afin de réduire la puissance de l'interférent. Les coefficients de retard, d'atténuation et de déphasage optimaux sont déterminés à l'aide d'algorithmes d'ajustement et permettent d'atteindre des réductions de 45 dB [KMP14]. Cependant, cette méthode entraîne des problèmes de complexité qui empêchent sa réalisation en temps réel. Cette contrainte devient d'autant plus importante lorsque le système de communication FD est combiné aux antennes multi-input multi output (MIMO). En effet, ce cas nécessite l'adaptation de différentes lignes à retard pour chaque paire d'antennes émetteur-récepteur. L'annulation passive n'étant pas suffisante pour réduire la puissance de l'interférent au niveau du bruit, l'annulation active numérique est une étape supplémentaire nécessaire à la bonne réalisation du système de communication FD.

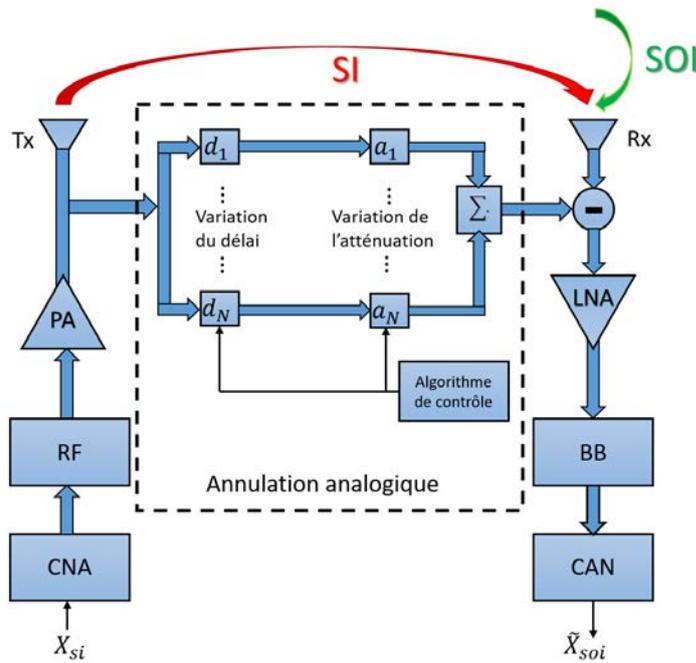


FIGURE 2.10 – Annulation analogique à l'aide de lignes à retard

2.5 Annulation numérique

2.5.1 Annulation active numérique

L'annulation active numérique consiste en un mécanisme actif supplémentaire visant à atténuer le SOI. Par définition, cette opération s'effectue dans le domaine numérique et exploite les connaissances du signal SOI pour l'annuler. Pour ce faire, le récepteur extrait d'abord le SOI puis le re-module et le soustrait du signal reçu. Mais il faut garder à l'esprit qu'aucune suppression ne peut être effectuée dans le domaine numérique sans avoir effectué plus tôt une suppression en amont. Dans la plupart des cas, le premier passage de suppression est appliqué dans le domaine analogique à l'étage RF, et la suppression numérique qui suit est une répétition du même processus [BSBAB13]. Pour la majeure partie des scénaris, les annulations passive et analogique ne produisent pas des annulations suffisantes pour assurer la bonne récupération du signal utile. Il est donc plus judicieux d'opter pour une annulation numérique qui est considérée comme une solution nécessaire mais également judicieuse vue sa faible complexité comparée à l'annulation analogique [CJS⁺10]. Cependant, l'interférence ajoutée au signal utile est différente de celle générée en émission. Ceci est dû à un certain nombre de facteurs tels que les limitations maté-

rielles et l'évanouissement par trajets multiples. De ce fait, la soustraction dans le domaine numérique du signal estimé plutôt que le signal propre permettrait d'améliorer sensiblement la capacité d'annulation numérique. En théorie, le SI résiduel peut être subdivisé en composantes linéaires et non linéaires. Le premier constitue la majorité de la puissance du SI et peut être estimé par des algorithmes existants, tels que la famille des techniques basées sur les méthodes des moindres carrés (LS) et les MMSE, tandis que le second est induit par les distorsions non linéaires dues majoritairement à l'amplificateur de puissance au niveau de l'émission.

2.5.2 État de l'art sur l'annulation numérique

L'annulation numérique du SI dans un système FD a suscité un intérêt majeur depuis que les systèmes FD ont vu le jour. En effet, nous retrouvons une vaste littérature abordant cette thématique et plusieurs contributions ont permis de valoriser l'aspect de l'annulation numérique au sein d'un système FD et ainsi améliorer les performances. Dans [JLK⁺08], l'auteur propose un système FD MIMO 2x2 indoor. Par pré-codage et post-codage des canaux MIMO et en utilisant la diversité spatiale, l'auteur montre que la génération des canaux virtuels améliore la capacité et la fiabilité de la liaison de communication. Dans [JOH09], les auteurs proposent une méthode pour éliminer le SI en exploitant la diversité des sélections d'antennes. Dans [AE15], une chaîne de récepteur auxiliaire est utilisée pour obtenir une copie dans le domaine numérique du SI en Radio Fréquence (RF). La copie de référence est ensuite utilisée dans le domaine numérique pour annuler à la fois le signal d'interférence émis et l'ensemble des distorsions que ce dernier subit au niveau de l'émetteur. Dans [RWW11][CL10][CP12], les auteurs considèrent la suppression du domaine spatial en utilisant la technique du beamforming ou de la formation de faisceau. Ceci consiste à multiplier le SI par une matrice à l'émission et d'une autre matrice à la réception de telle sorte de minimiser le terme où est la réponse fréquentielle du canal interférant.

La réalisation d'un système de communication full-duplex requiert la combinaison d'une partie ou de l'ensemble des annulations présentées. Le tableau 2.3 présente les avantages et les inconvénients de chaque technique d'annulation.

TABLEAU 2.3 – Avantages et inconvénients des méthodes d’annulations.

Types d’annulations	Avantages	Inconvénients
Annulation passive	<ul style="list-style-type: none"> * Peut à lui seul empêcher la saturation du LNA * Implémentation facile * Peut atteindre une forte annulation en jouant uniquement sur la distance et la position des antennes 	<ul style="list-style-type: none"> * Contraintes de dimension de l’appareil * Risque de grande complexité sous contraintes sévère * Risque de dégrader le canal en réduisant la puissance
Annulation analogique	<ul style="list-style-type: none"> * Implémentation facile * Suppression du SI et du bruit 	<ul style="list-style-type: none"> * Impact de l’atténuation du canal important * La performance dépend fortement de l’environnement * Complexité au niveau du traitement si estimation du canal
Annulation numérique	<ul style="list-style-type: none"> * Faible complexité * Élimine les SI résiduels après l’étage analogique * Gère le problème des nœuds cachés * Indépendant de la modulation utilisée 	<ul style="list-style-type: none"> * Capacité d’annulation limitée * Aucune utilité après une annulation analogique réalisée correctement * Doit impérativement être précédée d’une ou deux annulations

2.6 Limites d'annulation d'interférences

Puisque le signal d'auto-interférence est connu du côté du récepteur, on peut penser que le signal d'auto-interférence pourrait être atténué par une simple soustraction du signal en bande de base du signal reçu. Cependant, plusieurs publications sur la simple soustraction du signal d'auto-interférence fournissent une quantité limitée d'annulation, principalement due à une combinaison d'imperfections matérielles [AKAR⁺14][AKSV13][SVA⁺14]. Le signal d'interférence automatique est traité par le circuit émetteur-récepteur, les composants de bruit sont introduits dans le SI. L'invention concerne également une soustraction de signal d'auto-interférence, qui peut limiter les composantes de bruit introduites, ce qui limite la quantité de puissance de signal sélective qui peut être annulée à la puissance de bruit d'entrée. Par conséquent, le principal défi pour les systèmes full-duplex est d'atténuer à la fois le signal d'interférence automatique et les composantes de bruit associées. Dans la littérature, la thématique concernant l'annulation active du SI est vaste et ne cesse de prendre de l'importance, et ce, afin de débarrasser le système FD des problèmes liés au SI et ainsi de profiter pleinement des avantages du FD. Cependant, plusieurs contraintes limitent les performances de l'atténuation du SI. Nous pouvons noter les différents bruits au niveau du récepteur et de l'émetteur, le bruit de phase, les erreurs d'estimation de canal, la dispersion et l'ensemble des effets liés à la non-linéarité. Malgré la mise en œuvre réussie des techniques FD dans le contexte des communications à courte portée, l'extension de leurs applications à des scénarios de communication à long terme reste un défi, à nouveau, en raison de l'impact de SI [SPDS13]. Dans [Dua12], l'auteur indique que l'annulation SI réalisable globale n'augmente pas linéairement avec l'annulation analogique réalisable. En outre, la quantité d'annulation numérique pouvant être obtenue dépend de la quantité d'annulation analogique lors de la mise en cascade. Les raisons des limitations représentent un certain nombre de facteurs, notamment : le bruit de phase entre l'émetteur et le récepteur [SPDS13], le déséquilibre I / Q, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance [LM14] et le bruit de quantification des convertisseurs numériques analogiques (CAN) [HAW08]. Les principaux facteurs de limitation des performances peuvent varier considérablement en fonction des paramètres spécifiques du système, tels que la linéarité de l'amplificateur de puissance, la résolution du CAN, la précision de l'estimation du canal interférant SI ou le bruit de quantification. L'impact sur l'annulation varie d'une limite à l'autre, la plus importante étant celle du bruit et de l'effet du canal [SPDS13]. Nous présentons dans ce qui suit les différentes limites qui

impactent les performances d'annulation :

2.6.1 Le bruit de quantification

La conversion du signal analogique en un signal numérique entraîne obligatoirement une perte de l'information. La dégradation du signal s'apparente à une forme de distorsion, et peut être perçue comme une forme de bruit. Le niveau de bruit de quantification peut être réduit en dessous du niveau de bruit thermique en s'appuyant sur un CAN haute résolution [DS10]. Par exemple, comme indiqué dans [KR12], un CAN avec une quantification de 16 bits doit être exploité afin de traiter le SIR dans la plage de -40 à -20 dB en se basant sur une annulation numérique. Cependant, dans le contexte d'un système FD, si la puissance du SI n'a pas été suffisamment atténuée avant la conversion analogique/numérique du signal reçu, le bruit de quantification empêchera de façon radicale et irrémédiable la bonne réception du SOI. En effet, dans ce cas, la puissance du SOI sera bien plus faible que celle du SI et ce dernier gouvernera les réglages de contrôle de gain de l'AGC, qui redimensionne le signal d'entrée avant sa conversion dans la plage normalisée de $[-1, 1]$. Si la puissance du SI est élevée, le SOI est contraint d'occuper une plage beaucoup plus petite que $[-1, 1]$, entraînant ainsi un bruit de quantification élevé et une dégradation importante du SINR en bande de base numérique. Les deux figures 2.11 et 2.12 montrent l'impact d'un signal élevé (S1) sur la conversion d'un signal faible (S2)

2.6.2 Le déséquilibre I / Q

Un signal de l'émetteur est généralement reçu dans le récepteur sous la forme d'un signal modulé. Un signal modulé comprend une composante en phase et une composante en quadrature. Il y a toujours une quantité de déviation dans le bon alignement des composantes en phase et en quadrature du signal reçu modulé. Cette différence peut se produire à la fois en amplitude et en phase des composantes en phase et en quadrature du signal. Dans [LM11], les auteurs ont étudié l'effet du déséquilibre I / Q sur l'émetteur-récepteur FD et indiqué que le déséquilibre IQ provoque une puissance résiduelle du SI même après toutes les étapes d'annulation. Les divergences entre les paramètres de déséquilibre I / Q au sein de deux chaînes de transmission entraînent la génération d'une copie imprécise du SI ce qui entrave les performances d'annulation. Il est démontré dans [SPDS13] que le déséquilibre IQ peut être facilement atténué tant qu'il ne varie pas de manière significative dans le temps. Cette distorsion peut être compensée à l'aide de la pré-distorsion numérique dans l'émet-

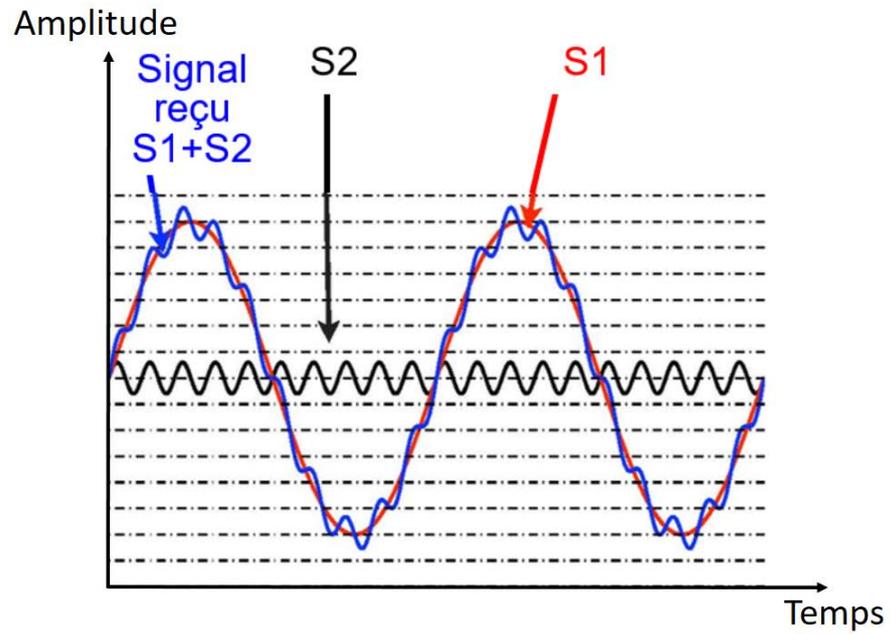


FIGURE 2.11 – Déséquilibre de puissance entre deux signaux

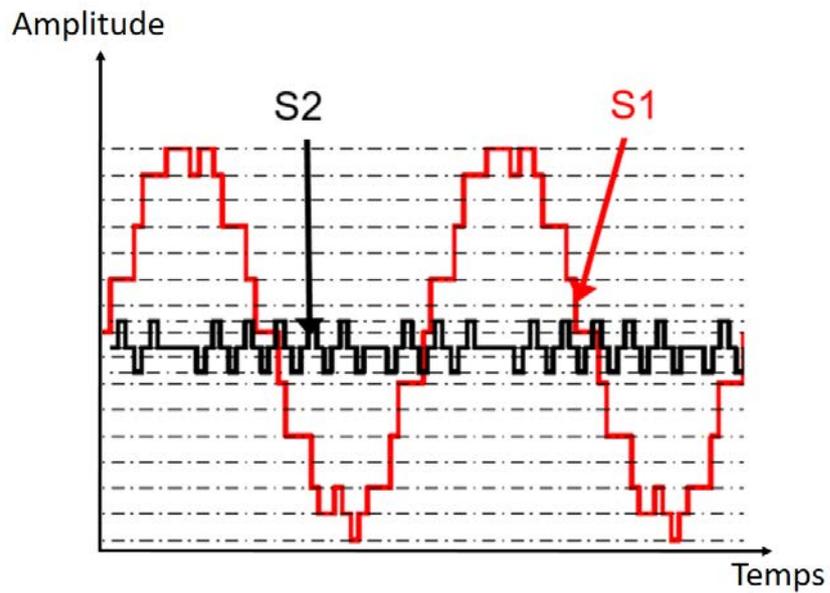


FIGURE 2.12 – Plage limitée de conversion

teur [LM11]. L'émetteur estime la distorsion due au déséquilibre I/Q et l'applique au signal avant sa conversion en RF.

2.6.3 Le bruit de non linéarité

En général, les imperfections d'un circuit électronique entraînent une distorsion du signal dans les systèmes de communication sans fil. Ces distorsions consistent à la fois en composants linéaires et non linéaires [LM14]. Comme indiqué dans [LQP⁺14], les principales sources de non-linéarités dans les systèmes pratiques sont l'amplificateur de puissance du côté de l'émetteur et l'amplificateur faible bruit ou LNA du côté récepteur. Ces sources de non-linéarité représentent un défi important pour préserver une bonne capacité d'annulation. Selon [BK13], [LQP⁺14] et [KVR⁺13], les distorsions non linéaires dans un émetteur-récepteur FD peuvent être approximées. En règle générale, pour tout bloc non linéaire, le signal de sortie $y(t)$ peut être écrit sous la forme d'une fonction polynomiale du signal d'entrée $x(t)$, comme suit (2.1) :

$$y(t) = \sum_{k=1}^K y_k x(t)^k, \quad (2.1)$$

où le premier terme est la composante linéaire et les termes d'ordre supérieur représente à la distorsion non linéaire. Pour atténuer les effets des non-linéarités sur l'annulation du SI, [KVR⁺13] propose une solution qui implique deux étapes d'annulation du SI active après la suppression passive. Une annulation RF est d'abord effectuée à l'entrée de la chaîne de réception en soustrayant le signal transmis des signaux reçus, suivie d'une annulation SI supplémentaire dans la bande de base (domaine numérique) qui estime le canal de signal SI et le régénère sur la base de l'estimation. L'idée sous-jacente est d'augmenter la précision du signal SI régénéré, augmentant ainsi la quantité d'annulation de SI numérique pouvant être atteinte lorsqu'il fonctionne avec des composants RF non linéaires pratiques.

2.6.4 Le bruit de phase

Sahai et al. [SPDS13] notent que la quantité d'annulation analogique active est limitée à 35 dB. Cela est dû au bruit de phase dans l'oscillateur local, qui limite la quantité d'annulation active. Le bruit de phase provoque les perturbations empêchant ainsi la copie générée de s'annuler efficacement avec la composante SI du signal reçu. De plus, le bruit de phase s'ajoute au SI au niveau de l'émission mais également au signal reçu au niveau du récepteur ce qui réduit d'autant plus la bonne annulation de l'interférence. L'analyse de [DS10] explicite plus clairement cette affirmation et montre que le bruit de phase de l'oscillateur émetteur-récepteur est l'un des

principaux goulots d'étranglement limitant le niveau d'annulation du signal dans les systèmes réels se basant sur le FD. Dans [DDS12], il a été établi analytiquement que le gain de capacité des systèmes FD diminuait de manière significative à mesure que le bruit de phase augmentait et devenait plus fort, indiquant clairement que, pour une annulation efficace, la réduction du bruit de phase de l'émetteur-récepteur devait être sérieusement envisagée. Sahai et al. [SPDS13] présentent une analyse de l'impact du bruit de phase sur l'intensité du signal résiduel SI ainsi que sur les capacités d'annulation globales du système. Le bruit de phase peut être réduit en l'estimant à partir de pilotes transmis dans chaque symbole au niveau de l'émission. Il peut également être fortement atténué si l'oscillateur est de bonne qualité. Dans [AE15], le bruit de phase est totalement réduit pour l'émission comme pour la réception ; Pour cela, l'auteur extrait la copie de son signal suite à l'amplification et ce, à partir d'un coupleur installé avant l'antenne. De ce fait, la copie du signal utilisée pour effectuer la suppression sera elle-même entachée du même bruit ce qui permettra d'annuler efficacement le bruit de phase de l'émetteur. De plus, la copie extraite passera par une chaîne auxiliaire et subira les mêmes étapes que le signal reçu tout en partageant le même oscillateur. Le fait d'associer le même oscillateur pour le signal reçu et la copie permettra à ces deux derniers de subir le même bruit de phase du récepteur et d'obtenir une annulation bien plus efficace du bruit lors de leur soustraction.

2.6.5 Estimation des deux canaux

Parmi toutes les distorsions que les deux signaux transmis subissent, la plus importante est l'effet du canal de propagation. Plus généralement, dans le cas d'une transmission sans fil, le signal reçu peut être considéré comme une somme d'une infinité de rayons suivant différents chemins ou trajets multiples et se propageant depuis l'émetteur jusqu'au récepteur. Il existe trois mécanismes de base qui influencent la propagation du signal dans le canal et qui dictent la nature des trajets multiples à savoir la réflexion, la diffraction et la diffusion. Un scénario de transmission incluant les trois distorsions est illustré sur la figure 2.13. Ainsi, une infinité de trajets est possible et leurs natures dépendent essentiellement de l'environnement. Si la ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur est dégagée, le trajet direct ou Line Of Sight (LOS) est généralement le rayon qui arrive au récepteur avec le moins de retard et avec la plus faible atténuation. Les autres rayons peuvent être aléatoirement réfléchis, diffusés ou diffractés. Certains peuvent être totalement inhibés par différents obstacles tel que des bâtiments ou de matériaux de nature absorbante. En général, l'évanouissement (fading) se traduit par des variations de la puissance du signal en

fonction du temps et de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Nous pouvons

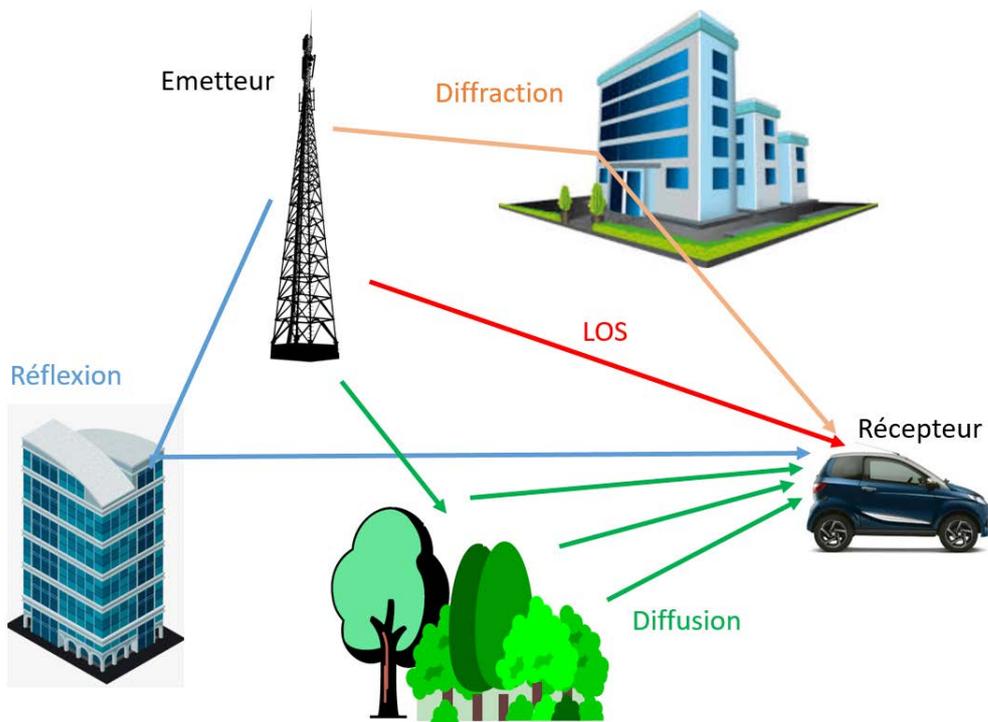


FIGURE 2.13 – Scénario de propagation sans fil

distinguer deux types de variations qui caractérisent généralement les fluctuations du signal :

1. Les variations lentes : Ces variations se traduisent par l'atténuation du signal dû à la distance qui sépare l'émetteur du récepteur. Elles sont généralement causées par l'obstruction des ondes par les obstacles. En pratique, ces variations induites par l'affaiblissement de parcours ou Path Loss et elles sont en général modélisées par une loi de type loi log-normale.
2. Les variations rapides ou variations à petite échelle sont dues à l'évolution de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Elles sont la conséquence des sommes entre les différents copies du signal qui arrivent jusqu'au récepteur et qui représentent les trajets multiples dépendant de la vitesse de l'émetteur et/ou récepteur. Ainsi, le signal reçu peut être considéré comme une combinaison de plusieurs trajets avec des amplitudes, des déphasages, des décalages Doppler et des retards différents. Les variations rapides du signal

sont modélisées par différentes lois statistiques. Les plus couramment utilisées sont la loi de Rayleigh qui correspond à une transmission sans visibilité directe et la loi de Rice, qui se traduit par une transmission en ligne directe LOS. Cette dernière loi fait intervenir le facteur de Rice qui correspond au rapport entre la puissance du trajet direct et la puissance des autres trajets.

Dans le cas d'une transmission en FD, le challenge est d'autant plus important étant donné de l'existence de deux signaux à l'émission et donc de deux canaux de propagation. Ces deux canaux doivent être également considérés de natures différentes. En effet, le canal du SI sera bien moins nuisible que le canal du SOI vu la différence de distance qui sépare l'antenne réceptrice de l'antenne émettrice de l'autre terminal d'une part et de l'antenne du même terminal d'une autre part. Cependant, si une bonne annulation passive est faite, il faut prendre en compte que le canal SI peut se dégrader fortement. En plus de cela, le problème réside au niveau de l'estimation des deux canaux. En effet, l'estimation des deux canaux est nécessaire d'une part pour effectuer une annulation efficace mais également pour égaliser en vue de récupérer le SOI. Or, l'existence de deux canaux peut dégrader fortement les performances d'estimation.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu sur les systèmes se basant sur le mode FD. Les différentes méthodes d'annulation permettant de venir à bout des problèmes d'interférence ont été présentées. Quelques expérimentations ont été réalisées afin d'appuyer l'une de ces techniques et de montrer l'importance de la position des antennes et de leur nature sur l'annulation d'interférence. Finalement, nous avons étudié les différentes limites qui impactent les performances globales du système. L'une des distorsions les plus importantes est causée par le canal de propagation, ce qui implique la nécessité d'une estimation performante pour l'obtention de résultats satisfaisants. Dans le chapitre qui suit, nous nous intéressons à l'estimation des deux canaux de propagation dans un système FD.

Chapitre 3

Estimation des deux canaux SI et SOI par transmission séparée de pilotes

Sommaire

3.1	Introduction	72
3.2	Description du système FD	73
3.3	Modélisation des deux canaux	74
3.4	Estimation du bruit de phase dans un système FD	77
3.5	Présentation de la méthode d'estimation de canal existante pour un système FD	80
3.5.1	Modèle du système de la méthode PSEQ	80
3.5.2	Estimation de la méthode PSEQ	82
3.6	Méthodes d'estimation proposées	86
3.6.1	Méthode basée sur le positionnement dynamique des pilotes (PDP)	86
3.6.2	Méthode hybride	91
3.6.3	Méthode améliorant l'estimation d'un préambule	96
3.7	Conclusion	101

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les différentes limites qui empêchent la bonne réception du signal utile dans une communication FD et dont la plus importante est la propagation des signaux dans leurs canaux respectifs. Dans ce chapitre, nous allons traiter l'estimation des deux canaux des signal utile et interférent. Le but est d'améliorer cette estimation pour une plus grande quantité d'annulation d'interférence ainsi qu'une meilleure égalisation. Ceci conduit à une meilleure récupération du signal utile d'où une meilleure efficacité du système FD. Dans ce chapitre, nous détaillons les différentes contributions apportées afin d'optimiser des techniques d'estimation supervisées classiques et ce dans différents contextes de variabilité des canaux. L'estimation d'un canal dans un système de transmission sans fil est une étape fondamentale dont les performances influent grandement sur l'efficacité de l'ensemble du système de communication. Nous distinguons trois différentes catégories regroupant toutes les techniques d'estimation de canal : les techniques supervisées, les techniques semi-aveugles et les techniques aveugles. Nous présentons brièvement dans ce qui suit ces trois familles. Afin d'estimer un canal supervisé, il convient de faire l'insertion de pilotes dans la trame OFDM au niveau de l'émetteur. Les pilotes consistent en des symboles connus du récepteur et suivant la même distribution que les données transmises. Nous pouvons parler de symboles pilotes ou de porteuses pilotes selon la manière d'insertion de ces derniers. L'ensemble des sous porteuses ou des symboles pilotes dédiés à l'estimation du canal représente une séquence d'apprentissage ou « training sequence ». Cette séquence d'apprentissage est un moyen robuste de contrer les effets de la sélectivité fréquentielle des canaux de propagation. L'inconvénient majeur lié à la technique d'estimation supervisée représente la perte en efficacité spectrale due à l'insertion des pilotes dans la trame. Concernant l'estimation aveugle, l'insertion des pilotes n'est pas nécessaire car la technique consiste à exploiter certaines propriétés statistiques pour estimer le canal telles que les statistiques d'ordre supérieur ou la redondance causée par l'insertion du préfixe cyclique (PC). Même si cette méthode règle le problème de l'efficacité spectrale sa complexité due aux temps de calcul la rend inappropriée pour certains systèmes sensibles au temps de latence. Finalement, la technique semi-aveugle consiste à utiliser les pilotes ainsi que des itérations permettant de réintroduire les symboles estimés afin d'améliorer l'estimation. Cependant, cette méthode est très sensible aux erreurs d'estimations qui sont susceptibles d'augmenter avec les itérations. Notre travail repose sur la technique d'estimation supervisée. Cependant l'application de cette

technique pour un système FD entraîne des contraintes supplémentaires à prendre en compte. En effet, dans une communication FD, le signal reçu est une superposition des deux signaux utile et interférant. Chaque signal passe par un canal qui lui est propre. Les deux canaux sont différents de par leurs coefficients mais également en raison de l'atténuation due à la distance de propagation. En plus de cela, il est nécessaire d'estimer les deux canaux afin de réaliser l'annulation d'interférence mais également l'égalisation qui va permettre, suite à la démodulation, de récupérer le signal utile. Dans notre travail, nous nous focalisons donc sur l'estimation des deux canaux : celui du signal utile qu'on appellera canal SOI (Signal of interest channel) et celui du signal interférant à savoir canal SI (Self-interference channel). Pour ce faire, nous proposons différentes contributions qui se basent sur une transmission distinctes des pilotes. Nous proposons une méthode originale de positionnement dynamique des sous-porteuses pilotes et une méthode hybride combinant les avantages d'une méthode classique et d'un positionnement dynamique de pilotes. Finalement, une dernière solution est proposée et consiste à augmenter le nombre d'observations sans réduire l'efficacité spectrale du système. Suite à un état de l'art sur les méthodes d'estimations utilisées dans le contexte d'une communication FD, nous présentons l'importance de prendre en compte le bruit de phase et de l'intégrer dans notre estimation. Ensuite, après une présentation du canal choisi, nous présentons nos premières contributions qui consistent en de nouvelles méthodes d'estimation dédiées à un environnement statique. Le développement mathématique de chaque solution sera présenté ainsi que des simulations démontrant les performances obtenues.

3.2 Description du système FD

Dans ce qui suit, nous décrivons la chaîne FD utilisée et basée sur une modulation OFDM. La modulation OFDM est considérée comme une forme de multiplexage en fréquence. La propriété principale de cette forme réside dans l'orthogonalité des sous-porteuses entre elles. Ceci permettant aux spectres de ces sous-porteuses de se chevaucher et ainsi gagner en efficacité spectrale. La modulation multi-porteuses permet également de réduire l'interférence entre les symboles (ISI) et de simplifier l'égalisation au niveau de la réception. Comme démontré dans la figure 3.1, la récupération du signal SOI se fait suite à plusieurs étapes. La première étape consiste à moduler les signaux numériques générés sous forme de bits et ce à l'aide d'une modulation 4QAM. Ensuite, les pilotes sont insérés à la séquence modulée sur des positions connues du récepteur. La dernière étape avant la transmission des signaux

consiste à appliquer la Transformée de Fourier Inverse et avant d'ajouter le PC pour ainsi assurer l'orthogonalité des sous-porteuses et réduire l'effet des ISI. Au niveau de la réception, le signal reçu est la somme des deux signaux ayant subi les effets de leur canal respectif et du bruit additif. Le PC est ensuite supprimé du signal reçu avant d'effectuer la Transformée de Fourier qui permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. Après la Transformée de Fourier, les deux canaux des signaux SI et SOI et leurs bruits de phase respectifs sont estimés. La réponse fréquentielle du canal SI et le bruit de phase sont utilisés afin de réaliser l'annulation d'interférence. En ce qui concerne la réponse fréquentielle du canal SOI et du bruit de phase, ils sont utilisés pour effectuer une égalisation par la méthode Zéro Forcing. Les dernières étapes consistent à retirer les pilotes qui ont été ajoutés à l'émission et à démoduler les données restantes, le but étant de vérifier la bonne réception du signal SI émis. La transmission est la même au niveau des deux émetteurs/récepteurs. En fait, nous supposons une symétrie entre les deux terminaux de par la puissance de transmission et les étapes de traitement de signal. Ceci justifie le fait que nous nous concentrons sur un seul terminal.

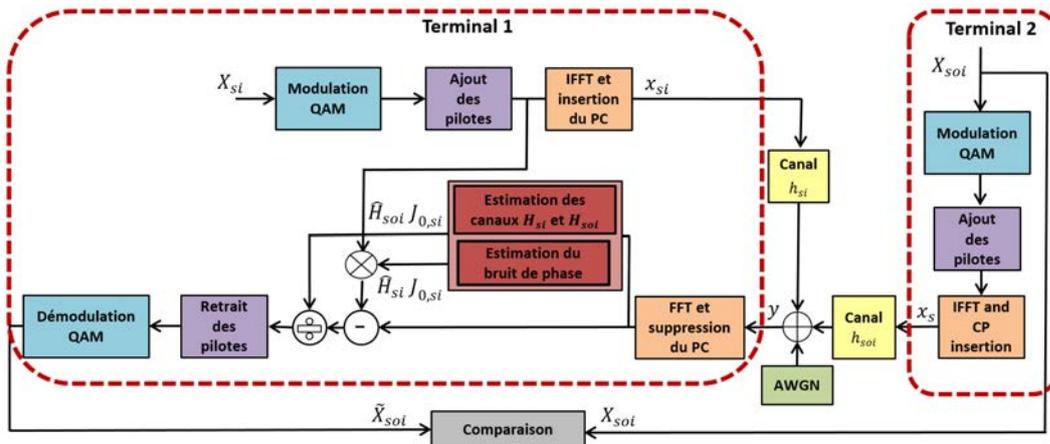


FIGURE 3.1 – Chaîne de communication du système FD

3.3 Modélisation des deux canaux

Dans un système FD, le canal SI peut être considéré comme une combinaison de deux composants, à savoir :

- La ligne de vue directe (Ligne of Sight) (LOS) résultant du lien direct entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice du même appareil. Cette composante

est généralement caractérisée par une atténuation due à la propagation du signal entre les deux antennes et par le retard le plus faible de l'ensemble des trajets.

- Les trajets multiples (NLOS) résultant de la réflexion ou de la diffraction du signal dans le milieu de propagation. Ces multi-trajets arrivent à l'antenne réceptrice avec des trajets différents.

Par conséquent, le premier coefficient du canal correspondant au LOS peut être modélisé par une distribution de Rice avec un facteur k . Le facteur de Rice représente le ratio de puissance entre la composante LOS et les composants non-LOS du canal de propagation. Concernant les coefficients restants du canal, nous les modélisons par une distribution de Rayleigh avec une variance k . Le facteur de Rice dépend de l'environnement de propagation. En effet, certains environnements se caractérisent par la présence de plusieurs réflexions et par l'obstruction du trajet direct, auquel cas le facteur de Rice est faible. À l'inverse, si l'environnement étudié se caractérise par une ligne de vue directe entre les deux antennes, et que les réflexions sont réduites, le facteur serait important. Cependant, dans un système FD, il est nécessaire de considérer les deux canaux individuellement. En effet, le canal SOI sera caractérisé par une distance non négligeable entre les antennes, nous conduisant à prendre en compte l'atténuation due à cette distance. Pour le canal SI, en revanche, la distance entre les deux antennes est très faible, rendant ainsi l'atténuation minimale. Cependant, il est nécessaire de tenir compte de l'annulation passive qui atténue fortement la puissance du signal SI. Des résultats expérimentaux ont été réalisés dans [ESS14] et démontrent que le facteur de Rice du canal SI est inversement proportionnel à la quantité de suppression passive effectuée. Deux cas sont présentés à titre d'exemple dans le tableau 3.2.

TABLEAU 3.1 – Comparaison de l'annulation et du facteur de Rice selon le type d'antenne.

Type d'antennes	Espacement entre les antennes (cm)	Annulation passive obtenue (dB)	Facteur de Rice résultant
Omnidirectionnelles	50	28	25
Directionnelles	50	45	0

Cette relation inverse peut s'expliquer par le fait que la majorité des techniques de

suppression passive tendent à réduire fortement la puissance du trajet direct et plus légèrement celle des réflexions. En effet, le fait que le canal SI est caractérisé par un LOS dominant en puissance, l'idée est de se focaliser sur l'atténuation de cette composante. C'est pour cette raison que certaines techniques passives, telles que le recours aux antennes directionnelles, permettent d'obtenir une bonne quantité de suppression vu qu'elles défavorisent la réception de la composante LOS.

Comme cité précédemment, les deux signaux SI et SOI subiront l'effet de leur canal respectif avant leur arrivée à l'antenne réceptrice. Concernant le canal SI, nous distinguons deux étapes fondamentales engendrées par le canal de propagation :

- Une réduction de puissance due à l'annulation passive, l'atténuation due à la distance pouvant être négligeable :

$$P_{lin}^{si} = 10^{\frac{P_{AP}}{10}}, \quad (3.1)$$

avec P_{lin}^{si} la puissance linéaire représentant la réduction et P_{AP} la quantité d'annulation passive atteinte lors de l'annulation passive exprimée en dB. La réduction obtenue est ensuite appliquée au signal SI transmis comme suit :

$$x_{si} = \sqrt{P_{lin}^{si}} x_{si}, \quad (3.2)$$

- L'effet des multi-trajets défini par :

$$h_{si} = \sqrt{\frac{k_{si}}{k_{si} + 1}} h_{si,LOS} + \sqrt{\frac{1}{k_{si} + 1}} h_{si,NLOS}, \quad (3.3)$$

où k_{si} représente le facteur de Rice du canal SI. $h_{si,LOS}$ et $h_{si,NLOS}$ sont respectivement les coefficient LOS et NLOS du canal de taille $L \times 1$ tel que $h_{si,LOS} = [h_{si,LOS}(0)0 \cdots 0]^T$ et $h_{si,NLOS} = [0h_{si,LOS}(1)h_{si,LOS}(2) \cdots h_{si,LOS}(L1)]^T$. Le signal SI arrivant à l'antenne réception sera donc exprimé comme suit :

$$y_{si} = x_{si} * h_{si}. \quad (3.4)$$

Le signal SOI subit également deux étapes principales à savoir :

- Une réduction de puissance à la distance de parcours le signal dans le canal de propagation. Le ratio signal à bruit (SNR) peut être exprimé en dB comme suit :

$$SNR_{soi} = P_{tx}^{soi} - P_{soi} - P_w, \quad (3.5)$$

où P_{tx}^{soi} est la puissance transmise du signal SOI, P^{soi} est l'atténuation qu'il subit et P_w est la puissance du bruit. L'atténuation peut ainsi être représentée par l'expression suivante :

$$P_{lin}^{soi} = 10 \frac{SNR_{soi} - P_{tx}^{soi} + P_w}{10}, \quad (3.6)$$

Suite à cette atténuation, le signal obtenu peut être exprimé comme suit :

$$x_{soi} = \sqrt{P_{lin}^{soi}} x_{soi}, \quad (3.7)$$

- L'effet des multi-trajets qui est modélisé de la même façon que pour celui du canal SI. La différence entre h_{si} et h_{soi} réside dans les coefficients du canal qui dépendent de l'environnement.

3.4 Estimation du bruit de phase dans un système FD

En dehors de l'effet de propagation du canal, le bruit de phase est considéré comme la plus grande distorsion affectant les signaux au niveau de l'émission des deux signaux et de la réception dans un système et limitant les performances du système. En règle générale, la présence de bruit de phase dans les systèmes OFDM entraîne une erreur de phase commune (CPE) et des interférences entre porteuses (ICI) [PRF07] [WLBNO6]. En effet, dans le cas où les bruits de phase appliqués aux deux signaux émis et au signal reçu sont pris en compte, nous pouvons réécrire l'expression du signal reçu dans le domaine fréquentiel comme suit [Els14] :

$$Y_{sp} = X_{sp}^{si} H_{sp}^{si} J_0 + \sum_{i=0, i \neq sp}^{N-1} X_{sp}^{si} H_{sp}^{si} J_{sp-i} + Y_{sp}^{soi} + W_{sp}, \quad (3.8)$$

où sp représente l'indice de la sous-porteuse dans un symbole OFDM, X_{sp}^{si} et X_{sp}^{soi} sont les $sp^{\text{ième}}$ éléments de la transformée de fourrier des symboles SI et SOI. H_{sp}^{si} et H_{sp}^{soi} représentent également les $sp^{\text{ième}}$ éléments de la réponse fréquentielle du canal SI et du canal SOI. Y_{sp}^{soi} est la composante du signal SOI incluant les bruits de phase qui y sont appliqués. J est le coefficient fréquentiel combinant le bruit de phase au niveau de l'émetteur SI et du récepteur tel que :

$$J_{i-j}^q = \sum_{m=0}^{N-1} J_{m-j}^{t,si} J_{i-m}^r, \quad (3.9)$$

avec $J^{t,si}$ et J^r sont respectivement les transformées de Fourier des bruits de phase du signal interférant et du récepteur définis par :

$$J_{sp}^q = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j\theta_n^q) \exp(-j2\pi nsp/N), \quad (3.10)$$

avec $q \in [(t, si), r]$, $\theta - n^q$ est le bruit de phase dans le domaine temporel, appliqué soit au niveau du signal SI soit au niveau de la réception.

Dans l'équation (3.8), J_0 représente le CPE et le terme $\sum_{i=0, i \neq sp}^{N-1} X_{sp}^{si} H_{sp}^{si} J_{sp-i}$ exprime la composante ICI.

Dans nos travaux, nous contentons d'estimer le CPE et ce, par soucis de complexité. En effet, notre objectif premier dans notre cas est d'obtenir une suppression suffisante d'interférence avec une complexité de calcul raisonnable. Il est évident que l'estimation des ICI et leur annulation permet de réduire davantage la puissance annulable du signal SI. En revanche, ce processus requiert une complexité de calcul importante engendrant une augmentation du temps de latence de la communication [Els14]. En vue de cette contrainte, la plupart des méthodes actuelles portant sur l'élimination du bruit de phase dans un système FD se concentrent uniquement sur l'estimation et la compensation du CPE et ne tiennent pas compte de la composante ICI. Ceci s'explique aussi par le fait que le bruit de phase peut facilement être réduit sans pour autant augmenter le temps de traitement en estimation et en compensation [AW12]. En effet, si l'on considère qu'un terminal partage le même oscillateur pour l'émission et la réception, l'effet du bruit de phase devient négligeable.

Pour le démontrer simplement, on se base sur l'expression du signal reçu dans le domaine temporel :

$$y_n = [(x_{si,n} \exp(j\theta_n^{t,si})) * h_{si} + (x_{si,n} \exp(j\theta_n^{t,soi})) * h_{soi}] \exp(j\theta_n^r) + z_n, \quad (3.11)$$

où $\theta_n^{t,si}$ et $\theta_n^{t,soi}$ sont respectivement les bruits de phase appliqués au signal SI et au signal SOI transmis. θ_n^r est le bruit de phase que subit le récepteur et le bruit additif incluant. Ceci peut nous conduire à exprimer le signal reçu comme suit :

$$y_n = (x_{si,n} * h_{si}) j_n + y_n^{soi} + z_n, \quad (3.12)$$

avec y_n la composante reçue du signal SOI incluant les bruits de phase et le canal SOI. j_n est la combinaison des deux bruits de phases appliqués sur le signal SI tel que :

$$j_n = \exp(j(\theta_n^{t,si} - \theta_n^r)). \quad (3.13)$$

Dans le cas où l'émetteur et le récepteur du même terminal partagent le même oscillateur, on obtient $\theta_n^{t,si} \simeq \theta_n^r$, ce qui conduit à un bruit de phase du signal SI négligeable et ainsi une meilleure capacité d'annulation. Nous estimons donc le CPE affectant le signal SI pour réduire la puissance SI résiduelle lors de l'étape d'annulation. De plus, nous estimons également le CPE que subit le signal SOI et nous effectuons sa compensation dans le but d'améliorer la restitution de ce signal. Le processus d'estimation et de suppression de la composante CPE du bruit de phase consiste en cinq étapes principales :

- L'estimation du CPE du signal SI et SOI, respectivement $J_{0,si}$ et $J_{0,soi}$.
- Reconstruire le terme $X^{si} H^{si} J_{0,si}$.
- Soustraire le terme $X^{si} H^{si} J_{0,si}$ au signal reçu dans le domaine fréquentiel.
- Construire le terme $H^{si} J_{0,si}$
- Égaliser le signal reçu par le terme $H^{si} J_{0,si}$.

L'estimation et la compensation du CPE se fait pour chaque symbole OFDM d'une trame transmise. Dans un souci de clarté, nous définissons un modèle de système incluant l'ensemble de la trame. Pour cela, on note $X_{i,k}$ et $X_{s,k}$ respectivement le $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM du signal SI et du signal SOI transmis dans le domaine fréquentiel. $k = 1, 2, \dots, N_s$ avec N_s le nombre de symboles OFDM. Les vecteurs sont de taille $N \times 1$ avec N le nombre de sous porteuses. Le signal reçu dans le domaine fréquentiel peut s'exprimer comme suit :

$$Y_k = X_{si,k} H_{si} + X_{soi,k} H_{soi} + W_k, \quad (3.14)$$

où $X_{si,k}$ et $X_{soi,k}$ sont des matrices diagonales de taille $N \times N$ dont les diagonales sont respectivement le vecteur $X_{i,k}$ et le vecteur $X_{s,k}$. H_{si} et H_{soi} sont deux vecteurs de taille $N \times 1$ représentant la réponse fréquentielle du canal des signaux SI et SOI. Les deux canaux sont supposés invariant au cours du temps mais sélectifs en fréquence. W_k représente le bruit gaussien du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM transmis. Afin d'estimer le CPE, N_p pilotes sont envoyés de façon distincte dans chaque symbole OFDM. En d'autres termes, la position des porteuses pilotes d'un signal correspond à des porteuses inactives dans l'autre et inversement. Le nombre de sous-porteuses pilote N_p est choisi comme étant un diviseur du nombre de sous-porteuses N . L'estimation du CPE est donnée comme suit [article bruit de phase el sayed] :

$$J_{0,k}^{(si)} = \frac{1}{N} \sum_{p=1, p \in P_{i,k}}^{N_p-1} (X_{si,k}(p) H_{si})^{-1} Y_k(p), \quad (3.15)$$

$$J_{0,k}^{(soi)} = \frac{1}{N} \sum_{p=1, p \in P_{i,k}}^{N_p-1} (X_{soi,k}(p)H_{soi})^{-1} Y_k(p), \quad (3.16)$$

où $P_{i,k}$ et $P_{s,k}$ représentent les ensembles qui contiennent respectivement les positions des pilotes du signal interférant et du signal utile pour le $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM.

3.5 Présentation de la méthode d'estimation de canal existante pour un système FD

L'estimation avec envoi séparé des ressources est le processus le plus courant utilisé afin d'estimer les canaux SI et SOI dans un système FD. Il consiste à envoyer de façon distincte les éléments servant à l'estimation des canaux. En d'autres termes, les pilotes ou les séquences d'apprentissage envoyées dans un des signaux rencontrent des éléments nuls dans les mêmes positions de l'autre signal. Ceci est envisagé pour que les pilotes n'interfèrent pas entre eux et pour que l'estimation des deux canaux soit assez précise pour une bonne restitution du signal SOI [Els14] [Dua12]. Dans cette session, nous présentons la méthode PSEQ qui est la méthode existante basée sur une séquence d'apprentissage. Cette méthode est la plus répandue et la plus efficace conduisant à l'estimation des deux canaux.

3.5.1 Modèle du système de la méthode PSEQ

Dans cette méthode, une séquence d'apprentissage est envoyée en début de chaque trame. Cette séquence contient plusieurs symboles parmi lesquels un nombre N_t de symboles correspondant tous à une suite d'éléments connus. Cette suite est appelée long préambule et peut être représentée sous forme d'un vecteur de taille $N \times 1$. La figure 3.2 présente la structure de la trame transmise pour chacun des deux signaux. Comme nous l'avons cité précédemment, N_p pilotes sont envoyés au niveau

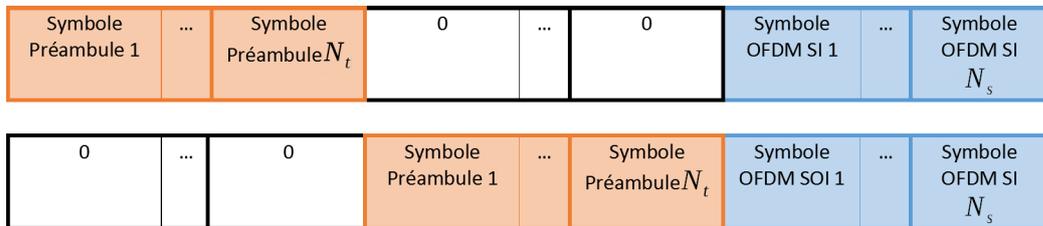


FIGURE 3.2 – (Haut) Structure de la trame du signal interférant (Bas) Structure de la trame du signal utile

de chaque symbole OFDM afin d'estimer le bruit de phase. La position des pilotes est fixe pour tous les symboles. La figure 3.3 présente la structure des symboles OFDM.

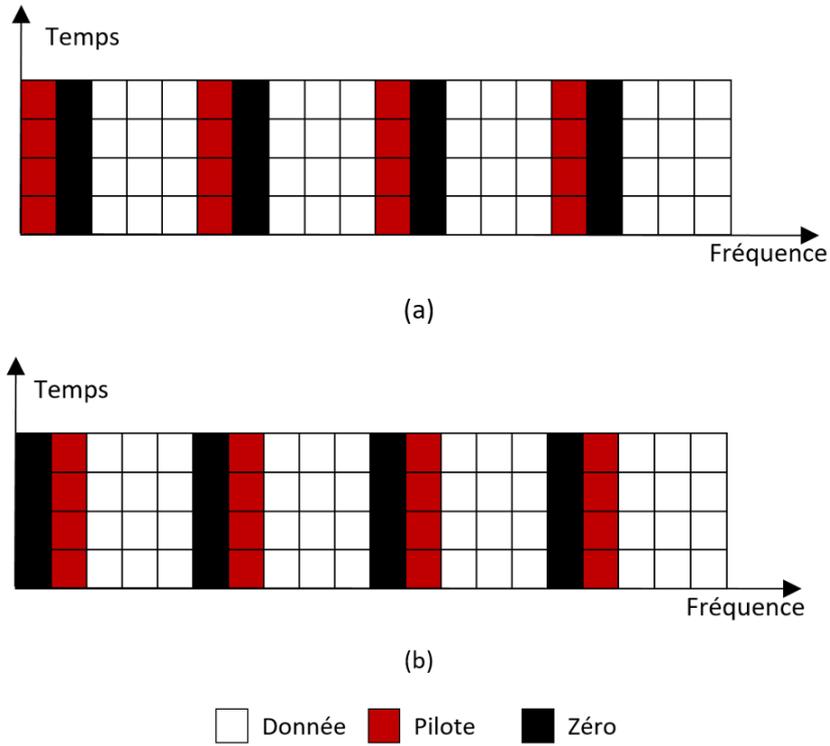


FIGURE 3.3 – (a) Symboles SI transmis (b) Symboles SOI transmis

Étant donné que les longs préambules sont envoyés de façon distincte, les symboles reçus des longs préambules SI et SOI peuvent être extraits séparément. Les $m^{\text{ièmes}}$ symboles long préambule interférant et utile sont exprimés comme suit :

$$Y_{i,m} = XH_{si} + W_m, \quad (3.17)$$

$$Y_{s,m} = XH_{soi} + W_m, \quad (3.18)$$

Avec $m = 1, 2, \dots, N_t$ et X représente la matrice diagonale $N \times N$ dont la diagonale contient le symbole préambule transmis. Étant donné que la séquence d'éléments dans le long préambule est connue et fixe, la matrice X ne change pas d'un symbole à l'autre.

3.5.2 Estimation de la méthode PSEQ

Dans cette méthode, l'estimation des deux canaux H_{si} et H_{soi} se fait à partir des longs préambules insérés dans la séquence d'apprentissage en début de trame. En effet, l'envoi distinct de tous les symboles contenant un long préambule SI et SOI rend aisé la détection de ces derniers à la réception. La méthode classique consiste à extraire ces symboles dans le domaine fréquentiel. L'obtention de la séquence d'apprentissage du signal SI consiste à extraire les $N_t N$ premiers éléments de la trame reçue. Les $N_t N$ éléments suivants servent à déterminer la séquence d'apprentissage du signal SOI.

L'estimation du canal SI et du canal SOI se fait en appliquant la méthode LS. L'estimation étant faite après l'application de la transformée de Fourier, la détermination de H_{si} et H_{soi} se simplifie et peut s'exprimer comme suit :

$$\hat{H}_{si} = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} X^{-1} Y_{i,m}, \quad (3.19)$$

$$\hat{H}_{soi} = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} X^{-1} Y_{s,m}, \quad (3.20)$$

Les deux réponses fréquentielles \hat{H}_{si} et \hat{H}_{soi} ainsi intégrées dans la chaîne de communication présentée dans la figure 3.1 afin de restituer le signal utile et évaluer les performances du système FD.

3.5.2.1 Résultats de simulation de la méthode PSEQ

Les simulations sont effectuées pour un canal statique avec un nombre de coefficient $L = 10$ et un facteur de Rice $k = 30$. La puissance transmise pour chacun des deux signaux SI et SOI est $P_{tx} = 5$ dBm et nous supposons qu'une annulation passive de 60 dB est effectuée avant l'annulation numérique. Le système considéré est un système OFDM où $N_f = 530$ trames sont envoyées avec dans chacune d'elles $N_s = 100$ symboles et avec $N_t = 2$ symboles préambules. Chaque symbole dans une trame est composé de $N = 64$ sous-porteuses contenant $N_p = 4$ pilotes et donc aussi N_p porteuses nulles correspondant aux positions des pilotes de l'autre signal. Le reste des sous-porteuses contiennent des données complexes.

Nous présentons dans ce qui suit les performances de la méthode PSEQ en termes de taux d'erreur binaire (BER), de rapport signal-à-interférence et bruit (Signal

Interference Noise Ratio) (SINR) et de débit. Les résultats sont obtenus en faisant la moyenne des performances en questions sur le nombre de trames traitées.

$$SINR = \frac{1}{N_t N_s} \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{s=1}^{N_s} SINR_t(s) \quad (3.21)$$

Où $SINR_t(s)$ représente le SINR du $s^{\text{ième}}$ symbole de la $t^{\text{ième}}$ trame. Le calcul du BER et du débit se font de la même façon que pour l'équation 3.21. Nous présentons dans un premier temps dans la figure 3.4 les performances obtenues en terme de BER en fonction du ratio signal-à-bruit (SNR) pour différentes constellations. Nous remarquons que le BER diminue à mesure que le SNR augmente. Ceci s'explique par le fait qu'en augmentant le SNR, la puissance du bruit diminue ce qui réduit l'erreur d'estimation. En effet, le bruit étant une variable aléatoire inconnue du récepteur, sa présence dégrade les performances de l'estimateur. L'amélioration de l'estimation due à la diminution du bruit thermique entraîne ainsi une meilleure annulation d'interférence. Le signal reconstruit sera une copie plus fidèle de la composante SI reçue. Concernant les constellations, nous remarquons que le BER augmente avec le nombre d'état de la modulation. Par exemple, la modulation 16QAM a un nombre d'états quatre fois supérieur à celui de la QPSK. La différence de puissance entre la 16QAM et QPSK varie donc entre 4 dB et 6 dB pour le même taux d'erreur TEB (soit 5 dB pour un $BER = 10^{-2}$). Le deuxième critère servant à évaluer les performances du système de communication est le débit. En effet, l'avantage majeur des systèmes de communications FD est qu'ils permettent une amélioration du débit étant donné que les deux terminaux se partagent les ressources spectrales. De ce fait, l'expression du débit pour les communications FD et HD sont données par :

$$D^{FD} = \log_2 (1 + SINR_{lin}^{FD}) \quad (3.22)$$

$$D^{HD} = \frac{1}{2} \log_2 (1 + SIR_{lin}^{FD}) \quad (3.23)$$

où $SINR_{lin}^{FD}$ et SIR_{lin}^{FD} sont respectivement les valeurs linéaires du SINR et du SIR. Le terme $1/2$ dans l'expression du débit du HD est dû au fait que les ressources fréquentielles sont partagées par les deux terminaux dans un système FD alors que ce n'est pas le cas pour le HD. La figure 3.6 montre le débit en fonction du SNR pour chacune des communications HD et FD. Il est évident que le débit fourni dans une communication FD est nettement supérieur à celui du HD. Néanmoins, il est nécessaire de noter que pour des SINR positifs, le débit n'atteindra jamais le double de celui du HD. En effet, il faudrait pour cela, d'après les équations 3.23 et 3.23 que le SINR soit égal au SNR. Cela nécessiterait une annulation d'interférence parfaite et

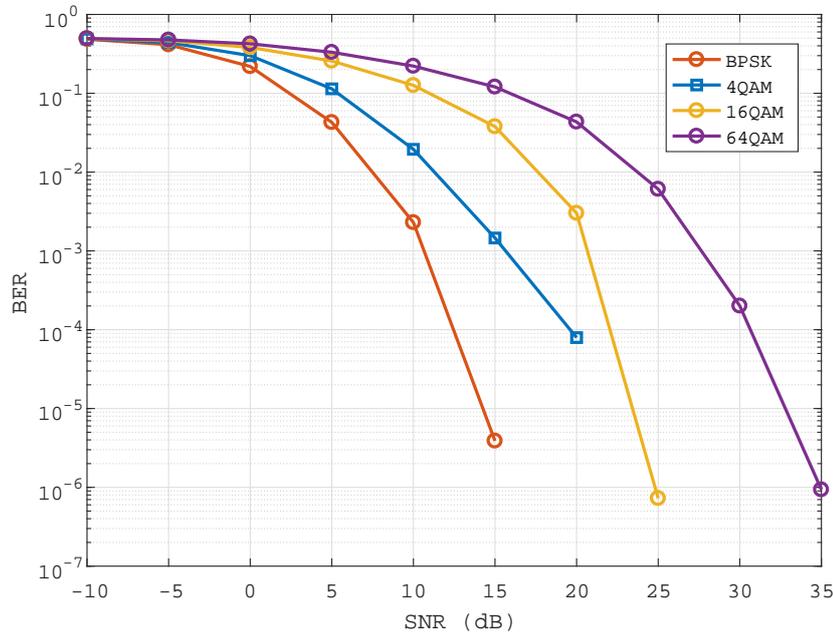


FIGURE 3.4 – BER du signal reçu en fonction du SNR pour différentes constellations

donc une estimation du canal idéale et une compensation absolue de tous les bruits pouvant affecter la composante SI du signal reçu. La figure 3.5 présente le SINR reçu suite à l'annulation d'interférence en fonction du SNR. Le SINR représente le ratio entre la puissance du signal SOI P_{SOI} et celle du bruit général qui l'entrave à savoir le bruit gaussien P_w et le signal d'interférence SI P_{SI} . Dans la figure 3.6, nous comparons également la courbe obtenue avec le cas où la puissance d'interférence est nulle. La différence entre les deux cas est d'environ 4 dB. Cette grandeur représente l'effet de l'interférence sur la récupération du signal SOI. Evidemment, cette différence de puissance dépend fortement des annulations qui ont été faites en amont à savoir dans notre cas l'annulation passive

$$SINR = \frac{P_{SOI}}{P_w + P_{SI}} \quad (3.24)$$

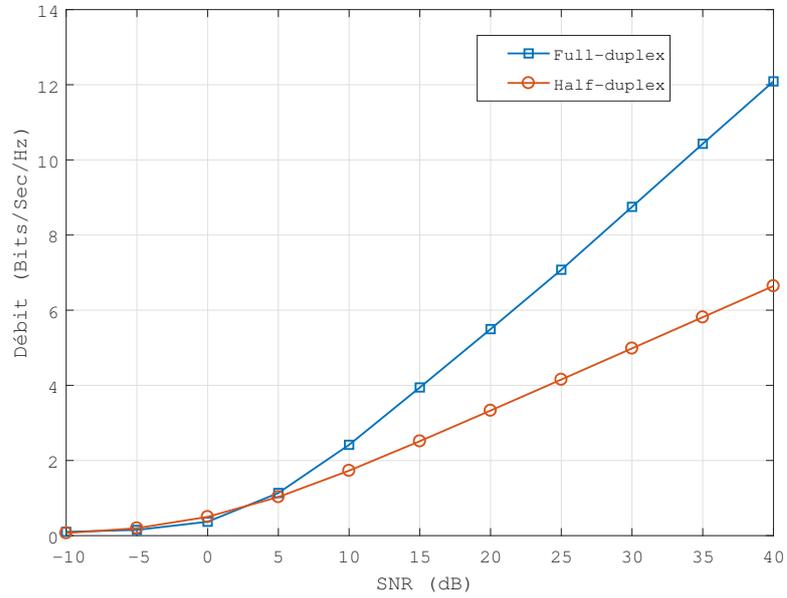


FIGURE 3.5 – Comparaison du débit du HD et du FD en fonction du SNR

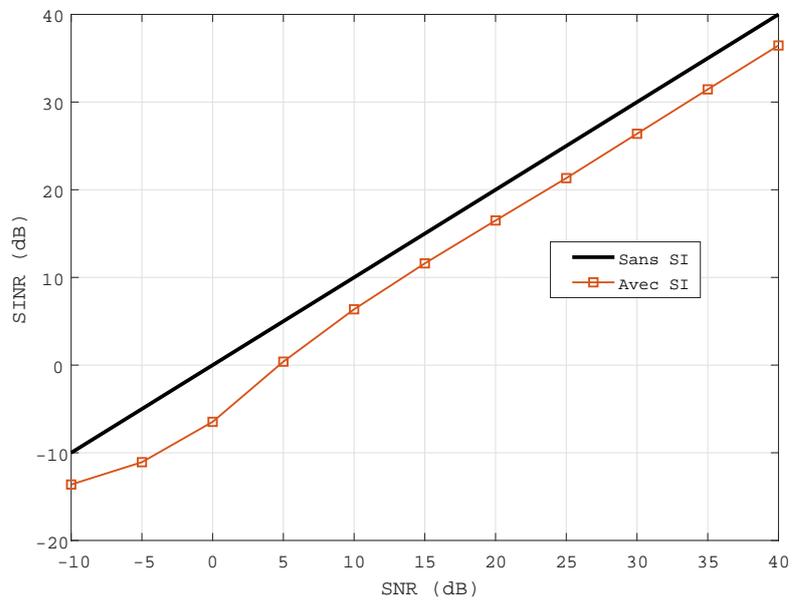


FIGURE 3.6 – Comparaison du SINR avec et sans SI

3.6 Méthodes d'estimation proposées

Dans ce qui suit, nous présentons les différentes méthodes proposées à savoir la méthode PDP, la méthode hybride et la méthode ASEQ. Pour chaque méthode proposée, nous présentons le modèle du système associé, le développement mathématique de la méthode d'estimation et les résultats obtenus.

3.6.1 Méthode basée sur le positionnement dynamique des pilotes (PDP)

3.6.1.1 Modèle du système de la méthode PDP

Dans cette méthode, la trame est transmise sans les longs préambules. Au niveau des symboles OFDM nous faisons varier la position des pilotes selon chaque symbole. Dans le but de modéliser la position des pilotes selon le symbole, on définit deux matrices X_{si} et X_{soi} de tailles $N \times N_s$ représentant les trames dont les colonnes sont les vecteurs symboles transmis dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$X_{si} = \{X_{i,1}X_{i,2} \cdots X_{i,N_s}\} \quad X_{soi} = \{X_{i,1}X_{i,2} \cdots X_{i,N_s}\} \quad (3.25)$$

Chaque symbole $X_{i,k} = \{X_{i,k}(n)\}$ avec $k = 1, 2, \dots, N_s$ et $n = 1, 2, \dots, N$ est défini comme suit :

- Des pilotes à la $n^{\text{ième}}$ position tel que $n \equiv k[d]$
- Des zéros à la $n^{\text{ième}}$ position tel que $n \equiv k + 1[d]$
- Des données aux positions restantes tel que $n \neq k[d]$ et $n \neq k + 1[d]$.

Pour ce qui est du signal utile, chaque symbole $X_{s,k} = \{X_{s,k}(n)\}$ est exprimé comme suit :

- Des pilotes à la $n^{\text{ième}}$ position tel que $n \equiv k + 1[d]$
- Des zéros à la $n^{\text{ième}}$ position tel que $n \equiv k[d]$
- Des données aux positions restantes tel que $n \neq k[d]$ et $n \neq k + 1[d]$.

Avec d représentant le nombre d'éléments entre deux pilotes d'un même symbole défini par $d = \frac{N}{N_p}$. La figure suivante présente la structure du symbole OFDM transmis pour la méthode à décalage de pilotes :

3.6.1.2 Estimation de la méthode PDP

Cette méthode consiste à exploiter le décalage des pilotes pour estimer tous les éléments des réponses fréquentielles des deux canaux. En effet, au cours de chaque

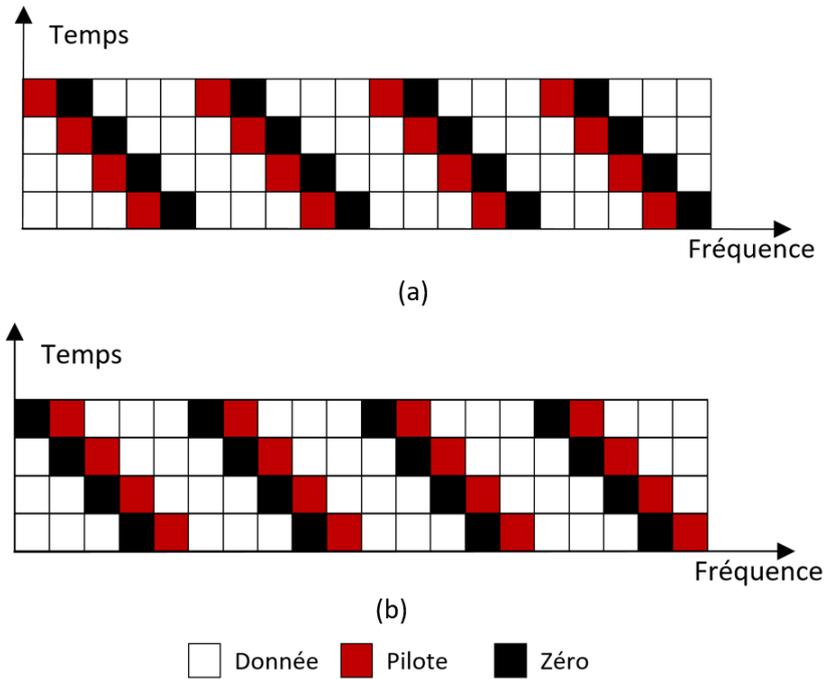


FIGURE 3.7 – (a) Structure des symboles SI (b) Structure des symboles SOI

symbole les pilotes sont extraits afin d'estimer les sous-ensembles d'éléments des canaux correspondant aux positions de ces pilotes. La structure des symboles SI et SOI est présentée dans la figure 3.7. La variation de la position des pilotes d'un symbole à l'autre entraîne l'estimation de sous-ensembles différents. De ce fait, au bout d'un certain nombre de symboles OFDM, les pilotes auront parcouru tout le spectre et tous les éléments de H_{si} et H_{soi} auront été estimés. Cette méthode est plus efficace qu'une interpolation car elle est plus précise vu l'utilisation de vrais pilotes pour la détermination de tous les éléments du canal et non la fonction du canal qui n'est qu'une approximation de la valeur exacte de l'élément. L'exploitation de tous les symboles dans la trame permettra également de déterminer plusieurs versions estimées dont la moyenne fournira une estimation plus précise des canaux H_{si} et H_{soi} .

Afin d'estimer convenablement les deux canaux H_{si} et H_{soi} en utilisant le décalage des pilotes, il convient de définir une matrice permettant d'extraire les pilotes aux bonnes positions pour chaque symbole. Pour le $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM, on considère une matrice diagonale I_k de taille $d \times d$ dont les éléments diagonaux $I_k(l, l)$ avec

($l = 1, 2, \dots, d$) sont définis comme suit :

$$I_k(l, l) = \begin{cases} 0 & \text{si } l \neq k[d] \\ 1 & \text{si } l \equiv k[d] \end{cases} \quad (3.26)$$

Puis, on définit la matrice M tel que

$$M_k = I_{N_p} \otimes I_k, \quad (3.27)$$

Avec \otimes le produit de Kronecker et I_{N_p} la matrice identité de taille N_p . En d'autres termes, M_k représente une matrice diagonale dont la diagonale contient des « 1 » dans les positions correspondantes à celles des pilotes du signal SI et des éléments nuls ailleurs. Le but de cette matrice est d'extraire les pilotes de n'importe quel symbole OFDM et de remplacer les données par des éléments nuls. Le nombre de symboles N_s n'étant pas forcément un multiple de d , nous définissons une variable r représentant le nombre de versions estimées du canal que l'ensemble des symboles peut fournir :

$$r = E \left(\frac{N_s}{d} \right) \quad (3.28)$$

Les valeurs estimées des vecteurs peuvent donc être exprimée comme suit :

$$\hat{H}_{si} = \frac{1}{r} \sum_{k=1}^{dr} (M_k X_{si,k})^\dagger. \quad (3.29)$$

$$\hat{H}_{soi} = \frac{1}{r} \sum_{k=1}^{dr} (M_{k+1} X_{soi,k})^\dagger. \quad (3.30)$$

où \dagger représente la pseudo inverse d'une matrice, et consiste à appliquer l'inverse des éléments non nuls et à garder à zéros les éléments nuls.

3.6.1.3 Résultats de simulations de la méthode PDP

Dans le but de comparer les méthodes proposées avec la méthode existante PSEQ, nous gardons les mêmes paramètres pour toutes les simulations. Nous résumons brièvement ces paramètres dans le Tableau 3.2. La figure 3.8 présente le BER en fonction du SNR pour chacune des méthodes PDP et PSEQ. La comparaison des deux méthodes montre clairement que l'estimation avec la méthode PDP offre de meilleures performances. Nous remarquons par exemple que la méthode PDP permet un gain de

TABLEAU 3.2 – Paramètres

Paramètres	Valeurs
Nombre de coefficients du canal L	10
Nombre de symboles par trame N_s	100
Nombre de pilotes pour chaque signal N_p	4
Nombre de préambules N_t (pour la méthode PSEQ)	2
Puissance émise pour les deux signaux P_{tx}	5dBm
Annulation passive supposée	60dBm
Modulation	4-QAM
k	30

SNR d'environ 3 dB pour un BER fixé à 10^{-3} . Sachant que le canal est invariant pendant toute la durée d'une trame, ce gain est obtenu en estimant le canal sur toutes les positions possibles du spectre OFDM. Ceci engendre davantage d'information sur les variations du canal. De plus, étant donné que le processus d'estimation de la méthode proposée a recours à tous les symboles de la trame, l'estimation résultante sera plus précise car $N_s \gg N_t$. Nous démontrons également les performances de la méthode en terme de SINR dans la figure 3.9. Nous constatons une amélioration d'environ 3 dB par rapport à la méthode conventionnelle. De ce fait, la marge qui sépare notre méthode avec le cas sans interférence est réduite. L'amélioration du SINR traduit une réduction de puissance du signal SI et donc, une meilleure reconstruction de la composante SI du signal reçu. L'amélioration du SINR conduit à une augmentation de débit comme présenté dans la figure 3.10 et permettant également d'augmenter la différence par rapport à un système HD. L'avantage de la méthode PDP est qu'elle permet d'éviter le recours aux séquences d'apprentissage qui réduisent les données utiles contenant les informations à transmettre. En effet, la méthode PDP utilise les pilotes destinés à estimer le bruit de phase dans chaque symbole, ce qui permet de ne pas perdre en termes d'efficacité spectrale. Comme nous venons de le démontrer, la

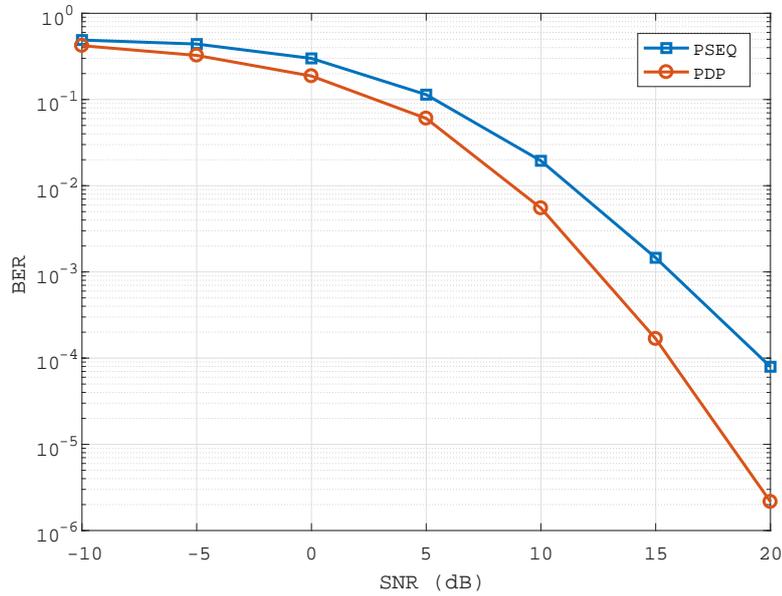


FIGURE 3.8 – Performance de la méthode PDP en terme de BER

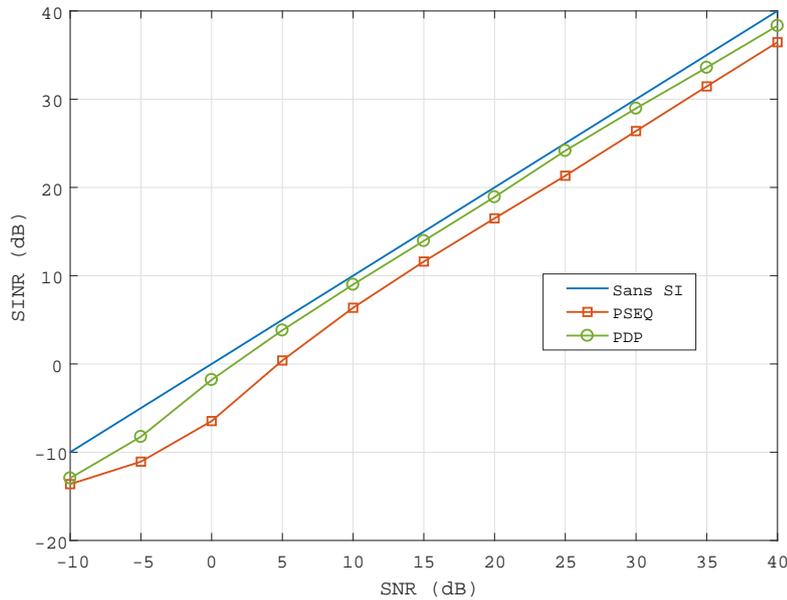


FIGURE 3.9 – Performance de la méthode PDP en terme de SINR

méthode PDP offre une amélioration par rapport à la méthode classique en termes de BER, de SINR et de débit. Cependant, le désavantage engendré par cette méthode

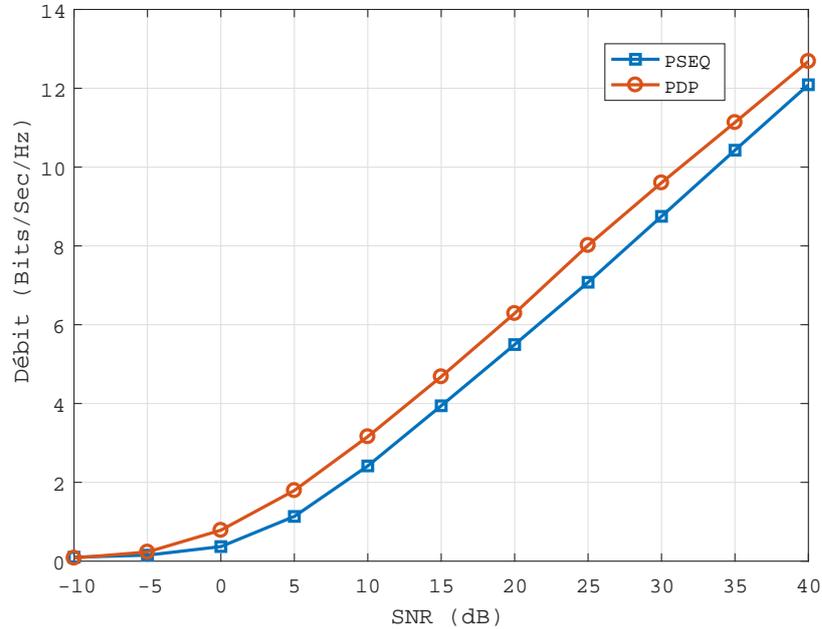


FIGURE 3.10 – Performance de la méthode PDP en terme de débit

est l'augmentation de latence de bout en bout. L'estimation du canal se fait alors suite à la réception de tous les symboles d'une trame, ce qui empêche le traitement des symboles en temps réel dès leur réception. Cette contrainte nous a conduit à envisager une autre méthode d'estimation permettant de traiter les symboles reçus dès leur arrivée au niveau du récepteur tout en améliorant les performances par rapport à la méthode conventionnelle PSEQ.

3.6.2 Méthode hybride

3.6.2.1 Modèle du système de la méthode hybride

Dans cette partie, nous présentons le modèle du système de la méthode hybride (HYB). Comme son nom l'indique, cette méthode repose sur la combinaison des deux méthodes citées précédemment à savoir la méthode PSEQ et la méthode PDP. Pour cela, elle se base sur l'insertion d'une séquence d'apprentissage en début de trame et la variation de la position des pilotes entre un symbole OFDM et un autre. Le but de cette méthode est d'exploiter les avantages de la méthode PSEQ à savoir le traitement en temps réel des données. En effet, puisque que les préambules destinés à l'estimation sont insérés en début de trame, l'estimation des deux canaux SI et SOI

est réalisée en amont et utilisée par la suite pour le traitement de chaque symbole en temps réel. En plus de cela, la variation des positions des pilotes ajoute à la méthode l'avantage d'une diversité fréquentielle.

3.6.2.2 Estimation à l'aide de la méthode hybride

L'idée de la méthode HYB consiste à initialement estimer les canaux à l'aide des préambules avant le traitement des symboles OFDM puis d'améliorer ces estimations sous-ensemble par sous ensemble au fur et à mesure que les symboles sont traités. L'initialisation de l'estimation peut être exprimée comme suit :

$$\hat{H}_{si}(0) = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} X^{-1} Y_{i,m}. \quad (3.31)$$

$$\hat{H}_{soi}(0) = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} X^{-1} Y_{s,m}. \quad (3.32)$$

Afin de déterminer l'expression de chaque canal estimé en fonction du symbole traité, nous estimons avant tout les éléments du canal correspondant aux positions des pilotes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM ($k = 1, 2, \dots, N_s - 1$) comme suit :

$$\hat{H}_{ip,k} = (M_k X_{si,k})^\dagger. \quad (3.33)$$

$$\hat{H}_{sp,k} = (M_{k+1} X_{soi,k})^\dagger. \quad (3.34)$$

Les termes $\hat{H}_{ip,k}$ et $\hat{H}_{sp,k}$ représentent respectivement les éléments estimés des canaux H_{si} et H_{soi} aux positions des pilotes respectifs et des éléments nuls au niveau des positions des autres porteuses. L'estimation des deux canaux peut donc être exprimée comme suit :

$$\hat{H}_{si}(k) = \frac{1}{2} \left(M_k \hat{H}_{si}(k-1) + \hat{H}_{ip,k} \right) + (I_N - M_k) \hat{H}_{si}(k-1). \quad (3.35)$$

$$\hat{H}_{soi}(k) = \frac{1}{2} \left(M_{k+1} \hat{H}_{soi}(k-1) + \hat{H}_{sp,k} \right) + (I_N - M_k) \hat{H}_{soi}(k-1). \quad (3.36)$$

Le premier terme des deux estimations sert à faire la moyenne entre les éléments estimés du $k^{\text{ième}}$ symbole avec les éléments du canal du symbole précédent aux mêmes positions. Le deuxième terme sert à préserver les autres coefficients qui n'ont pas été estimé au $k^{\text{ième}}$ symbole.

3.6.2.3 Résultats de simulations de la méthode HYB

Nous réalisons la simulation de la méthode HYB en comparant les résultats avec ceux des méthodes PDP et PSEQ comme le montrent les figures 3.11, 3.12 et 3.13. Les paramètres de simulation sont identiques à ceux décrits dans le Tableau 3.2. Nous remarquons que les performances de la méthode HYB se situent entre celles de PDP et celles de PSEQ. En effet, dans la figure 3.11, en la comparant avec la méthode classique, la méthode HYB offre un gain en SNR entre 1 et 3 dB pour un BER fixe mais reste en revanche moins performante que la méthode PDP. La figure 3.12 montre que pour un SNR fixe, le SINR de la méthode HYB offre un gain supérieur à PSEQ d'environ 2 dB mais inférieur à PDP. D'après la figure 3.13, nous pouvons également remarquer que, pour un SNR fixe, le débit de cette nouvelle méthode se situe à peu près à 0.5 Bits/sec/Hz de part et d'autre des deux autres méthodes. Cela s'explique par le fait que la méthode HYB améliore la précision du canal estimé à chaque symbole. En d'autres termes, la puissance SI annulée augmente avec le nombre de symboles traités. Le système fournit ainsi les mêmes performances que la méthode PSEQ lors des premiers symboles et améliore l'estimation jusqu'à fournir les meilleures performances pour les derniers symboles de la trame.

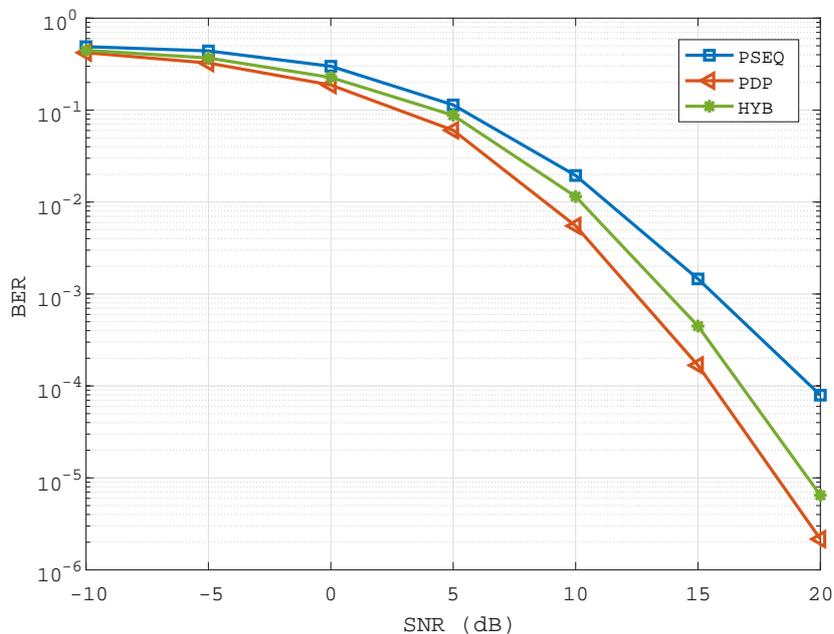


FIGURE 3.11 – Performance de la méthode HYB en terme de BER

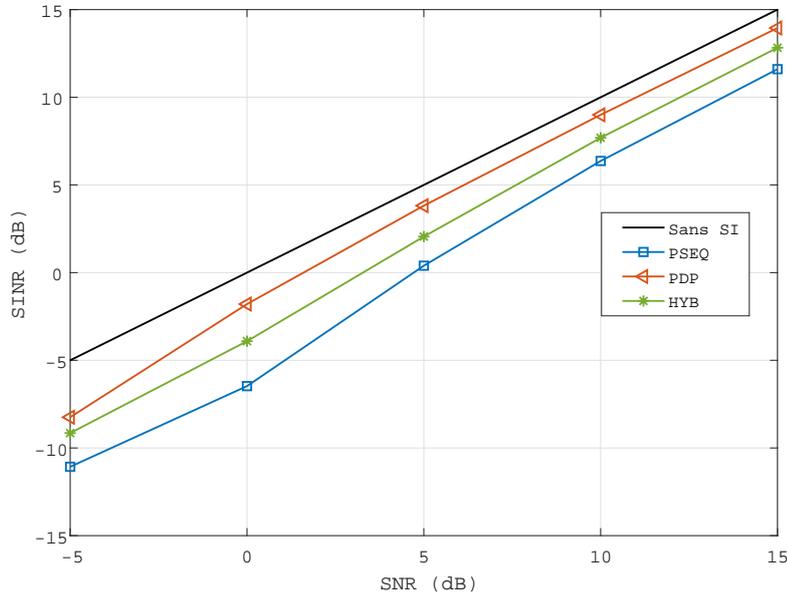


FIGURE 3.12 – Performance de la méthode HYB en terme de SINR

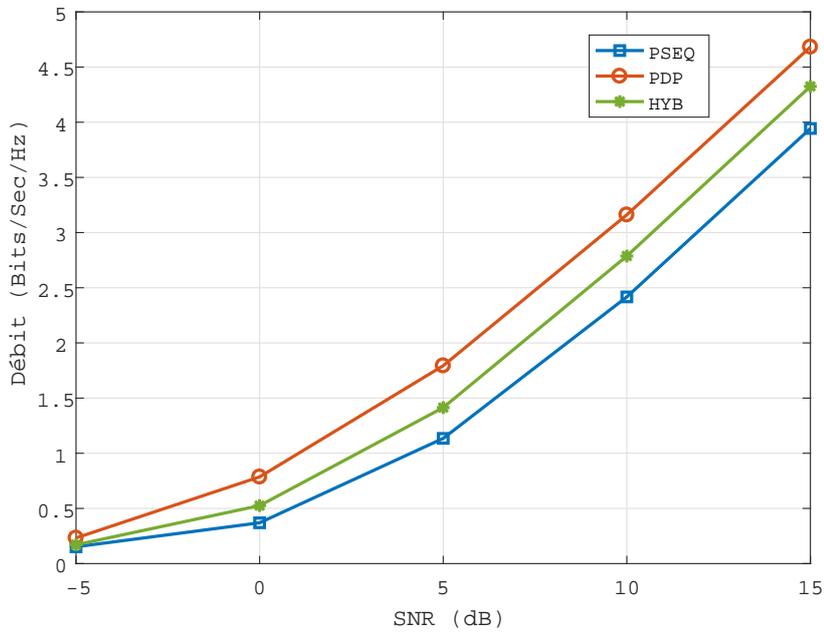


FIGURE 3.13 – Performance de la méthode HYB en terme de débit

Afin de d'expliciter davantage le fonctionnement de la méthode HYB, nous présentons dans la figure 3.14 l'évolution du SINR au cours des symboles pour les trois méthodes PSEQ, PDP et HYB pour un SNR fixe égale à 20 dB. Nous remarquons clairement que pour la méthode HYB, le SINR augmente à mesure que grandit le nombre de symboles traités et finit par converger vers le 80^{ième} symbole environ.

La figure 3.14 montre également que les performances obtenues pour le premier symbole sont les mêmes pour PSEQ et HYB mais la méthode HYB s'améliore et dépasse la méthode PDP pour les derniers symboles. Cela est dû au fait que les ressources allouées pour l'estimation des derniers symboles sont plus nombreuses pour la méthode HYB que pour la méthode PDP. En effet, si on considère le dernier symbole, le nombre de pilotes utilisés pour estimer les deux canaux est de $N_s N_p$ pour la méthode PDP contre $N_s N_p + N N_t$ pour la méthode HYB. Cependant, nous pouvons remarquer que la moyenne sur les symboles de la méthode HYB est inférieure au SINR de la méthode PDP.

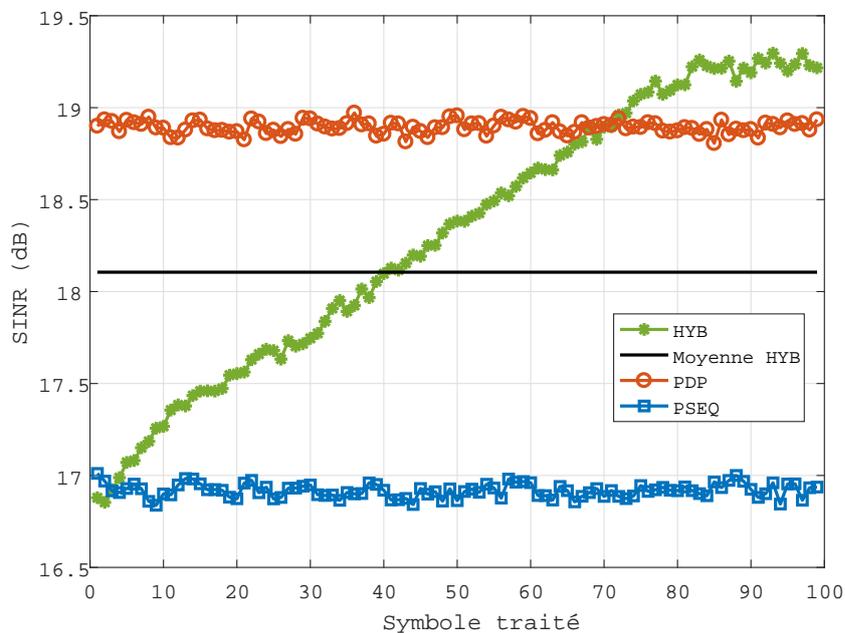


FIGURE 3.14 – Evolution du SINR en fonction des symboles traités pour les différentes méthodes

3.6.3 Méthode améliorant l'estimation d'un préambule

Dans les sections précédentes, nous avons étudié l'estimateur PSEQ qui représente la méthode conventionnelle pour estimer les deux canaux SI et SOI dans un système FD. Ensuite, nous avons présenté les deux méthodes proposées PDP et HYB et montré l'amélioration de ces méthodes par rapport à l'existant. Une des remarques que l'on peut tirer des estimateurs précédents est que les performances de l'estimateur augmentent avec le nombre d'observations effectuées. La figure 3.15 présente le SINR en fonction du nombre de symboles préambules pour la méthode PSEQ. Le SNR est fixé à 20 dB. il est clair que le SINR augmente avec le nombre N_t . Cependant, afin de réaliser un gain de 2 dB, il convient d'ajouter quatre fois plus d'éléments destinés à l'estimation. Ceci réduit considérablement l'information utile transmise dans chaque trame. Cette contrainte nous amène à proposer une amélioration de la

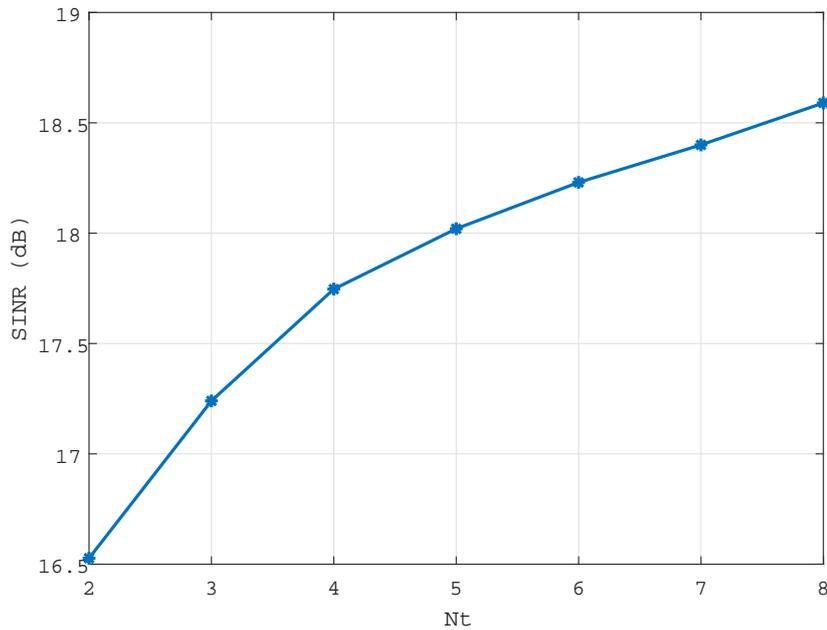


FIGURE 3.15 – SINR en fonction du nombre de symboles préambules pour la méthode PSEQ

méthode PSEQ qu'on appelle ASEQ permettant d'offrir de meilleures performances d'estimation tout en préservant le nombre de pilotes destinés à cette estimation.

3.6.3.1 Modèle de la méthode ASEQ

Afin de présenter la méthode ASEQ, nous commençons par rappeler l'expression des $m^{\text{ièmes}}$ symboles longs préambules interférants et utiles qui sont exprimés comme suit :

$$Y_{i,m} = XH_{si} + W_m \quad (3.37)$$

$$Y_{s,m} = XH_{soi} + W_m \quad (3.38)$$

Avec $m = 1, 2, \dots, N_t$ et X représente la matrice diagonale $N \times N$ dont la diagonale contient le symbole préambule transmis. Les deux réponses fréquentielles H_{si} et H_{soi} peuvent être exprimées en fonction de la réponse impulsionnelle des canaux par la transformée de Fourier comme suit :

$$H_{si}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j2\pi \frac{nl}{N}\right) h_{si}(l) + W_m \quad (3.39)$$

$$H_{soi}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j2\pi \frac{nl}{N}\right) h_{soi}(l) + W_m, \quad (3.40)$$

où $h_{si}(l)$ et $h_{soi}(l)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) sont respectivement les réponses impulsionnelles du canal interférent et utile dont les coefficients sont de longueur L . En remplaçant l'équation (3.40) dans (3.38) et l'équation (3.40) dans (3.38), on obtient :

$$Y_{i,m}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} X(n) \exp\left(-j2\pi \frac{nl}{N}\right) h_{si}(l) + W_m \quad (3.41)$$

$$Y_{s,m}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} X(n) \exp\left(-j2\pi \frac{nl}{N}\right) h_{soi}(l) + W_m, \quad (3.42)$$

Nous pouvons ainsi réécrire les expressions des symboles préambules reçus sous formes matricielle comme suit :

$$Y_{i,m}(n) = XFh_{si}(l) + W_k \quad (3.43)$$

$$Y_{s,m}(n) = XFh_{soi}(l) + W_k, \quad (3.44)$$

avec $F = \exp\left(-j2\pi \frac{nl}{N}\right)$ la matrice $N \times L$ représente les L premières colonnes de la matrice FFT F exprimée comme suit :

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^{-1} & \dots & w^{-(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{-(N-1)} & \dots & w^{-(L-1)(N-1)} \end{pmatrix}. \quad (3.45)$$

où $w = \exp(j2\pi/N)$.

3.6.3.2 Estimation à l'aide de la méthode ASEQ

Afin d'améliorer l'estimation de la méthode PSEQ, nous proposons d'augmenter le nombre d'observation sur lesquelles nous nous basons afin de déterminer les deux canaux SI et SOI. Ce processus doit se faire sans augmenter le nombre de symboles préambules. Pour ce faire, nous faisons en sorte d'extraire, dans chaque symbole préambule, plusieurs versions qui formeront des observations différentes. Afin de réaliser cela, nous choisissons un nombre M (tel que $M \geq L$) de sous-porteuses aléatoires $Y_{i,m}(d)$ et $Y_{s,m}(d)$ avec $1 \leq d \leq N$ issus des symboles préambules. Afin d'extraire les sous-porteuses choisies, nous définissons une matrice U tel que

$$U(n, n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = Dn \quad (n = 1, 2, \dots, M) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.46)$$

où $D = \{d_1, d_2, \dots, d_M\}$ est l'ensemble contenant les positions des sous-porteuses choisies dans le symbole préambule. La multiplication de la matrice U par un symbole préambule permet d'extraire les sous-porteuses de ce dernier comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{i,m} &= \tilde{X}h_{si} + \tilde{W}_m \\ \tilde{Y}_{s,m} &= \tilde{X}h_{soi} + \tilde{W}_m \end{aligned} \quad (3.47)$$

où $\tilde{Y}_{i,m} = UY_{i,m}$ et $\tilde{Y}_{s,m} = UY_{s,m}$ sont respectivement les vecteurs du préambule SI et du préambule SOI contenant les sous-porteuses choisies $\tilde{X} = UXF$ et $\tilde{W}_m = UW_k$.

La répétition de ce processus N_i fois en changeant successivement les séries de positions choisies nous permet d'obtenir plusieurs vecteurs différents destinés à l'estimation. L'avantage principal est que ces vecteurs différents sont issus du même symbole préambule. Ceci nous permet d'obtenir l'estimation des réponses impulsionnelles des deux canaux comme suit :

$$\hat{h}_{si} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{m=1}^{N_t} \left(\left(\sum_{u=1}^{N_i} \tilde{X}_{i,m,u}^H \tilde{X}_{i,m,u} \right)^{-1} \sum_{u=1}^{N_i} \tilde{X}_{i,m,u}^H \tilde{Y}_{i,m,u} \right) \quad (3.48)$$

$$\hat{h}_{soi} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{m=1}^{N_t} \left(\left(\sum_{u=1}^{N_i} \tilde{X}_{s,m,u}^H \tilde{X}_{s,m,u} \right)^{-1} \sum_{u=1}^{N_i} \tilde{X}_{s,m,u}^H \tilde{Y}_{s,m,u} \right) \quad (3.49)$$

Les valeurs $\tilde{X}_{i,m,u}$ obtenues pour différentes itérations ne sont pas similaires. Ceci est dû au fait que le bruit appliqué à chaque sous porteuse est différent donc l'estimation résultante est plus précise. La condition pour que cette méthode soit applicable est que le nombre de sous-porteuses choisies M soit supérieur au nombre de coefficients du canal L . Etant donné que la totalité des symboles préambules sont connus, cette contrainte n'est pas problématique.

3.6.3.3 Résultats de simulation de la méthode ASEQ

Nous présentons, dans ce qui suit, les résultats de simulations qui démontrent les bonnes performances de la méthode ASEQ. Les paramètres de simulations sont les mêmes que ceux de la méthode PSEQ. Le nombre de sous-porteuses choisies M est égal à 16 et le nombre d'itérations N_i est 20. La figure 3.16 présente le BER en fonction du SNR pour les deux méthodes PSEQ et ASEQ. Nous remarquons clairement une amélioration au niveau de la méthode ASEQ. Pour un SNR de 15 dB, un gain de 10^{-1} est réalisé entre les deux méthodes. En d'autres termes, pour cet SNR, l'erreur lors de la récupération du signal SOI est dix fois plus faible lorsque la méthode ASEQ est appliquée que lorsqu'on effectue la méthode conventionnelle.

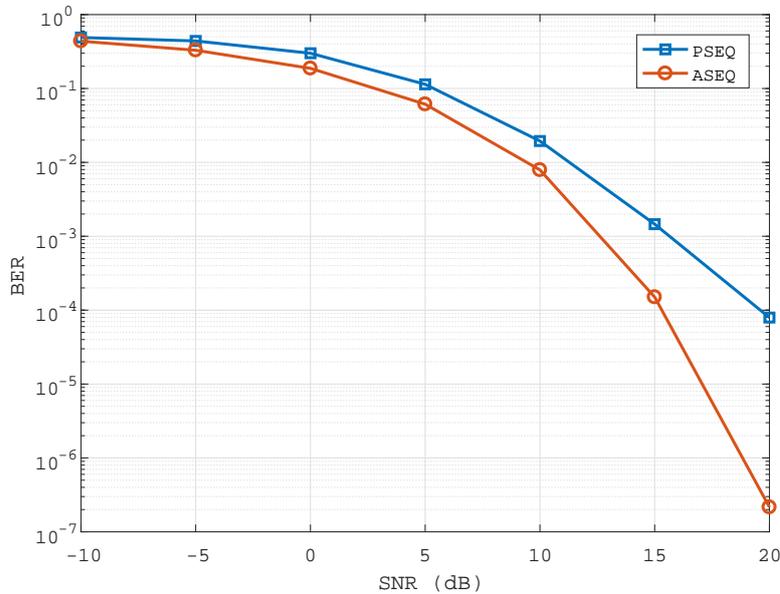


FIGURE 3.16 – Performances de la méthode ASEQ en terme de BER

La figure 3.17 présente le SINR en fonction du SNR pour les deux méthodes PSEQ et ASEQ. Il est clairement visible que la méthode ASEQ permet d'améliorer le SINR par rapport à la méthode classique. Les résidus d'interférence restants suite à l'annulation se reflètent sur la différence de 1dB entre le SINR obtenu et le SNR. Ceci démontre que les processus d'annulation et d'égalisation sont plus efficaces, car ils ont recours à des canaux dont l'estimation est plus précise. Cette amélioration de l'estimation est due à l'augmentation d'observations qui ont conduit à une plus grande précision.

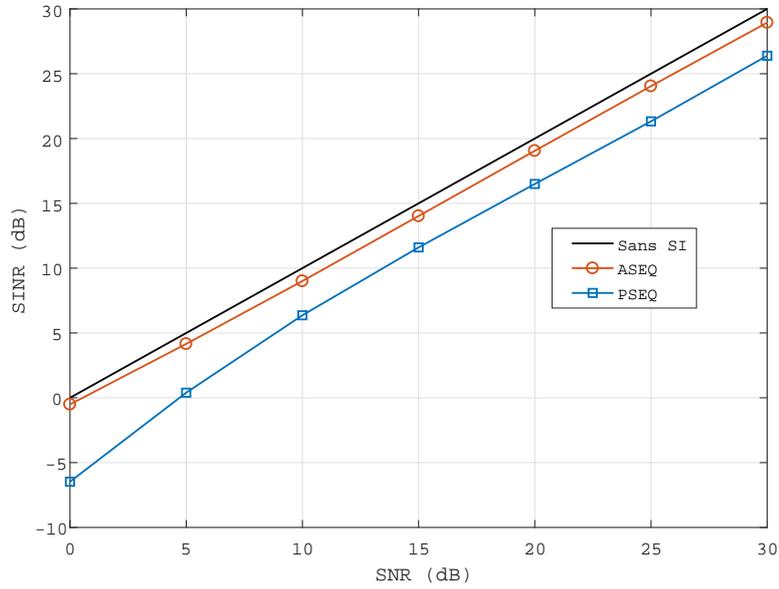


FIGURE 3.17 – Performances de la méthode ASEQ en terme de SINR

L'amélioration du SINR conduit à une augmentation de débit comme le montre la figure 3.18.

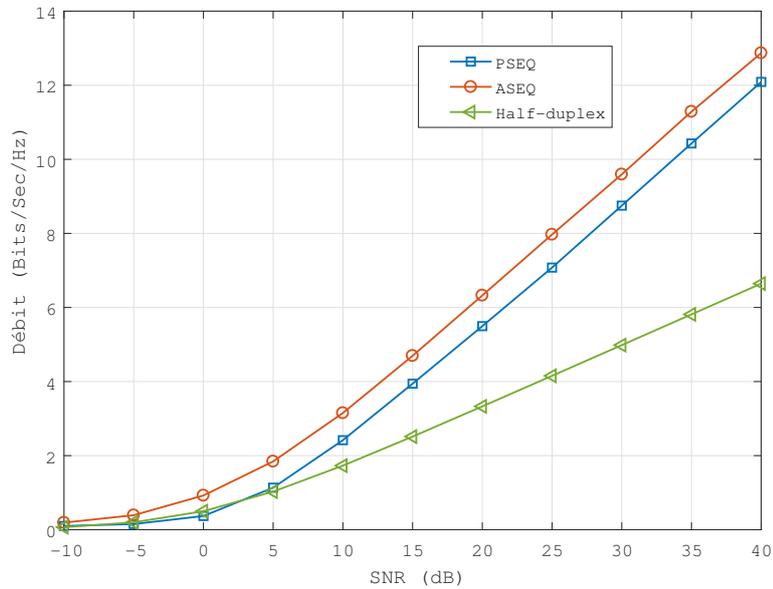


FIGURE 3.18 – Performances de la méthode ASEQ en terme de débit

Nous pouvons remarquer que la valeur du débit de la méthode ASEQ se rapproche davantage du double du débit au niveau du HD. Atteindre le double du débit HD signifierait une erreur d'estimation nulle ce qui n'est pas concrètement réalisable. Cependant, la faible différence entre le débit obtenu à l'aide de la méthode ASEQ et le double du débit HD montre clairement que la méthode proposée est un bon choix à adaptée pour assurer une bonne qualité de communication en mode FD.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé trois méthodes permettant d'améliorer l'estimation des deux canaux SI et SOI dans un système FD. La méthode PDP offre de meilleurs résultats en exploitant les pilotes utilisés pour estimer le bruit de phase et en choisissant leur bon positionnement. La méthode HYB combine l'estimation PDP avec la méthode classique PSEQ. Elle se base pour cela sur une séquence d'apprentissage afin d'obtenir une estimation initiale des deux canaux puis exploite dans un deuxième temps les pilotes inclus dans les symboles afin d'améliorer la précision de l'estimation. Cette méthode permet d'apporter de meilleures performances tout en préservant l'avantage d'un traitement en temps réel. La troisième méthode est une amélioration de la méthode classique et se base sur la construction de plusieurs observations à partir d'un seul symbole. L'intérêt d'utiliser cette méthode, outre le traitement en temps réel, est de gagner en précision sans perdre davantage de données destinées à l'estimation des canaux. Ces méthodes sont efficaces et permettent une amélioration des performances pour des systèmes FD avec une complexité modérée. Cependant, l'envoi séparé des pilotes et des séquences d'apprentissage pour le signal SI et le signal SOI constitue une perte en terme de données utiles. De plus, le canal considéré est statique, ce qui ne peut être appliqué que dans le cas de certains cas particuliers des communications véhiculaires. Ceci nous entraîne à nous pencher sur le cas de l'estimation d'un canal mobile et de proposer des méthodes d'estimation permettant l'envoi simultané des pilotes pour les deux signaux.

Chapitre 4

Estimation des deux canaux SI et SOI par transmission jointe des pilotes

Sommaire

4.1	Introduction	104
4.2	État de l'art des estimations dans les systèmes FD	105
4.2.1	Méthode LS pour l'estimation du canal SI	106
4.2.2	Estimation des deux canaux par une méthode itérative	109
4.3	Méthodes d'estimation proposées	113
4.3.1	Méthode basée sur les itérations Landweber	113
4.3.2	Méthode d'estimation conjointe sans affectation du bruit	117
4.4	Caractéristiques du canal	124
4.4.1	Canal sélectif en fréquence	124
4.4.2	Canal sélectif en temps	124
4.4.3	Effet Doppler	125
4.5	Cas de canal variant dans le temps	127
4.5.1	Méthode d'estimation de canal à variation lente	127
4.6	Conclusion	136

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé trois méthodes permettant d'estimer les deux canaux SI et SOI. Ces méthodes se basent sur une transmission distincte de pilotes des deux signaux. En d'autres termes, les signaux SI et SOI envoient leurs pilotes à tour de rôle afin d'éviter l'interférence entre pilotes qui augmente l'erreur d'estimation. Cependant, cette approche conduit à une perte en efficacité spectrale. En effet, les porteuses pilotes dans le signal SOI représentent des porteuses nulles dans le signal SI et vice versa. Afin de palier à cette contrainte, nous proposons dans ce chapitre des méthodes d'estimation des deux canaux SI et SOI qui se basent sur l'envoi simultané des pilotes. Pour réaliser cela, il est nécessaire d'estimer conjointement les deux canaux puis de les séparer pour les utiliser indépendamment. Peu de recherches portent sur l'estimation conjointe des deux canaux. Cela est dû au problème d'interférence qui dégrade fortement l'estimation et rend ces méthodes inappropriées pour les communications FD. Dans le chapitre précédent, nous nous sommes concentrés uniquement sur des méthodes d'estimation de canal statique. En effet, il est possible d'envisager l'existence de canaux statiques dans certains cas de communications véhiculaires, comme le cas, par exemple, d'une communication en plein trafic où les véhicules sont immobiles. Cependant, il est clair qu'il faut envisager l'estimation de canaux mobiles pour le cas généralisé de communications véhiculaires. L'aspect mobile des canaux se reflète par l'effet Doppler qui représente un décalage fréquentiel entre l'émission et la réception. L'effet Doppler conditionne la variation du canal au cours du temps. Nous distinguons trois types de canaux selon l'importance de l'effet Doppler : le canal statique, le canal à variations lentes et le canal à variations rapides. Pour un canal statique, l'effet Doppler est pratiquement nul et la même déformation est appliquée sur l'ensemble de la trame envoyée. Le canal peut donc être estimé en début de trame et cette estimation est utilisée afin de récupérer l'ensemble de la trame. Concernant le canal à variations lentes, l'effet Doppler qui y est appliqué n'est pas négligeable. De ce fait, le canal varie d'un symbole à l'autre, d'où la nécessité d'estimer le canal pour chaque symbole afin de ne pas dégrader les performances de la communication. Finalement, le canal à variation rapide reflète un changement au sein même du symbole, créant ainsi des interférences entre porteuses. De nombreux sujets de recherche ont porté sur l'estimation des canaux radio-mobile. L'estimation des canaux à variations rapides est généralement étudiée pour les cas du transport ferroviaire où la vitesse crée un effet Doppler très important. Cependant, la vitesse considérée pour les communications véhiculaires est nettement

inférieure à celle des communications ferroviaires. Ainsi, les canaux envisagés pour les communications véhiculaires peuvent être considérés à variations lentes. Si de nombreuses recherches se concentrent sur l'estimation des canaux dans un système HD classique, peu d'entre elles tournent autour de l'estimation des deux canaux dans un système FD. La problématique qui s'ajoute est liée au fait que les deux canaux ont des natures différentes. De plus, dans le cas où la technologie FD est dédiée aux communications véhiculaires, il est nécessaire de prendre en compte le fait que les deux canaux sont affectés de fréquences Doppler différentes. Dans ce chapitre, nous commençons par présenter quelques méthodes d'estimation de canaux statiques qui se basent sur une transmission simultanée des pilotes. Pour cela, nous reprenons les calculs de ces méthodes d'estimation et nous les intégrons dans une chaîne FD afin d'évaluer leurs performances. Ensuite, nous proposons deux méthodes permettant d'estimer les deux canaux SI et SOI considérés invariants dans le temps. La première est une méthode d'estimation des deux canaux dans le domaine fréquentiel où la connaissance complète du signal SI est exploitée. Elle consiste à appliquer la méthode Landweber afin de contrer les singularités des matrices et permet de réduire la complexité de l'estimateur. La deuxième méthode porte sur l'annulation du bruit causé par la présence des données SOI inconnues du récepteur. Le développement mathématique de chaque solution sera présenté et des simulations portant sur les performances des estimateurs seront analysées. Nous présentons également l'effet de la mobilité sur l'ensemble des solutions proposées en faisant varier l'effet Doppler. Finalement, nous présentons une dernière méthode visant à estimer un canal à variations lentes dans un système FD. Dans un contexte où le canal varie au cours de chaque symbole OFDM, il est nécessaire d'estimer l'ensemble des atténuations différentes qui affectent ces symboles. Ceci permet d'obtenir une bonne reconstruction du signal SI ainsi qu'une égalisation performante entraînant la bonne récupération du signal SOI.

4.2 État de l'art des estimations dans les systèmes FD

Dans cette section, nous définissons les estimateurs les plus courants qui se basent sur une transmission conjointe de tous les éléments des deux signaux SI et SOI.

4.2.1 Méthode LS pour l'estimation du canal SI

4.2.1.1 Modèle du système pour l'estimation du canal SI

Dans la plupart de la littérature portant sur l'estimation de canal dans un système FD, l'aspect le plus important consiste à estimer le canal SI [DDS12]. En effet, certains auteurs estiment que le canal SOI est connu du récepteur mais que l'estimation du canal SI est quant à elle nécessaire pour la reconstruction du signal à soustraire [AE15]. La soustraction de ce signal aura pour but de réduire la puissance d'interférence pour permettre d'adapter le mode FD dans les systèmes de communications sans fil. Dans le cas où le signal utile et le canal SOI sont pris en compte, le signal reçu dans le domaine temporel peut s'exprimer comme suit :

$$y_t = x_{si,t} * h_{si} + x_{soi,t} * h_{soi} + w_t \quad (4.1)$$

où $x_{soi,t}$ et $x_{si,t}$ représentent le signal utile et le signal interférent qu'on nommera respectivement signal SOI (*Signal of interest*) et signal SI (*Self-interference signal*). h_{soi} et h_{si} sont les réponses impulsionnelles respectives du canal SOI et du canal SI dont les coefficients sont au nombre de L et w_t représente le bruit gaussien appliqué sur les deux signaux. En considérant les N_s symboles transmis, nous pouvons réécrire l'expression de la trame reçue sous forme vectorielle tel que :

$$y = X_s h_{soi} + X_i h_{si} + w \quad (4.2)$$

avec $y = [y_0, y_1, \dots, y_{N_s}]^T$ la trame reçue de taille $N_s N \times 1$, les réponses impulsionnelles du canal SOI et du canal SI sont respectivement le vecteur $h_{soi} = [h_{soi}(0), h_{soi}(1), \dots, h_{soi}(L-1)]^T$ et le vecteur $h_{si} = [h_{si}(0), h_{si}(1), \dots, h_{si}(L-1)]^T$. $w = [w(0), w(1), \dots, w(N-1)]^T$ est le bruit gaussien appliqué à la trame.

La matrice X_s représente la trame émise du signal SOI et est définie comme suit :

$$X_s = [X_{s,1}, X_{s,2}, \dots, X_{s,N_s}] \quad (4.3)$$

avec $X_{s,n}$ la matrice de Toeplitz du $n^{\text{ième}}$ symbole SOI de taille $N \times L$ définie comme suit :

$$X_{s,n} = \begin{pmatrix} x_{soi,t}(0) & x_{soi,t}(N-1) & \cdots & x_{soi,t}(N-L+1) \\ x_{soi,t}(1) & x_{soi,t}(0) & \ddots & x_{soi,t}(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{soi,t}(N-1) & x_{soi,t}(N-2) & \cdots & x_{soi,t}(N-L) \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

La matrice X_i concerne le signal SI et peut être définie de la même façon que la matrice X_s avec $X_i = [X_{i,1}, X_{i,2}, \dots, X_{i,N_s}]$ la matrice de la taille $N_s N \times L$ et la matrice $X_{i,n}$ est donnée par :

$$X_{i,n} = \begin{pmatrix} x_{si,t}(0) & x_{si,t}(N-1) & \cdots & x_{si,t}(N-L+1) \\ x_{si,t}(1) & x_{si,t}(0) & \ddots & x_{si,t}(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{si,t}(N-1) & x_{si,t}(N-2) & \cdots & x_{si,t}(N-L) \end{pmatrix}. \quad (4.5)$$

4.2.1.2 Méthode d'estimation LS du canal SI

La grande majorité des méthodes existantes visant à estimer le canal SI se basent sur la méthode des moindres carrés (LS) ou du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) [DMBS12] [MLZ⁺09]. L'estimateur MMSE offre de bonnes performances, mais son processus implique de connaître les statistiques du second ordre du canal SI, ce qui n'est pas envisageable dans le cas d'expérimentations. Le canal estimé par cette méthode peut être exprimé comme suit :

$$\hat{h}_{si} = \left((E\{h_{si}h_{si}^H\})^{-1} + \frac{1}{\sigma_{soi}^2 + \sigma_w^2} X_i^H X_i \right)^{-1} X_i^H y \quad (4.6)$$

où $E\{\cdot\}$ représente la moyenne statistique et les termes σ_{soi}^2 et σ_w^2 sont respectivement les variances du signal SOI et du bruit gaussien.

L'expression du canal estimé par la méthode LS peut être représentée comme suit :

$$\hat{h}_{si} = (X_i^H X_i)^{-1} X_i^H y. \quad (4.7)$$

Etant donné que, dans une communication FD, la majorité des canaux SI sont estimés à l'aide de la méthode LS, nous intégrons l'estimateur décrit dans l'équation 4.7 dans une chaîne complète afin d'évaluer ses performances. Pour cela, nous présentons dans la figure 4.1 la chaîne de communication pour un émetteur/récepteur en mode FD. Cette chaîne de communication aura pour intérêt de comparer les performances de tous les estimateurs étudiés. La chaîne est similaire à celle présentée et utilisée dans le chapitre précédent à l'exception que le bruit de phase n'est pas estimé et que le bloc d'estimation permet d'estimer de manière conjointe les deux canaux. Afin de réaliser l'estimation du canal SI à l'aide de la méthode LS, nous supposons une connaissance parfaite du canal SOI.

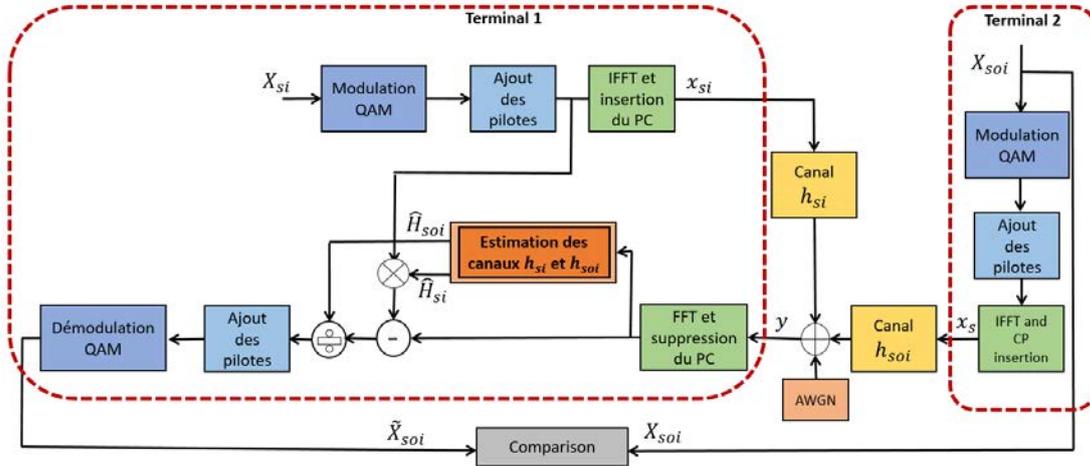


FIGURE 4.1 – Nouvelle chaîne de communication FD

4.2.1.3 Résultats de simulations

Afin d'évaluer la performance de l'estimateur LS, le critère le plus efficace consiste à déterminer l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error)(MSE) du canal SI. En effet, le but est de mesurer l'effet de la présence du signal SOI sur l'estimation du canal SI. L'expression du MSE peut être définie comme suit :

$$MSE = E\{\| h_{si} - \hat{h}_{si} \|^2\} \quad (4.8)$$

La figure 4.2 présente le MSE du canal SI estimé en fonction du rapport signal à interférence (Signal Interference Ratio) SIR. Ce dernier représente le rapport entre la puissance reçue du signal SI et la puissance reçue du signal SOI. L'augmentation du SIR signifie que la puissance du signal SOI augmente par rapport à celle du signal SI.

Il est clair que le MSE augmente à mesure que le SIR augmente. En effet, d'après l'équation (4.8), le canal SI est estimé en considérant le signal SOI comme une partie du bruit. De ce fait, l'augmentation du SIR entraîne une puissance de bruit globale plus importante. Ce bruit engendre donc une erreur d'estimation qui dégrade les performances de l'ensemble du système de communication. Par exemple, pour un SIR de 10 dB indiquant que la puissance du signal SI est dix fois supérieure à celle du signal SOI, le MSE est de 0,04. Cette erreur d'estimation importante entraîne une mauvaise reconstruction du signal SI et donc une mauvaise annulation d'interférence.

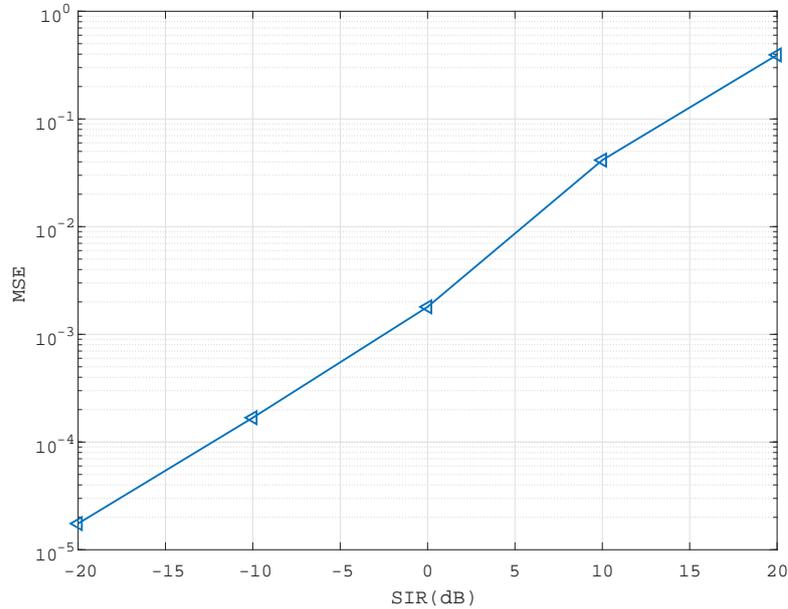


FIGURE 4.2 – MSE du canal SI en fonction du SIR

Seules les faibles valeurs de SIR indiquant la présence d'un bruit à faible puissance permettent d'atteindre une estimation de canal suffisante. Or, comme cité dans le deuxième chapitre, une bonne réduction d'interférence précédant l'annulation numérique est nécessaire pour la bonne récupération du signal SOI. En effet, afin d'éviter un bruit de quantification trop important, il faut que la puissance du signal SI soit réduit d'au moins 80 dB avant l'étape de conversion [ZLVH16]. Cela implique d'avoir un SIR d'au moins 0 dB lorsque le signal reçu est converti dans le domaine numérique. C'est pour cela que la méthode LS classique ainsi que toutes celles qui considèrent le signal SOI comme une partie du bruit sont les moins performantes pour assurer une communication FD. Une méthode permettant de contrer ce problème en estimant les deux canaux est présentée dans la prochaine section.

4.2.2 Estimation des deux canaux par une méthode itérative

Dans ce qui suit, nous présentons une méthode d'estimation des deux canaux se basant sur une approche itérative. Cette méthode est proposée par les auteurs dans [MLN14] [MLN16] et représente l'une des plus performantes pour l'estimation conjointe des deux canaux. Nous détaillons dans ce qui suit le modèle du système de cette méthode que nous appellerons méthode Iterative avec Estimation Jointe des canaux (IEJ)

4.2.2.1 Modèle du système de la méthode IEJ

Le principe consiste à estimer les deux canaux à partir de l'ensemble du signal SI d'une part et des pilotes transmis dans le signal SOI d'autre part. Pour cela, les données et les pilotes du signal SOI peuvent être représentés de manière distincte. En définissant un ensemble $P = \{p_1, p_2, \dots, p_{N_p}\}$ représentant la position des pilotes dans chaque symbole OFDM, le signal SOI transmis dans le domaine temporel peut être représenté comme la somme de deux termes comme suit :

$$x_{soi,t}(n) = \sum_{k \in P} X_{soi,t}(k) e^{j2\pi kn/N} + \sum_{k \notin P} X_{soi,t}(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad (4.9)$$

où $X_{soi,t}$ représente le $t^{\text{ième}}$ symbole du signal SOI transmis dans le domaine fréquentiel. L'équation (4.9) peut être reformulée comme suit :

$$x_{soi,t}(n) = x_{soi,t}^{(p)}(n) + x_{soi,t}^{(d)}(n), \quad (4.10)$$

où $x_{soi,t}^{(p)}(n)$ et $x_{soi,t}^{(d)}(n)$ sont respectivement la composante pilote et la composante donnée du $n^{\text{ième}}$ élément provenant du $t^{\text{ième}}$ symbole SOI.

Puis le symbole est exprimé sous une forme vectorielle dans l'équation (4.11) :

$$x_{soi,t} = x_{soi,t}^{(p)} + x_{soi,t}^{(d)} \quad (4.11)$$

où $x_{soi,t}^{(p)}$ et $x_{soi,t}^{(d)}$ sont les vecteurs de taille $N \times 1$ tels que $x_{soi,t}^{(p)} = [x_{soi,t}^{(p)}(1), x_{soi,t}^{(p)}(2), \dots, x_{soi,t}^{(p)}(N)]^T$ et $x_{soi,t}^{(d)} = [x_{soi,t}^{(d)}(1), x_{soi,t}^{(d)}(2), \dots, x_{soi,t}^{(d)}(N)]^T$.

En intégrant l'équation (4.11) dans (4.2), il est possible de reformuler l'expression du signal reçu dans le domaine temporel comme suit :

$$y = X_i h_{si} + X_S^P h_{soi} + X_S^d h_{soi} + w, \quad (4.12)$$

où X_S^P et X_S^d sont définis de la même façon que X_s dans l'équation (4.3) en utilisant respectivement les séquences $\{x_{soi,t}^{(p)}(n)\}$ et $\{x_{soi,t}^{(d)}(n)\}$ à la place de $x_{soi,t}(n)$. De cette façon il est possible de regrouper les éléments connus du récepteur à savoir l'ensemble du symbole SI et les sous-porteuses pilotes du symbole SOI. Les éléments connus sont regroupés dans une matrice qu'on peut intégrer dans l'équation (4.13) :

$$y = Bh + X_S^d h_{soi} + w, \quad (4.13)$$

où $B = [X_i X_S^P]$ la matrice de taille $N \times 2L$ contenant les éléments connus du récepteur $h = [h_{si}, h_{soi}]$ le vecteur de taille $2L \times 1$ représentant la superposition des deux canaux SI et SOI à estimer.

4.2.2.2 Estimation à l'aide de la méthode IEJ

Dans cette partie, nous allons présenter la méthode d'estimation et intégrer canaux estimés dans la chaîne de communication FD et de les utiliser pour récupérer les données SOI. L'équation (4.14) permet dans un premier temps d'obtenir une estimation initiale des canaux SI et SOI en appliquant la méthode LS comme suit :

$$\hat{h}_{LS} = (B^H B)^{-1} B^H y, \quad (4.14)$$

L'estimation du vecteur h est ensuite améliorée en proposant une solution itérative conduisant à l'équation suivant :

$$\hat{h} = (B^H C^{-1} B)^{-1} B^H C^{-1} y \quad (4.15)$$

$$C(h) = \frac{1}{N_s} (y - Bh)(y - Bh)^H. \quad (4.16)$$

Dans l'équation (4.13), le terme $(X_s^d h_{soi} + w)$ représente un bruit pour l'estimation qui dégrade les performances du système. L'idée de cette solution est de réduire l'erreur d'estimation au fil de chaque itération. Pour cela, la matrice de covariance du bruit représentée par la matrice C est introduite au niveau de l'estimation. Chaque itération permet de diminuer le bruit dû aux données inconnues de la trame SOI. Une estimation initiale est obtenue en considérant l'estimation de la matrice de covariance du bruit comme une matrice identité $C_0 = I$. Cela conduit dans la première itération à obtenir l'estimation \hat{h}_{LS} . Ensuite, l'estimation des deux canaux est améliorée à mesure qu'on réintroduit la matrice de covariance de l'erreur au niveau de l'estimation.

4.2.2.3 Résultats de simulations

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulations de l'estimateur IEJ, le but étant d'intégrer ce dernier dans une chaîne FD afin d'évaluer les performances de cette méthode en termes de MSE, de SINR et de débit. Le nombre de sous-porteuses pilotes représente 20% du nombre total de sous-porteuses dans chaque symbole. Le nombre de symboles utilisés N_s est de 100 et le SIR est fixé à 0. La figure 4.3 représente le MSE du canal SOI en fonction du SNR. L'atténuation appliquée sur les deux signaux est la même pour cette simulation. Il est clair que les itérations permettent de réduire significativement l'erreur d'estimation. Cela est dû au fait que chaque itération vise à diminuer davantage la puissance liée au bruit qui est causé par les données inconnues du signal SOI. Cependant, cette méthode n'est pas adéquate pour les communications en temps réel étant donné sa forte complexité qui augmente le

temps de calcul et l'énergie consommée. En effet, la méthode d'estimation IEJ fait appel à des inversions de matrices de tailles $N \times N$ sur une somme de N_s ce qui augmente fortement la complexité du système. La complexité de l'algorithme augmente avec la taille des matrices à inverser mais surtout avec le nombre d'itérations. Il est nécessaire pour cela de trouver un compromis entre complexité et performances recherchées.

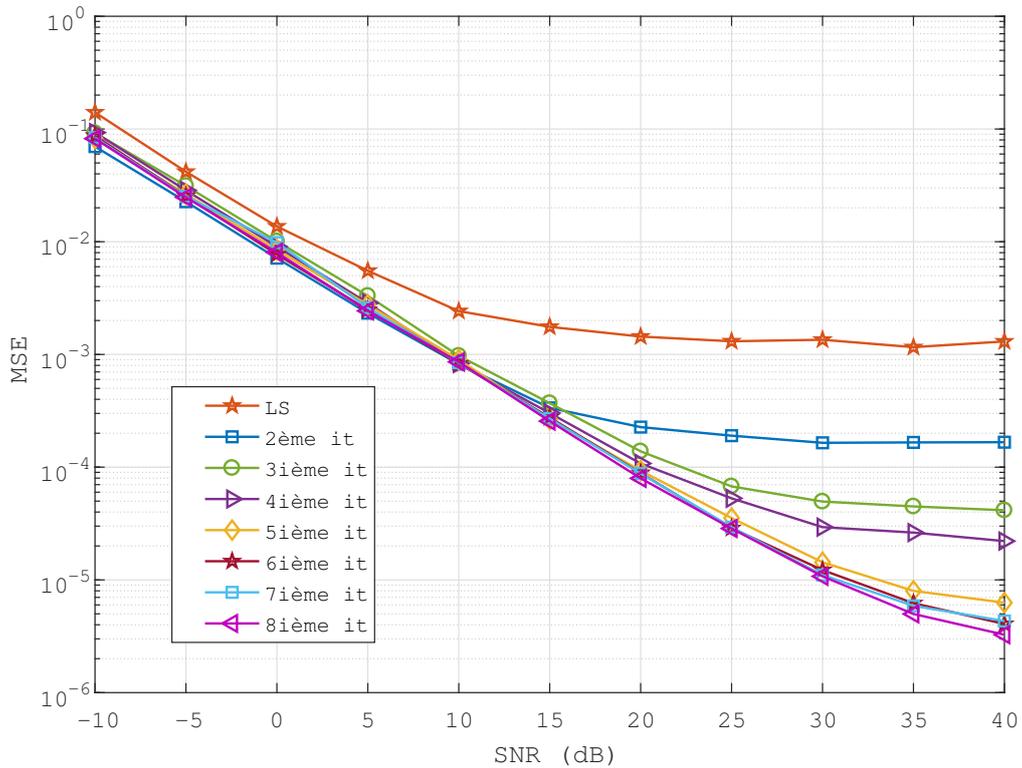


FIGURE 4.3 – MSE du canal SOI en fonction du SNR selon les itérations

La méthode IEJ fournit des résultats performants en terme de MSE et donc de capacité d'annulation. Cependant, ces performances sont obtenues au prix d'une grande complexité et d'un temps de calcul important en raison des itérations effectuées et des inversions de matrices de grandes tailles. De plus, la faisabilité de cette méthode est limitée par une condition essentielle. Cette condition correspond au fait que le nombre de coefficients du canal doit être inférieur au nombre de pilotes insérés dans chaque symbole OFDM. En d'autres termes, l'estimation du canal est impossible si

le nombre d'équations considérées (Correspondant à N_p) est inférieur au nombre d'inconnus à déterminer (représentés par L). Ainsi, l'estimation du canal dans le domaine temporel implique la connaissance du nombre de coefficients du canal ou du moins, de fixer un nombre de pilotes assez élevé dans le but de respecter cette condition. Il est clair que dans le cas d'expérimentations où le canal est réel, indiquer le nombre exact de coefficients du canal est totalement impossible étant donné la variabilité de ce dernier. Il est possible dans ce cas de considérer un nombre assez élevé de coefficients et d'attribuer un nombre important de pilotes dans chaque symbole OFDM. Néanmoins, l'attribution d'un nombre maximal correspondant à N coefficients augmente fortement la complexité et le temps de calcul.

4.3 Méthodes d'estimation proposées

4.3.1 Méthode basée sur les itérations Landweber

4.3.1.1 Modèle du système de la méthode Landweber

Nous proposons à présent une méthode permettant d'améliorer les performances d'estimation pour un système FD. L'idée est de fournir une complexité moindre que la méthode IEJ conduisant à temps de calcul plus faible. Pour ce faire, nous procédons à l'estimation des deux canaux dans le domaine fréquentiel. Dans un premier temps, nous cherchons à séparer les données des pilotes du signal utile. La matrice diagonale du signal utile $X_{soi,k}$ au niveau du $k^{\text{ième}}$ symbole peut être décomposée comme suit :

$$X_{soi,k} = X_{sd,k} + X_{sp,k} \quad (4.17)$$

avec les deux matrices diagonales $X_{sd,k}$ et $X_{sp,k}$ définies comme suit :

$$X_{sd,k}(n, n) = \begin{cases} X_{soi,k}(n, n) & \text{pour } n \in P \\ 0 & \text{pour } n \notin P \end{cases} \quad (4.18)$$

$$X_{sp,k}(n, n) = \begin{cases} X_{soi,k}(n, n) & \text{pour } n \notin P \\ 0 & \text{pour } n \in P \end{cases}, \quad (4.19)$$

où P est l'ensemble représentant les positions des pilotes dans le symbole OFDM.

D'après l'équation (4.17), le $k^{\text{ième}}$ symbole reçu dans le domaine fréquentiel peut s'exprimer par :

$$Y_k = X_{si,k}H_{si} + X_{sp,k}H_{soi} + X_{sd,k}H_{soi} + W_k \quad (4.20)$$

L'équation (4.20) nous permet donc de reformuler l'expression du symbole reçu :

$$Y_k = D_k H + X_{sd,k} H_{soi} + W_k \quad (4.21)$$

avec $D_k = [X_{si,k} X_{sp,k}]$ et $H = [H_{si}, H_{soi}]$.

L'équation permet de regrouper les éléments connus du récepteur à savoir les pilotes du signal SOI et l'intégralité du signal SI. Étant donné que le signal SI est une auto-interférence émise par l'antenne émettrice d'un nœud et reçue par sa propre antenne réceptrice, il est évident que la totalité du signal est connu du récepteur. L'insertion des pilotes est néanmoins indispensable afin de servir à l'estimation du canal pour le système communiquant.

4.3.1.2 Estimation basée sur la méthode de Landweber

Dans cette partie, l'estimation des deux canaux H_{si} et H_{soi} se fait de façon simultanée. L'objectif est d'estimer le vecteur H représentant une superposition des deux canaux. L'estimation du vecteur H consiste à minimiser la fonction objectif définie comme suit :

$$J(x) = \| Y - D_k H \|_2^2. \quad (4.22)$$

La fonction $J(x)$ dans l'équation (4.22) est souvent minimisée en résolvant un système linéaire d'équations basé dans la plupart des cas sur la méthode LS. Cependant, cela entraîne une très grande complexité de calcul. Par exemple, plus les deux signaux émis sont longs, et plus la matrice à inverser sera grande et la résolution du système d'équations peut nécessiter trop de mémoire et de temps de calcul. De plus, dans notre cas, l'estimation par la méthode LS ne peut être appliquée pour estimer le vecteur H . La matrice D_k étant singulière en raison de l'insertion de valeurs nulles dans la diagonale, le terme $D_k^H D_k$ n'est pas inversible et il est donc impossible d'estimer le vecteur H . La solution est de se baser sur une méthode permettant de contrer ce problème d'inversion à l'aide d'itérations. La méthode de Landweber est une solution possible au problème d'inversion de matrice. Elle a recours à la moyenne sur tous les symboles OFDM. La corrélation avec la matrice non inversible est d'abord appliquée au signal reçu comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H Y_k &= \left(\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H D_k \right) H + \left(\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H X_{sd,k} \right) H_{soi} \\ &\quad + \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H W_k. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dans un but de simplification, nous réécrivons l'équation comme suit :

$$\tilde{Y}_k = \tilde{D}_k H + \tilde{W}_k, \quad (4.24)$$

$$\text{où } \tilde{Y}_k = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H Y_k, \quad \tilde{D}_k = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H D_k$$

$$\text{et } \tilde{W}_k = \left(\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H X_{sd,k} \right) H_{soi} + \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} D_k^H W_k.$$

À partir de l'équation (4.23), nous pouvons estimer le canal H à l'aide de la méthode Landweber comme suit :

$$H_{i+1} = H_i + \frac{1}{\alpha} \tilde{D}_k^H \left(\tilde{Y}_k - \tilde{D}_k H_i \right), \quad (4.25)$$

avec H_0 vecteur nul et α la plus grande valeur propre de la matrice de covariance de \tilde{D}_k .

Les performances de la méthode restent en dessous de celles qui se basent sur des transmissions distinctes de pilotes. Ceci s'explique par le fait que le bruit qui entrave l'estimation n'est plus uniquement le bruit gaussien mais représente les deux termes $X_{sd,k} H_{soi} + W_k$, ce qui engendre une erreur d'estimation plus importante.

4.3.1.3 Résultats de simulations

Nous évaluons maintenant les performances de la méthode basée sur les itérations de Landweber en termes de débit et de SINR. Dans le but de comparer toutes les méthodes présentées dans ce chapitre, nous choisissons les mêmes paramètres pour toutes les simulations. La figure 4.4 présente une comparaison de la méthode Landweber et des méthodes existantes LS et IEJ en terme de SINR. Le nombre d'itérations pour la méthode Landweber est fixé à Nb=20. Pour la méthode LS, les canaux SOI et SI sont estimés respectivement à l'aide de la méthode PSEQ et de la méthode LS. Pour la méthode IEJ, nous représentons la première itération. La figure montre clairement que la méthode Landweber est plus performante que la méthode LS en terme de SINR. Le gain apporté par la méthode proposée varie entre 5 et 9 dB. Par exemple, pour un SNR de 30 dB, la différence de SINR entre les deux méthodes est de 12 dB. Ce gain est dû au fait que la totalité du signal SOI est considéré comme du bruit pour la méthode LS alors que les pilotes de ce signal sont intégrés dans l'estimateur pour la méthode Landweber. En ce qui concerne la IEJ, nous remarquons que les performances de la première itération sont à peu près similaires à celles de la méthode proposée. Cependant, les méthodes se basant sur les

itérations de Landweber sont connues pour leur faible complexité car elles n'intègrent pas des inversions de matrices [ZBD17]. Il est clair que les itérations supérieures de la méthode IEJ fournissent de meilleures performances que la méthode proposée mais cela est réalisé au prix d'une grande complexité et d'un temps de calcul important, ce qui n'est pas approprié pour les communications FD en temps réel.

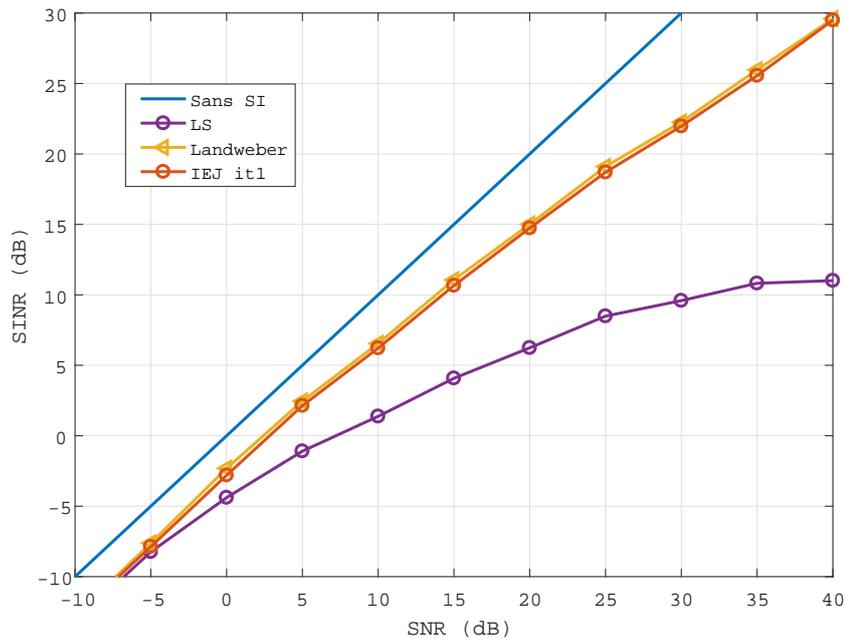


FIGURE 4.4 – Comparaison de la méthode Landweber avec les méthodes existantes en terme de SINR

La figure 4.5 présente la comparaison des trois méthodes en terme de débit. Nous remarquons que l'estimation classique du canal SI par la méthode LS conduit à des résultats moins performants que les deux autres méthodes. En effet, les performances de la méthode LS se rapprochent davantage de celles de la communication Half-duplex jusqu'à descendre pratiquement aux mêmes performances à partir d'un SNR de 35 dB. Ceci s'explique par le fait que le SNR choisi conditionne la puissance du signal SOI et donc également la puissance du bruit considérée lors de l'estimation du canal SI. En effet, étant donné que la méthode LS classique estimant le canal SI considère le signal SOI comme du bruit, une forte valeur de SNR entraîne une puissance de bruit important, ce qui entraîne une grande erreur d'estimation et donc

une faible capacité d'annulation. La méthode d'estimation basée sur les itérations de Landweber offre un débit bien plus élevé que celui obtenu avec la communication HD. On peut remarquer par exemple une différence de 3 Bits/sec/Hz pour un SNR fixe de 30 dB.

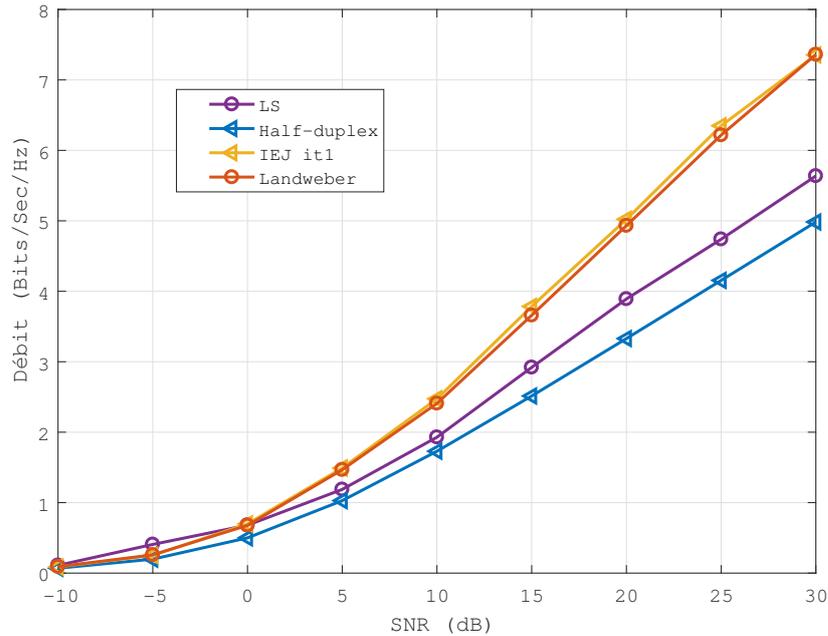


FIGURE 4.5 – Comparaison de la méthode Landweber avec les méthodes existantes en terme de débit

La méthode basée sur les itérations de Landweber fournit de bonnes performances en termes de capacité d'annulation et de débit. Cependant, tout comme la méthode IEJ, cette méthode proposée est limitée par les données du signal SOI considérés comme du bruit au niveau de l'estimateur. Ceci nous entraine à proposer une nouvelle méthode d'estimation exempte du bruit causé par les données SOI.

4.3.2 Méthode d'estimation conjointe sans affectation du bruit

Dans cette partie, nous proposons une nouvelle méthode d'estimation qui n'est pas affectée par le bruit qu'engendrent les données inconnues du signal SOI. Nous appellerons cette méthode Estimation Sans Bruit (ESB).

4.3.2.1 Modèle du système de la méthode ESB

Étant donné que le bruit causé par les données du signal SOI dégrade fortement les performances du système, nous cherchons une méthode capable de combiner les avantages d'une estimation conjointe et d'une estimation non bruitée. Pour cela nous considérons à nouveau la transmission de N_s symboles OFDM de longueur N et où N_p pilotes sont insérés périodiquement dans chacun des symboles SI et SOI. Les séquences transmises représentent les trames des signaux SI et SOI au niveau du domaine fréquentiel. Ces trames peuvent être exprimées comme suit :

$$X_{si,k} = (X_{si,1}, X_{si,2}, \dots, X_{si,N_s}) \quad (4.26)$$

$$X_{soi,k} = (X_{soi,1}, X_{soi,2}, \dots, X_{soi,N_s}), \quad (4.27)$$

où X_k est la matrice diagonale de taille $N \times N$ dont la diagonale contient le $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM transmis : $X_{si,k}\{X_{si,k}(n)\}$ et $X_{soi,k}\{X_{soi,k}(n)\}$ avec k l'indice symboles et n celui des sous-porteuses $k = 1, 2, \dots, N_s$ et $n = 1, 2, \dots, N$. En considérant la transmission simultanée des symboles au niveau des deux nœuds, le $k^{\text{ième}}$ symbole reçu peut donc être exprimé comme suit :

$$Y_k(n) = X_{si,k}(n)H_{si}(n) + X_{soi,k}(n)H_{soi}(n) + W_k(n) \quad (4.28)$$

où H_{si} est le vecteur de taille $N \times 1$ représentant la réponse fréquentielle du canal SI correspondant à la déformation que subit le signal SI entre les deux antennes du même nœud. H_{soi} est quant à lui la réponse fréquentielle du canal où passe le signal SOI. Les deux canaux sont supposés sélectifs en fréquence mais invariants dans le temps pour chaque trame. Le vecteur W_k est le bruit blanc gaussien appliqué au $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM transmis. Les deux réponses fréquentielles peuvent être exprimées en fonction de la réponse impulsionnelle des canaux par la Transformée de Fourier comme suit :

$$H_{si}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} h_{si}(l) \quad (4.29)$$

$$H_{soi}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} h_{soi}(l), \quad (4.30)$$

où $h_{si}(l)$ et $h_{soi}(l)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) sont respectivement les réponses impulsionnelles du canal SI et du canal SOI dont les coefficients sont de longueur L .

4.3.2.2 Estimateur proposé pour la méthode ESB

Comme cité précédemment, le but de cette méthode est d'estimer la réponse impulsionnelle des deux canaux sans que ces derniers ne soient affectés par le bruit qu'engendrent les données du signal utile SOI. Pour cela nous remplaçons les expressions de $H_{si}(n)$ et de $H_{soi}(n)$ dans l'équation (4.28) :

$$Y_k(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} X_{si,k} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} h_{si}(l) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} X_{soi,k} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} h_{soi}(l) + W_k(n) \quad (4.31)$$

Nous pouvons ensuite réécrire l'expression du $k^{\text{ième}}$ symbole reçu sous forme vectorielle :

$$Y_k = X_{si,k} F h_{si} + X_{soi,k} F h_{soi} + W_k, \quad (4.32)$$

avec $F = \{e^{-j2\pi \frac{nl}{N}}\}$ la matrice $N \times L$ représente les L premières colonnes de la matrice FFT F exprimée par :

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^{-1} & \dots & w^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{-(N-1)} & \dots & w^{-(N-1)(N-1)} \end{pmatrix}. \quad (4.33)$$

Afin d'éviter le bruit imposé par les données inconnus, il convient d'extraire les pilotes reçus. Pour cela nous définissons la matrice U de taille $N_p \times N$ telle que :

$$U(n', n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = p_{n'} \quad (n' = 1, 2, \dots, N_p) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad (4.34)$$

La multiplication de la matrice U par les symboles reçus permet d'extraire les pilotes de ce dernier comme suit :

$$UY_k = UX_{si,k} F h_{si} + UX_{soi,k} F h_{soi} + UW_k \quad (4.35)$$

Par souci d'écriture, nous simplifions l'équation (4.35) :

$$\tilde{Y}_k = \tilde{X}_k h + \tilde{W}_k, \quad (4.36)$$

avec $\tilde{Y}_k = UY_k$ les pilotes reçus du $k^{\text{ième}}$ symbole, $\tilde{X}_k = [UX_{si,k} F U X_{soi,k} F]$, l'ensemble des pilotes transmis connus du récepteur, $h = [h_{si}, h_{soi}]$, la matrice regroupant les deux canaux que l'on cherche à estimer et $W_k = UW_k$ le bruit gaussien appliqué aux pilotes du $k^{\text{ième}}$ symbole reçu. D'après l'équation (4.35), il est clair que les

éléments de la matrice X_k sont entièrement connus du récepteur puisqu'il s'agit des pilotes des signaux SOI et SI. Il est donc possible d'estimer les réponses impulsionnelles des deux canaux à partir de la méthode des moindres carrés LS :

$$\hat{h} = \left(\sum_{k=1}^{N_s} \tilde{X}_k^H \tilde{X}_k \right)^{-1} \sum_{k=1}^{N_s} \tilde{X}_k^H \tilde{Y}_k, \quad (4.37)$$

La complexité de la méthode est donc similaire à la première itération de la méthode IEJ puisqu'il s'agit du même processus d'estimation. Cependant, la méthode proposée n'est pas affectée par le bruit lié aux données transmises du signal SOI car ces dernières ne sont pas prises en compte lors de l'estimation. Une comparaison des deux méthodes sera présentée dans la section suivante.

4.3.2.3 Résultats de simulations de la méthode ESB

Nous comparons à présent l'algorithme proposé à la méthode IEJ. La comparaison se justifie par le fait que les deux méthodes procèdent à l'estimation du canal dans le domaine temporel tout en permettant une transmission conjointe des pilotes au niveau de la réception. Les figures 4.6 et 4.7 présentent respectivement les MSE des réponses impulsionnelles du canal SOI et du canal SI en fonction du SNR pour chacune des deux méthodes. Les itérations de la méthode IEJ n'étant pas limitées, nous fixons leur nombre à 8. Dans le but également d'exprimer le MSE pour les deux canaux, nous appliquons la même puissance d'atténuation aux deux signaux SI et SOI. Ainsi, en fixant un SIR égal à 0, le SNR affecte de la même manière les deux signaux. Il est clair que la méthode proposée permet de réduire considérablement l'erreur d'estimation aussi bien pour l'estimation du canal SOI que pour celle du canal SI.

Par exemple, pour un SNR de 30 dB, la première itération de la méthode IEJ offre un MSE d'environ 10^{-2} contre un MSE de 10^{-5} pour la méthode proposée. Cela signifie que l'erreur d'estimation est réduite par 1000, ce qui améliore clairement les performances globales du système FD. L'augmentation du nombre d'itérations permet de réduire la différence d'erreur entre les deux méthodes. Cependant, incrémenter le nombre d'itérations revient à augmenter la complexité de l'algorithme entraînant un temps de calcul important. La réduction de l'erreur de la méthode IEJ est due au fait qu'une partie du bruit causé par les données inconnues du signal SOI est réduite lors de chaque itération. Étant donné que la méthode proposée est exempte de ce bruit, cela explique que cette dernière offre de meilleures performances que la méthode IEJ même pour le cas d'un nombre d'itérations inconnues.

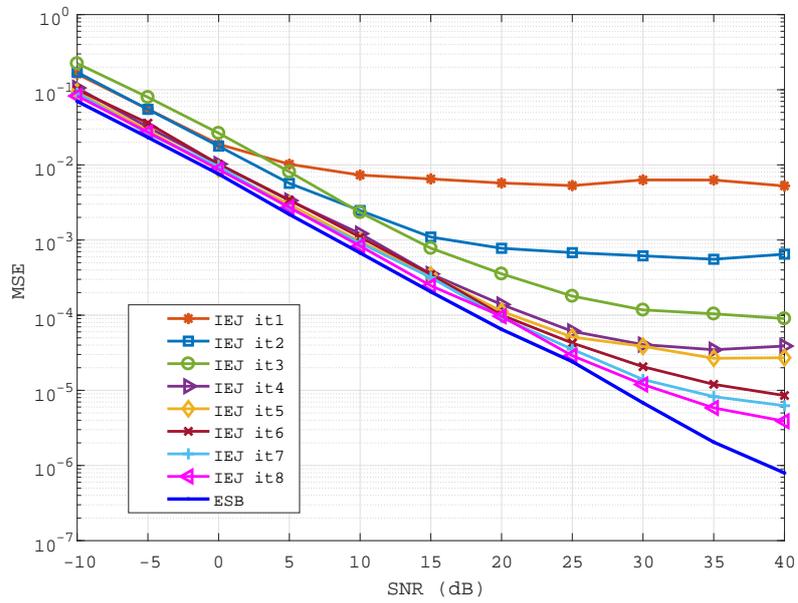


FIGURE 4.6 – Comparaison des deux méthodes IEJ et ESB en terme de MSE du canal SOI

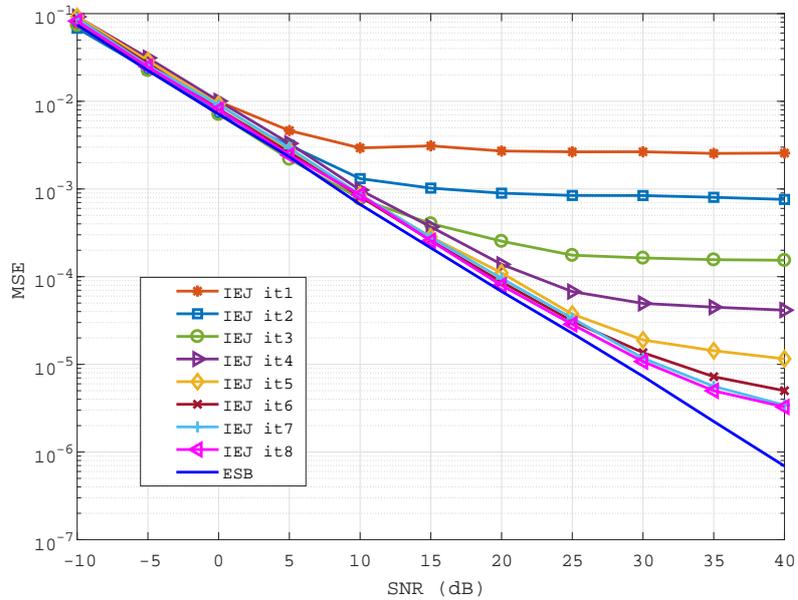


FIGURE 4.7 – Comparaison des deux méthodes IEJ et ESB en terme de MSE du canal SI

Afin d'évaluer l'ensemble des méthodes, nous présentons respectivement dans les figures 4.8 et 4.9, en terme de débit et de SINR, une comparaison de toutes les méthodes étudiées dans le chapitre à savoir la nouvelle méthode proposée ESB, l'estimation basée sur les itérations de Landweber, la méthode classique LS et la méthode IEJ. Pour l'estimateur IEJ, nous présentons uniquement la première et la dernière itération. D'après la figure 4.8, la nouvelle méthode proposée ESB qui est exempte du bruit SOI offre de loin les meilleures performances en terme de débit. En effet, nous pouvons remarquer que cette méthode atteint presque le double du débit fournit par une communication HD. La différence entre les performances de la méthode et le double exact du débit en HD est due à l'erreur d'estimation causée par le bruit gaussien.

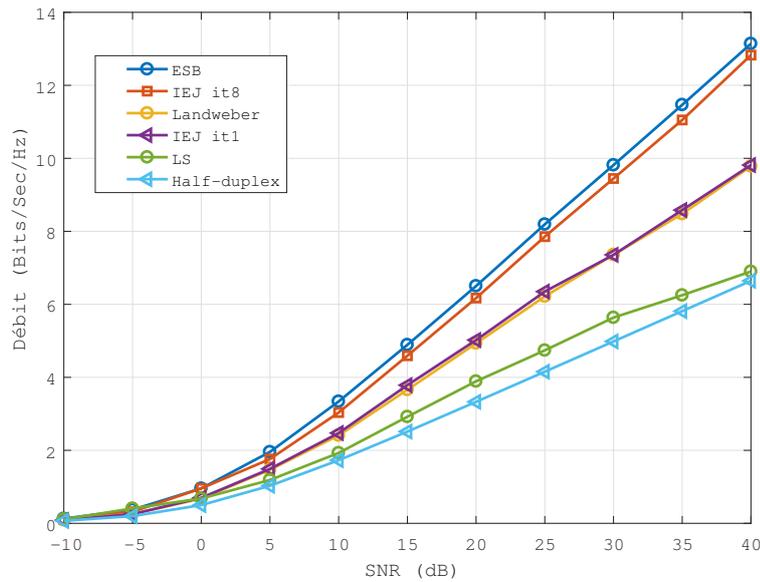


FIGURE 4.8 – Comparaison des performances de toutes les méthodes en terme de débit

Dans la figure 4.9, il est également clair que la méthode ESB est celle qui fournit le meilleur rapport SINR et donc celle qui se rapproche le plus d'une communication sans interférence. La différence entre les performances en SINR de la méthode ESB et celle d'une communication HD est de l'ordre de 0.5 dB.

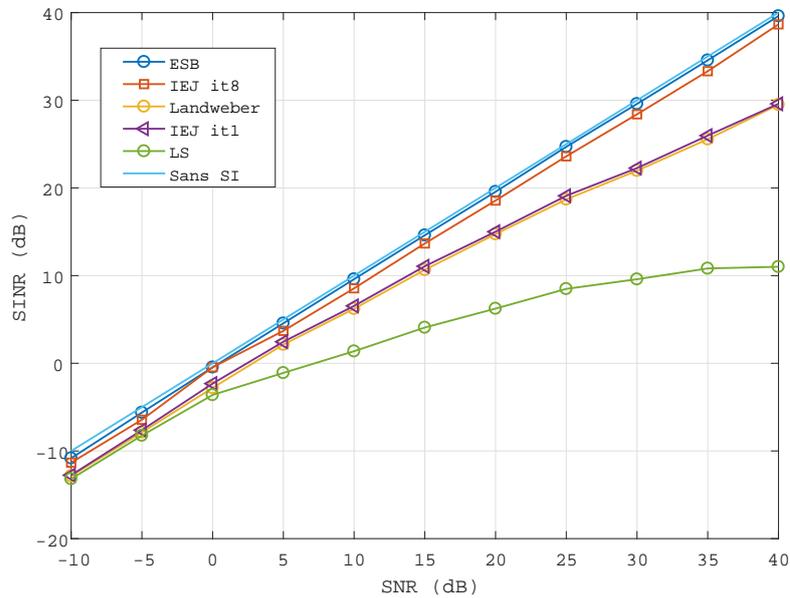


FIGURE 4.9 – Comparaison des performances de toutes les méthodes en terme de SINR

Cette différence peut s'expliquer par le fait qu'une communication FD nécessite l'estimation de deux canaux contre un seul pour les communications HD, augmentant ainsi l'erreur d'estimation globale. En effet, l'annulation d'interférence ne sera jamais idéale étant donné la présence du bruit gaussien qui empêche l'estimation parfaite du canal et réduit la capacité d'annulation. Cette erreur au niveau de l'annulation explique donc la différence entre la méthode proposée et la communication en HD. Nous pouvons également remarquer que dans les deux figures, les performances augmentent à mesure que le bruit causé par le signal SOI diminue. Dans la méthode LS, la totalité du signal SOI représente un bruit pour l'estimation du canal SI, ce qui justifie les faibles performances de cette méthode. Pour la méthode IEJ et celle basée sur Landweber, les performances sont pratiquement similaires et le bruit est causé non plus par tout le signal SOI mais uniquement par les données de ce dernier. La réduction de ce bruit traduit un gain considérable par rapport à la méthode classique. Par exemple, pour un SNR fixé à 15 dB, on peut remarquer un gain d'environ 5 dB, ce qui garantit une meilleure restitution du signal SOI. Les performances s'améliorent également avec la 8^{me} itération de la méthode IEJ car ces itérations ont justement pour but de réduire la puissance du bruit causée par les données inconnues du signal SOI. Finalement, la méthode ESB est la plus performante et représente clairement la

méthode d'estimation la plus adéquate pour réaliser une communication en FD avec transmission conjointe des pilotes à l'émission. Le seul désavantage réside dans la nécessité d'estimer le canal dans le domaine temporel, ce qui implique de connaître le bon nombre de coefficients du canal au risque d'augmenter la complexité de l'algorithme.

4.4 Caractéristiques du canal

4.4.1 Canal sélectif en fréquence

Les canaux radio-mobiles sont sujets à des phénomènes générateurs de trajets multiples, tels que la réfraction, réflexion et d'autres atténuations à grande échelle. Ce canal est alors défini comme sélectif en fréquence et les trajets multiples produisent une interférence entre symbole (ISI). La sélectivité fréquentielle repose sur la largeur de bande du signal transmis qui est supérieure à la bande de cohérence, B_c , du canal. La bande de cohérence est la bande dans laquelle toutes les composantes spectrales sont atténuées approximativement avec le même gain et considèrent une phase linéaire. La définition de la bande de cohérence est :

$$B_c = \frac{1}{\tau_{max}}, \quad (4.38)$$

où τ_{max} représente l'étalement maximal du retard. Le signal reçu en bande de base, en considérant un canal sélectif en fréquence s'écrit sous la forme :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{C_p} h_i x(n - \tau_i) + w(n), \quad (4.39)$$

où y est le signal reçu, h_i et τ_i sont respectivement le gain et le retard introduits par le $i^{\text{ème}}$ trajet du canal, C_p le nombre de trajets et w le bruit gaussien. Afin de transmettre les informations sur des bandes de fréquences données en évitant les ISI, on définit des sous-porteuses qui sont orthogonales entre elles. Cette technique de transmission par sous-porteuses dans les canaux fortement sélectifs en fréquence est assurée tant que le canal est constant dans le temps. On dit que le canal est statique, ainsi l'interférence entre sous-porteuse peut être négligée.

4.4.2 Canal sélectif en temps

Le déplacement du terminal mobile entraîne une variation rapide du canal qui engendre une perte de l'orthogonalité des sous-porteuses ou une interférence entre porteuse (ICI). On définit alors le temps de cohérence comme étant le temps T_c durant

lequel le canal reste invariant. Le signal reçu en bande de base, en considérant un canal sélectif en temps s'écrit sous la forme :

$$y(n) = h(n)x(n) + w(n), \quad (4.40)$$

Le temps de cohérence du canal T_c est souvent défini tel que :

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi F_m^2}} = \frac{0.423}{F_m}, \quad (4.41)$$

où F_m est l'étalement Doppler maximal.

4.4.3 Effet Doppler

L'effet Doppler est en réalité un décalage fréquentiel qui provient de la vitesse du mobile durant la communication. Ce phénomène permet de décrire le décalage en fréquence f_d suivant les paramètres de communications tels que la fréquence porteuse f_c , la vitesse relative v_r entre l'émetteur et le récepteur et l'angle d'arrivée ϕ du signal à la réception :

$$f_d = \frac{v_r}{c} f_c \cos(\phi), \quad (4.42)$$

où c est la célérité de la lumière ($c = 3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹). Le décalage Doppler maximal est noté par :

$$f_D = \frac{v_r}{\ell}, \quad (4.43)$$

où ℓ est la longueur d'onde porteuse. La distribution du décalage Doppler varie dans l'intervalle $[-f_D \quad + f_D]$. Dans le cas où ϕ est uniformément distribuée entre $[0 \quad 2\pi]$, le modèle utilisé dans la littérature pour décrire la puissance spectrale du canal radio mobile est le spectre de Jakes. La fonction d'autocorrélation normalisée relative à un trajet du canal est donnée par :

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau), \quad (4.44)$$

où $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro et τ est le décalage temporel. En plus de la fonction d'autocorrélation $R(\tau)$, on retrouve dans la littérature sa représentation spectrale $S(f)$ exprimée par :

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}}, & |f| \leq f_D \\ 0, & |f| \geq f_D \end{cases} \quad (4.45)$$

Dans les figures 4.10 et 4.11, on représente respectivement la fonction d'autocorrélation et sa représentation spectrale associée par simulation et théorie.

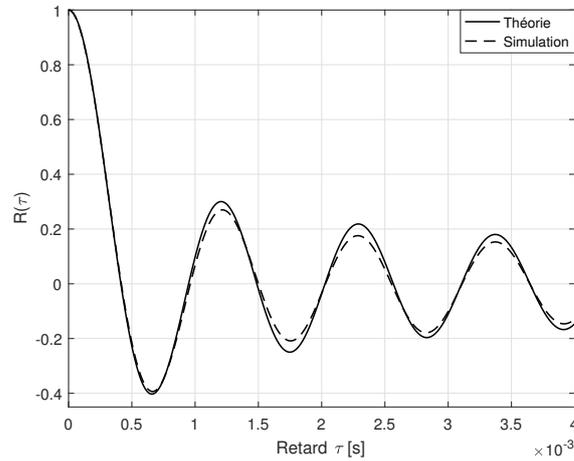


FIGURE 4.10 – Fonction d'autocorrélation normalisée relative à un trajet du canal

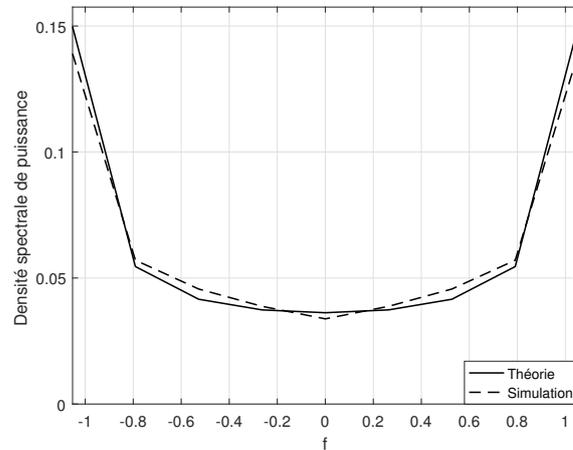


FIGURE 4.11 – Représentation spectrale de la fonction d'autocorrélation

Les caractéristiques des canaux sélectifs en temps et en fréquences sont des informations essentielles pour réaliser l'étape d'estimation. Dans ce qui suit, nous proposons une méthode d'estimation d'un canal à variations lentes dans un système FD.

4.5 Cas de canal variant dans le temps

4.5.1 Méthode d'estimation de canal à variation lente

L'estimation d'un canal dépend fortement de la position des pilotes dans la trame. Nous distinguons deux types de positionnement classiques : le positionnement de type peigne (ou Comb-type) et le positionnement de type bloc (ou Block-type). Les deux configurations sont représentées dans la figure 4.12.

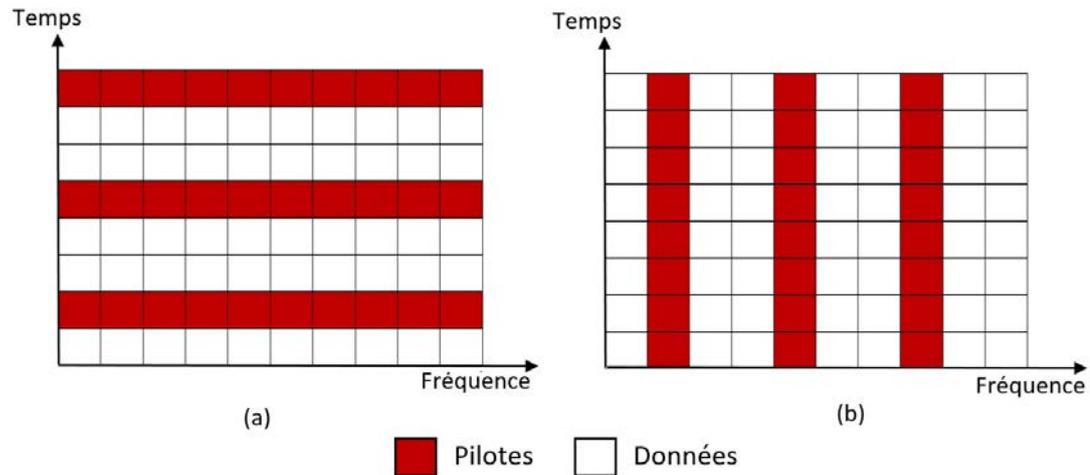


FIGURE 4.12 – (a) Positionnement type peigne (b) Positionnement type bloc

Dans la configuration en bloc, les pilotes sont insérés dans toutes les porteuses mais uniquement dans certains symboles OFDM, d'où la nomination de symboles pilotes. Cette configuration est utilisée dans le cas d'un canal à variation lente et permet ainsi l'acquisition des caractéristiques du canal pour toutes les fréquences, mais à des intervalles de temps δt . Dans la deuxième configuration, les pilotes sont envoyés sur chaque symbole OFDM, mais sur des fréquences porteuses précises. Dans ce cas, il est possible de connaître l'état du canal au niveau de chaque symbole, mais cela uniquement pour quelques fréquences porteuses, avec un intervalle de fréquence δf , nécessitant de ce fait une interpolation fréquentielle. Les auteurs dans [ESB⁺00], [ESvdB⁺96] et [LCS98] ont basé leurs travaux d'estimation sur un positionnement de pilotes de type bloc. Les atténuations que subissent les symboles de données entre deux symboles pilotes sont déterminés à l'aide d'une interpolation temporelle du canal. La configuration en peigne est quant à elle traitée dans plusieurs travaux [WKC94] [MM96]. Néanmoins, certaines conditions sont nécessaires

au suivi de l'évolution dans le temps de la fonction de transfert du canal. Afin de rendre possible l'estimation avec les configurations citées ci-dessus, il faut satisfaire les relations suivantes :

$$\delta f \ll B_c \quad (4.46)$$

$$\delta t \ll T_c. \quad (4.47)$$

Dans le contexte de la mobilité, nous nous plaçons dans l'hypothèse où la durée T_s d'un symbole OFDM est faible devant le temps de cohérence du canal à savoir :

$$T_s \ll \frac{0.423}{f}, \quad (4.48)$$

où f est la fréquence choisie. La limite de la vitesse peut donc être déterminée par l'expression suivante :

$$v \ll \frac{0.423c}{fT_s}. \quad (4.49)$$

4.5.1.1 Modèle du système de la méthode d'estimation de canal à variation lente

Étant donné que le canal considéré est à variations lentes, nous choisissons la configuration en bloc où les pilotes sont insérés dans certains symboles OFDM. Considérer ce genre de canal implique également la nécessité de déterminer les coefficients pour chaque symbole. En effet, puisque les atténuations varient d'un symbole à l'autre, il n'est pas possible d'utiliser l'estimation d'un seul canal se basant sur une moyenne afin de restituer tous les symboles des données utiles.

Nous proposons donc une méthode d'estimation des deux canaux SI et SOI dans un contexte de variation lente pour un système FD. L'estimation des deux canaux est réalisée suivant quatre étapes :

- Extraction des symboles pilotes de la trame reçue.
- Estimation des atténuations SI et SOI au niveau des symboles pilotes
- Amélioration de l'estimation de ces atténuations à l'aide de tirages aléatoires dans les mêmes symboles.
- Détermination du reste des atténuations par Interpolation temporelle.

Les symboles pilotes sont fixes dans chaque trame et leur nombre noté N_{sp} est fixé de telle sorte que le nombre total de pilotes dans la trame soit le même que pour toutes les anciennes méthodes proposées. La méthode que nous proposons est une

amélioration de l'estimation conjointe des deux canaux pour les symboles pilotes. Elle consiste à effectuer N_i tirages aléatoires et distincts de M parmi N éléments du symbole OFDM pilote avec $M \geq L$. Soit $N_i \leq C_N^M = \frac{N!}{M!(N-M)!}$. A chaque tirage $t_i \in \{1, 2, \dots, N_i\}$, on obtient un sous-ensemble extrait de l'ensemble $[1 \dots N]$ constitué par la suite de positions (p_1, p_2, \dots, p_M) tels que $p_1 < p_2 < \dots < p_M$. Afin d'extraire cette séquence précise du signal reçu, nous représentons une matrice U de taille $N \times M$ telle que : $\forall n \in (1, 2, \dots, N)$ et $\forall n' \in (1, 2, \dots, M)$ le terme général de la matrice U pour le i^{me} tirage peut s'écrire :

$$U_i(n', n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = p_{n'} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (4.50)$$

L'intérêt de la matrice de projection U est la transformation du symbole pilote représenté par un vecteur $[Y(1), Y(2), \dots, Y(N)]^T$ en vecteur $[Y(p_1), Y(p_2), \dots, Y(p_M)]^T$ avec $(p_1, p_2, \dots, p_M) \subset (1, 2, \dots, N)$.

Le modèle du système FD est identique à celui considéré pour la dernière méthode proposée. Ainsi, nous pouvons exprimer le signal reçu dans le domaine fréquentiel par :

$$Y_k = X_{si,k} F h_{si} + X_{soi,k} F h_{soi} + W_k. \quad (4.51)$$

La différence entre les deux modèles du système réside dans le fait que les symboles considérés dans ces équations sont des symboles pilotes tel que $k \in (1, d, 2d, \dots, (N_{sp} - 1))$ où d représente le décalage entre deux symboles pilotes dans la trame.

4.5.1.2 Méthode d'estimation proposée

L'extraction du sous-ensemble du i^{me} tirage aléatoire pour le $k^{ième}$ symbole pilote peut s'exprimer par :

$$U_i Y_k = U_i X_{si,k} F h_{si} + U_i X_{soi,k} F h_{soi} + U_i W_k. \quad (4.52)$$

Et ainsi se simplifier comme suit :

$$\tilde{Y}_{k,i} = \tilde{X}_{k,i} h + \tilde{W}_{k,i} \quad (4.53)$$

avec $\tilde{Y}_{k,i} = U_i Y_k$ le i^{me} tirage du $k^{ième}$ symbole pilote reçu, $\tilde{X}_{k,i} = [U_i X_{si,k} F \ U_i X_{soi,k} F]$ les pilotes extraits du $k^{ième}$ symbole SI et SOI transmis, $h = [h_{si}, h_{soi}]$ le vecteur regroupant les deux réponses impulsionnelles du canal SI et SOI et $\tilde{W}_{k,i} = U_i W_k$ le bruit gaussien appliqué aux pilotes du $k^{ième}$ symbole reçu.

A partir de l'équation (4.53), il est possible d'estimer les deux canaux SI et SOI en se basant sur l'ensemble des tirages aléatoires effectués. L'expression de l'estimation peut donc être décrite comme suit :

$$\hat{h}_k = \left(\sum_{i=1}^{N_i} \tilde{X}_{k,i}^H \tilde{X}_{k,i} \right)^{-1} \sum_{k=1}^{N_s} \tilde{X}_{k,i}^H \tilde{Y}_{k,i}. \quad (4.54)$$

L'équation (4.54) permet ainsi de déterminer les atténuations appliquées aux symboles pilotes. Afin d'estimer les canaux par lesquels passent les symboles de données, il est nécessaire d'effectuer une interpolation temporelle. Si l'on considère par exemple \tilde{h}_k et $\tilde{h}_{(k+d)}$ comme étant respectivement les estimations de canaux obtenues à partir du $k^{\text{ième}}$ et du $(k+d)^{\text{ième}}$ symbole pilote, l'interpolation à l'aide des deux estimations fournit l'ensemble des canaux compris entre \tilde{h}_k et $\tilde{h}_{(k+d)}$. Dans le canal mobile considéré, nous supposons que les coefficients des canaux sont indépendants entre eux. L'effet Doppler introduit une variation de ces coefficients entre un symbole et un autre. L'interpolation est donc utilisée pour déterminer ces variations dans le but d'estimer l'ensemble des atténuations affectant les symboles de données. Si l'on considère chaque coefficient pour tous les symboles estimés, cela consiste à interpoler chaque vecteur de longueur N_{sp} pour donner un vecteur de longueur N_s correspondant à toutes les variations d'un coefficient de canal. L'interpolation est ensuite effectuée pour l'ensemble des coefficients des canaux SI et SOI afin d'obtenir une estimation totale des réponses impulsionnelle de ces deux canaux. Plusieurs méthodes d'interpolation existent comme l'interpolation linéaire [RR96], l'interpolation de second ordre [TK09] ou encore l'interpolation par spline cubique [CEPB02]. Nous nous limitons dans nos travaux à l'interpolation linéaire.

4.5.1.3 Résultats de simulations

Afin de mettre en évidence l'effet de la mobilité sur les performances du système, nous simulons l'évolution de ces performances en fonction des symboles transmis. Étant donné que le canal change au cours de chaque symbole, il est utile de comparer la méthode proposée dédiée à un canal mobile avec les autres méthodes présentées dans ce chapitre et qui traitent le cas d'un canal statique. Pour cela, nous fixons un SNR à 20 dB et nous simulons l'évolution des performances au cours de 100 symboles pour différentes valeurs de fréquence Doppler. Le canal SI est considéré comme statique étant donné que les deux antennes du même terminal sont fixes entre elles. Les figures suivantes montrent une comparaison des différentes méthodes présentées respectivement en termes de BER, de débit et de SINR et ce, pour deux

fréquences Doppler de 100 et 600 Hz correspondant à une variation du canal SOI.

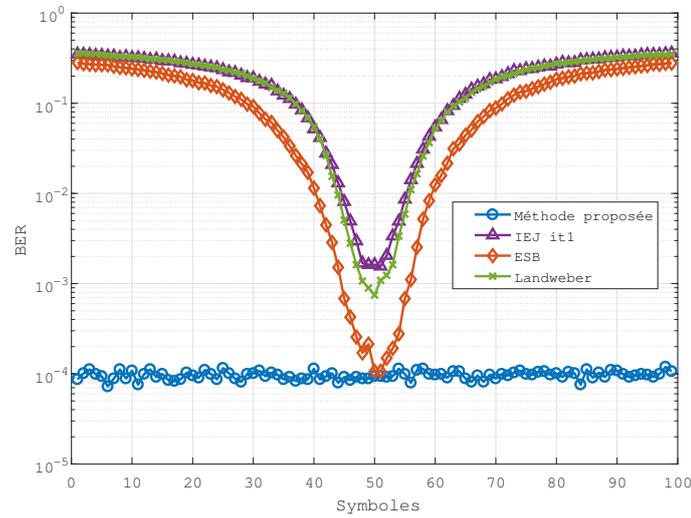


FIGURE 4.13 – Performances de toutes les méthodes en terme de BER pour $f_d=100$

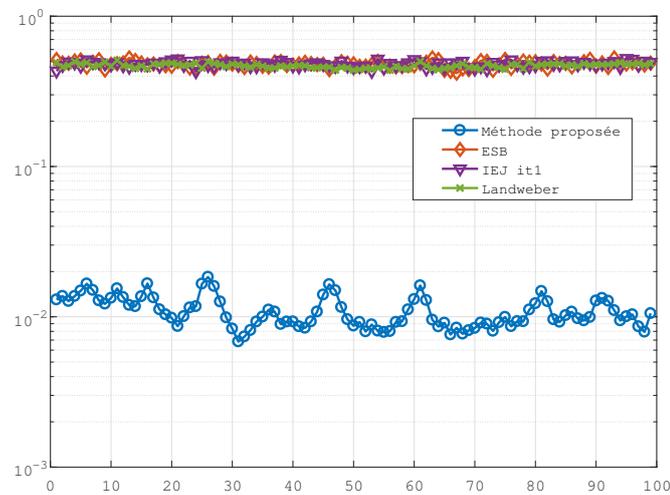
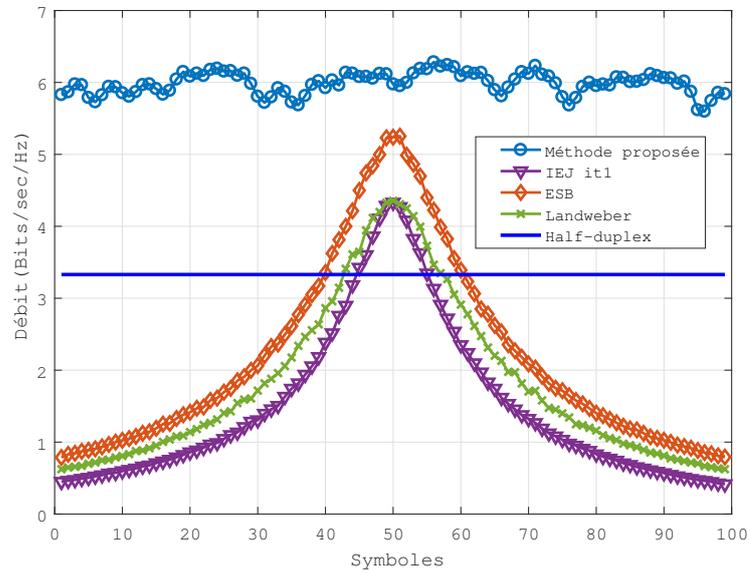
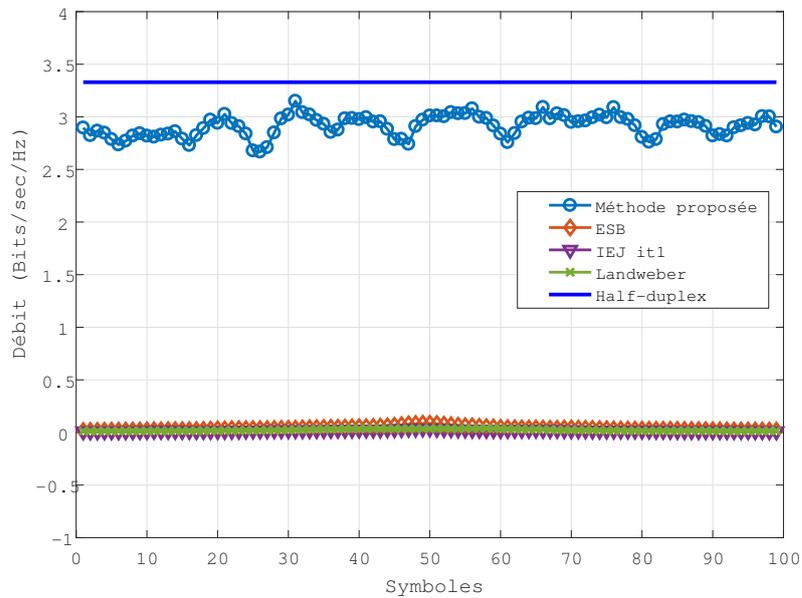


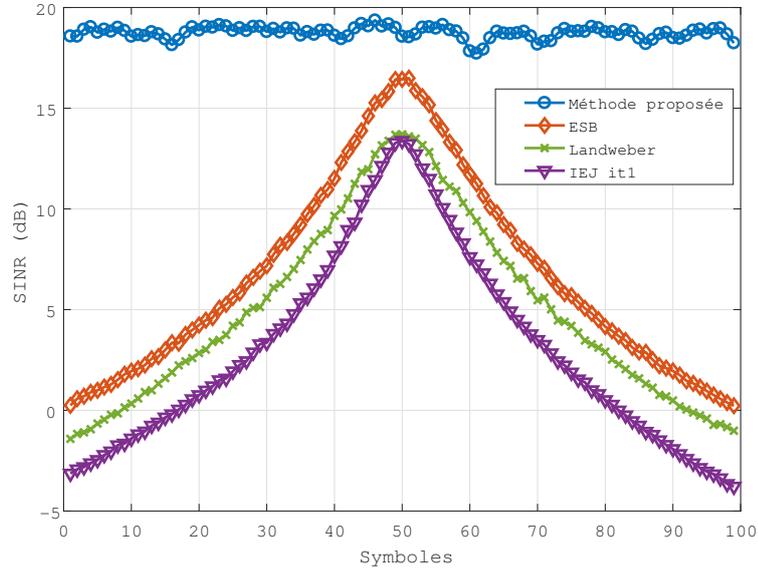
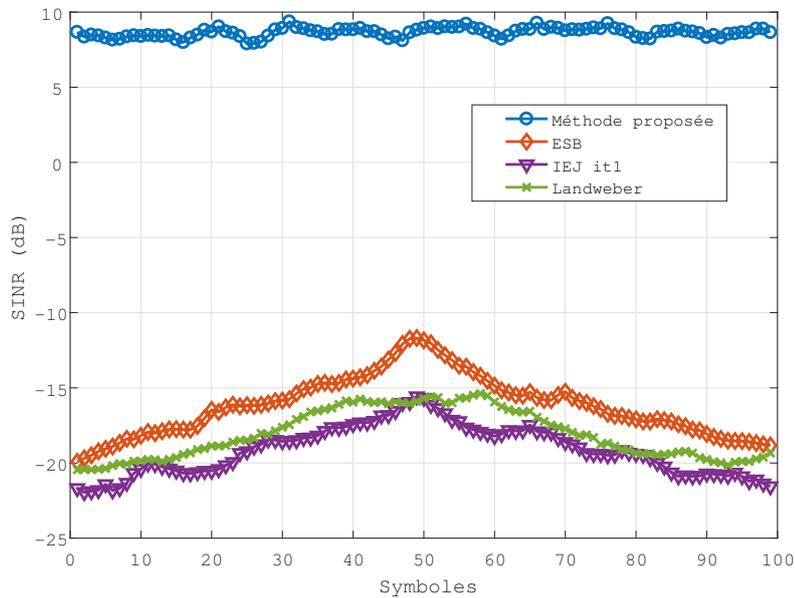
FIGURE 4.14 – Performances de toutes les méthodes en terme de BER pour $f_d=600$

Nous remarquons que pour le cas d'une fréquence Doppler faible, une amélioration des performances se fait jusqu'au milieu des symboles traités suivie d'une dégradation progressive pour la deuxième moitié des symboles. Cela s'explique par le fait

que l'ensemble des méthodes présentées et fournissant de bonnes performances pour l'estimation d'un canal statique se basent sur une moyenne de tous les symboles traités. De ce fait, vu que l'effet Doppler fait varier progressivement les coefficients du canal, nous pouvons supposer que la moyenne de toutes ces variations représente le plus la variation subie par le 50^{ième} symbole traité soit celui représentant le milieu de la série de symboles transmis. Il est donc clair que plus les symboles sont transmis à proximité du centre et plus l'estimation obtenue à partir de la moyenne leur est performante. Et à l'inverse les symboles transmis au début et à la fin de la trame sont les moins bien récupérés car l'erreur d'estimation est très importante. En ce qui concerne la méthode proposée, nous remarquons que les performances sont bien supérieures à celles des autres méthodes. En effet, pour une fréquence Doppler de 100 Hz, la récupération du signal utile en utilisant cette méthode est réalisable avec un taux d'erreur de 10^{-4} . La capacité d'annulation est également importante puisque le SINR atteint est d'environ 20 dB signifiant que le signal SOI obtenu à la réception est environ 100 fois supérieur à la puissance du signal SI.

Le débit obtenu à l'aide de la méthode proposée est également performant puisqu'il atteint une valeur de 6 Bits/sec/Hz. Ce débit est convenable pour les communications FD puisqu'il est proche du double de la valeur fournie en HD qui est de 3.3291 Bits/sec/Hz. Les autres méthodes sont cependant performantes pour une limite de symboles traités. En effet, pour la méthode ESB, uniquement la plage entre le 40^{ième} et 60^{ième} symbole transmis permet d'obtenir un débit supérieur à celui fourni en HD. Les méthodes IEJ et Landweber ont une plage encore plus restreinte. Concernant la comparaison des méthodes pour une fréquence Doppler de 600 Hz, on remarque que l'ensemble des performances des méthodes se dégrade. En effet, même si la puissance du signal SOI pour la méthode d'estimation de canal mobile proposée est 10 fois plus élevée, cette dernière n'est pas adéquate pour un système FD fortement mobile car le débit atteint est en dessous de celui obtenu par la communication HD. Ceci s'explique par le fait qu'une forte mobilité crée des interférences entre porteuses, ce qui augmente l'erreur d'estimation du canal mobile et réduit ainsi la capacité d'annulation et les performances d'égalisation.

FIGURE 4.15 – Performances de toutes les méthodes en terme de débit pour $f_d=100$ FIGURE 4.16 – Performances de toutes les méthodes en terme de débit pour $f_d=600$

FIGURE 4.17 – Performances de toutes les méthodes en terme de SINR pour $f_d=100$ FIGURE 4.18 – Performances de toutes les méthodes en terme de SINR pour $f_d=600$

La méthode proposée permettant l'estimation de canal à variations lentes se base

sur la détermination de coefficients différents pour chaque symbole transmis. Afin de mettre en évidence l'importance de cette démarche, nous comparons les performances de cette méthode avec la méthode classique PSEQ présentée dans le chapitre précédent. La méthode PSEQ se base sur une séquence d'apprentissage en début de trame pour estimer les deux canaux qui seront appliqué uniformément sur tous les symboles reçus. Les figures 4.19 et 4.20 présentent respectivement le SINR et le BER en fonction des symboles reçus pour les deux méthodes et ce pour différentes valeurs de fréquence Doppler. Nous remarquons clairement que les performances se dégradent pour la méthode PSEQ à mesure que le nombre de symboles traités augmente. Cela est dû au fait que la variation causée par l'effet Doppler augmente avec le nombre de symboles ce qui entraîne une différence importante avec le canal estimé en début de trame. Ainsi, l'erreur d'estimation est de plus en plus grande à mesure que le nombre de symboles reçus augmente.

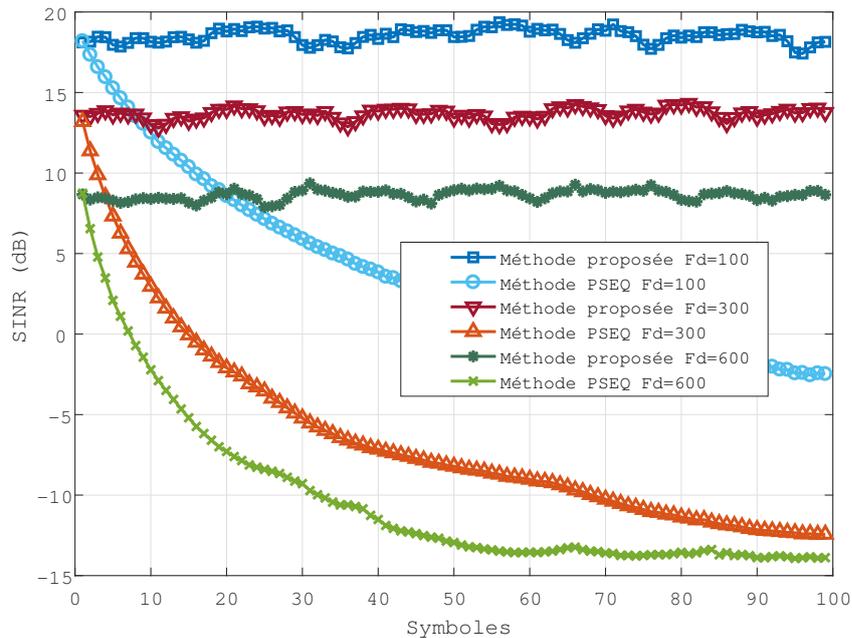


FIGURE 4.19 – SINR de toutes les méthodes en fonction des symboles traités selon les valeurs de f_d

En ce qui concerne la méthode proposée, nous remarquons que le fait d'estimer les variations du canal pour chaque symbole permet de garder les mêmes performances pour l'ensemble des symboles reçus. Les résultats sont performants pour des fréquences

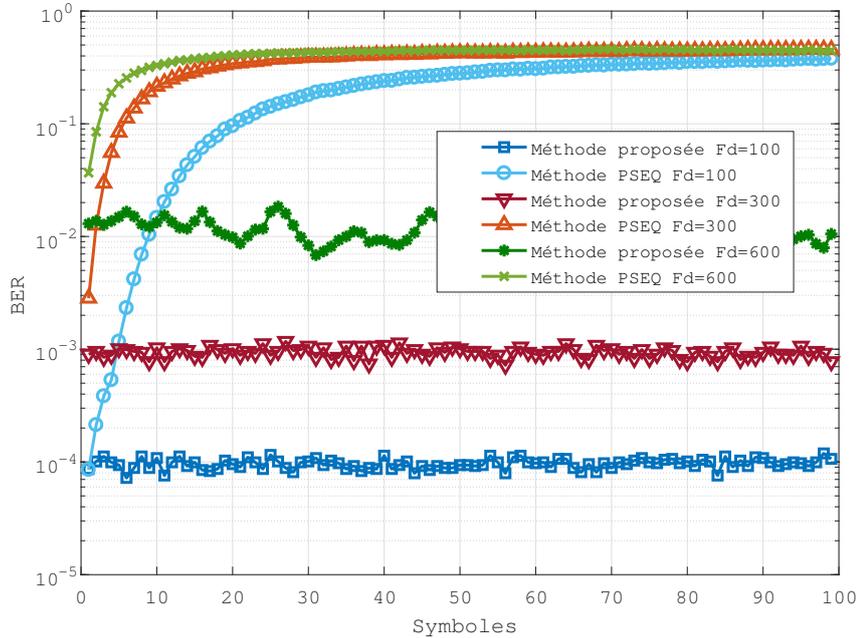


FIGURE 4.20 – BER de toutes les méthodes en fonction des symboles traités selon les valeurs de fd

Doppler faibles à modérées. Pour une fréquence Doppler de 300 Hz, le BER obtenu est de 10^{-3} et le SINR atteint environ 14 dB. Ces performances permettent d'envisager la faisabilité d'une communication FD dans un contexte de faible mobilité. L'estimation proposée permet donc de répondre aux besoins des communications véhiculaires adoptant le mode FD.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, des méthodes d'estimations des canaux SI et SOI ont été proposées dans les deux contextes statique et mobile. Ces méthodes se basent sur une transmission simultanée des pilotes à l'émission. Nous avons commencé par évoquer les méthodes d'estimations existantes dans les systèmes FD. Ensuite, nous avons proposé deux méthodes d'estimation des deux canaux dans le cas statique. La première méthode fait appel à l'ensemble du signal SI et des pilotes du signal SOI afin d'effectuer l'estimation des deux canaux. Cette méthode s'effectue dans le domaine fréquentiel et se base sur les itérations de Landweber afin d'éviter la complexité apportée par l'inversion de matrices de grande taille et de résoudre le problème de leur

singularité. Cependant, cette méthode d'estimation est limitée par le bruit dû aux données inconnues du signal SOI. Afin de réduire cette limite, nous proposons une nouvelle méthode se basant sur une projection de matrice permettant d'estimer les coefficients du canal sans prendre en compte les données inconnues du signal SOI. Cette méthode permet une très bonne capacité d'annulation puisqu'elle fournit une erreur d'estimation réduite tant pour le canal SI que pour le canal SOI. Finalement, nous nous intéressons au cas d'un contexte de canal mobile et nous proposons une méthode permettant de déterminer la variation des coefficients du canal pour chaque symbole reçu. Cette méthode est adéquate pour les communications véhiculaires à faible mobilité.

Chapitre 5

Implémentation des méthodes d'estimations de canal dans un système FD expérimental

Sommaire

Introduction	140
5.1 Etat de l'art des systèmes FD expérimentaux	141
5.1.1 Mise en place d'un système FD par l'université de Waterloo	141
5.1.2 Mise en place d'un système FD par l'université de Rice . .	142
5.1.3 Mise en place d'un système FD par l'université de Stanford	145
5.2 Etude du système FD expérimental	147
5.2.1 Annulation passive	147
5.2.2 Annulation numérique	150
5.3 Description du système FD considéré	150
5.3.1 Dispositif expérimental	150
5.3.2 Transmission du signal	152
5.3.3 La réception du signal	154
5.4 Test d'annulation passive	157
5.4.1 Test sur les antennes reconfigurables	157
5.4.2 Avantage de l'utilisation des antennes reconfigurables . . .	158
5.5 Annulation numérique : test des estimateurs	161
Conclusion	165

Introduction

Dans ce qui précède, nous avons proposé différents algorithmes capables d'estimer les deux canaux SI et SOI et de les utiliser respectivement pour éliminer l'interférence lors de l'étape d'annulation et d'effectuer l'égalisation afin de récupérer le signal utile. L'ensemble des méthodes proposées ont permis d'améliorer les performances du système FD par rapport à l'existant. Cependant, les résultats décrits se basent sur des simulations effectuées. En effet, le canal considéré jusqu'à présent est un canal généré qu'on a tenté de rapprocher au maximum de la réalité et le nombre de ses coefficients ainsi que l'importance de l'atténuation sont des paramètres introduits dans nos simulations. Dans ce chapitre, nous effectuons des expérimentations permettant de tester certaines méthodes proposées dans un cas réel. Une chaîne complète est mise en place afin de tester les performances d'un système FD dans son intégralité. Le but de ces expériences est de quantifier la capacité d'annulation et de déterminer la faisabilité d'un système FD. Ce chapitre sera composé comme suit : dans un premier temps, nous effectuons un état de l'art sur les différentes expérimentations réalisées pour un système FD et nous détaillons les méthodes d'annulations utilisées ainsi que les résultats obtenus. Ensuite, nous réalisons une description détaillée du système de communication. Cette description comprend la partie transmission, les antennes utilisées suivies de l'algorithme qui s'y rattache et la partie réception. La partie transmission comporte essentiellement une description détaillée du signal transmis au cours d'un temps déterminé. La séquence d'apprentissage au début de chaque trame est expliquée et analysée dans le but de l'adapter par la suite aux méthodes proposées. Les parties haute fréquence correspondantes au domaine analogique du signal et réalisées par les équipements USRP sont présentées avant de détailler la réception en bande de base. La section suivante de ce chapitre porte sur l'étude des annulations réalisées. La communication FD effectuée à partir de cette expérimentation se fait à partir de deux étapes d'annulation : l'annulation passive et l'annulation active numérique. L'annulation passive se base sur un concept de sélection de diagrammes de rayonnement tandis que l'annulation numérique fait appel à l'estimation du canal SI et du bruit de phase pour reconstruire l'auto-interférence le plus fidèlement possible et l'utiliser lors de la soustraction. Ces deux méthodes sont complémentaires et permettent une bonne récupération du signal SOI avec un débit élevé. Des tests d'annulations passives seront réalisés afin de quantifier la capacité d'annulation passive du système et de montrer l'importance d'une annulation précédant l'arrivée du signal au LNA. En effet, ce dernier représente le goulot d'étran-

gement du système et une annulation suffisante du signal SI doit être effectuée afin d'éviter sa saturation. Finalement, la dernière section de ce chapitre concerne les tests d'annulations numériques réalisés dans le but d'évaluer les performances des estimateurs proposés. Nous implantons les estimateurs selon le type de transmission à savoir par envoi simultané ou séparé des pilotes et ce sur un système expérimental réalisé à l'université d'Irvine en Californie. Les méthodes existantes dans la littérature et présentées dans les chapitres précédents sont implantées afin de servir de comparaison aux algorithmes proposés. Nous implantons ensuite les méthodes se basant sur une transmission distinctes des pilotes avant de tester la méthode qui se repose sur les itérations de Landweber. Les résultats obtenus sont analysés et montrent clairement l'amélioration apportée par les méthodes proposées même dans un cas expérimental où le canal est réel.

5.1 Etat de l'art des systèmes FD expérimentaux

Dans cette section, nous présentons trois différents systèmes FD expérimentaux mis en place par trois différentes universités à savoir l'université de Waterloo, l'université de Standford et l'université de Rice. Les paramètres ainsi que les conditions sur lesquels se basent ces expérimentations sont totalement différents, ce qui rend impossible une comparaison objective des performances de ces systèmes. Dans chaque système, nous précisons brièvement les méthodes utilisées pour réaliser l'ensemble des annulations ainsi que les résultats obtenus.

5.1.1 Mise en place d'un système FD par l'université de Waterloo

L'université de Waterloo a été l'une des premières à déposer un brevet pour le design d'un système FD MIMO avec une proposition pour chacune des techniques d'annulation. Les auteurs dans [Kha] ont donc réalisé les étapes d'annulation décrites dans le Tableau 5.1.

Le système conçu par cette université permet de réduire l'interférence au niveau du bruit. La puissance émise au niveau des deux signaux est de 30 dB et la quantité d'annulation passive obtenue atteint environ 40 dB. Le SINR est réduit de 2 dB suite à l'annulation analogique, et l'est encore de 0.4 dB à l'aide de l'annulation numérique.

TABLEAU 5.1 – Techniques d’annulation réalisées par l’université de Waterloo [Kha]

Type d’annulation	Méthodes
Passive	De nouveaux modèles d’antennes sont conçus pour réduire le couplage entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices. La disposition d’antennes se basant sur une symétrie par paire permet de réduire l’auto-interférence. Une triple symétrie d’antennes (symétrie à trois dimension) montre une réduction du couplage entre chaque paire, ce qui est donc proposé dans le cas d’une communication MIMO FD.
Active analogique	Une chaîne de transmission auxiliaire est utilisée pour générer le signal d’annulation analogique. La chaîne est décrite dans [Kha] et présentée dans la figure 5.1. L’annulation analogique n’est pas très précise mais sert de compensation à l’annulation numérique.
Active numérique	L’estimation des deux canaux SI et SOI est réalisée dans le domaine numérique et est utilisée pour effectuer l’annulation. Les auteurs utilisent des séquences d’apprentissage pour obtenir l’estimation des deux canaux.

5.1.2 Mise en place d’un système FD par l’université de Rice

La conception du système FD réalisée par l’université de Rice a permis également de réduire la puissance de l’auto-interférence au niveau du bruit.

L’architecture globale du système est décrite dans la figure 5.2. Les différentes annulations effectuées dans [DS10] sont décrites dans le tableau 5.2. Les auteurs dans [DS10] ont réalisé les expérimentations en combinant des techniques d’annulation et en choisissant deux distances qui séparent les deux antennes du même nœud. La puissance transmise varie entre -5 dBm et 15 dBm et les deux distances choisies sont de 20 et 40 cm. Les résultats des expérimentations montrent que l’annulation passive est de 39 dB pour une distance de 20 cm et de 45 pour une distance de 40 cm. L’annulation active apporte une réduction d’interférence d’environ 30 dB pour l’analogique et 10 dB pour l’annulation numérique. Les résultats des expérimentations pour la distance de 20 cm peuvent être représentés sur la figure 5.3 qui représente le débit

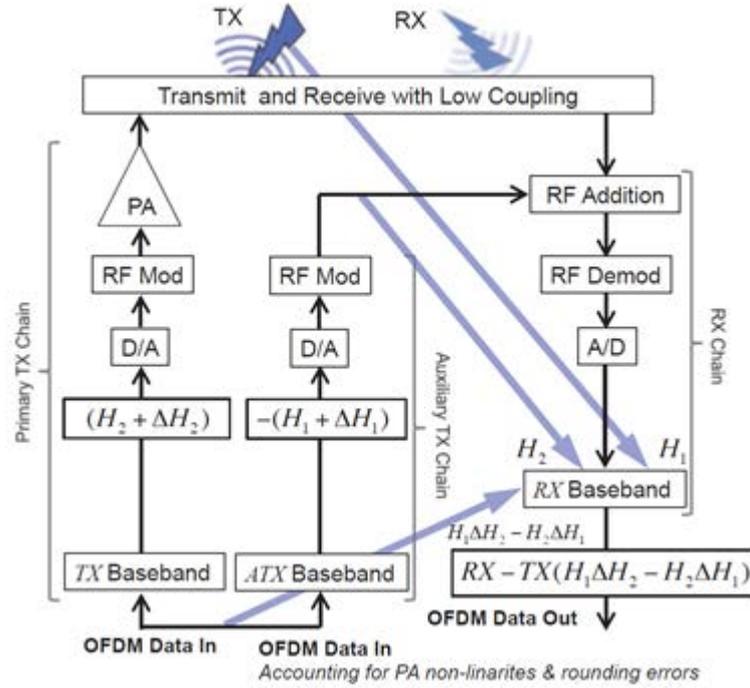


FIGURE 5.1 – Méthode d’annulation analogique réalisée dans [Kha]

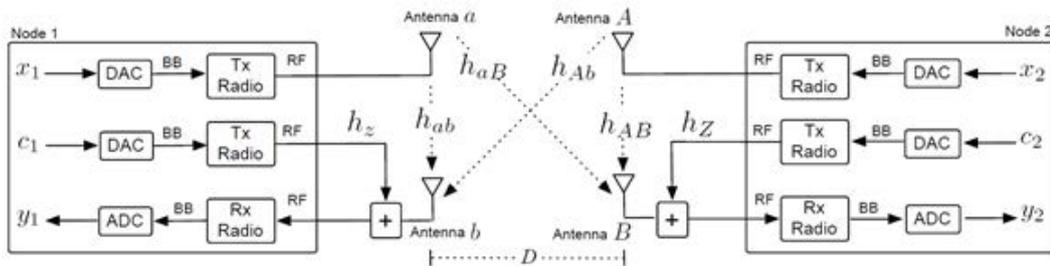


FIGURE 5.2 – Chaîne de communication réalisée dans [DS10]

obtenu en fonction de la puissance émise. La figure permet une comparaison entre la communication HD et plusieurs combinaisons d’annulations en FD (ASDC pour annulation passive et numérique, ASAC pour une combinaison d’annulation passive et analogique et ASADC pour la combinaison des trois méthodes).

La figure montre clairement que la combinaison des trois annulations permet de fournir le meilleur débit. En revanche, pour l’annulation passive combinée à l’annulation numérique uniquement, les performances sont médiocres car l’annulation passive à

TABLEAU 5.2 – Techniques d'annulation réalisées par l'université de Rice [DS10].

Type d'annulation	Méthodes
Passive	L'annulation passive est effectuée à l'aide de la méthode de séparation d'antennes qui consiste à exploiter l'évanouissement dû à la distance entre les deux antennes du même nœud.
Active analogique	Une chaîne de transmission auxiliaire est générée dans le but de l'ajouter au signal reçu dans le domaine analogique. La chaîne est décrite dans [DS10] et présentée dans la figure 5.2.
Active numérique	Le signal émis en bande de base est utilisé pour générer le signal d'annulation à la réception. La copie du signal est créée en utilisant le signal émis et l'estimation du signal interférent SI.

elle seule n'est pas suffisante pour prévenir la saturation du LNA.

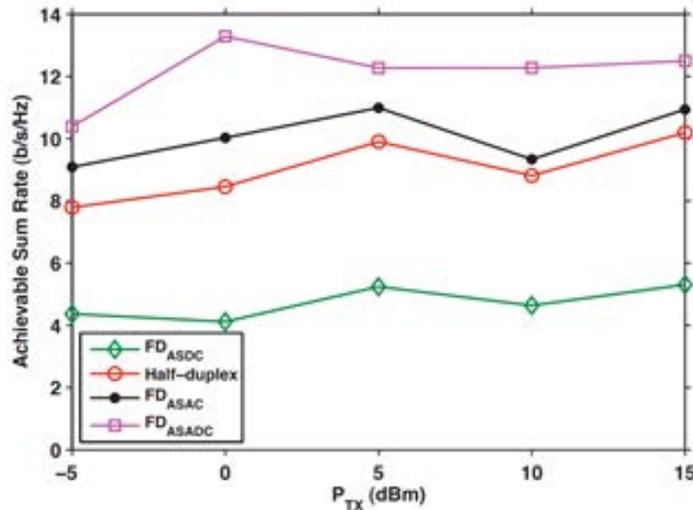


FIGURE 5.3 – débit du signal reçu en fonction de la puissance émise selon les combinaisons d'annulations

D'autres résultats ont été apportés lors d'expérimentations et concernent la relation

entre l'efficacité de chaque méthode d'annulation.

Les auteurs dans [DS10] montrent que l'annulation réalisable à un niveau dépend des niveaux précédents. Par exemple, plus l'annulation passive est capable de réduire la puissance du signal SI et moins l'annulation analogique est efficace. Ceci est également applicable aux annulations analogiques et numériques. En d'autres termes, deux annulations numériques d'un même système ne fourniront pas la même capacité d'annulation si la réduction de puissance qui a eu lieu en amont est différente. Ces résultats sont utiles dans le sens où ils démontrent qu'une annulation n'est pas forcément limitée à cause de la méthode utilisée mais également en raison des stades de suppression qui la précèdent.

5.1.3 Mise en place d'un système FD par l'université de Stanford

Le système conçu par l'université de Stanford permet une communication FD dans un contexte MIMO. Afin de réduire la complexité due à la nécessité pour chaque antenne d'estimer tous les canaux SI, les auteurs dans [BK14] ont proposé de concevoir un système basé sur des annulations analogiques en cascade. L'ensemble des méthodes d'annulation réalisées est décrit dans le tableau 5.3.

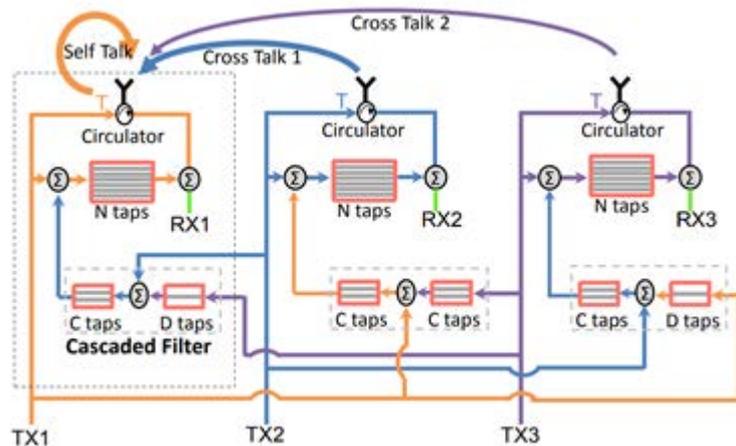


FIGURE 5.4 – Structure en cascade pour l'annulation analogique réalisée dans [BK14]

Les différentes puissances obtenues au niveau de chaque étape d'annulation sont présentées dans la figure 5.5. On remarque que l'application de toutes les méthodes proposées permet de réduire la puissance du signal SI au même niveau que celui du bruit. Les signaux sont transmis à une puissance de 20 dBm, le recours aux

TABEAU 5.3 – Techniques d'annulations réalisées par l'université de Stanford [BK14]

Type d'annulation	Méthodes
Passive	L'annulation passive est effectuée en ayant recours à des circulateurs. Le circulateur aide à isoler le signal entrant du signal sortant.
Active analogique	L'idée est d'exploiter la corrélation entre les différents canaux SI à estimer. Etant donné que toutes les antennes du même appareil subissent le même environnement, seul le délai entre un canal et un autre change. Ceci revient à créer une structure de filtre en cascade qui réduirait la complexité de l'algorithme tout en permettant de déterminer la déformation d'un signal à l'aide des déformations de tous les autres signaux. La structure en cascade est présentée dans la figure 5.4.
Active numérique	Les auteurs ont cherché à améliorer la capacité d'annulation numérique en réduisant l'erreur d'estimation globale d'un système FD MIMO. Cela est réalisé à partir d'une nouvelle séquence d'apprentissage qui est une combinaison des séquences classiques destinées à chaque récepteur du système.

circulateurs pour l'isolation passive permet une réduction d'interférence d'environ 30 dB. La puissance d'interférence est réduite encore de 40 dB suite à l'annulation analogique en cascade et finit par atteindre le même niveau que la puissance du bruit.

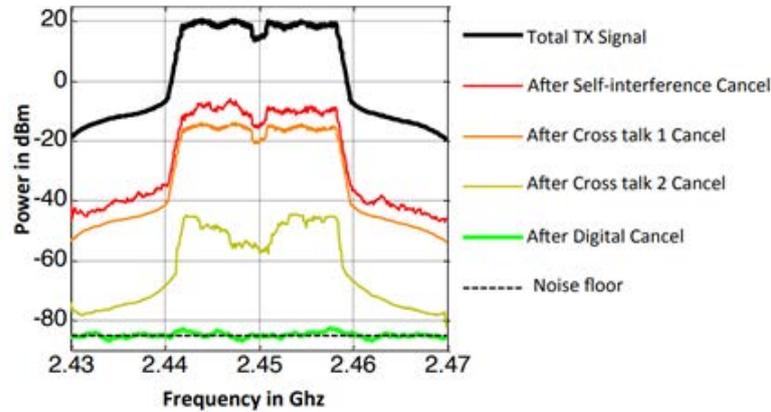


FIGURE 5.5 – Puissance obtenue suite aux différentes annulations réalisées dans [BK14]

5.2 Etude du système FD expérimental

Etant donnée la forte dépendance des performances obtenues aux distorsions du système dues aux imperfections matérielles, l'analyse expérimentale est extrêmement importante pour la caractérisation des performances dans un système FD. De plus, il est impossible, dans des tests de simulations, de prendre en compte tous les facteurs qui agissent sur le signal et en particulier sur les canaux. En effet, dans le cas réel, le nombre de trajets est totalement inconnu. En réalité, chaque récepteur reçoit un nombre très important de micro-trajets ayant des retards pratiquement similaires et des déphasages différents. Dans les simulations, ces micro-trajets sont supposés avoir des retards identiques ce qui implique de les superposer pour en faire un trajet unique. Dans cette section, nous présentons les étapes d'annulation effectuées. Dans le système expérimental considéré, nous appliquons uniquement deux annulations : L'annulation passive et l'annulation numérique. La raison de ce choix est d'éviter la complexité entraînée par l'annulation analogique afin de réduire le temps de calcul et de se positionner dans un contexte de temps réel. Nous détaillons dans ce qui suit les techniques utilisées afin de réaliser ces deux annulations et de réduire la puissance du signal SI.

5.2.1 Annulation passive

Comme évoqué dans le deuxième chapitre, les méthodes de séparation d'antennes et d'isolations représentent les solutions les plus performantes en termes de suppression d'interférences. Néanmoins, elles sont clairement les plus contraignantes et les moins

praticables dans le cas réel. Des recherches plus approfondies se sont donc concentrées sur des annulations passives dont la distance autorisée entre les antennes est limitée à quelques centimètres. Le déploiement d'antennes reconfigurables dans un système de transmission FD représente jusqu'à présent le choix optimal répondant aux contraintes de distance et de performances d'annulation et c'est cette antenne qui est utilisée dans la structure expérimentale utilisée et dont nous présentons le principe de fonctionnement dans ce qui suit.

5.2.1.1 Principe de fonctionnement de l'antenne reconfigurable

Un modèle d'antennes reconfigurables ou MRA (Multi Reconfigurable Antenna) est représenté sur la figure 5.6. Elle est composée de 9 patchs représentant des carrés de pixels métalliques et opère dans une bande de fréquence 2.4-2.5 GHz. Les carrés de pixels ont une taille de $15 \times 15 \text{ mm}^2$ et sont connectés par 12 diodes switches possédant deux états ON et OFF. La connexion des patchs entre eux dépend de l'état des switches et les différentes combinaisons de ces derniers permettent ainsi d'obtenir une série de diagrammes de rayonnement. En effet, les 12 PIN offrent 2^{12} combinaisons et donc un total de 4096 diagrammes de rayonnements différents. Chaque pattern possède une direction qui lui est propre entraînant de ce fait un ensemble de combinaisons pouvant balayer l'espace de 180° . Ainsi, le faisceau principal de l'antenne peut être dirigé dans une direction souhaitée à partir d'une combinaison des commutateurs à diode PIN mis sous ou hors tension.

5.2.1.2 Cas d'application pour la transmission FD

L'antenne reconfigurable présentée ci-dessus a été réalisée au sein du laboratoire WSCL à Irvine en Californie et est utilisée dans le cadre d'une communication FD pour l'annulation passive. Le principe est de tester toutes les combinaisons pour chacun des signaux interférent SI et utile SOI. L'envoi des deux signaux se fait de façon alternée de sorte qu'ils ne se superposent jamais. Pour chaque position du lobe représentant une combinaison bien précise, les puissances des deux signaux sont relevées et le rapport signal à interférent (SIR) est calculé. La combinaison retenue sera celle dont le SIR est le plus élevé, impliquant ainsi le meilleur compromis entre la réduction du signal SI et la bonne réception du SOI. En effet, certaines combinaisons permettent de réduire davantage le signal SI mais elles peuvent réduire tout autant le signal SOI, entraînant ainsi la mauvaise réception de ce dernier. D'autres peuvent également induire la réception d'un signal utile avec une puissance bien plus élevée

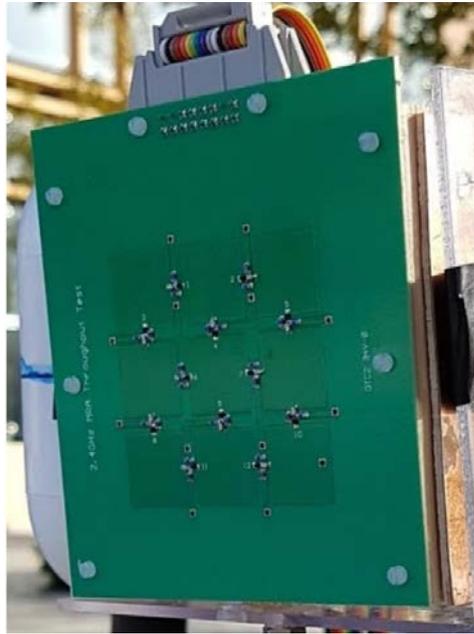


FIGURE 5.6 – Antenne reconfigurable (MRA)

mais qui sera entachée par le signal interférent dont la puissance n'aura pas été suffisamment réduite.

5.2.1.3 Performances d'annulation

Le recours à une antenne reconfigurable à la réception dans une communication FD apporte des performances jusqu'à présent inégalées dans le cas où le facteur de distance entre les deux antennes est pris en compte. En effet, pour deux antennes d'un même terminal non isolées et séparées de 10 cm, cette méthode permet d'atteindre 65 dB d'annulation. En utilisant cette méthode passive combinée à d'autres méthodes d'annulation, il devient aisé de réduire la puissance du signal SI en dessous de celle du bruit et de récupérer les données du signal SOI avec une haute fiabilité. Il est néanmoins évident, en vue des tests de toutes les combinaisons de l'antenne, que l'annulation passive à l'aide d'antennes reconfigurables est largement plus complexe que la plupart des méthodes classiques. En effet, une période de $12 \mu\text{s}$ est nécessaire pour le traitement d'une combinaison pour un des deux signaux et le temps total alloué à la recherche du lobe optimal est de 98,3 ms. Ce temps peut être raccourci en réduisant le nombre de combinaisons mais cela se ferait aux dépens des performances d'annulation car la probabilité de trouver le diagramme de rayonnement optimal ne

serait pas garantie.

5.2.2 Annulation numérique

Dans l'expérimentation considérée, l'annulation numérique consiste à créer une copie du signal interférent déformé et de la soustraire dans le domaine numérique à la réception. L'approche de l'annulation est identique à la majorité des cas d'annulation numérique. Pour créer la copie à soustraire, la première étape consiste à extraire le signal généré à l'émission dans le domaine fréquentiel. Suite à cela, une estimation du canal est effectuée et appliquée au signal interférent. L'extraction des pilotes transmis et reçus dans le but de réaliser l'estimation se fait soit dans le domaine temporel ou fréquentiel selon si l'on cherche à estimer la réponse impulsionnelle ou la réponse fréquentielle du canal. Les pilotes dans les symboles transmis sont également utilisés pour réaliser l'estimation du bruit de phase au cours de chaque symbole comme présenté dans le 3^{ème} chapitre. Le bruit de phase estimé est également multiplié par le signal extrait dans le domaine fréquentiel. La déformation du signal transmis par le bruit de phase et par le canal estimé permet de réduire au maximum la différence entre la copie créée et la composante interférente du signal reçu. En effet, le signal SI ayant subi différentes distorsions liées à la propagation du signal ou aux imperfections matérielles du système, il est nécessaire d'estimer ces déformations afin d'augmenter la capacité d'annulation. La dernière étape consiste évidemment à soustraire la copie créée au signal reçu permettant ainsi de réduire la puissance du signal SI présent dans le signal reçu et de restituer avec le moins d'erreur le signal SOI. Il est clair que l'efficacité de l'estimation du canal ainsi que du bruit de phase conditionnent en partie la quantité d'annulation effectuée et donc les performances globales du système.

5.3 Description du système FD considéré

5.3.1 Dispositif expérimental

Un système FD classique consiste en deux nœuds qui communiquent en même temps et sur la même fréquence. Chaque terminal est équipé d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice. Puisque le traitement est similaire pour chaque nœud, il est possible de considérer une symétrie au niveau de la communication et d'étudier ainsi la réception pour un seul nœud sans perdre l'aspect général du système comme présenté dans la figure 5.7. Ainsi, nous considérons deux antennes émettrices

et une antenne réceptrice pour notre expérimentation. Des antennes omnidirectionnelles sont utilisées pour la transmission, tandis que la réception se fait par l'antenne reconfigurable. Le système de communication FD est mis en place à l'aide de la plateforme radio USRP (Universal Software Radio Peripheral). Chaque USRP contient un émetteur-récepteur RF et un réseau de portes programmables sur les cartes FPGA (Field Programmable Gate Array). Tous les USRP sont connectés à un PC hôte via une connexion Ethernet. Le traitement du signal en bande de base est effectué sur le PC hôte. De plus, les signaux en bande de base sont transmis en continu vers un USRP à l'émission et depuis un autre USRP à la réception avec un débit de 25M échantillons/s. Les émetteurs-récepteurs RF sont ensuite utilisés pour la transmission et la réception de signaux en temps réel. L'ensemble des expériences sont réalisées à une fréquence porteuse de 2,5 GHz avec une largeur de bande de 10 Mhz. Finalement, afin d'éviter les problèmes liés à la désynchronisation des deux signaux SI et SOI, tous les USRP sont réglés sur une horloge de référence.

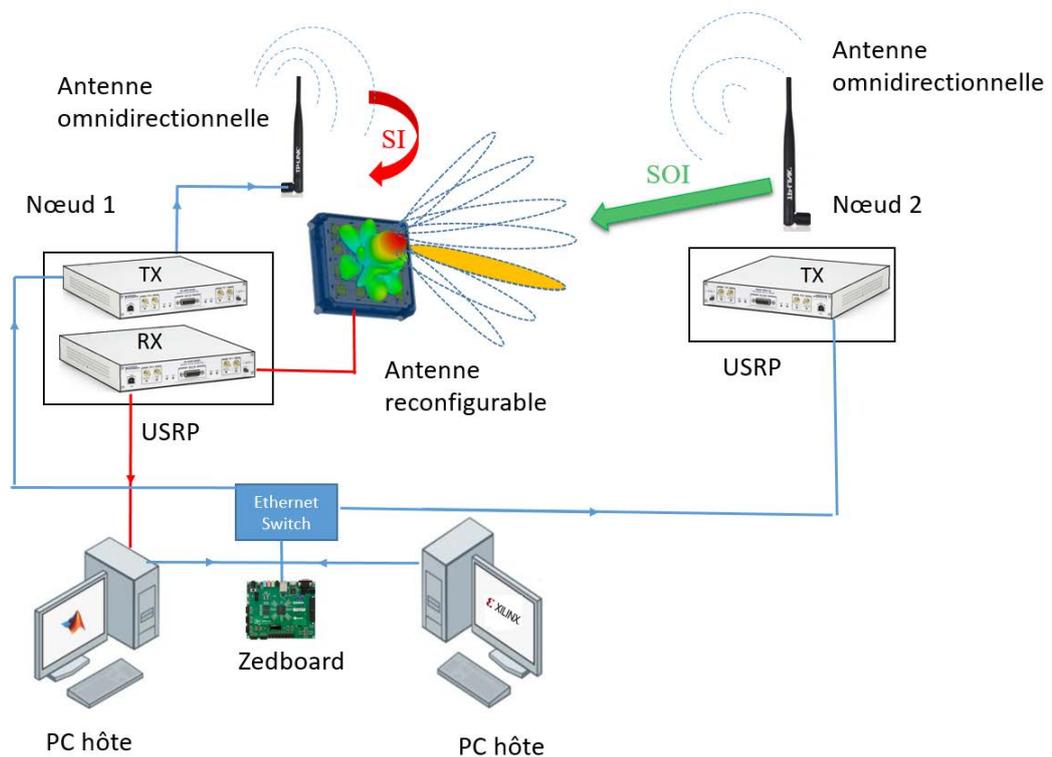


FIGURE 5.7 – Description du système FD expérimental

Comme évoqué précédemment, l'antenne MRA possède un total de 4096 digrammes

de rayonnement différents selon la combinaison on/off des PIN. La sélection du bon diagramme de rayonnement se fait à travers un câble de contrôle numérique à 12 lignes dirigées par un algorithme FPGA sur une carte Zedboard [zed]. La synchronisation de tous les USRP et le FPGA qui commande les commutateurs d'antenne sont alignés sur un signal de référence Impulsion par seconde (PPS). La figure 5.8 présente la structure décrite dans le système expérimental exploitant l'antenne MRA à la réception.



FIGURE 5.8 – Expérimentation FD

5.3.2 Transmission du signal

Dans un système expérimental, contrairement aux simulations, il est nécessaire de prendre en compte tous les paramètres nécessaires pour la faisabilité de la communication. L'un des aspects les plus importants concerne la nature du signal transmis. Dans le cas de l'expérimentation réalisée, deux parties distinctes sont introduites pour construire chacun des signaux SI et SOI. Ces deux parties concernent d'une part la séquence d'apprentissage nécessaire pour la détermination du diagramme optimal et d'autre part l'ensemble des trames à envoyer. La partie dédiée aux antennes est présentée dans la figure 5.9. Le principe consiste à déterminer le diagramme de

rayonnement permettant une annulation passive optimale. Pour cela, le SIR est déterminé pour chacune des 4096 combinaisons différentes en calculant en premier lieu la puissance du signal SOI puis, en deuxième lieu la puissance du signal SI de façon indépendante. L'envoi des données SI et SOI pour le calcul de ces puissances se fait séparément pour ne pas créer d'interférences. De ce fait, la séquence dédiée à la sélection de diagramme peut être facilement décrite. Pour chacune des combinaisons, et sur chacun des signaux SI et SOI, nous distinguons trois intervalles différents à savoir : un intervalle de temps de traitement, un intervalle de données et un intervalle nul. L'intervalle de données correspond à la transmission de la séquence d'apprentissage servant à calculer les puissances des signaux SI et SOI. L'intervalle nul est le temps pendant lequel le nœud concerné est silencieux. Cet intervalle est nécessaire pour éviter la transmission à tour de rôle des séquences et pour obtenir ainsi une bonne estimation des puissances SI et SOI. L'intervalle de temps de traitement correspond au temps nécessaire à l'antenne pour changer la combinaison permettant d'obtenir un nouveau diagramme de rayonnement. A la réception, le signal obtenu pour chaque segment représente une portion SI et une portion SOI. La puissance est calculée pour chaque portion et le ratio entre ces deux puissances permet d'obtenir le rapport SIR.

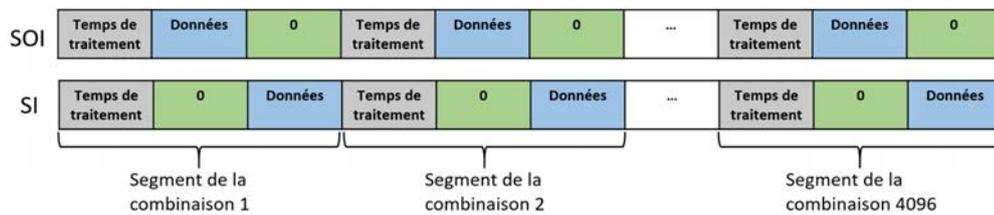


FIGURE 5.9 – Séquence dédiée à la sélection du diagramme optimal

L'ensemble du signal transmis est présenté dans la figure 5.10. Comme évoqué précédemment, la première partie de ce signal est décrite ci-dessus et dédiée à la sélection du bon diagramme de rayonnement. Le reste du signal correspond aux trames transmises dans une partie desquelles se trouvent les données utiles. Dans ce qui suit, nous décrivons la configuration classique de l'expérimentation liée à l'estimation par séquence d'apprentissage. Les autres tests proposés apportent évidemment des changements au niveau des trames que nous évoquerons par la suite. Dans la configuration classique, chaque trame parmi les N_f transmises est composée d'une séquence d'apprentissage et des symboles OFDM. En ce qui concerne la séquence d'appren-

tissage, elle est représentée par trois types d'intervalles ; des intervalles nuls, court et longs. On distingue également une période de transmission ajoutée pour garantir une absence de chevauchement entre les préambules SI et les préambules SOI. Les intervalles représentent les préambules courts et longs dont la structure est similaire aux systèmes de transmission 802.11n. Les préambules courts sont nécessaires car ils permettent la synchronisation exacte pour chaque trame SI et SOI par corrélation. En d'autres termes, les préambules courts permettent de déterminer, dans le signal reçu, l'emplacement de chaque superposition de trames SI et SOI. Les préambules longs sont, quant à eux, utilisés pour estimer à tour de rôle les réponses fréquentielles des canaux SI et SOI. Les préambules de chaque signal sont extraits du signal reçu et divisés par la séquence préambule originale pour obtenir l'estimation des canaux. Les intervalles nuls servent à éviter l'interférence entre les préambules SI et SOI. La longueur de tous les intervalles est la même que celle d'un symbole OFDM. Pour ce qui est du reste de la trame, elle consiste en N_s symboles envoyés les uns à la suite des autres. Un préfixe cyclique est inséré au début de chaque symbole OFDM afin d'éviter les interférences entre symboles. En plus du préfixe cyclique, chaque symbole est composé des porteuses contenant des données, des pilotes et des porteuses inactives. Les porteuses données sont les informations utiles que le nœud cherche à récupérer et les porteuses pilotes sont nécessaires pour l'estimation du bruit de phase. Afin de récupérer les pilotes de chaque signal sans interférence, la méthode classique consiste à insérer un élément nul à la même position de la porteuse pilote dans l'autre signal. Finalement, des porteuses inactives sont insérées au début, à la fin et au milieu de chaque symbole pour éviter l'envoi de données utiles là où les bandes de fréquences se chevauchent. La porteuse inactive fixée au milieu représente la composante continue du signal.

5.3.3 La réception du signal

La réception du signal pour les systèmes expérimentaux est en grande partie identique aux simulations. La différence réside essentiellement au niveau de la synchronisation. Comme indiqué dans la section précédente, le début de chaque trame est déterminé à l'aide du long préambule transmis dans la séquence d'apprentissage à l'émission. En effectuant une corrélation entre le préambule court et le signal reçu, il est possible de déterminer exactement la position de chaque début de trame dans le signal. En ce qui concerne les longs préambules, ces derniers sont utilisés pour estimer les canaux SI et SOI. Les estimations de ces deux canaux sont exploitées pour l'ensemble des N_s symboles de la trame. Il est également nécessaire de rappeler que le signal est

reçu dans le domaine numérique et en bande de base étant donné que les parties RF ainsi que la conversion analogique/numérique du signal est effectuée par les cartes USRP. Après la synchronisation et l'estimation des canaux, il devient possible de traiter la trame symbole par symbole. Ainsi, pour chaque symbole, la FFT est appliquée et les pilotes sont extraits dans le but d'estimer le bruit de phase du symbole traité. Ceci permet de générer une copie plus fidèle du signal d'interférence en multipliant le symbole SI généré avec le canal SI et le bruit de phase estimés. Suite à cela, l'annulation numérique est effectuée, réduisant ainsi la puissance d'interférence. L'étape suivante consiste à égaliser le signal par la méthode zéro forcing en divisant simplement le symbole SOI par le canal estimé. Finalement, afin de récupérer le symbole SOI, une démodulation est effectuée et le débit ainsi que le SINR obtenu pour chaque symbole sont calculés. Les performances finales du système sont calculées en calculant la moyenne des débits pour l'ensemble des trames traitées comme le montrent les équations 3.21 du chapitre 3.

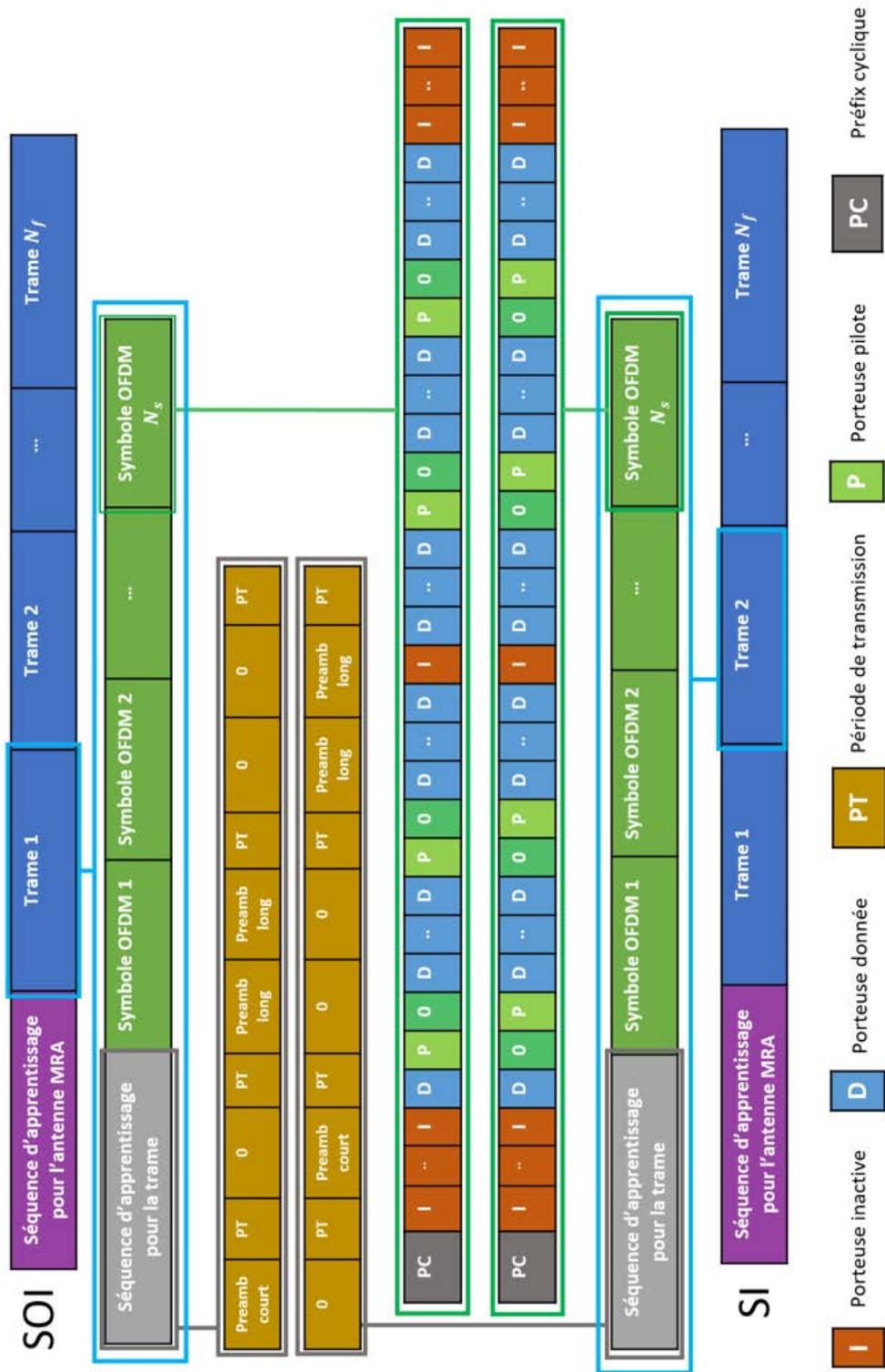


FIGURE 5.10 – Description des deux signaux SI et SOI

5.4 Test d'annulation passive

5.4.1 Test sur les antennes reconfigurables

Des tests de communication FD à l'aide de l'antenne reconfigurable ont été réalisés à l'université d'Irvine afin de démontrer son efficacité en respectant une distance de 10 cm entre les deux antennes du même appareil. Pour cela nous avons fait varier la distance entre les deux appareils et ajouté un réflecteur entre les deux terminaux à des distances différentes. Les expériences ont été réalisées dans un environnement Outdoor avec pour objectif de vérifier si la réception du signal utile reste tout de même possible en bloquant la ligne de vue directe entre les deux appareils ou en augmentant la distance entre ces derniers. En premier lieu nous avons fait varier la distance entre les deux terminaux et récupéré la puissance reçue des deux signaux comme le montre la figure 5.12. Le résultat est présenté dans la figure 5.11.

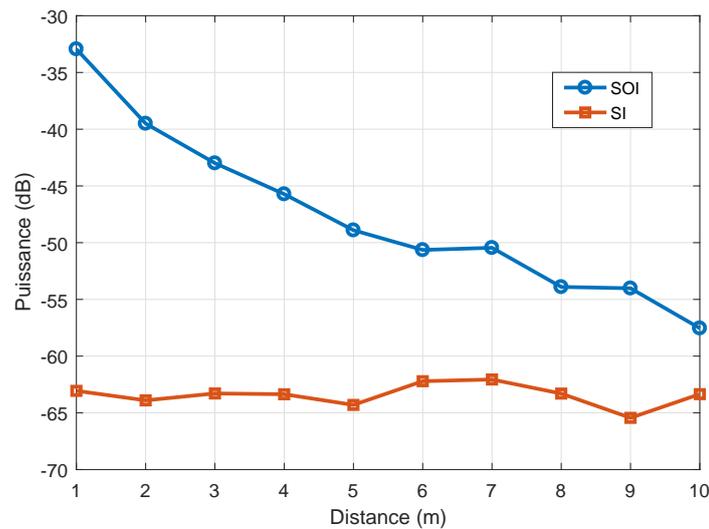


FIGURE 5.11 – Puissance reçue des deux signaux SI et SOI en fonction de la distance de la baseline

Nous remarquons que la puissance reçue du signal SOI décroît avec l'augmentation de la distance. Les puissances du signal SI restent quant à elles dans le même ordre de grandeur étant donné que la distance entre les deux antennes du même terminal reste fixée à 10 cm. Cette expérience démontre la performance de la méthode de sélection de diagramme. En effet, l'algorithme est performant car la puissance du signal SOI reste supérieure à celle du signal SI même pour une séparation de 10 m

entre les deux terminaux.



FIGURE 5.12 – Test expérimental basé sur les changements de distances

La figure 5.11 nous montre que la puissance reçue du signal utile diminue lorsqu'on augmente la distance entre les deux terminaux. Cependant, nous pouvons constater que même à une distance de 10 m, cette puissance reste supérieure à celle du signal SI qui lui n'est séparé que de 10 cm de l'antenne réceptrice. Cela prouve que l'antenne reconfigurable, dont le principe est de choisir le lobe qui augmente le SIR, reste efficace même à une distance importante et continue de détecter le lobe dont la position est optimale. Cependant, lorsqu'un élément réfléchissant est mis entre les deux appareils communicants, la ligne de vue directe est obstruée, ce qui réduit la puissance du signal utile.

Nous testons à présent les effets des multi-trajets et de l'obstruction du trajet direct sur la réception du signal utile. Pour cela, nous positionnons l'élément réfléchissant entre les deux terminaux à des distances différentes. La distance entre les deux antennes émettrices est fixée à 10 m. Les puissances reçues des deux signaux sont représentées sur la figure 5.13. Nous remarquons que l'absence du trajet direct engendre une baisse de la puissance du signal SOI à un niveau en dessous de celui de l'interférant. La plaque réfléchissante, en plus d'affaiblir le trajet utile, favorise également la réflexion du signal SI. Les réflexions les plus proches de l'antenne réceptrice sont les plus puissantes ce qui explique que la puissance du signal SI augmente à mesure que la plaque se rapproche de l'antenne réceptrice.

5.4.2 Avantage de l'utilisation des antennes reconfigurables

Il est clair, d'après les expériences réalisées, que les antennes reconfigurables permettent de réaliser une annulation passive importante. Ceci entraîne, outre une augmentation de la capacité d'annulation globale du système, la possibilité de ne pas avoir recours à l'annulation analogique et diminuer ainsi la complexité du système.

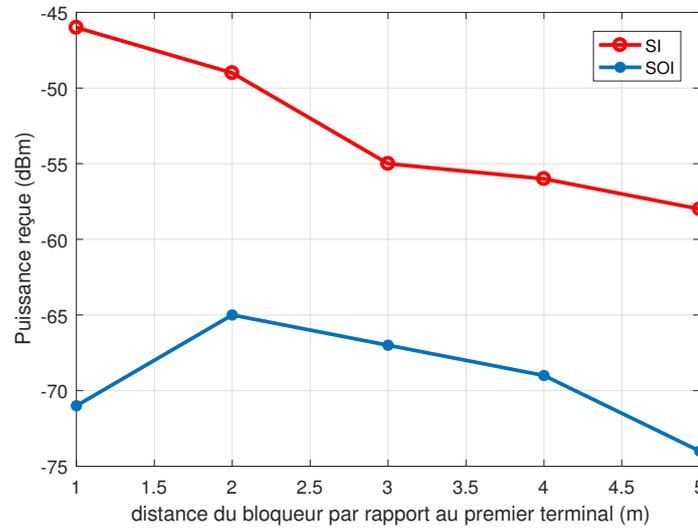


FIGURE 5.13 – Puissances reçues des deux signaux SI et SOI en fonction de la distance

En effet, comme indiqué précédemment, une annulation suffisante doit être réalisée avant la conversion du signal reçu dans le domaine numérique. La raison est d'éviter la saturation du LNA et l'obtention d'un bruit de quantification trop important.

Afin de démontrer l'importance de l'annulation passive dans l'expérimentation, nous effectuons une comparaison des performances du système à l'aide de l'antenne reconfigurable avec celles obtenues en utilisant une antenne omnidirectionnelle. La distance entre les deux antennes est similaire comme le montre la figure 5.14.



FIGURE 5.14 – Antennes utilisées pour les deux expériences

L'annulation passive à l'aide d'antennes omnidirectionnelle représente uniquement l'atténuation due à la propagation du signal. En revanche, pour l'expérience avec l'antenne MRA, l'annulation passive est liée à l'algorithme de sélection de diagramme. La figure 5.15 présente l'amplitude du signal reçu à la sortie de la carte USRP pour les deux méthodes. On remarque clairement une saturation au niveau de l'expérience des antennes omnidirectionnelles entraînant un bruit de quantification important. En effet, étant donné que la puissance reçue du signal SI est très élevée par rapport à celle du signal SOI, le signal SI domine toute l'amplitude normalisée $[-1, 1]$, laissant une amplitude bien moins élevée pour le signal SOI. De ce fait, le signal SI sera quantifié sur l'ensemble des bit alloué lors de la conversion. Par contre, le signal SOI sera converti à partir d'un nombre de bits bien plus réduit, ce qui engendre clairement un bruit de quantification qui rend la bonne récupération du signal SOI impossible.

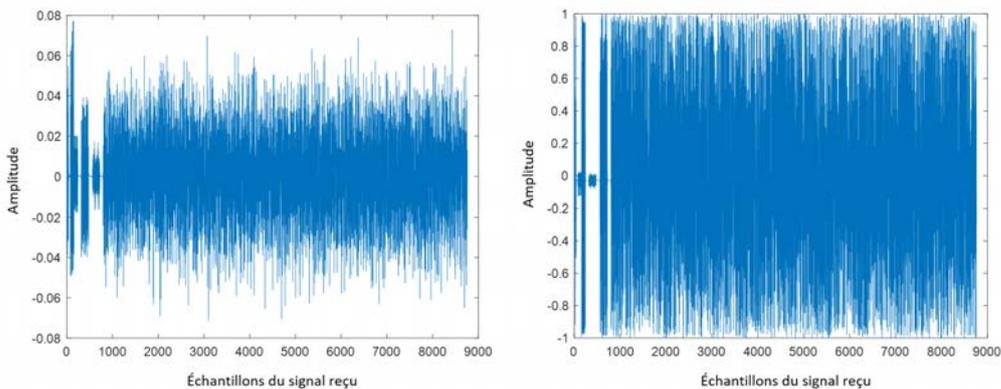


FIGURE 5.15 – Comparaison de l'amplitude des signaux reçus pour les deux expériences

Afin de souligner l'importance de l'antenne reconfigurable et de l'algorithme qui s'y rattache, nous présentons dans la figure 5.15 les puissances respectives des signaux SI et SOI avant l'annulation numérique en fonction du temps pour chacune des deux expériences. La comparaison montre que le recours à l'annulation passive par antenne reconfigurable permet de réduire la puissance du SI bien en dessous de celle du signal SOI. Cette expérience atteint une capacité d'annulation passive de 60 dB sachant que les deux signaux sont envoyés à une puissance de 5 dBm. Cette quantité d'annulation permet d'éviter le recours à une annulation analogique qui augmenterait la complexité. En revanche, la deuxième expérience repose sur les antennes omnidirectionnelles, l'annulation passive est uniquement de 22 dB. Ceci conduit à une restitution médiocre du signal SOI comme le présente la figure 5.16. Cette figure représente le BER du signal SOI en fonction du temps pour les deux expériences. Nous

remarquons que, malgré un traitement de signal identique, l'essai avec les antennes reconfigurables donne un BER pratiquement nul alors que l'erreur est importante pour l'autre expérience. Le SNR étant fixé à 30 dB, le bruit appliqué au signal est négligeable ce qui explique la valeur nulle du BER obtenue avec la première expérience. En effet, la combinaison des deux annulations passive et numérique permet de réduire la puissance du signal SI au niveau du bruit, entraînant ainsi une récupération quasi-parfaite du signal SOI. En revanche, dans la deuxième expérience, le signal SOI est très bruité. Ceci est dû au fait que la quantité d'annulation passive insuffisante entraîne un bruit de quantification très élevé qui déforme de façon significative le signal SOI. En effet, même si l'annulation analogique est efficace et parvient à réduire une grande partie du signal SI présent dans le signal reçu, la composante SOI reste trop bruitée pour être récupérée avec peu d'erreur.

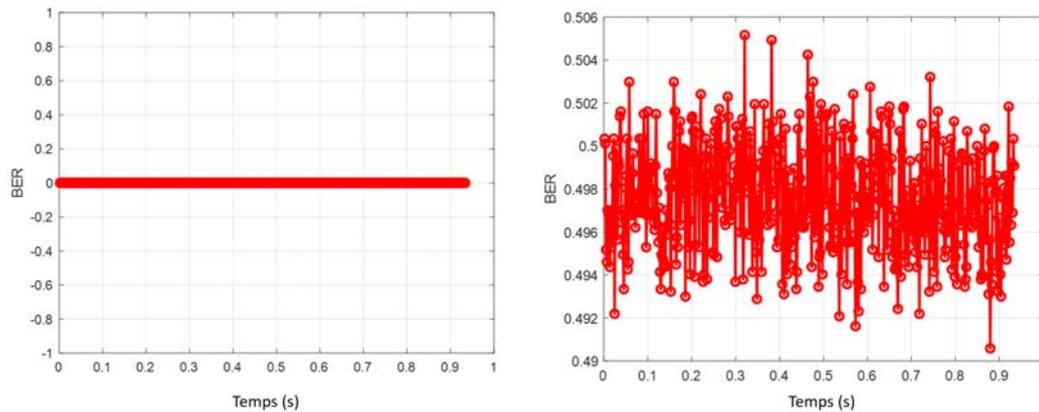


FIGURE 5.16 – BER du signal SOI pour les deux expériences

5.5 Annulation numérique : test des estimateurs

Dans ce qui suit, nous utilisons le système expérimental présenté pour évaluer les performances des estimateurs existants et proposés. Nous avons présenté dans les chapitres précédents des estimateurs se basant sur deux types de transmission différents à savoir la transmission avec envoi distinct des pilotes et celle avec leur envoi simultané. Dans ces deux types de transmission, nous avons étudié les estimateurs classiques et proposé d'autres plus performants. Certains des estimateurs présentés sont implantés dans le système réel dans le but de les évaluer dans le cas d'un canal réel. Les tests expérimentaux ont été réalisés dans les laboratoires de l'université d'Irvine en Californie. Certaines des méthodes présentées dans les chapitres précé-

dents ont été élaborées après les tests réalisés ce qui explique l'absence de certains estimateurs dans les tests expérimentaux comme la méthode ESB qui se base sur la matrice de projection, l'algorithme ASEQ qui améliore l'estimation d'un seul symbole et l'estimateur d'un canal variant dans le temps. L'ensemble des estimateurs classiques sont implantés afin de servir de comparaison aux méthodes proposées. Les expériences sont réalisées à l'extérieur comme le montre la figure 5.17. La distance entre les deux nœuds est de 10 m et la baseline entre l'antenne émettrice et l'antenne reconfigurable du même nœud est de 10 cm. Le temps d'envoi est de 1 seconde, ce qui correspond à 533 trames envoyées contenant chacune la séquence d'apprentissage et 100 symboles OFDM. Tous les paramètres liés au système sont identiques à ceux présentés dans la section 5.17.



FIGURE 5.17 – Test expérimental réalisé en outdoor

Nous cherchons en premier lieu à évaluer les performances des méthodes d'estimation se basant sur une transmission distincte des pilotes. Pour cela, nous commençons par implanter l'estimateur PSEQ qui représente la méthode conventionnelle se basant sur les longs préambules et dont la structure du signal est décrite dans la section précédente. Suite à cela, nous testons les deux estimateurs proposés à savoir la méthode PDP et la méthode hybride. La méthode PDP consiste à éliminer les préambules de la séquence d'apprentissage et utiliser les pilotes servant à l'estimation du bruit de phase pour estimer également les canaux. L'estimation de l'ensemble des éléments des canaux est possible à partir d'un positionnement dynamique des pilotes entre un symbole et un autre. Pour la méthode hybride, il s'agit d'effectuer une estimation initiale des deux canaux avec la méthode PSEQ mais d'améliorer ces estimations au fur et à mesure du traitement des symboles à l'aide du changement de position des pilotes. La comparaison des trois méthodes est présentée dans la figure 5.18 qui

montre le SINR obtenu pour chaque méthode en fonction du temps. On remarque que la méthode PDP est la plus performante puisqu'elle apporte une amélioration d'environ 5 dB par rapport à la méthode conventionnelle PSEQ. Ceci s'explique par le fait que l'estimation de la méthode PDP est réalisée à partir des pilotes de l'ensemble des symboles ce qui la rend plus précise. Pour ce qui est de la méthode hybride, elle atteint une amélioration de 3 dB par rapport à la méthode PSEQ. Ce gain est plus faible que celui apporté par la méthode PDP mais la méthode hybride a un temps de traitement plus réduit. En effet, cette méthode a l'avantage d'effectuer le traitement des symboles dès leur arrivée tandis que la méthode PDP nécessite la réception de l'ensemble de la trame pour estimer le canal et entamer le traitement des symboles.

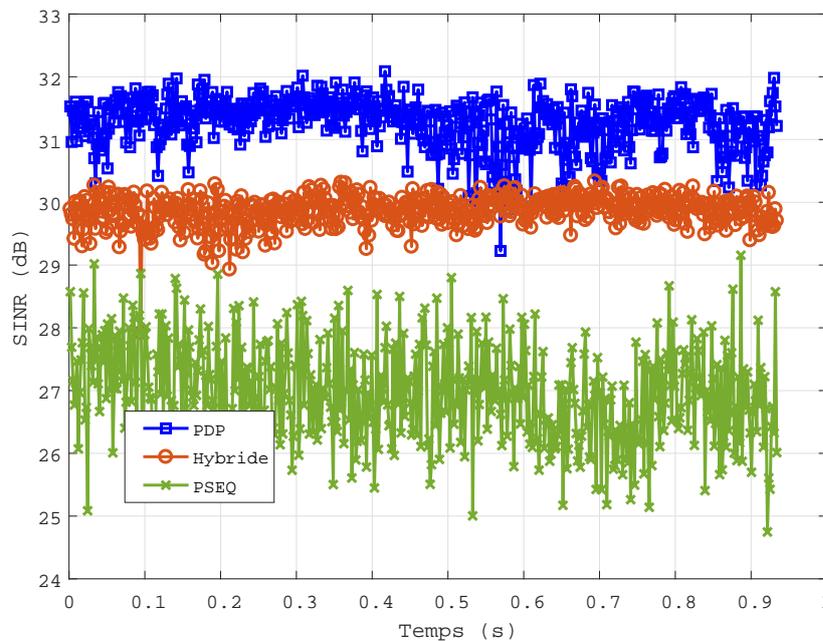


FIGURE 5.18 – SINR en fonction du temps pour les trois méthodes PDP, Hybride et PSEQ

La deuxième expérimentation consiste à tester les méthodes qui se basent sur une transmission jointe des pilotes. En d'autres termes, les pilotes des deux signaux SI et SOI sont fixés aux mêmes positions pour éviter la perte d'information utile due aux insertions de porteuses nulles. La méthode classique LS consiste à faire une corrélation entre l'ensemble du signal émis et le signal reçu dans le but d'estimer le canal SI, le canal SOI étant estimé à partir d'un préambule. Une autre méthode

existante est l'estimateur IEJ décrit dans le chapitre précédent. Cette méthode est plus performante et correspond à l'estimation jointe des deux canaux en réduisant le bruit par une méthode itérative. Nous implantons à tour de rôle ces deux algorithmes en fixant à 8 le nombre d'itérations maximal pour la méthode IEJ. Dans toutes les méthodes, le nombre de pilotes est égal à 8. Finalement, l'algorithme proposé que nous testons est la méthode se basant sur les itérations de Landweber. Elle consiste à estimer les deux canaux dans le domaine fréquentiel en ayant recours à la méthode Landweber pour résoudre le problème d'inversion de matrices. Le nombre d'itérations est fixé à 20. La figure 5.19 présente la comparaison de ces trois méthodes en termes de SINR. Nous traçons la première et la dernière itération de la méthode IEJ correspondant respectivement aux légendes « IEJ it1 » et « IEJ it8 ».

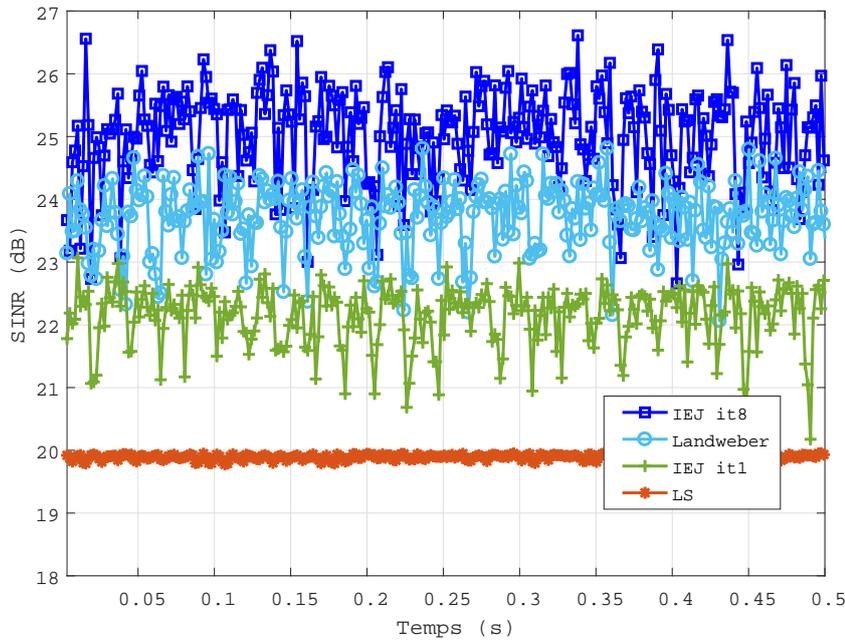


FIGURE 5.19 – Comparaison du SINR des méthodes IEJ, Landweber et LS

Nous remarquons clairement que la méthode LS est la moins performante. Ceci s'explique par le fait que cette méthode considère le signal SOI comme une partie du bruit, ce qui augmente de façon significative l'erreur d'estimation et réduit ainsi la capacité d'annulation du système. En ce qui concerne la méthode IEJ, nous remarquons un gain d'environ 3 dB entre la première et la dernière itération. Cependant, cette méthode effectue l'estimation des canaux dans le domaine temporel, ce qui

peut entraîner une augmentation de l'erreur d'estimation. En effet, pour atteindre les performances optimales de cette méthode, il est nécessaire de connaître le nombre exact de coefficients des canaux pour éviter les erreurs liées à des vecteurs estimés de tailles incorrectes. Or, dans le cas d'expérimentation, il est impossible de connaître le nombre de coefficient des canaux. La transformée de Fourier des coefficients estimés avec cette méthode apportera donc des réponses fréquentielles bruitées. Ceci explique la différence de 2 dB entre la première itération de la méthode IEJ et la méthode proposée. En effet, la méthode proposée permet d'estimer les canaux directement dans le domaine fréquentiel sans le besoin de connaître le nombre de coefficients des canaux. L'estimation représente donc l'ensemble des déformations que subit chaque porteuse du symbole.

Conclusion

Le but de ce chapitre a été de tester les méthodes d'estimation proposées dans un contexte FD expérimental. Pour cela, nous avons en premier lieu décrit le système expérimental utilisé en indiquant le matériel utilisé ainsi que son mécanisme de fonctionnement. Nous avons effectué une étude détaillée de la méthode d'annulation passive réalisée en décrivant l'antenne utilisée ainsi que l'algorithme qui lui est attribué dans le but de réduire la puissance du signal SI. L'innovation liée à cette méthode d'annulation passive est le fait de réduire la puissance du signal du signal SI tout en favorisant la réception du signal SOI. Nous avons également démontré l'importance d'une annulation suffisante en amont de l'annulation numérique à travers des expérimentations réalisées sur le système FD expérimental. Finalement, nous avons pu tester certains des algorithmes proposés à savoir la méthode PDP et la méthode hybride pour le premier type de transmission et la méthode Landweber pour le second type où la transmission des pilotes se fait sur les mêmes positions. Les résultats montrent que les méthodes proposées apportent des améliorations en termes de SINR par rapport aux algorithmes classiques utilisés dans la littérature.

Conclusion générale et perspectives

L'augmentation conjointe des services consommateurs de ressources spectrales et des services nécessitant un haut niveau de fiabilité (vidéo streaming, jeux, transfert de données...) ne cesse d'accroître les challenges pour les opérateurs des systèmes de radio mobile. Pour les systèmes de communications véhiculaires, les standards ne peuvent pas répondre aux besoins sans cesse croissant en terme de débit, de fiabilité et de temps de latence. C'est pourquoi le domaine des communications sans fil et en particulier véhiculaire est toujours un domaine de recherches intensives visant à développer des solutions pour assurer la sécurité et le confort. La future génération 5G promet de répondre aux besoins de l'ensemble des systèmes de communications à travers l'application de plusieurs technologies nouvelles. La technologie full-duplex, qui permet à deux nœuds de communiquer simultanément sur la même fréquence, est une solution prometteuse pour réduire le temps de latence et augmenter le débit ainsi que l'efficacité spectrale. Cependant, le défi rencontré pour assurer l'efficacité de cette technologie est la réduction suffisante de l'auto-interférence SI que reçoit l'antenne émettrice avec le signal utile SOI. Pour cela, des méthodes d'annulation d'interférence sont appliquées et leurs combinaisons permet de réduire la puissance de l'interférence au niveau de celui du bruit et ainsi récupérer le signal SOI. L'estimation de canal dans les systèmes de communications full-duplex joue un rôle important sur la capacité d'annulation obtenue mais également sur l'égalisation qui permet d'annuler les effets du canal de propagation sur le signal SOI.

L'objectif des travaux de recherche de cette thèse concerne l'estimation des deux canaux SI et SOI dans un système full-duplex dédié aux communications véhiculaires. Nous avons proposé différentes méthodes d'estimation en distinguant le type d'envoi à savoir la transmission séparée ou simultanée des pilotes au niveau des deux signaux.

Les algorithmes proposés ont été implantés sur un système full-duplex expérimental afin d'évaluer leurs performances dans un cas réel.

Dans le but de justifier le choix d'adapter la technologie full-duplex aux communications véhiculaires, nous avons, dans le premier chapitre, effectué un état de l'art des systèmes de transport intelligent (STI). Nous avons présenté les standards actuels sur lesquels se basent les communications véhiculaires à savoir les normes ITS-G5 et LTE-V et indiqué leurs limites qui empêchent d'assurer la sécurité routière. Le recours à la technologie full-duplex est prévu lors du déploiement de la 5G et permettra d'améliorer certains critères qui s'inscrivent dans les besoins actuels des communications véhiculaires.

Le deuxième chapitre a porté sur l'état de l'art de la technologie full-duplex. En premier lieu, nous avons présenté les systèmes de communications qui adoptent ce mode de transmission en précisant ses avantages en termes de débit et d'efficacité spectrale mais également en indiquant le défi principal de la technologie full-duplex. Ensuite, nous avons étudié les différentes techniques d'annulation visant à réduire la puissance du signal SI à savoir les méthodes d'annulations passives, numériques et analogiques. Finalement, nous avons décrit les différents bruits qui réduisent les performances d'annulations comme les bruits de phase, de non-linéarité et de quantification. Nous avons finalement souligné l'importance de l'estimation de canaux étant donné que la distorsion liée aux effets de propagation des signaux demeure celle qui réduit le plus la capacité d'annulation.

Dans le troisième chapitre, nous avons apporté nos premières contributions qui consistent à estimer les deux canaux SI et SOI dans un contexte d'envoi séparé des pilotes au niveau de la transmission. Nous avons tout d'abord établi un état de l'art des méthodes d'estimation utilisées dans ce contexte et dont la plus courante est la méthode PSEQ (Préambule dans la séquence d'apprentissage) qui se base sur une séquence d'apprentissage. Puis nous avons proposé notre première contribution qui est la méthode PDP (Positionnement Dynamique des Pilotes) et qui consiste à utiliser une nouvelle configuration des pilotes. En effet, dans cette méthode, la position des pilotes change d'un symbole à l'autre ce qui permet de balayer l'ensemble du spectre au bout d'un certain nombre de symboles traités. Suite à cela, nous avons proposé la méthode HYB (Hybride) qui consiste à combiner l'emploi d'une séquence d'apprentissage en début de trame avec la configuration des pilotes proposée dans la méthode PDP. L'objectif de cette approche est d'améliorer les performances d'estimation tout en permettant le traitement des symboles en temps réel. Finalement,

nous avons présenté la troisième méthode ASEQ (Amélioration de la méthode d'estimation par séquence d'apprentissage) qui est une optimisation de l'algorithme PSEQ et qui consiste à améliorer l'estimation en utilisant uniquement la séquence d'apprentissage utilisée par la méthode classique. Le développement mathématique des trois méthodes a été élaboré et les résultats obtenus sont plus performants que la méthode existante PSEQ.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes concentrés sur les méthodes d'estimation de canaux dans le contexte d'envoi simultané des pilotes. Nous avons tout d'abord effectué un état de l'art des méthodes d'estimations qui s'inscrivent dans ce contexte et présenté la méthode IEJ (Estimation Jointe par Itération) qui correspond à l'algorithme actuel le plus performant. Par la suite, deux méthodes d'estimation ont été proposées. La première fait appel aux itérations de Landweber pour réduire la complexité de l'algorithme et permettre l'estimation des canaux dans le domaine fréquentiel. La seconde méthode permet l'estimation des deux canaux SI et SOI sans que celle-ci ne soit affectée par les données inconnues du signal SOI. Si les deux méthodes Landweber et IEJ sont à peu près similaires en termes de performances, le nouvel algorithme ESB (Estimation Sans Bruit) permet de fournir des résultats bien plus performants en termes de MSE, de SINR ou de débit obtenu. Finalement, la dernière partie de ce chapitre concerne sur l'estimation d'un canal mobile à variation lente. Nous avons choisi une nouvelle configuration de pilotes permettant d'estimer les atténuations relatives à la totalité des sous-porteuses dans certains symboles de la trame. Nous avons ensuite amélioré ces estimations à l'aide de la méthode ASEQ avant d'appliquer une interpolation linéaire visant à estimer l'ensemble des atténuations appliquées aux deux signaux SI et SOI. Les résultats de cette méthode sont performants pour des fréquences doppler faibles à modérées.

Finalement, dans le cinquième chapitre, nous avons présenté les différentes manipulations effectuées sur un système full-duplex expérimental réalisé à l'université d'Irvine en Californie. Nous avons commencé par décrire les différents systèmes full-duplex expérimentaux existants et nous avons indiqué leurs performances en terme d'annulation d'interférence. Ensuite, nous avons décrit l'ensemble du matériel expérimental qui compose le système utilisé ainsi que les méthodes d'annulations effectuées. Des tests d'annulation passive ont été réalisés afin de démontrer les performances de l'algorithme utilisé ainsi que les avantages qui en découlent. Finalement, nous avons implanté les méthodes d'estimations existantes et les avons comparé avec certaines des méthodes proposées. Les méthodes proposées offrent de meilleures performances

et permettent clairement d'atteindre une quantité d'annulation numérique suffisante pour restituer le signal SOI et rendre possible l'utilisation d'un système full-duplex dans le cas réel. Les tableaux 5.4 et 5.5 présentent respectivement les bilans des méthodes d'estimations par envoi séparé et simultané des pilotes testées expérimentalement.

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, nous avons adopté diverses démarches, et les choix que nous avons effectués ouvrent plusieurs perspectives à explorer. En premier lieu, de nouveaux tests en collaboration avec le laboratoire WSCL à l'université d'Irvine vont être effectués dont l'objectif est d'implanter les nouvelles méthodes d'estimation ASEQ et ESB ainsi que la méthode d'estimation de canal mobile. Nous envisageons également de prendre en compte l'ensemble des bruits qui affectent le signal SI parmi lesquels le bruit de non-linéarité, le déséquilibre I/Q ou encore le bruit de quantification. L'estimation de l'ensemble de ces distorsions et leur intégration au niveau des annulations actives permettrait d'augmenter la capacité d'annulation et donc d'améliorer l'efficacité globale du système full-duplex. Il serait aussi judicieux de se concentrer sur l'estimation des canaux dans un contexte de variations rapides où les interférences entre porteuses devraient être considérées. Ceci permettrait d'adapter la technologie full-duplex aux communications véhiculaires même en cas de vitesses élevées des véhicules. Nous envisageons finalement de réaliser des tests réels de communications full-duplex en environnement automobile afin de quantifier les capacités d'annulations. L'effet du canal dans ce cas dépendra fortement de l'environnement ainsi que de la vitesse des véhicules. Nous pourrions dans ce contexte évaluer les performances de différents estimateurs de canaux mobiles.

TABLEAU 5.4 – Bilan des techniques d'estimation par envoi séparé des pilotes

Méthode d'estimation	Avantages	Inconvénients	SINR obtenu
PSEQ	Estimation temps réel.	N_t symboles sont requis pour l'estimation. Réduit le débit du au long préambule.	27
PDP	Pas de long préambule.	Besoin de l'ensemble de la trame pour l'estimation.	32
HYB	Meilleure annulation en temps reel. Traitement symbole par symbole	Besoin d'une séquence d'apprentissage.	30

TABLEAU 5.5 – Bilan des techniques d'estimation par envoi simultané des pilotes

Méthode d'estimation	Avantages	Inconvénients	SINR obtenu
LS	Faible complexité.	Faibles performances. Bruit engendré par tout le signal SOI.	20
IEJ	Réduit le bruit par itérations.	Complexité importante.	22 -> 26
Landweber	performances moyennes.	Complexité moindre.	24

Bibliographie

- [ACC⁺13] G. Araniti, C. Campolo, M. Condoluci, A. Iera, and A. Molinaro. Lte for vehicular networking : a survey. *IEEE Communications Magazine*, 51(5) :148–157, May 2013.
- [Ada16] Ronald Adams. Intercor. 2016. <https://intercor-project.eu/homepage/>, vue le 15/01/2019.
- [AE15] E. Ahmed and A. M. Eltawil. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(7) :3519–3532, July 2015.
- [AFBC⁺12] Joseph A. Fernandez, Kevin Borries, Lin Cheng, B Kumar, Daniel Stancil, and Fan Bai. Performance of the 802.11p physical layer in vehicle-to-vehicle environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology - IEEE TRANS VEH TECHNOL*, 61 :3–14, 01 2012.
- [AFGM⁺15] A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash. Internet of things : A survey on enabling technologies, protocols, and applications. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 17(4) :2347–2376, Fourthquarter 2015.
- [AIM10] Luigi Atzori, Antonio Iera, and Giacomo Morabito. The internet of things : A survey. *Computer Networks*, 54 :2787–2805, 2010.
- [AKAR⁺14] L. Anttila, D. Korpi, E. Antonio-Rodríguez, R. Wichman, and M. Valkama. Modeling and efficient cancellation of nonlinear self-interference in mimo full-duplex transceivers. In *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 777–783, Dec 2014.
- [AKR⁺04] C. R. Anderson, S. Krishnamoorthy, C. G. Ranson, T. J. Lemon, W. G. Newhall, T. Kummetz, and J. H. Reed. Antenna isolation, wideband multipath propagation measurements, and interference mitigation for

- on-frequency repeaters. In *IEEE SoutheastCon, 2004. Proceedings.*, pages 110–114, March 2004.
- [AKSV13] L. Anttila, D. Korpi, V. Syrjälä, and M. Valkama. Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers. In *2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1193–1198, Nov 2013.
- [Ash09] Kevin Ashton. That 'internet of things' thing. *RFiD Journal*, 22 :97–114, 01 2009.
- [AW12] V. S. Abhayawardhana and I. J. Wassell. Common phase error correction with feedback for ofdm in wireless communication. In *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*, volume 1, pages 651–655 vol.1, Nov 2012.
- [BGD16] Bastian Bloessl, Mario Gerla, and Falko Dressler. Ieee802.11p in fast fading scenarios : from traces to comparative studies of receive algorithms. pages 1–5, 10 2016.
- [BK13] Dinesh Bharadia and Sachin Katti. *Full-duplex Radios : Applications, Requirements and Candidate Technologies*, pages 365–394. 11 2013.
- [BK14] Dinesh Bharadia and S Katti. Full duplex mimo radios. 1, 01 2014.
- [BMZ15] A. Bazzi, B. M. Masini, and A. Zanella. Performance analysis of v2v beaconing using lte in direct mode with full duplex radios. *IEEE Wireless Communications Letters*, 4(6) :685–688, Dec 2015.
- [BMZ17] A. Bazzi, B. M. Masini, and A. Zanella. How many vehicles in the lte-v2v awareness range with half or full duplex radios? In *2017 15th International Conference on ITS Telecommunications (ITST)*, pages 1–6, May 2017.
- [BSBAB13] A. Balatsoukas-Stimming, P. Belanovic, K. Alexandris, and A. Burg. On self-interference suppression methods for low-complexity full-duplex mimo. In *2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 992–997, Nov 2013.
- [CBMZ17] G. Cecchini, A. Bazzi, B. M. Masini, and A. Zanella. Ltev2vsim : An lte-v2v simulator for the investigation of resource allocation for cooperative awareness. In *2017 5th IEEE International Conference on Models and Technologies for Intelligent Transportation Systems (MT-ITS)*, pages 80–85, June 2017.

- [CEPB02] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 48(3) :223–229, Sep. 2002.
- [CJS⁺10] Jung Il Choi, Mayank Jain, Kannan Srinivasan, Phil Levis, and Sachin Katti. Achieving single channel, full duplex wireless communication. In *Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, MobiCom '10, pages 1–12, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [CL10] B. Chun and Y. H. Lee. A spatial self-interference nullification method for full duplex amplify-and-forward mimo relays. In *2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference*, pages 1–6, April 2010.
- [COR12a] CORDIS. Full-duplex radios for local access. 2012. <https://cordis.europa.eu/project/rcn/105190/factsheet/fr>, vue le 15/01/2019.
- [COR12b] CORDIS. Physical layer wireless security. 2012. <https://cordis.europa.eu/project/rcn/105853/factsheet/en>, vue le 15/01/2019.
- [COR14a] CORDIS. Beyond 2020 heterogeneous wireless network with millimeter wave small cell access and backhauling. 2014. <https://cordis.europa.eu/project/rcn/189113/factsheet/en>, vue le 15/01/2019.
- [COR14b] CORDIS. Mammoet massive mimo for efficient transmission. 2014. <https://mammoet-project.eu/>, vue le 15/01/2019.
- [CP12] B. Chun and H. Park. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays. *IEEE Communications Letters*, 16(4) :436–438, April 2012.
- [DDS12] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(12) :4296–4307, December 2012.
- [Dja14] Bektache Djamel. *Application et Modélisation d'un protocole de communication pour la sécurité routière*. PhD thesis, Tunisie, 3 2014.
- [dl16a] Ministère de l'environnement. C-roads. 2016. <https://www.c-roads.eu/platform/about/member.html>, vue le 15/01/2019.
- [dl16b] Ministère de l'environnement. Projet scoop véhicules et routes connectés. 2016. <http://www.scoop.developpement-durable.gouv.fr/>, vue le 15/01/2019.

- [DMBS12] B. P. Day, A. R. Margetts, D. W. Bliss, and P. Schniter. Full-duplex bidirectional mimo : Achievable rates under limited dynamic range. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60(7) :3702–3713, July 2012.
- [DRW⁺09] K. Doppler, M. Rinne, C. Wijting, C. B. Ribeiro, and K. Hugl. Device-to-device communication as an underlay to lte-advanced networks. *IEEE Communications Magazine*, 47(12) :42–49, Dec 2009.
- [DS10] M. Duarte and A. Sabharwal. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios : Feasibility and first results. In *2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1558–1562, Nov 2010.
- [DSA⁺14] M. Duarte, A. Sabharwal, V. Aggarwal, R. Jana, K. K. Ramakrishnan, C. W. Rice, and N. K. Shankaranarayanan. Design and characterization of a full-duplex multiantenna system for wifi networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(3) :1160–1177, March 2014.
- [Dua12] Melissa Duarte. *Full-duplex Wireless : Design, Implementation and Characterization*. PhD thesis, Rice University, Physical Address : 6100 Main Street, Houston, Texas 77005, 3 2012.
- [EDDS11] 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)*, pages 2002–2006, Nov 2011.
- [Els14] Ahmed Elsayed. *Self-interference Cancellation in Full-duplex Wireless Systems*. PhD thesis, University of California,Irvine, Electrical and Computer Engineering, 1 2014.
- [ESB⁺00] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jaap Beek, Sarah Wilson, and Per Börjesson. Analysis of dft-based channel estimators for ofdm. *Wireless Personal Communications*, 12 :55–70, 01 2000.
- [ESS14] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(2) :680–694, February 2014.
- [ESvdB⁺96] O. Edfors, M. Sandell, J. . van de Beek, S. K. Wilson, and P. Ola Borjesson. Ofdm channel estimation by singular value decomposition. In *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, volume 2, pages 923–927 vol.2, April 1996.

- [FC10] Gonzalez-Lopez M. Castedo Fernandez-Caramés, T.M. Fpga-based vehicular channel emulator for real-time performance evaluation of IEEE 802.11p transceivers. *J Wireless Com Network*, pages 4–11, Feb 2010.
- [GS99] T. Gansler and G. Salomonsson. Nonintrusive measurements of the telephone channel. *IEEE Transactions on Communications*, 47(1) :158–167, Jan 1999.
- [HAW08] Daniel Halperin, Thomas Anderson, and David Wetherall. Taking the sting out of carrier sense : interference cancellation for wireless lans. In *In Proceedings of the 14th ACM international conference on Mobile computing and networking*, 2008.
- [Hay05] S. Haykin. Cognitive radio : brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 23(2) :201–220, Feb 2005.
- [HCB96] M. Ho, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham. Discrete multitone echo cancelation. *IEEE Transactions on Communications*, 44(7) :817–825, July 1996.
- [HKW⁺10] 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 *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, April 2010.
- [IBC⁺09] I. Ivan, P. Besnier, M. Crussière, M. Drissi, L. Le Danvic, M. Huard, and E. Lardjane. Physical layer performance analysis of v2v communications in high velocity context. In *2009 9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, (ITST)*, pages 409–414, Oct 2009.
- [IEE17] *LTE ;Service requirements for V2X services (3GPP TS 22.185 version 14.3.0 Release 14)*, volume ETSI TS 122 185 V14.3.0 (2017-03). 2017.
- [Inc] Q. Inc. Qhx220 narrowband noise canceller ic.
- [JCK⁺11] Mayank Jain, Jung Il Choi, Tae Min Kim, Dinesh Bharadia, Siddharth Seth, Kannan Srinivasan, Philip Levis, Sachin Katti, and Prasun Sinha. Practical, real-time, full duplex wireless, 2011.
- [JLK⁺08] H. Ju, S. Lee, K. Kwak, E. Oh, and D. Hong. A new duplex without loss of data rate and utilizing selection diversity. In *VTC Spring 2008 - IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1519–1523, May 2008.

- [JOH09] H. Ju, E. Oh, and D. Hong. Catching resource-devouring worms in next-generation wireless relay systems : Two-way relay and full-duplex relay. *IEEE Communications Magazine*, 47(9) :58–65, September 2009.
- [Kha] A. Khandani. Two-way wireless. <http://www.cst.uwaterloo.ca/twoWayWireless.php>.
- [KLH15] Dongkyu Kim, Haesoon Lee, and Daesik Hong. A survey of in-band full-duplex transmission : From the perspective of phy and mac layers. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 17 :1–1, 02 2015.
- [KMP14] K. E. Kolodziej, J. G. McMichael, and B. T. Perry. Adaptive rf canceller for transmit-receive isolation improvement. In *2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 172–174, Jan 2014.
- [KR12] M. A. Khojastepour and S. Rangarajan. Wideband digital cancellation for full-duplex communications. In *2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, pages 1300–1304, Nov 2012.
- [KVR⁺13] D. Korpi, S. Venkatasubramanian, T. Riihonen, L. Anttila, S. Otewa, C. Icheln, K. Haneda, S. Tretjakov, M. Valkama, and R. Wichman. Advanced self-interference cancellation and multiantenna techniques for full-duplex radios. In *2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 3–8, Nov 2013.
- [LCS98] Y. Li, L. J. Cimini, and N. R. Sollenberger. Robust channel estimation for ofdm systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 46(7) :902–915, July 1998.
- [LETM14] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta. Massive mimo for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 52(2) :186–195, February 2014.
- [LM11] S. Li and R. D. Murch. Full-duplex wireless communication using transmitter output based echo cancellation. In *2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011*, pages 1–5, Dec 2011.
- [LM14] S. Li and R. D. Murch. An investigation into baseband techniques for single-channel full-duplex wireless communication systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(9) :4794–4806, Sep. 2014.
- [LQP⁺14] Y. Liu, X. Quan, W. Pan, S. Shao, and Y. Tang. Nonlinear distortion suppression for active analog self-interference cancellers in full duplex

- wireless communication. In *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 948–953, Dec 2014.
- [LTW04] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell. Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50(12) :3062–3080, Dec 2004.
- [MB08] Hassnaa Moustafa and Gilles Bourdon. Vehicular networks deployment view : Applications, deployment architectures and security means. *Ubiquitous Computing and Communication Journal, special issue on Ubiquitous Roads*, 03 2008.
- [MBB⁺17] M. Milla, H. Boeglen, L. Bernard, D. Schmoltz, and R. Vauzelle. Experimental comparison of 4 ofdm channel estimation methods for v2v communications. In *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1–7, Oct 2017.
- [Med14] The National Academies Sciences Engineering Medecine. Vehicle-infrastructure integration (vii) and safety : Rubber and radio meets the road in california. 2014. <https://trid.trb.org/view/762210>, vue le 15/01/2019.
- [MET14] METIS. Mobile and wireless communications enablers for the 2020 information society. 2014. <https://metis2020.com/about-metis/partners/index.html>, vue le 15/01/2019.
- [MK17] Markus Mueck and Ingolf Karls. *Networking Vehicles to Everything : Evolving Automotive Solutions*. 12 2017.
- [MLN14] A. Masmoudi and T. Le-Ngoc. A maximum-likelihood channel estimator in mimo full-duplex systems. In *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, pages 1–5, Sep. 2014.
- [MLN16] A. Masmoudi and T. Le-Ngoc. A maximum-likelihood channel estimator for self-interference cancelation in full-duplex systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(7) :5122–5132, July 2016.
- [MLZ⁺09] J. Ma, G. Y. Li, J. Zhang, T. Kuze, and H. Iura. A new coupling channel estimator for cross-talk cancellation at wireless relay stations. In *GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–6, Nov 2009.

- [MM96] V. Mignone and A. Morello. Cd3-ofdm : a novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers. *IEEE Transactions on Communications*, 44(9) :1144–1151, Sep. 1996.
- [MM99] J. Mitola and G. Q. Maguire. Cognitive radio : making software radios more personal. *IEEE Personal Communications*, 6(4) :13–18, Aug 1999.
- [Nad14] Ahmed Malek Nada. *L'intelligence ambiante et les systèmes de transport intelligents*. PhD thesis, Tunisie, 1 2014.
- [ot05] United States Department of transportation. Integrated vehicle-based safety systems (ivbss), 2005. https://www.its.dot.gov/research_archives/ivbss/index.html, vue le 15/01/2019.
- [ot10] United States Department of transportation. Cooperative intersection collision avoidance systems (cicas). 2010. https://www.its.dot.gov/research_archives/cicas/, vue le 15/01/2019.
- [PRF07] D. Petrovic, W. Rave, and G. Fettweis. Effects of phase noise on ofdm systems with and without pll : Characterization and compensation. *IEEE Transactions on Communications*, 55(8) :1607–1616, Aug 2007.
- [PS15] Sangita Pal and Srinivas Sethi. Selection of reliable channel by craodvrc routing protocol in cognitive radio ad hoc network. In Suresh Chandra Satapathy, A. Govardhan, K. Srujan Raju, and J. K. Mandal, editors, *Emerging ICT for Bridging the Future - Proceedings of the 49th Annual Convention of the Computer Society of India CSI Volume 2*, pages 251–259, Cham, 2015. Springer International Publishing.
- [QLM09] Yi Qian, Kejie Lu, and Nader Moayeri. A secure vanet mac protocol for dsrc applications. pages 1 – 5, 01 2009.
- [RGK⁺10] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key, A. Proutiere, N. Singh, V. Balan, and G. Dejean. Rethinking indoor wireless mesh design : Low power, low frequency, full-duplex. In *2010 Fifth IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks*, pages 1–6, June 2010.
- [RR96] J. Rinne and M. Renfors. Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 42(4) :959–962, Nov 1996.
- [RSM⁺13] T.S. Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Y Azar, Kangping Wang, G.N. Wong, J.K. Schulz, Mathew Samimi, and F Gutierrez.

- Millimeter wave mobile communications for 5g cellular : It will work!
IEEE Access, 1 :335–349, 01 2013.
- [RSP⁺14] W. Roh, J. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, K. Cheun, and F. Aryanfar. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5g cellular communications : theoretical feasibility and prototype results. *IEEE Communications Magazine*, 52(2) :106–113, 2014.
- [RWW11] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex mimo relays. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(12) :5983–5993, Dec 2011.
- [SEG10] Gerard SEGARRA. Mov’eo imagine mobility. 2010. <https://pole-moveo.org/projets/score-f/>, vue le 15/01/2019.
- [SM95] W. T. Slingsby and J. P. McGeehan. Antenna isolation measurements for on-frequency radio repeaters. In *1995 Ninth International Conference on Antennas and Propagation, ICAP '95 (Conf. Publ. No. 407)*, volume 1, pages 239–243 vol.1, April 1995.
- [SPDS13] A. Sahai, G. Patel, C. Dick, and A. Sabharwal. On the impact of phase noise on active cancelation in wireless full-duplex. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(9) :4494–4510, Nov 2013.
- [SPS11] Achaleshwar Sahai, Gaurav Patel, and Ashutosh Sabharwal. Pushing the limits of full-duplex : Design and real-time implementation. 07 2011.
- [SVA⁺14] V. Syrjala, M. Valkama, L. Anttila, T. Riihonen, and D. Korpi. Analysis of oscillator phase-noise effects on self-interference cancellation in full-duplex ofdm radio transceivers. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(6) :2977–2990, June 2014.
- [SYK13] T. Sukuvaara, R. Ylitalo, and M. Katz. Ieee 802.11p based vehicular networking operational pilot field measurement. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 31(9) :409–417, Sep. 2013.
- [TK09] J. Tolke and M. Krafczyk. Second order interpolation of the flow field in the lattice boltzmann method. *Computers and Mathematics with Applications*, 58(5) :898 – 902, 2009. Mesoscopic Methods in Engineering and Science.
- [TLPM13] Dimitris Tsoikas, Eirini Liotou, Nikos Passas, and Lazaros Merakos. Enabling d2d communications in lte networks. 09 2013.

- [TVCV18] Huu Tran, Phan Van Ca, and Quoc-Tuan Vien. *An Overview of 5G Technologies*. 06 2018.
- [WJK⁺14] G. Wunder, P. Jung, M. Kasparick, T. Wild, F. Schaich, Y. Chen, S. T. Brink, I. Gaspar, N. Michailow, A. Festag, L. Mendes, N. Cassiau, D. Ktenas, M. Dryjanski, S. Pietrzyk, B. Eged, P. Vago, and F. Wiedmann. 5gnow : non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. *IEEE Communications Magazine*, 52(2) :97–105, February 2014.
- [WKC94] S. K. Wilson, R. E. Khayata, and J. M. Cioffi. 16 qam modulation with orthogonal frequency division multiplexing in a rayleigh-fading environment. In *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pages 1660–1664 vol.3, June 1994.
- [WL17] C. Wei and D. W. Lin. A decision-directed channel estimator for ofdm-based bursty vehicular communication. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(6) :4938–4953, June 2017.
- [WLBN06] S. Wu, P. Liu, and Y. Bar-Ness. Phase noise estimation and mitigation for ofdm systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12) :3616–3625, December 2006.
- [ZBD17] W. Zhang, X. Bao, and J. Dai. Low-complexity detection based on landweber method in the uplink of massive mimo systems. In *2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pages 873–877, Aug 2017.
- [ZCW⁺13] Z. Zhao, X. Cheng, M. Wen, B. Jiao, and C. Wang. Channel estimation schemes for ieee 802.11p standard. *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, 5(4) :38–49, winter 2013.
- [zed] The zedboard. <http://www.zedboard.org/>, vu le 22/01/2019.
- [ZLVH16] Z. Zhang, K. Long, A. V. Vasilakos, and L. Hanzo. Full-duplex wireless communications : Challenges, solutions, and future research directions. *Proceedings of the IEEE*, 104(7) :1369–1409, July 2016.
- [ZLW13] Z. Zhang, K. Long, and J. Wang. Self-organization paradigms and optimization approaches for cognitive radio technologies : a survey. *IEEE Wireless Communications*, 20(2) :36–42, April 2013.