Table des matières

Table des matières **1**

Table des figures **4**

Liste des abréviations **9**

Notations **11**

Introduction **15**

1 Généralités **19**
1.1 Introduction . . . 19
1.2 Le canal radiomobile . . . 20
1.2.1 Les effets du canal radiomobile . . . 20
1.2.2 Caractérisation du canal . . . 20
1.3 La modulation OFDM . . . 21
1.3.1 Principe de la modulation OFDM . . . 22
1.3.2 Préfixe cyclique . . . 23
1.3.3 Implantation numérique d'un modulateur et démodulateur OFDM . . . 24
1.3.4 Avantages et inconvénients . . . 25
1.4 Le retournement temporel . . . 25
1.4.1 Première expérience à base de retournement temporel . . . 26
1.4.2 L'apparition du retournement temporel dans le domaine acoustique . . . 26
1.4.3 Le retournement temporel dans le domaine des ondes électromagnétiques 28
1.4.4 Le retournement temporel dans les télécommunications . . . 29
1.5 Combinaison de retournement temporel et d'OFDM . . . 30
1.5.1 Schémas d'implantation de la combinaison du RT et de l'OFDM . . . 30
1.5.2 Questions soulevées lors de la réalisation pratique d'un système MISO RT-OFDM . . . 33
1.6 La plate-forme de prototypage WARP . . . 34
1.6.1 Présentation de la plate-forme WARP . . . 34
1.6.2 Modes de fonctionnement . . . 37
1.7 Conclusion . . . 38

2 Estimation de canal dans un système MISO RT-OFDM **39**
2.1 Introduction . . . 39
2.2 Types de canaux de propagation considérés . . . 40
2.3 L'estimation de canal dans les systèmes OFDM . . . 40
2.3.1 L'estimation de la réponse fréquentielle du canal . . . 41

2.3.1.1 Les techniques supervisées . . . 41
2.3.1.2 Les techniques aveugles . . . 41
2.3.1.3 Les techniques semi-aveugles . . . 42
2.3.2 Les structures de symboles pilotes pour les techniques supervisées . . . 42
2.3.2.1 Arrangement de type *Bloc* . . . 42
2.3.2.2 Arrangement de type *Comb* . . . 43
2.3.2.3 Arrangement de type *Treillis* . . . 43
2.3.2.4 Choix de l'arrangement des symboles pilotes pour le système MISO-RT-OFDM . . . 43
2.3.3 Les différents estimateurs pour les techniques supervisées . . . 44
2.3.3.1 L'estimateur LS . . . 44
2.3.3.2 L'estimateur MMSE . . . 44
2.4 Spécifications et choix de l'estimateur de canal UL pour un système MISO RT-OFDM . . . 45
2.4.1 Spécifications en terme de performances/précision . . . 45
2.4.2 Spécifications en termes de latence . . . 46
2.4.3 Choix de l'estimateur de canal UL . . . 48
2.5 Choix de la séquence des symboles pilotes . . . 49
2.6 Amélioration du SNR d'estimation par moyennage . . . 51
2.7 Mise en œuvre matérielle de l'estimation de canal UL . . . 54
2.7.1 Émission des symboles OFDM pilotes par l'utilisateur . . . 54
2.7.2 Estimation du canal au niveau du point d'accès . . . 56
2.7.3 Durée totale de l'estimation des canaux UL . . . 58
2.8 Mise en œuvre matérielle de l'estimation et égalisation de canal DL . . . 59
2.8.1 Émission des symboles pilotes par le point d'accès . . . 60
2.8.2 Estimation / égalisation du canal équivalent par l'utilisateur . . . 61
2.9 Conclusion . . . 62

3 Synchronisations dans un système MISO RT-OFDM 65
3.1 Introduction . . . 65
3.2 Synchronisations d'un système OFDM SISO . . . 66
3.2.1 Synchronisation temporelle . . . 66
3.2.1.1 Impact du décalage temporel sur le signal reçu . . . 66
3.2.1.2 Les différentes techniques de synchronisation temporelle . . . 69
3.2.2 Synchronisation de la fréquence porteuse . . . 70
3.2.2.1 Impact du décalage de la fréquence porteuse sur le signal reçu 70
3.2.2.2 Les solutions de synchronisation de la fréquence porteuse . . 71
3.2.3 Synchronisation de la fréquence d'échantillonnage . . . 72
3.2.3.1 Impact du décalage de la fréquence d'échantillonnage sur le signal reçu . . . 73
3.2.3.2 Les solutions de synchronisation de la fréquence d'échantillonnage . . . 73
3.3 Synchronisations d'un système MISO-RT-OFDM . . . 74
3.3.1 Synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage . . . 74
3.3.2 Synchronisation temporelle de la phase d'estimation des canaux UL . . 75
3.3.3 Synchronisation temporelle de la phase de transmission des données DL 78
3.4 Mise en œuvre de la synchronisation du prototype MISO-RT-OFDM . . . 81
3.4.1 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation 81
3.4.1.1 Positionnement de la fenêtre FFT . . . 81

3.4.1.2 Détection du début de trame . . . 82
3.4.2 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase de transmission . . . 83
3.4.3 Choix de la séquence de synchronisation . . . 84
3.4.4 Mesures expérimentales de la synchronisation temporelle du prototype MISO RT-OFDM . . . 86
3.4.4.1 Résultats de mesures de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation . . . 86
3.4.4.2 Résultats de mesures de la synchronisation temporelle de la phase de transmission . . . 88
3.5 Conclusion . . . 89

4 La réciprocité du canal de propagation 91
4.1 Introduction . . . 91
4.2 Modèle d'une transmission MISO RT avec prise en compte des étages RF . . . 92
4.2.1 Canal de propagation vu de la bande de base . . . 92
4.2.2 Expression analytique du signal reçu . . . 93
4.3 Impact des étages RF de la plate-forme WARP sur les performances d'une transmission RT-OFDM MISO . . . 94
4.3.1 Mesures des fonctions de transfert des étages RF des cartes WARP . . . 95
4.3.2 Impact sur les performances . . . 97
4.4 Les causes de non réciprocité des étages RF . . . 98
4.4.1 Le décalage de phase de la fréquence porteuse . . . 99
4.4.1.1 Origine du décalage de phase de la fréquence porteuse . . . 99
4.4.1.2 Expression analytique du signal reçu . . . 100
4.4.1.3 Impact sur les performances . . . 101
4.4.2 Le décalage de phase de l'horloge d'échantillonnage . . . 103
4.4.2.1 Origine du décalage de phase de la fréquence d'échantillonnage 103
4.4.2.2 Expression analytique du signal reçu . . . 103
4.4.2.3 Impact sur les performances . . . 106
4.5 Les solutions de calibration des étages RF rencontrées dans la littérature . . . 107
4.5.1 Estimation explicite VS Estimation implicite du canal . . . 108
4.5.1.1 Estimation explicite du canal . . . 108
4.5.1.2 Estimation implicite du canal . . . 108
4.5.2 La calibration absolue . . . 109
4.5.3 La calibration relative . . . 111
4.5.4 La calibration interne du point d'accès (ARGOS) . . . 112
4.6 Solution proposée pour le prototype MISO RT-OFDM . . . 115
4.6.1 Les sources de non-réciprocité des cartes WARP . . . 115
4.6.2 La calibration de phase du point d'accès . . . 116
4.6.2.1 Description de la calibration de phase . . . 117
4.6.2.2 Validité des coefficients de calibration dans le temps . . . 119
4.6.2.3 Mise en œuvre de la calibration de phase . . . 120
4.7 Conclusion . . . 122

5 Description des prototypes RT-OFDM et résultats de mesures 123
5.1 Introduction . . . 123
5.2 Description des prototypes RT-OFDM . . . 123
5.2.1 Le contrôle automatique de gain . . . 124

5.2.1.1 Contrôle automatique de gain de la phase d'estimation 124
5.2.1.2 Contrôle automatique de gain de la phase de transmission . . 124
5.2.1.3 Algorithme de contrôle automatique de gain 125
5.2.2 Le prototype MISO RT-OFDM temps différé 128
5.2.2.1 Phase de configuration de la plateforme 129
5.2.2.2 Phase d'estimation des canaux UL 129
5.2.2.3 Phase de transmission des données 130
5.2.3 Le prototype SISO RT-OFDM temps réel 134
5.2.3.1 Le traitement en bande de base 134
5.2.3.2 Les ressources consommées 136
5.3 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps différé 137
5.3.1 Efficacité de la calibration de la réciprocité du canal 138
5.3.1.1 Conditions et paramètres des mesures 138
5.3.1.2 Résultats des mesures 141
5.3.2 Impact du SNR d'estimation des canaux UL 142
5.3.2.1 Conditions et paramètres des mesures 143
5.3.2.2 Résultats des mesures 143
5.3.3 Impact de la synchronisation temporelle UL 146
5.3.3.1 Conditions et paramètres des mesures 147
5.3.3.2 Résultats des mesures 147
5.3.4 Impact du nombre d'antennes du point d'accès 148
5.3.5 Mesure de la compression temporelle 150
5.3.6 Visualisation de la tache focale sur la «Radio Wave Display» 153
5.4 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps réel 155
5.5 Conclusion 157

6 La modulation spatiale à la réception 159
6.1 Introduction 159
6.2 Les modulations spatiales 159
6.2.1 La modulation spatiale à l'émission 160
6.2.2 La modulation spatiale à la réception 161
6.3 Description du prototype RASK 161
6.3.1 Phase d'estimation des canaux 162
6.3.2 Phase de transmission des données 162
6.3.2.1 Le modulateur RASK-OFDM 162
6.3.2.2 Le démodulateur RASK 163
6.4 Mesures expérimentales 165
6.4.1 Mesures sur table 165
6.4.2 Mesures en environnement réaliste 167
6.5 Conclusion 169

Conclusion et Perspectives 171

Publications et valorisations 175

Bibliographie 176

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Table des figures

1.1 Spectres de cinq sous-porteuses orthogonales 22
1.2 Schéma de principe d'un modulateur OFDM 23
1.3 Comparaison entre une modulation monoporteuse et multiporteuses 23
1.4 Schéma d'un modulateur OFDM à base d'IFFT 24
1.5 Schéma d'un démodulateur OFDM à base de FFT 25
1.6 Expérience théorique du RT dans une cavité 27
1.7 Expérience de RT à partir d'un miroir à RT dans un milieu homogène et hétérogène 27
1.8 Architecture temporelle d'un modulateur MISO RT-OFDM 30
1.9 Architecture fréquentielle d'un modulateur MISO RT-OFDM 32
1.10 Carte mère WARP FPGA v2.2 35
1.11 Carte WARP Radio v1.4 35
1.12 Carte d'horloge WARP Clock v1.1 36
1.13 Mode de fonctionnement en temps différé de la plate-forme WARP 37

2.1 Les trois types d'arrangement de symboles pilotes 42
2.2 TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système MISO RT-OFDM avec et sans estimation parfaite du canal pour $N_t = 4$ 46
2.3 TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système MISO RT-OFDM MISO avec et sans estimation parfaite du canal pour $N_t = 2$, 4 et 8 antennes 47
2.4 Les 3 phases nécessaires à la mise en œuvre du RT 47
2.5 Estimation parallèle des canaux UL $\widehat{\mathbf{H}}_{U \to P_i}$ 48
2.6 Séquence GCL de longueur 256 dans le domaine fréquentiel et temporel . . . 50
2.7 Séquence de Golay de longueur 256 dans le domaine fréquentiel et temporel . 51
2.8 Séquence utilisée pour le démonstrateur RT-OFDM : la sous-porteuse DC (indice 129) est éteinte 51
2.9 TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système RT-OFDM MISO 4×1 pour différentes valeurs de n_p et du SNR de transmission UL 53
2.10 TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système RT-OFDM MISO 4×1 pour différentes valeurs de n_p avec un SNR de transmission UL de 10 dB 53
2.11 Mesure de la réponse fréquentielle estimée pour $n_p = 1$ et $n_p = 16$ lors d'une transmission avec un SNR de 6 dB 54
2.12 Parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote 55
2.13 Parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote après recadrage 55
2.14 Schéma bloc de l'émission de la trame de symbole pilote 56
2.15 Architecture de l'estimation de canal UL pour une antenne du point d'accès . 57
2.16 Chevauchement des phases d'estimation et de RT 57
2.17 Découpe temporelle de la phase d'estimation des canaux UL 58

2.18 Trame de données DL émise par une antenne du point d'accès : le symbole OFDM pilote précodé $\mathbf{x}_p^{\mathrm{RT}}$ est inséré en début de trame 60
2.19 Architecture de la génération d'une trame de données DL incluant l'insertion et le précodage des symboles pilotes pour une antenne du point d'accès 60
2.20 Architecture de la bande de base DL de l'utilisateur incluant les blocs d'estimation et d'égalisation du canal équivalent 61
2.21 Architecture de l'estimation et de l'égalisation du canal équivalent par l'utilisateur 62

3.1 Les quatre cas de synchronisation temporelle : seul les cas n° 1 et n° 2 permettent une synchronisation correcte 67
3.2 Constellations des symboles reçus $Y(k,l)$ pour les cas n° 1 et n° 2 ($N_{\mathrm{FFT}} = 256$) 68
3.3 Impact du CFO sur l'orthogonalité des sous-porteuses (δ_{f_c} =0,4) 71
3.4 Illustration de l'effet du SFO sur l'échantillonnage du signal reçu ($\delta_{T_s} > 0$) . . 73
3.5 Impact du SFO sur l'orthogonalité des sous-porteuses 74
3.6 Enregistrement simultané des canaux UL en présence d'un décalage temporel sur les symboles pilotes reçus 76
3.7 Transmission simultanée des symboles de données précodés 77
3.8 Marge de synchronisation temporelle lors de la phase d'estimation 78
3.9 Amplitudes des réponses impulsionnelles discrètes $h_1(\tau)$, $h_2(\tau)$ et $h_{\mathrm{eq}}(\tau)$ . . . 79
3.10 Les différents cas de synchronisation DL en RT 80
3.11 Positionnement de la fenêtre FFT indépendamment pour chaque antenne du point d'accès 81
3.12 Architecture de la détection de trame par la méthode d'intercorrélation 83
3.13 Fonction d'autocorrélation circulaire d'une m-séquence de longueur 255 86
3.14 Module de la fonction d'intercorrélation de la détection du début de trame de la phase d'estimation 87
3.15 Constellations d'un symbole OFDM pilote reçu par deux antennes du point d'accès lors de la phase d'estimation dans une configuration NLOS 88
3.16 Module de la fonction d'intercorrélation de la détection du début de trame de la phase de transmission 89
3.17 Constellations des symboles de données reçus par l'utilisateur avant et après la correction de la marge de synchronisation 90

4.1 Représentation du modèle du canal BB 92
4.2 Description des mesures des fonctions de transfert des étages RF 95
4.3 Fonctions de transfert des étages RF mesurées pour une transmission DL . . . 96
4.4 Fonctions de transfert des étages RF mesurées pour une transmission UL . . . 96
4.5 Comparaison des fonctions de transfert $E_U R_{P_2}$ et $E_{P_2} R_U$ 97
4.6 TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système MISO RT-OFDM 4×1 avec et sans la réciprocité des étages RF 98
4.7 Distribution de l'horloge RF de la carte WARP : même fréquence porteuse f_c mais décalages de phases de porteuses $\phi_c^{P_i}$ par rapport à une porteuse de référence différents 99
4.8 Transmission SISO RT-OFDM entre les ports 1 et 2 de la carte WARP v3 : présence de CPO 100
4.9 Transmission MISO RT-OFDM 4×1 en présence de CPO 101
4.10 TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système MISO RT-OFDM 4×1 en présence de CPO 102
4.11 Arbre d'horloge d'échantillonnage de la carte WARP 103

4.12 Décalage temporel, dû à la présence de SPO, entre l'horloge du CNA de l'utilisateur et celle du CAN du point d'accès . . . 104
4.13 Transmission SISO RT-OFDM entre les ports 1 et 3 de la carte WARP : présence de CPO et de SPO . . . 105
4.14 TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système RT-OFDM MISO 4×1 en présence de SPO . . . 107
4.15 Exemple de mise en œuvre de la calibration absolue . . . 109
4.16 Disposition des symboles pilotes : les flèches pour les symboles émis par E_{P_1}, les droites pour les symboles émis par E_{P_2}, et les points pour les sous-porteuses éteintes . . . 109
4.17 Phase des fonctions de transfert des étages RF avec compensation du CPO et du SPO . . . 116
4.18 Comparaison des performances entre un système MISO RT-OFDM 4×1 avec des étages RF réciproques et un système avec compensation du CPO et du SPO uniquement . . . 117
4.19 Ecart des CPO et SPO par rapport à leurs moyennes en fonction du temps . 120
4.20 Etapes à réaliser pour l'estimation du coefficient de calibration C_{P_2} . . . 121

5.1 Contrôle automatique de gain de la phase d'estimation . . . 124
5.2 Contrôle automatique de gain de la phase de transmission . . . 125
5.3 Schéma simplifié des étages de réception de la carte radio de la plateforme WARP v3 . . . 125
5.4 Tension de sortie du RSSI en fonction de la puissance reçue pour les trois réglages possibles du LNA . . . 126
5.5 Algorithme de CAG . . . 127
5.6 Représentation schématique du prototype MISO RT-OFDM en temps différé . 128
5.7 Etapes de la phase d'estimation du prototype en temps différé . . . 129
5.8 Structure de la trame UL transmise pour le prototype en temps différé . . . 130
5.9 Etapes de la phase de transmission des données du prototype en temps différé 131
5.10 Structure de la trame DL transmise par une antenne du prototype en temps différé . . . 132
5.11 Constellations BPSK reçues . . . 133
5.12 Constellations QPSK reçues . . . 133
5.13 Constellations 16 QAM reçues . . . 133
5.14 Représentation schématique du prototype SISO RT-OFDM en temps réel . . 134
5.15 Représentation du contrôle du prototype temps réel . . . 135
5.16 Structure de la trame UL transmise pour le prototype temps réel . . . 135
5.17 Structure de la trame DL transmise par une antenne du prototype temps réel 136
5.18 Configuration des mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal . . . 139
5.19 Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal en chambre réverbérante . . . 140
5.20 Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal : TEB en fonction de la puissance d'émission . . . 141
5.21 Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission . . . 142
5.22 Configuration des mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL . 143
5.23 Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL en chambre réverbérante 144

Rapport-Gratuit.com

5.24 Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL : TEB en fonction de la puissance d'émission . . . 145
5.25 Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission . . . 145
5.26 Réponses impulsionnelles des canaux UL estimés avec et sans la prise en compte des décalages temporels . . . 147
5.27 Mesures de l'impact de la synchronisation temporelle UL : TEB en fonction de la puissance d'émission . . . 148
5.28 Mesures de l'impact de la synchronisation temporelle UL : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission . . . 149
5.29 Mesures de l'impact du nombre d'antennes N_t : TEB en fonction de la puissance d'émission . . . 149
5.30 Mesures de l'impact du nombre d'antennes N_t : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission . . . 150
5.31 Exemple de réponses impulsionnelles d'un canal UL et du canal équivalent mesurés pour une position du brasseur . . . 151
5.32 Facteur de compression temporelle en fonction de la position du brasseur . . . 152
5.33 Configuration des mesures de la tache focale sur la RWD . . . 154
5.34 Photos de la RWD obtenues sans et avec l'utilisation du RT . . . 154
5.35 Photo du prototype temps réel . . . 155
5.36 Constellations reçues lorsque l'espion est éloigné de la cible . . . 156
5.37 Constellations reçues lorsque l'espion se trouve à proximité de la cible . . . 157

6.1 Principe de la modulation spatiale à l'émission . . . 160
6.2 Principe de la modulation RASK . . . 161
6.3 Schéma du modulateur RASK-OFDM . . . 162
6.4 Schéma du démodulateur RASK utilisant le critère de maximisation de la puissance reçue . . . 163
6.5 Echantillons du RSSI pour les 10 premiers symboles OFDM reçus . . . 164
6.6 Moyenne du RSSI pour les 10 premiers symboles OFDM reçus . . . 165
6.7 Photo du prototype RASK-OFDM dans une configuration MIMO 4x2 . . . 166
6.8 Puissance moyenne des symboles OFDM reçus en LOS 2x2 lorsque U_1 est la cible (a), et lorsque U_2 est la cible (b) . . . 166
6.9 Puissance moyenne des symboles OFDM reçus en LOS 4x2 lorsque U_1 est la cible (a), et lorsque U_2 est la cible (b) . . . 167
6.10 Configuration des mesures indiquant la position du point d'accès et les 4 positions de l'utilisateur considérées . . . 168
6.11 Configurations d'antennes du point d'accès et de l'utilisateur pour les mesures indoor . . . 168
6.12 Puissance moyenne des symboles OFDM reçus par chaque antenne de l'utilisateur lorsque U_1 est la cible (a), lorsque U_2 est la cible (b), lorsque U_3 est la cible (c) et lorsque U_4 est la cible (d) . . . 169

Liste des abréviations

ADSL : Asymetric Digital Subscriber Line (liaision numérique à débit asymétrique)
ANR : Agence Nationale de la Recherche
BB : Bande de Base
BPSK : Binary Phase Shift Keying (modulation de phase à deux états)
CAG : Contrôle Automatique de Gain
CAN : Convertisseur Analogique Numérique
CAZAC : Constant Amplitude Zero Auto-Correlation
CFO : Carrier Frequency Offset (décalage de fréquence porteuse)
CNA : Convertisseur Numérique Analogique
CORDIC : COordinate Rotation Digital Computer (calcul numérique par rotation de coordonnées)
CPO : Carrier Phase Offset (décalage de phase de la porteuse)
CSIT : Channel State Information at the Transmitter (connaissance du canal au niveau de l'émetteur)
DC : Direct Current (courant continu)
DL : DownLink (voie descendante)
FDD : Frequency Division Duplex (duplex par séparation fréquentielle)
FFT : Fast Fourier Transform (transformée de Fourier rapide)
FIR : Finite Impulse Response (réponse impulsionnelle finie)
FPGA : Field-Programmable Gate Array (réseau de portes programmables)
GCL : Generalized Chirp Like
GPSDO : Global Positioning System Disciplined Oscillator (oscillateur contrôlé par GPS)
I : In-phase component (composante en phase)
ICI : Inter-Carrier Interference (interférence inter-porteuses)
IETR : Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform (transformée de Fourier rapide inverse)
INSA : Institut National des Sciences Appliquées
IoT : Internet of Things (internet des objets)
ISI : Inter-Symbol Interference (interférence inter-symboles)
LED : Light-Emitting Diode (diode électroluminescente)
LFSR : Linear Feedback Shift Register (registre à décalage à rétroaction linéaire)
LNA : Low Noise Amplifier (amplificateur faible bruit)
LOS : Line Of Sight (visibilité directe)
LS : Least Square (moindre carrés)
MIMO : Multiple-Input Multiple-Output (entrées multiples, sorties multiples)
MISO : Multiple-Input Single-Output (entrées multiples, sortie unique)
MMCX : Micro-Miniature CoaXial
MMSE : Minimum Mean Square Error (minimum de l'erreur quadratique moyenne)
NLOS : Non-Line Of Sight (sans visibilité directe)

OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OL : Oscillateur Local
PAPR : Peak to Average Power Ratio (rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne)
PC : Préfixe Cyclique
PLL : Phase Lock Loop (boucle à verrouillage de phase)
Q : Quadrature component (composante en quadrature)
QAM : Quadrature Amplitude Modulation (modulation en amplitude et en phase)
QPSK : Quadrature Phase Shift Keying (modulation de phase à 4 états)
RASK : Receive Antenna Shift Keying (modulation spatiale à la réception)
RF : Radio-Fréquence
RI : Réponse Impulsionnelle
RMS : Root Mean Square (moyenne quadratique)
RSSI : Received Signal Strenght Indicator (détecteur de puissance du signal reçu)
RT : Retournement Temporel
RWD : Radio Wave Display
SBPA : Séquence Binaire pseudo-aléatoire
SFO : Sampling Frequency Offset (décalage de fréquence d'échantillonnage)
SISO : Single-Input Single-Output (entrée unique, sortie unique)
SNR : Signal-to-Noise Ratio (rapport signal à bruit)
SPO : Sampling Phase Offset (décalage de phase d'échantillonnage)
SVD : Singular Value Decomposition (décomposition en valeurs singulières)
TCXO : Temperature Compensated crystal Oscillator (oscillateur contrôlé en température)
TDD : Time-Division Duplex (duplex par séparation temporelle)
TEB : Taux d'Erreur Binaire
TRDMA : Time Reversal Division Multiple Access (accès multiple par retournement temporel)
UIT : Union Internationale des Télécommunications
UL : UpLink (voie montante)
UWB : Ultra WideBande (ultra large bande)
WARP : Wireless open-Access Research Platform
WiMax : Worldwide interoperability for Microwave Access
XO : X-tal Oscillator (oscillateur à quartz)

Notations

Nomenclature

— x : scalaire
— $x(t)$: signal temporel à temps continu
— $X(f)$: transformée de Fourier du signal x(t)
— $x(n)$: signal discret
— $\mathbf{x}$: vecteur
— $\underline{\mathbf{x}}$: matrice

Opérateurs et fonctions

— $(.)^*$: opérateur conjugué
— $\otimes$: opérateur de convolution
— $(.)^H$: opérateur transconjugué
— $\mathbb{E}(.)$: espérance mathématique
— $\mathfrak{Re}(.)$: partie réelle
— $\mathfrak{Im}(.)$: partie imaginaire
— $\delta(t)$: fonction Dirac
— τ_{rms} : dispersion des retards (RMS Delay Spread)
— $\Pi_T(t)$: fonction porte de durée T
— C_x : fonction d'autocorrélation linéaire
— C_{xx} : fonction d'autocorrélation circulaire
— C_{xy} : fonction d'intercorrélation
— sgn : fonction signe

Variables

— $h_{P_i \to U}(t)$: réponse impulsionnelle du canal entre la $i^{\text{ème}}$ antenne du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur
— $h_{U \to P_i}(t)$: réponse impulsionnelle du canal entre l'antenne de l'utilisateur et la $i^{\text{ème}}$ antenne du point d'accès
— $h_{\text{eq}(t)}$: réponse impulsionnelle du canal équivalent
— $H_{P_i \to U}(k)$: coefficient pour la sous-porteuse d'indice k de la fonction de transfert du canal entre l'antenne d'indice i du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur
— $H_{U \to P_i}(k)$: coefficient pour la sous-porteuse d'indice k de la fonction de transfert du canal entre l'antenne de l'utilisateur et l'antenne d'indice i du point d'accès
— $\widetilde{H}_{P_i \to U}$: coefficient du canal vu de la bande de base entre l'antenne d'indice i du point d'accès et l'utilisateur

— $\widetilde{H}_{U \to P_i}$: coefficient du canal vu de la bande de base entre l'utilisateur et l'antenne d'indice i du point d'accès
— $x(n,l)$: $n^{\text{ième}}$ échantillon temporel du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM transmis
— $X(k,l)$: symbole transmis sur la sous-porteuse d'indice k du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM
— $X_{P_i}^{\text{RT}}(k,l)$: symbole transmis sur la sous-porteuse d'indice k du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM par l'antenne du point d'accès d'indice i après précodage RT
— $x_p(t)$: symbole OFDM pilote
— $X_p(k)$: symbole pilote transmis sur la sous-porteuse d'indice k
— $\mathbf{x}_s$: séquence de synchronisation transmise
— $y(n,l)$: $n^{\text{ième}}$ échantillon temporel du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM reçu
— $Y(k,l)$: symbole reçu sur la sous-porteuse d'indice k du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM
— $Y_p(k)$: symbole pilote reçu sur la sous-porteuse d'indice k
— b(t) : bruit blanc additif gaussien
— N_t : nombre d'antennes du point d'accès
— N_r : nombre d'antennes de l'utilisateur
— k : indice des sous-porteuses
— L : nombre de trajet de la RI
— L_h : longueur de la RI échantillonnée
— L_{PC} : taille du préfixe cyclique
— L_p : taille de la séquence des symboles pilotes
— L_s : taille de la séquence de synchronisation
— T_c : temps de cohérence du canal
— T_{symb} : durée d'un symbole
— T_{OFDM} : durée d'un symbole OFDM
— T_{UL} : durée de la phase d'estimation des canaux
— T_{RT} : durée de la phase de précodage du RT
— T_{DL} : durée de la phase de transmission des données
— T_{trame} : durée totale d'une trame
— T_s : période d'échantillonnage
— T_s^e : période d'échantillonnage de l'émetteur
— T_s^r : période d'échantillonnage du récepteur
— T_{RASK} : durée d'un symbole RASK
— λ : longueur d'onde
— B_s : Bande de fréquence du signal
— B_c : bande de cohérence du canal
— N_{symb} : nombre de symboles OFDM par trame DL
— f_s : fréquence d'échantillonnage
— f_k : fréquence de la sous-porteuse d'indice k
— Δ_f : espace inter-porteuse
— N_{FFT} : taille de la FFT/IFFT (nombre de sous-porteuses)
— N_u : nombre de sous-porteuses utiles d'un symbole OFDM
— σ_b^2 : variance du bruit blanc additif gaussien
— n_p : nombre de symbole OFDM pilote par trame UL
— δ_{f_c} : CFO normalisé
— δ_{T_s} : SFO normalisé
— $f_{d,\max}$: fréquence Doppler maximale
— Δ_{t_p} : intervalle temporel entre 2 symboles pilotes
— Δ_{f_p} : intervalle fréquentiel entre 2 symboles pilotes
— $\epsilon(k)$: erreur d'estimation du canal pour la sous-porteuse d'indice k

— γ_{est} : SNR d'estimation moyen
— SNR_{UL} : SNR de la transmission UL
— f_c^e : fréquence porteuse de l'émetteur
— f_c^r : fréquence porteuse du récepteur
— $C_{P_i}(k)$: coefficient de calibration de la sous-porteuse d'indice k et de l'antenne du point d'accès d'indice i
— $C_U(k)$: coefficient de calibration de la sous-porteuse d'indice k de l'utilisateur

Introduction

Les systèmes de communications sans-fil ont connu un essor spectaculaire au cours de ces deux dernières décennies, notamment dans le domaine de la téléphonie mobile. Au fur et à mesure des années, les applications sont devenues de plus en plus gourmandes en terme de volume de données, ce qui a obligé les systèmes de communications à une augmentation du débit et de la fiabilité de la transmission. En effet, la première génération des réseaux cellulaires utilisant la technologie numérique (2G) permettait la transmission d'un signal vocal ainsi que de messages texte (SMS) ou image (MMS). Elle supportait des débits allant de 10 à 350 kbits/s suivant les standards utilisés (GSM, GPRS et EDGE).
Au cours des années 2000, l'intérêt du grand public pour les smartphones a créé de nouveaux besoins tels que la connexion au réseau Internet en tout lieu et à tout moment ainsi que le visionnage et le téléchargement de vidéos par exemple. La 3G, qui a été déployée en France en 2004, a donc été impulsée pour répondre à ces besoins qui nécessitent des débits plus importants que ceux offerts par la 2G (une application vidéo nécessite un débit minimum d'environ 400 kbits/s par exemple). Les débits disponibles avec la 3G permettent en effet d'atteindre jusqu'à 42 Mbits/s pour sa dernière évolution (DC-HSPA+).
A partir de 2012, la dernière génération de réseaux cellulaires (4G) est apparue pour satisfaire la forte croissance du trafic sur les réseaux mobiles, qui est notamment due à l'apparition de nouveaux services tels la vidéo haute définition, la vidéo à la demande et les jeux en réseaux. Les débits théoriques alors supportés par la 4G peuvent aller jusqu'à 300 Mbits/s pour le standard LTE et jusqu'à 1 Gbits/s pour le LTE-A.
Le trafic de données mobile qui a été multiplié par 18 entre 2012 et 2017, ne devrait cesser de croître au cours des prochaines années. Les projections sur cinq ans montrent en effet une multiplication par 7 du trafic actuel. De plus, 95 % de ce trafic devrait concerner les communications à l'intérieur des bâtiments (indoor), notamment à cause de l'explosion du nombre d'objets connectés (IoT, pour *Internet of Things*) qui sont aujourd'hui omniprésents dans notre quotidien (domotiques, compteurs intelligents, montres connectées, ...). Comme pour les générations précédentes, la future génération de réseaux cellulaires (5G) devra être capable de supporter cette augmentation de trafic en fournissant des débits de plusieurs Gbits/s. Toutefois, un nouvel enjeu est apparu avec la 5G : la consommation énergétique. En effet, malgré la croissance du trafic des données, la 5G vise une diminution de moitié de la consommation énergétique du réseau par rapport aux réseaux existants.
Parmi les différentes solutions étudiées pour répondre à ces contraintes, le retournement temporel (RT) se présente comme un sérieux candidat. Utilisé pour de nombreuses applications en acoustique et en électromagnétisme, le RT permet de focaliser une onde à un endroit et à un instant précis en mettant à profit les multi-trajets du canal de propagation. On parle alors de focalisation temporelle et de focalisation spatiale. Le RT est donc particulièrement adapté pour des communications dans des environnements de type indoor, où les multi-trajets sont omniprésents. La propriété de focalisation spatiale du RT lui permet de concentrer l'énergie du signal à l'endroit où se trouve le récepteur, et ainsi de réduire la consommation de l'émet-

teur tout en conservant la même qualité de service, améliorant ainsi l'efficacité énergétique. La focalisation temporelle, quant à elle, présente également des avantages pour les télécommunications, car elle permet, à partir d'un canal dispersif en temps de se rapprocher d'un canal à un seul trajet, et donc d'aboutir à un récepteur de très faible complexité.
Ces travaux de thèse s'inscrivent dans la continuité de la thèse de Thierry Dubois [1], dont les résultats ont montré que la combinaison du RT et de l'OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) possède des performances intéressantes, notamment en termes de compression temporelle et de focalisation spatiale. Cependant, les hypothèses prises dans cette étude, mais également dans la plupart des études théoriques sur le sujet (connaissance parfaite du canal à l'émission, coefficients de canal normalisés, canaux totalement indépendants, réciprocité du canal parfaite, synchronisation parfaite, ...) ne sont pas toujours compatibles avec la mise en œuvre pratique d'un système RT-OFDM, pouvant ainsi entraîner un écart entre les performances théoriques et les performances constatées en pratique. L'objectif de ces travaux de thèse est donc de proposer des solutions aux hypothèses non réalistes identifiées, afin de les mettre en œuvre dans la réalisation d'un prototype combinant RT et OFDM dans un contexte MISO (*Multiple-Input Single-Output*). La cible visée doit être adaptée aux communications indoor, c'est à dire posséder un nombre modéré d'antennes et une bande de signal ne dépassant pas 100 MHz.
Une partie de ces travaux de thèse a été menée dans le cadre du projet TRIMARAN [2] financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR), et dont le but était de développer une plateforme de démonstration combinant le RT et l'OFDM. Les travaux présentés dans la dernière partie de cette thèse ont, quant à eux, été réalisés dans le cadre du projet ANR Spatial-Modulation [3] qui s'intéresse aux modulations spatiales en tant que technologie potentielle pour l'IoT.

Organisation du manuscrit

Le premier chapitre introduit les différents concepts utilisés au cours de ces travaux de thèse. Les principaux effets et caractéristiques du canal radiomobile sont présentés en premier lieu. Par la suite, la modulation OFDM et la technique de RT sont décrites, avant de nous intéresser à la combinaison de celles-ci. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de la plate-forme de prototypage WARP (*Wireless open-Access Research Platform*) utilisée pour réaliser le prototype MISO RT-OFDM.
Les trois chapitres suivants sont dédiés à l'étude des contraintes de mise en œuvre pratique du RT qui sont l'estimation de canal au niveau de l'émetteur, les différents types de synchronisation du récepteur et la réciprocité du canal de propagation.
Dans le second chapitre, on s'intéresse à la mise en œuvre de l'estimation de canal au niveau de l'émetteur qui est un prérequis de la technique de RT. Dans un premier temps, les différentes familles d'estimation de canal employées dans les systèmes OFDM SISO (*Single-Input Single-Output*) sont présentées. Après une description des spécificités de l'estimation de canal dans un système MISO RT-OFDM, la méthode d'estimation retenue pour le prototype est ensuite présentée. Enfin, nous nous intéressons à la mise en œuvre matérielle de la solution retenue.
Le troisième chapitre traite de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM. Il débute sur la présentation de l'impact des différents types d'erreurs de synchronisation sur le signal reçu pour un système OFDM SISO, ainsi que les solutions existantes dans la littérature pour y remédier. Par la suite, les spécificités de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM SISO sont étudiées. Ce chapitre se conclut par la description des choix qui ont été faits pour mettre en œuvre les différentes synchronisations, et par une

présentation de premiers résultats expérimentaux.
Dans le chapitre suivant, la validité de la réciprocité du canal est étudiée pour la plate-forme de prototypage utilisée. Dans un premier temps, un modèle de canal incluant les fonctions de transfert des composants radio fréquence (RF) est présenté. Par la suite, nous identifions les principales causes de la perte de réciprocité ainsi que leurs conséquences sur les performances du système. Enfin, après une présentation des différentes solutions de calibration existantes, la solution retenue pour le prototype et sa mise en œuvre sont décrites.
Le cinquième chapitre est dédié à la validation expérimentales des différentes solutions retenues, ainsi qu'à l'évaluation des performances des prototypes proposés. Après une description de l'algorithme de Contrôle Automatique de Gain (CAG) développé, nous présentons les deux prototypes réalisés au cours de ces travaux de thèse : le prototype en temps différé et le prototype temps réel. Enfin, des mesures expérimentales sont réalisées dans différentes configurations afin d'évaluer l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal, la validité des choix retenus pour l'estimation de canal et la synchronisation, et les propriétés de focalisation du prototype. Le dernier chapitre est consacré à la présentation du premier prototype de modulation spatiale à la réception qui utilise la technique de RT pour ses propriétés de focalisation spatiale. En premier lieu, le concept de la modulation spatiale, qu'elle soit appliquée à l'émission ou à la réception, est présenté. Ensuite, les différentes étapes de la mise en œuvre sont décrites. On s'intéresse particulièrement à la démodulation RASK (*Receive Antenna Shift Keying*) qui s'avère être très simple. Des mesures expérimentales sont enfin présentées afin de valider le fonctionnement du prototype et d'en étudier le comportement dans des conditions réelles.
Le présent manuscrit se termine par la conclusion de ces travaux et les perspectives.

Chapitre 1

Généralités

Sommaire

1.1 Introduction 19
1.2 Le canal radiomobile 20
1.2.1 Les effets du canal radiomobile 20
1.2.2 Caractérisation du canal 20
1.3 La modulation OFDM 21
1.3.1 Principe de la modulation OFDM 22
1.3.2 Préfixe cyclique 23
1.3.3 Implantation numérique d'un modulateur et démodulateur OFDM . 24
1.3.4 Avantages et inconvénients 25
1.4 Le retournement temporel 25
1.4.1 Première expérience à base de retournement temporel 26
1.4.2 L'apparition du retournement temporel dans le domaine acoustique 26
1.4.3 Le retournement temporel dans le domaine des ondes électromagnétiques 28
1.4.4 Le retournement temporel dans les télécommunications 29
1.5 Combinaison de retournement temporel et d'OFDM 30
1.5.1 Schémas d'implantation de la combinaison du RT et de l'OFDM . . 30
1.5.2 Questions soulevées lors de la réalisation pratique d'un système MISO RT-OFDM 33
1.6 La plate-forme de prototypage WARP 34
1.6.1 Présentation de la plate-forme WARP 34
1.6.2 Modes de fonctionnement 37
1.7 Conclusion 38

1.1 Introduction

Ce chapitre donne un aperçu global des concepts utilisés au cours de ces travaux de thèse. Dans un premier temps, nous présentons le canal radiomobile qui est le support de transmission des ondes électromagnétiques. Par la suite, la modulation OFDM et la technique de RT sont décrites, avant de nous intéresser à la combinaison de celles-ci. Enfin, la plate-forme de prototypage utilisée pour la réalisation du prototype est présentée dans une dernière partie.

1.2 Le canal radiomobile

Lors d'une transmission sans-fil, l'information est transmise sur un médium que l'on nomme canal radiomobile. Celui-ci engendre des distorsions sur le signal reçu qui peuvent limiter les performances de la transmission, et doivent donc être prises en compte lors de la mise en œuvre d'une transmission.

1.2.1 Les effets du canal radiomobile

Les effets du canal radiomobile sur le signal reçu peuvent être regroupés en quatre catégories : l'atténuation moyenne, les effets de masquage, les multi-trajets et l'effet Doppler. Les deux premiers sont généralement qualifiés d'effets à grande échelle car leurs variations sont lentes au cours du temps. A l'inverse, les multi-trajets et l'effet Doppler, présentant une variation rapide, correspondent à des effets à petite échelle.

L'atténuation moyenne : au cours de sa propagation dans le canal radiomobile, l'onde électromagnétique subit une atténuation moyenne Att qui dépend de la distance d séparant l'émetteur du récepteur, de la longueur d'onde λ et de l'environnement. L'atténuation moyenne subie est couramment modélisée par l'équation suivante :

$$Att(d) = Att(d_0) + \alpha 10 \log_{10} \frac{d}{d_0}, \tag{1.1}$$

avec

$$Att(d_0) = \left(4\pi \frac{d_0}{\lambda}\right)^{\alpha}, \tag{1.2}$$

où d_0 correspond à une distance de référence et α au coefficient d'atténuation qui dépend de l'environnement. Il est par exemple égal à 2 pour une propagation en espace libre [4].

Les effets de masquage : ils résultent de la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur tels que des murs, des immeubles ou des montagnes. Une partie de l'onde transmise arrive tout de même au niveau du récepteur, mais le signal reçu subit une forte atténuation.

Les multi-trajets : pour une propagation en espace libre, l'onde électromagnétique emprunte un unique trajet. Cependant, lors d'une transmission dans un environnement qui comporte des obstacles, l'onde subit des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction et diffusion qui ont pour effet de créer des multi-trajets. Le récepteur reçoit alors de multiples répliques du signal transmis avec des amplitudes et phases différentes.

L'effet Doppler : lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse constante, le signal reçu subit un décalage de fréquence appelé effet Doppler. Celui-ci est généralement caractérisé par la fréquence Doppler maximale $f_{d,\max}$, qui, si l'on prend l'exemple d'une transmission d'un émetteur fixe vers un récepteur mobile, est définie par :

$$f_{d,\max} = \frac{v_r}{\lambda}, \tag{1.3}$$

où v_r et λ désignent respectivement la vitesse du récepteur et la longueur d'onde du signal transmis.

1.2.2 Caractérisation du canal

Un canal multi-trajets et variant dans le temps est généralement modélisé par sa réponse impulsionnelle (RI) équivalente en bande de base, qui est donnée par l'équation suivante :

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l(t)\delta(\tau - \tau_l(t)) \tag{1.4}$$

où $A_l(t)$ et $\tau_l(t)$ désignent respectivement l'atténuation complexe et le retard du $l^{\text{ième}}$ trajet à l'instant t, $\delta(t)$ la fonction Dirac, et L le nombre total de trajets.
Le canal radiomobile peut également être représenté par sa fonction de transfert $H(f,t)$ qui correspond à la transformée de Fourier de la RI $h(\tau,t)$:

$$H(f,t) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l(t)} \tag{1.5}$$

La dispersion temporelle de la RI se traduit par une sélectivité fréquentielle sur la fonction de transfert du canal. En effet, pour un canal dont la RI est composée d'un unique trajet la réponse fréquentielle du canal présente une atténuation constante sur la bande B_s, tandis qu'une atténuation variable est observée pour un canal multi-trajets.
La dispersion temporelle de la RI du canal peut être caractérisée par l'étalement des retards. Parmi les différentes métriques utilisées pour quantifier l'étalement des retards, la dispersion des retards τ_{rms} (*Root Mean Square Delay Spread*) est la plus fréquemment rencontrée. Elle est définie par :

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \overline{\tau}^2} \tag{1.6}$$

avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_l \tau_l^2 \left\|A_l\right\|^2}{\sum_l \left\|A_l\right\|^2} \qquad \text{et} \qquad \overline{\tau} = \frac{\sum_l \tau_l \left\|A_l\right\|^2}{\sum_l \left\|A_l\right\|^2} \tag{1.7}$$

La dispersion temporelle de la RI peut également être mesurée sur la fonction de transfert par la bande de cohérence B_c du canal, définie comme l'intervalle de fréquence sur lequel les effets du canal sont corrélés (au dessus d'un seuil de corrélation). Par exemple, pour un seuil de corrélation de 50%, une approximation peut être obtenue par [5] :

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{\text{rms}}} \tag{1.8}$$

La bande de cohérence du canal est un paramètre important car elle permet de classifier les types de canaux en fonction de leur sélectivité fréquentielle. En effet, dans le cas où la bande de signal est très inférieure à la bande de cohérence ($B_s << B_c$), les différentes composantes fréquentielles du signal subiront une atténuation constante, et le canal de propagation sera alors de type non sélectif en fréquence. Dans le cas inverse, le canal sera de type sélectif en fréquence, ce qui se traduira par de l'interférence entre les symboles reçus (ISI pour *Inter-Symbol Interference*).
Les canaux peuvent également être classifiés en fonction de leur variation temporelle. Les paramètres utilisés pour caractériser la variation temporelle sont la fréquence Doppler maximale $f_{d,\max}$ pour le domaine fréquentiel et le temps de cohérence T_c pour le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c définit l'intervalle de temps pendant lequel les effets du canal peuvent être considérés comme invariants. Il nous renseigne donc sur la vitesse de variation du canal, et peut être approximé par :

$$T_c \propto \frac{1}{f_{d,\max}} \tag{1.9}$$

Un canal est dit à évanouissement rapide si la durée d'un symbole de données $T_{\text{symb}} >> T_c$. Dans le cas inverse où $T_{\text{symb}} << T_c$, il est alors qualifié de canal à évanouissement lent.

1.3 La modulation OFDM

La modulation OFDM est aujourd'hui omniprésente dans les systèmes de communications numériques. On la retrouve en effet dans de nombreuses applications de transmission

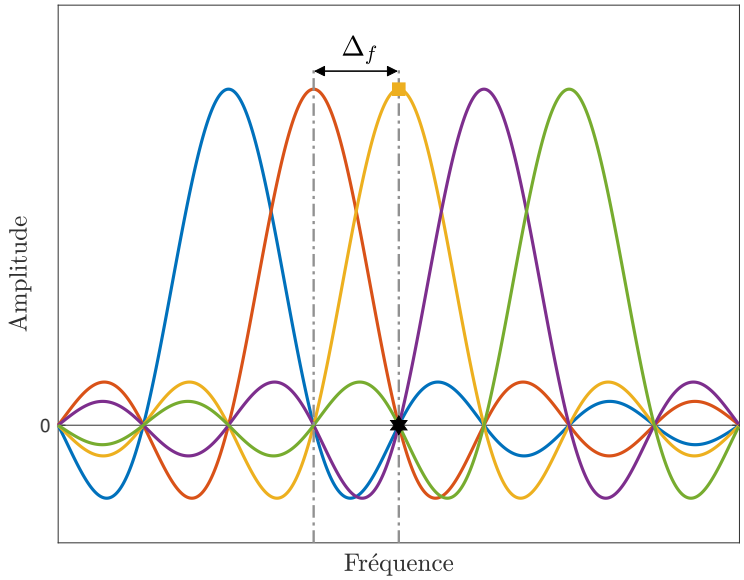


FIGURE 1.1 – Spectres de cinq sous-porteuses orthogonales

sans fil tels que la télédiffusion et la radiodiffusion numérique terrestre, les réseaux Wi-Fi et WiMax, ainsi que les réseaux de téléphonie mobile de quatrième génération. Elle est également présente dans certains réseaux filaires : l'ADSL (*Asymetric Digital Subscriber Line*) et les communications par courants porteurs en ligne, pour ne citer qu'eux.

1.3.1 Principe de la modulation OFDM

La modulation OFDM, qui fait partie des modulations de type multiporteuses, consiste à transmettre des symboles numériques simultanément sur des sous-bandes de fréquence associées à des sous-porteuses, elle réalise donc un multiplexage fréquentiel des symboles à transmettre. On peut l'opposer à la modulation monoporteuse qui effectue un multiplexage temporel en transmettant séquentiellement les symboles numériques où le spectre de chaque symbole est autorisé à occuper toute la bande B_s allouée à la transmission. La durée d'un symbole d'une modulation monoporteuse est alors égale à $T_{\text{symb}} = 1/B_s$.
Le principe du multiplexage fréquentiel est de regrouper les symboles numériques par paquets de N, que l'on appellera symbole OFDM et de moduler chaque sous-porteuse par un symbole différent. Considérons une séquence de N symboles de données $[X(0), X(1), \dots X(N-1)]$ où chaque symbole $X(k)$ module une sous-porteuse d'indice k à la fréquence f_k.
La particularité de la modulation OFDM provient de l'orthogonalité fréquentielle des sous-porteuses qui autorise un recouvrement maximal de ces dernières sans qu'elles interfèrent entre elles. La condition d'orthogonalité de l'OFDM résulte de la forme d'onde modulante $\Pi_{T_{\text{OFDM}}}(t)e^{j2\pi f_k t}$, où $\Pi_{T_{\text{OFDM}}}$ désigne la fonction porte d'une durée $T_{\text{OFDM}} = N/B_s$. En effet, $f_k = f_0 + \frac{k}{T_{\text{OFDM}}}$ assure l'orthogonalité des sinus cardinaux dans le domaine fréquentiel, ainsi qu'un espacement inter-porteuses optimal $\Delta_f = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}}$.
Comme nous pouvons le constater dans la figure 1.1 qui illustre les spectres de cinq sous-porteuses orthogonales, le maximum d'une sous-porteuse correspond à un zéro pour toutes les autres sous-porteuses, il n'y a donc pas d'interférence entre elles.

Le signal modulé par l'OFDM peut s'exprimer par l'équation suivante :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi f_k t} \quad t \in [0, T_{\text{OFDM}}] \tag{1.10}$$

Le schéma de principe d'un modulateur OFDM est illustré dans la figure 1.2.

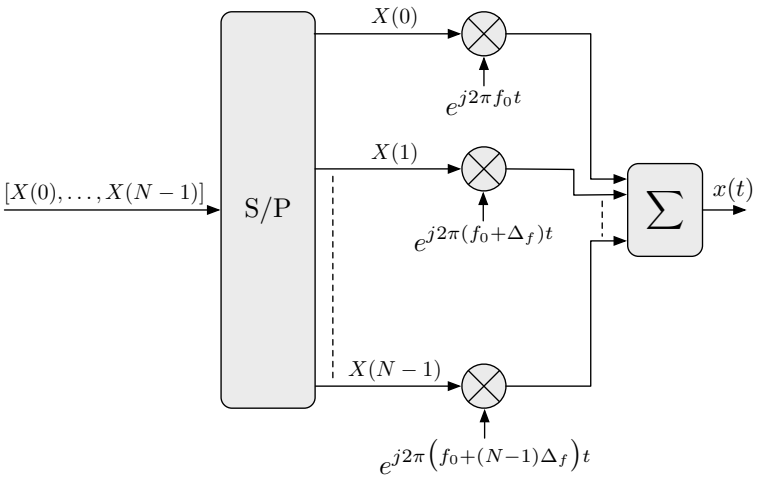
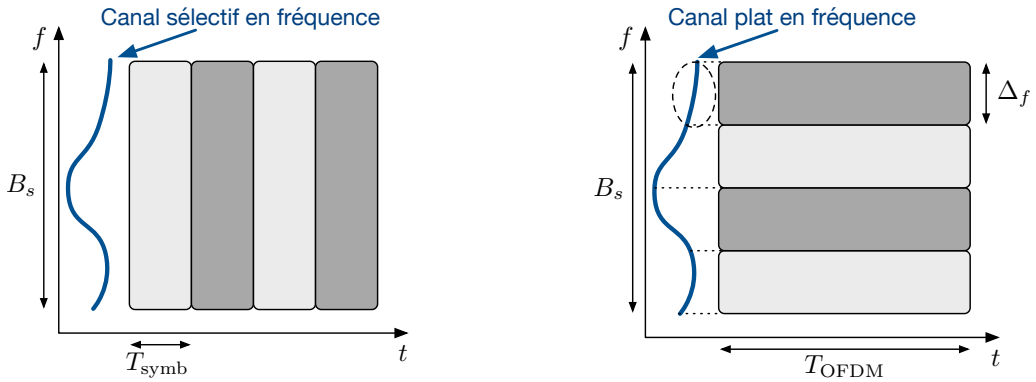


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'un modulateur OFDM

Par rapport à la modulation monoporteuse, l'OFDM présente un intérêt pour les canaux multi-trajets. En effet, dans un canal dispersif en temps et donc sélectif en fréquence, la bande du signal doit être inférieure à la bande de cohérence du canal pour obtenir un canal non sélectif en fréquence sur B_s, et simplifier ainsi l'étape d'égalisation de canal.
Dans la figure 1.3, qui compare une modulation monoporteuse à une modulation OFDM, nous pouvons voir que pour celle-ci un canal sélectif en fréquence peut être transformé en N sous canaux plats si le système est correctement dimensionné.

1.3.2 Préfixe cyclique

Nous avons vu que les trajets multiples qui ont lieu au cours de la propagation dans le canal génèrent des échos sur le signal reçu qui se traduisent par de l'ISI. Pour pallier ces



(a) Modulation monoporteuse (b) Modulation multiporteuses

FIGURE 1.3 – Comparaison entre une modulation monoporteuse et multiporteuses

interférences, un intervalle de garde est ajouté au signal en sortie du modulateur OFDM [6]. Afin de supprimer les interférences, la durée de l'intervalle de garde doit être supérieure ou égale au retard maximal engendré par le canal [7].
Dans le but d'obtenir une étape d'égalisation de canal simplifiée, la plupart des systèmes OFDM utilisent le préfixe cyclique (PC) en tant qu'intervalle de garde. Il est généré en recopiant les derniers échantillons d'un symbole OFDM et en les plaçant au début de celui-ci, le but étant d'ajouter de la redondance afin de transformer le produit de convolution classique entre le signal et le canal, en un produit de convolution circulaire. Cette opération de convolution cyclique se transforme au niveau du démodulateur en un produit fréquentiel scalaire simple à égaliser [8].
Néanmoins, le PC ne transmettant pas d'information utile, et sa durée venant s'ajouter à celle du symbole OFDM, il entraîne une baisse de l'efficacité spectrale de la transmission.

1.3.3 Implantation numérique d'un modulateur et démodulateur OFDM

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est complexe car elle nécessite l'utilisation d'un banc de modulateurs synchronisés avec un grand nombre de voies. C'est pour cette raison que la modulation OFDM n'a été que très peu utilisée avant les progrès réalisés dans le traitement numérique qui ont permis une implantation numérique de celle-ci.
En effet, pour un signal discret, l'équation (1.10) s'écrit :

$$x(n,l) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k,l) e^{j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad \text{avec } n = 0, \ldots, N-1 \tag{1.11}$$

où $x(n,l)$ et N désignent respectivement le $n^{\text{ième}}$ échantillon du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM avant l'ajout du PC, et le nombre de sous-porteuses.
En observant l'équation (1.11), nous pouvons remarquer que les échantillons $x(n,l)$ peuvent être obtenus à partir d'une transformée de Fourier discrète inverse des symboles $X(k,l)$. Il est de plus possible d'utiliser l'algorithme de la transformée de Fourier inverse rapide (IFFT pour *Inverse Fast Fourier Transform*) si le nombre de sous-porteuses N est une puissance de deux. Dans la suite de ce manuscrit, nous utilisons la variable N_{FFT} pour désigner le nombre total de sous-porteuses d'un symbole OFDM.
Le schéma d'implantation numérique d'un modulateur OFDM est décrit par la figure 1.4.

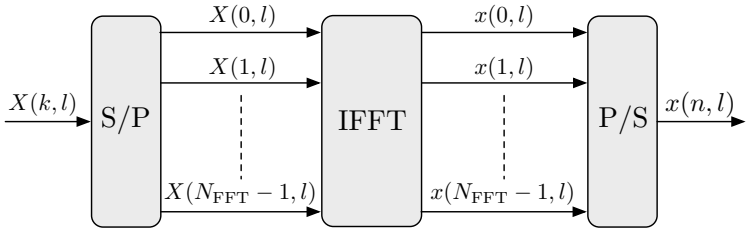


FIGURE 1.4 – Schéma d'un modulateur OFDM à base d'IFFT

La démodulation OFDM, dont le schéma d'implantation numérique est présenté dans la figure 1.5, consiste à appliquer la procédure inverse. Après suppression du PC, le signal discret reçu $y(n,l)$ subit une conversion Série/Parallèle puis l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT pour *Fast Fourier Transform*) lui est appliqué.
Si l'on considère une transmission en absence d'ISI et d'interférence entre sous-porteuses (ICI pour *Inter-Carrier Interference*), le signal reçu après l'opération de FFT est donné par :

$$Y(k,l) = X(k,l)H(k,l) + B(k,l), \tag{1.12}$$

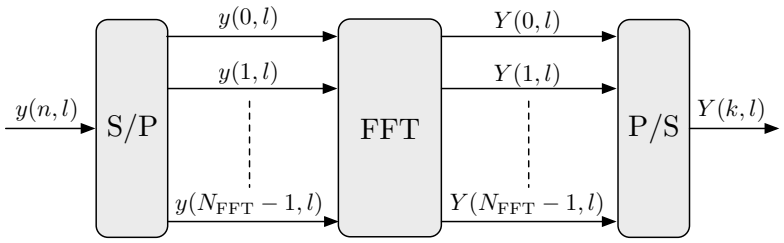


FIGURE 1.5 – Schéma d'un démodulateur OFDM à base de FFT

où $H(k,l)$ et $B(k,l)$ désignent respectivement les coefficients du canal et le terme du bruit blanc additif gaussien, pour la sous-porteuse d'indice k et le symbole OFDM d'indice l.
Nous pouvons remarquer que l'étape d'égalisation est ici relativement simple à réaliser, car elle consiste en une division par le coefficient du canal pour chaque sous-porteuse.

1.3.4 Avantages et inconvénients

Comme nous venons de le voir, le principal avantage de la modulation OFDM réside dans sa capacité à transformer un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux non sélectifs en fréquence. Cette propriété permet de compenser les effets du canal par la simple multiplication d'un coefficient par sous-porteuse. L'OFDM est donc particulièrement adaptée aux canaux multi-trajets que l'on rencontre dans les environnements à l'intérieur des bâtiments, et présente une faible complexité de mise en œuvre par l'utilisation des algorithmes d'IFFT/FFT. Elle présente également une occupation de la bande de fréquence efficace, rendue possible par l'orthogonalité des sous-porteuses qui autorise un recouvrement optimal de ces dernières.
Cependant, au niveau du récepteur, l'orthogonalité entre les sous-porteuses ne peut être maintenue qu'au prix d'une synchronisation temporelle et fréquentielle fine. Les performances d'une transmission OFDM sont donc très sensibles aux erreurs de synchronisation. Nous aurons l'occasion de revenir sur les différents types de synchronisations d'un système OFDM au cours du chapitre 3.
La forte fluctuation d'amplitude des signaux modulés par l'OFDM qui est caractérisée par le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne (PAPR pour *Peak to Average Power Ratio*) présente également un des inconvénients majeur de l'OFDM. En effet, un PAPR important peut engendrer une saturation au niveau de l'amplificateur de puissance qui se traduit alors par une distorsion sur le signal de sortie. Cela oblige ainsi à réduire la puissance de sortie du signal, ou à utiliser un amplificateur présentant une très bonne linéarité.

1.4 Le retournement temporel

Le RT est aujourd'hui étudié pour de nombreuses applications dans le domaine de l'acoustique et de l'électromagnétisme. En acoustique, on retrouve le RT pour des applications médicales telle que la destruction de tumeurs ou de calculs [9]. Il a également été proposé pour les communications subaquatiques [10, 11], ou pour la détection de défauts sur des pipelines [12], et sur des structures métalliques [13].
En électromagnétisme, le RT a été étudié notamment pour des applications indoor, tel que la localisation de source [14], la détection de personne [15], la surveillance de fonctions vitales [16], ainsi que pour les systèmes de télécommunications.
Au cours de cette partie, nous présentons un bref historique du RT, de ses premières ex-

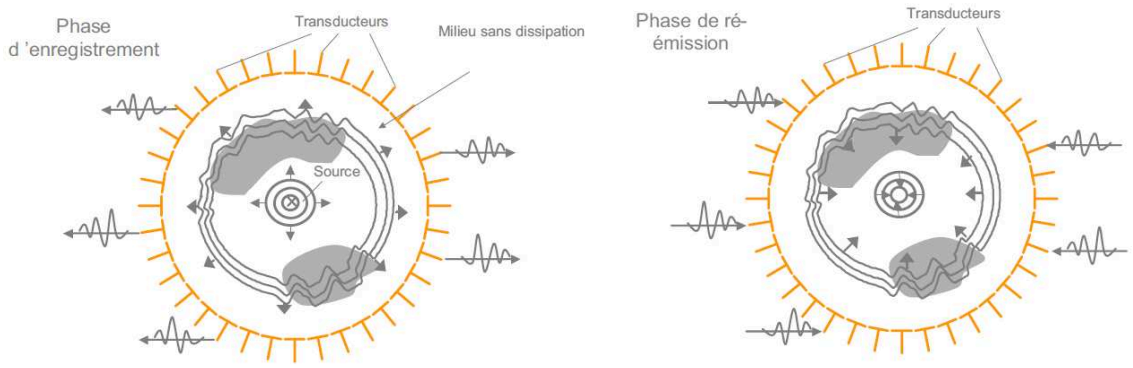
périences jusqu'à son apparition dans le domaine de l'électromagnétisme en passant par le domaine acoustique. Nous présentons enfin une liste non exhaustive d'applications du RT pour les systèmes de communications sans-fil.

1.4.1 Première expérience à base de retournement temporel

A notre connaissance, la première apparition dans la littérature scientifique du terme "Retournement Temporel" en télécommunications a eu lieu en 1957 dans une publication de B.P. Bogert [17]. Il s'intéresse à la transmission d'images et de vidéos sur un réseau téléphonique filaire, et cherche à réduire les échos sur le signal reçu qui se traduisent par un effet de dédoublement (ou effet fantôme) sur les images.
Il propose pour cela de placer un dispositif de RT au milieu du réseau, en considérant que les deux parties du réseau sont identiques et possèdent donc la même fonction de transfert. Le rôle du dispositif de RT est d'enregistrer le signal en sortie du premier réseau, et d'envoyer vers le second réseau la symétrie temporelle du signal enregistré.
Pour évaluer l'impact du dispositif de RT, des expérimentations de transmission ont été menées avec et sans l'utilisation du dispositif. La première expérimentation consistait en la transmission d'images sur une boucle téléphonique entre Murray Hill et Whippany, et la seconde, en la transmission d'une vidéo entre Murray Hill et Los Angeles. Dans les deux cas, l'utilisation du RT a permis d'obtenir une nette amélioration de la qualité du signal reçu, notamment grâce à l'absence du phénomène de dédoublements des images.
Bien que l'auteur ne détaille pas en quoi le dispositif de RT permet de compenser les échos sur le signal reçu, nous notons que le RT a été utilisé pour la première fois pour sa capacité de compression temporelle.

1.4.2 L'apparition du retournement temporel dans le domaine acoustique

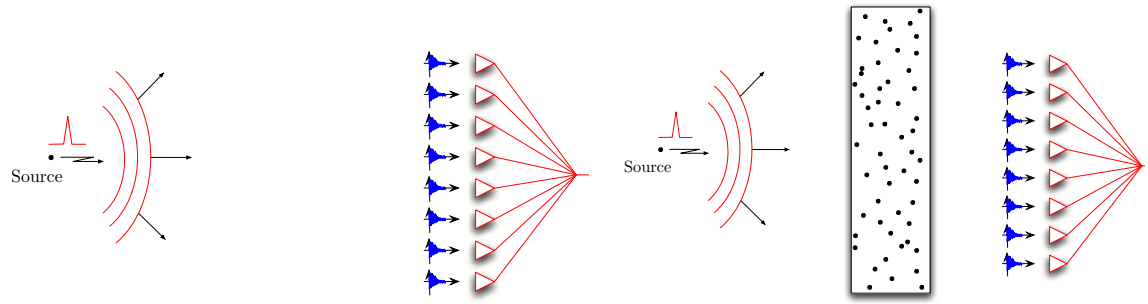
Le RT a été popularisé par son apparition dans le domaine acoustique [18–20]. Elle a été motivée par l'amélioration des techniques de lithotripsie qui est une procédure médicale visant à éliminer des calculs, qu'ils soit rénaux, vésicaux ou biliaires.
Dans le domaine acoustique, la technique de RT repose sur l'invariance au retournement du temps ($t \rightarrow -t$) de l'équation de propagation des ondes acoustiques dans un milieu fluide hétérogène et non dissipatif. Ce principe de réversibilité implique que pour toute onde divergente, il existe une onde qui converge vers sa source acoustique. Bien qu'elle existe, on peut se demander de quelle manière générer une telle onde convergente. C'est pour répondre à cette question que D. Casserau et M. Fink ont développé le concept de la cavité à RT [20]. Ils ont montré, en exploitant le théorème de réciprocité de Helmholtz-Kirchhoff et le principe de Huygen, que la connaissance du champ de pression et de sa dérivée normale en tout point de la surface entourant la source de l'onde divergente était suffisante pour générer l'onde convergente. L'expérience théorique du RT dans une cavité était née. Elle peut se décrire en deux phases : une phase d'enregistrement et une phase de réémission, qui sont décrites dans les figures 1.6a et 1.6b respectivement.
Durant la phase d'enregistrement, après l'émission d'une onde sphérique par une source située au centre de la cavité, le champ de pression résultant est enregistré par un réseau de transducteurs répartis sur la surface de la cavité. Lors de la phase de réémission, le champ de pression enregistré est réémis en sens et en chronologie inverse simultanément par chacun des transducteurs. Les auteurs ont alors montré que l'onde réémise converge vers sa source initiale, et que la taille de la tache focale, définie comme la largeur à mi-hauteur de la zone sur laquelle l'énergie est concentrée, est limitée par les phénomènes de diffraction. Sa taille est donc de l'ordre de la demi-longueur d'onde du signal émis.



(a) Phase d'enregistrement (b) Phase de réémission

FIGURE 1.6 – Expérience théorique du RT dans une cavité (source : [21])

En pratique, le concept de la cavité à RT est difficilement applicable, principalement à cause du nombre de transducteurs requis pour tapisser la surface de la cavité. C'est pourquoi, dans les mesures expérimentales menées dans [22], la cavité a été remplacée par un miroir à RT qui est composé de 96 transducteurs placés linéairement. Ces mesures ont été réalisées en



(a) (b)

FIGURE 1.7 – Expérience de RT à partir d'un miroir à RT dans un milieu homogène (a) et hétérogène (b) (source : [1])

plaçant la source et le miroir à RT dans l'eau sans (voir figure 1.7a) puis avec la présence de tiges d'acier entre la source et le miroir (voir figure 1.7b). La taille de la tache focale obtenue pour l'expérience de la figure 1.7a est de l'ordre de 2 centimètres pour une longueur d'onde de 0,43 mm, et est donc supérieure à celle qui serait obtenue dans la cavité à RT. En effet, contrairement à cette dernière, le miroir à RT ne permet d'enregistrer qu'une partie de l'onde divergente lors de la phase d'enregistrement à cause de l'ouverture angulaire limitée du réseau de transducteur. Durant la phase de réémission, l'onde convergente ne peut alors qu'être partiellement construite, expliquant ainsi la dégradation de la tache focale observée.
La taille de la tache focale a toutefois été diminuée d'un rapport de 20 lorsque les tiges d'acier étaient placés entre la source et le miroir. Ce résultat s'explique par les réflexions qui ont lieu dans la forêt de tiges métalliques, et qui permettent d'augmenter virtuellement l'ouverture angulaire du miroir. En effet, les multiples réflexions permettent au miroir d'enregistrer des ondes auxquelles il n'aurait pas eu accès sans la présence des tiges d'acier. La connaissance de l'onde divergente, et donc la focalisation de l'onde convergente sont par conséquent améliorées.
Ces résultats de mesures ont permis de montrer que la connaissance complète de l'onde di-

vergente n'est pas indispensable pour obtenir une focalisation spatiale bien qu'elle ne soit pas optimale. En effet, dans un cas pratique il est difficile d'obtenir une tache focale de la taille théorique d'une demi-longueur d'onde, car elle est directement dépendante de l'ouverture angulaire du réseau de transducteur ainsi que du milieu de propagation de l'onde.

1.4.3 Le retournement temporel dans le domaine des ondes électromagnétiques

Les résultats du RT obtenus dans le domaine acoustique ont suscité l'intérêt de la communauté de l'électromagnétisme en raison de la similarité des équations de propagation des ondes de ces deux domaines. Il existe cependant d'importantes différences entre l'acoustique et l'électromagnétisme. En acoustique, le champ de pression est un champ scalaire, tandis que le champ électromagnétique correspond à un champ vectoriel. De plus, les antennes électromagnétiques ne possèdent pas les mêmes caractéristiques que les transducteurs électroacoustiques. La communauté scientifique s'est donc intéressée à vérifier si les principes de réversibilité et de réciprocité, sur lesquels repose le RT, pouvaient s'appliquer au domaine de l'électromagnétisme.
Il a alors été montré que les équations de Maxwell (qui régissent les ondes électromagnétiques en régime stationnaire), sont réversibles, et qu'il est possible d'appliquer le RT en réémettant en tout point d'un volume le champ électrique et l'opposé du champ magnétique dans une chronologie inversée. En outre, dans [21], l'auteur montre à partir du théorème de réciprocité de Lorentz que la connaissance du champ électromagnétique en tout point de l'espace peut être remplacée par la connaissance du champ sur une surface fermée entourant la source, et que la propagation dans un milieu, même hétérogène, est réciproque. Le concept de cavité à RT peut donc être appliqué aux ondes électromagnétiques. Dans le cas d'un signal modulé en phase et en quadrature, l'auteur montre également que l'opération de RT peut directement être appliquée sur les composantes en bande de base du signal. Il faut pour cela retourner temporellement les composantes en bande de base ainsi que conjuguer la phase de la fréquence porteuse.
Les premières mesures expérimentales pour valider ces concepts théoriques ont été présentées dans [23]. L'expérience de RT y est effectuée à partir de deux antennes placées dans une chambre réverbérante en transmettant comme signal source une impulsion de 1 μs modulée par une porteuse à 2,45 GHz. Après avoir enregistré la réponse impulsionnelle à partir de l'antenne constituant le miroir à RT, l'opération de RT est appliquée en retournant temporellement les composantes en bande de base et en conjuguant la phase de la porteuse. Malgré l'utilisation d'une unique antenne en tant que miroir à RT, et grâce aux multiples réflexions, le signal reçu au niveau de l'antenne source était à la fois focalisé temporellement et spatialement.
Par la suite, de nouvelles mesures expérimentales ont été réalisées en utilisant un nombre d'antennes plus grand ou un signal à bande plus large. Elles ont notamment mis en évidence que la finesse de la focalisation spatiale et temporelle est dépendante de plusieurs paramètres [24–26] :

- le nombre d'antennes constituant le miroir à RT ;
- l'espacement entre les antennes ;
- le milieu de propagation considéré ;
- la largeur de bande du signal utilisé.

En effet, comme dans le domaine acoustique, plus les informations sur l'onde divergente seront nombreuses, plus fine sera la focalisation temporelle et spatiale. C'est le cas si l'on augmente le nombre d'antennes du miroir et/ou l'espacement entre ces dernières. Un milieu réverbérant

permet également, grâce aux multiples réflexions, d'améliorer la connaissance sur l'onde divergente, et donc d'affiner la taille de la tache focale. Enfin, plus la bande du signal utilisée sera grande, meilleure sera la résolution temporelle lors de l'enregistrement de la réponse impulsionnelle. Il sera alors possible de distinguer plus d'échos et donc d'améliorer la focalisation.

1.4.4 Le retournement temporel dans les télécommunications

Dans les télécommunications, le RT a tout d'abord été étudié pour les formes d'ondes impulsionnelles (UWB pour *Ultra Wide Band*) qui sont particulièrement adaptées au RT du fait de la grande largeur de bande du signal modulé [27, 28].
Par la suite le RT a été appliqué aux formes d'onde non impulsionnelles de type monoporteuses dans un contexte SISO [29], MISO [30] ainsi que pour un système MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) massif [31].
La combinaison du RT avec la modulation OFDM a également été traitée dans de nombreuses publications. Dans [32], les auteurs montrent que le RT peut être appliqué à l'OFDM dans le domaine temporel ou fréquentiel. Les méthodes d'estimation du canal au niveau de l'émetteur et la conception du PC dans un contexte MISO sont étudiées dans [33]. Le RT pouvant être vu comme un schéma de précodage, les performances d'un système MISO RT-OFDM sont comparées à celles des techniques de précodage classiquement rencontrées en OFDM dans [34]. Pour un grand nombre d'antennes d'émission, le RT présente les meilleures performances en terme de capacité à bas rapport signal sur bruit (SNR pour *Signal-to-Noise Ratio*), et des performances similaires à la technique SVD (*Singular Value Decomposition*) à haut SNR. Les auteurs mettent également en évidence qu'une faible complexité de calcul des coefficients de précodage est obtenue pour le RT. De par sa propriété de focalisation temporelle, il a également été montré que l'utilisation du RT permet de réduire l'ISI et donc la taille du PC [35], voire de le supprimer totalement dans le cas d'un système MIMO massif [36].
Au vu des différents avantages qu'offre le RT lorsqu'il est combiné avec les différents types de modulation dans un environnement indoor, il a été récemment présenté comme candidat potentiel pour la future génération des réseaux cellulaires (5G) [37], ainsi que pour l'IoT [38]. En effet, lorsque le RT est utilisé, le canal de propagation agit comme un filtre adapté sur le signal transmis, l'énergie de chaque symbole reçu est alors concentrée sur un court intervalle de temps et a pour effet de réduire drastiquement l'ISI. Le RT est donc particulièrement adapté aux communications indoor où les multi-trajets sont omniprésents. La réduction de l'ISI présente l'avantage d'aboutir à des récepteurs de faible complexité et donc de faible coût et de consommation énergétique réduite. De plus, la propriété de focalisation spatiale du RT présente de considérables avantages pour la 5G et l'IoT. Elle permet notamment de concentrer le signal sur la position exacte où se trouve le récepteur et autorise ainsi une réduction de la puissance de transmission pour une même qualité de service, mais également une réduction de l'interférence pour d'éventuels autres utilisateurs [39]. Ce dernier point a d'ailleurs été exploité dans [38] où un système d'accès multiple par retournement temporel (TRDMA pour *Time Reversal Division Multiple Access*) asymétrique est présenté. Le RT est utilisé durant la transmission sur la voie descendante (DL pour *Downlink*) pour transmettre simultanément et sur la même bande de fréquence N_r messages différents vers autant d'utilisateurs. Le canal de propagation de chaque utilisateur agit alors comme un code de séparation et permet de limiter l'interférence entre ceux-ci. Lors de la transmission sur la voie montante (UL pour *Uplink*), N_r messages sont transmis simultanément par les N_r utilisateurs vers le point d'accès qui reçoit alors une combinaison des N_r messages. L'extraction de ces derniers est ensuite réalisée par N_r filtres adaptés en parallèle dont les coefficients sont les mêmes que ceux utilisés pour le précodage lors de la transmission DL. Le caractère asymétrique de ce système provient

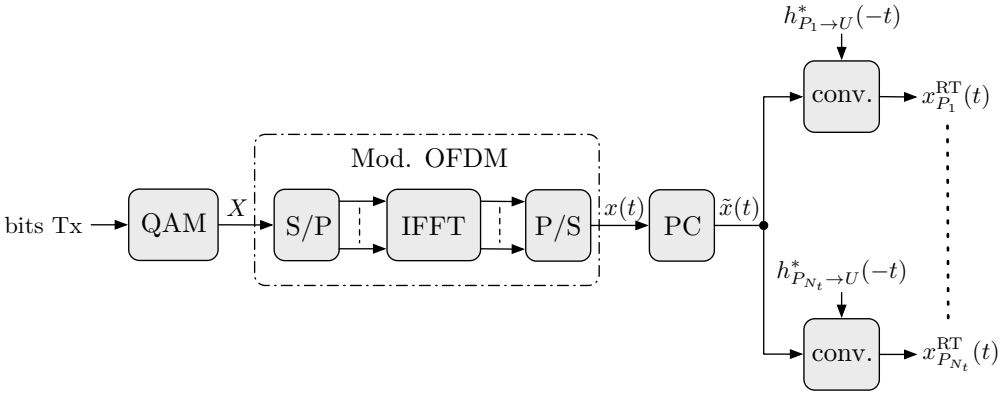


FIGURE 1.8 – Architecture temporelle d'un modulateur MISO RT-OFDM

donc du fait que la complexité relative aux transmission DL et UL a été déplacée vers le point d'accès. De plus, dans [40], les auteurs montrent que les multiples réflexions agissent comme un réseau d'antennes virtuelles lorsque le RT est utilisé. Il est ainsi possible d'obtenir des performances similaires à celles d'un système MIMO massif en utilisant un nombre limité d'antennes et une bande de fréquence suffisamment large.
Outre toutes ces applications, le RT est également intéressant dans un contexte de cybersécurité pour sécuriser une transmission sans-fil au niveau de la couche physique. En effet, le signal transmis étant focalisé sur l'exacte position du récepteur, il devient difficile pour d'éventuels espions de l'intercepter même s'ils se trouvent à proximité du récepteur [41].

1.5 Combinaison de retournement temporel et d'OFDM

Pour éviter les confusions entre émetteur et récepteur durant les phases d'estimation des canaux et de transmission des données, nous utilisons, dans la suite de ce manuscrit, le terme point d'accès et utilisateur pour désigner respectivement l'émetteur et le récepteur de notre système de transmission.

1.5.1 Schémas d'implantation de la combinaison du RT et de l'OFDM

Comme nous l'avons évoqué dans la partie 1.4.4, il a été montré dans [32] que le RT, lorsqu'il est combiné à l'OFDM peut être mis en œuvre dans le domaine temporel ou fréquentiel. Le schéma de mise en œuvre d'un système MISO RT-OFDM où le RT est implanté dans le domaine temporel pour un point d'accès comportant N_t antennes est présenté dans la figure 1.8. Dans un premier temps, les bits de données à transmettre (bits Tx) sont modulés en amplitude et en phase (QAM pour *Quadrature Amplitude Modulation*). Ensuite, la modulation OFDM est appliquée sur les symboles en sortie du modulateur QAM de façon à obtenir le signal modulé $x(t)$ de l'équation (1.10). La spécificité du modulateur RT-OFDM provient du filtrage appliqué sur le signal $\tilde{x}(t)$ obtenu après l'ajout du PC sur $x(t)$. En effet, N_t filtres de RT sont utilisés pour générer les N_t signaux à transmettre $x^{\mathrm{RT}}_{P_i}(t)$ $(1 \leq i \leq N_t)$. Le rôle des filtres de RT est d'effectuer, pour chacune des N_t antennes du point d'accès, une convolution linéaire entre le signal $\tilde{x}(t)$ et la RI du canal conjuguée et retournée dans le temps $h^*_{P_i\to U}(-t)$, où $h_{P_i\to U}(t)$ correspond à la RI du canal entre la i$^{\text{ème}}$ antenne du point d'accès et l'utilisateur.
Le signal $x^{\mathrm{RT}}_{P_i}(t)$ transmis par l'antenne du point d'accès d'indice i est alors donné par :

$$x^{\mathrm{RT}}_{P_i}(t) = \tilde{x}(t) \otimes h^*_{P_i\to U}(-t) \tag{1.13}$$

Après la transmission simultanée des signaux $x_{P_i}^{\mathrm{RT}}(t)$ sur les canaux $h_{P_i \to U}(t)$, le signal reçu par l'utilisateur est donné par :

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=1}^{N_t} x_{P_i}^{\mathrm{RT}}(t) \otimes h_{P_i \to U}(t) + b(t) \\ &= \tilde{x}(t) \otimes \sum_{i=1}^{N_t} h_{P_i \to U}^{*}(-t) \otimes h_{P_i \to U}(t) + b(t) \\ &= \tilde{x}(t) \otimes \sum_{i=1}^{N_t} C_{h_i}(t) + b(t) \\ &= \tilde{x}(t) \otimes h_{\mathrm{eq}}(t) + b(t) \end{aligned} \tag{1.14}$$

où $b(t)$ et $C_{h_i}(t)$ désignent respectivement un bruit blanc additif gaussien, et la fonction d'autocorrélation de la RI $h_{P_i \to U}(t)$. L'équation (1.14) montre que le signal $\tilde{x}(t)$ subit un canal équivalent $h_{\mathrm{eq}}(t)$ qui est égal à la somme des N_t fonctions d'autocorrélation $C_{h_i}(t)$.
En l'absence d'ISI et d'ICI, le signal obtenu après la suppression du PC et après l'opération de FFT s'exprime par :

$$\begin{aligned} Y(f) &= X(f) \sum_{i=1}^{N_t} H_{P_i \to U}^{*}(f) H_{P_i \to U}(f) + B(f) \\ &= X(f) \sum_{i=1}^{N_t} \| H_{P_i \to U}(f) \|^2 + B(f) \\ &= X(f) H_{\mathrm{eq}}(f) + B(f), \end{aligned} \tag{1.15}$$

où $B(f)$ désigne la transformée de Fourier du bruit blanc $b(t)$. Dans le domaine fréquentiel, le canal équivalent $H_{\mathrm{eq}}(f)$ correspond à la somme constructive des modules au carré des canaux $H_{P_i \to U}(f)$. On s'aperçoit donc qu'en plus de la diversité fréquentielle obtenue grâce à l'OFDM, le RT permet de bénéficier d'une diversité spatiale. De plus, le canal équivalent est purement réel ($H_{\mathrm{eq}}(f) \in \mathbb{R}$), aucun déphasage n'est donc introduit par celui-ci. Sous réserve d'une synchronisation parfaite et d'une estimation parfaite des RI $h_{P_i \to U}(t)$, un simple détecteur à seuil devient alors suffisant pour les modulations de phase de type BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) ou QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*).
En pratique, le filtre de RT peut être réalisé à partir d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR pour *Finite Impulse Response*) dont les coefficients correspondent à ceux de la RI discrète équivalente en bande de base conjugués et retournés temporellement. Par rapport à un système SISO OFDM, N_t filtres FIR supplémentaires sont donc nécessaires pour réaliser un système MISO RT-OFDM dans le domaine temporel. Chaque filtre FIR nécessite L_h multiplications complexes, où L_h désigne la longueur de la RI du canal après échantillonnage.
Les modèles de canaux fournis par les recommandations de l'Union International des Télécommunications (UIT) spécifient un retard maximum pouvant aller jusqu'à 310 ns pour les environnements de type indoor [42], ce qui donnerait une longueur de canal de $L_h = 13$ dans le cas d'un échantillonnage à 40 MHz. Une multiplication complexe consommant trois multiplieurs réels, le surcoût de l'architecture temporelle d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système SISO OFDM est donc de $39N_t$ multiplieurs.
Le RT peut également être mis en œuvre dans le domaine fréquentiel. Pour cela les symboles $X(f)$ sont multipliés par $H_{P_i \to U}^{*}(f)$ avant l'opération d'IFFT, où $H_{P_i \to U}^{*}(f)$ correspond au conjugué de la transformée de Fourier de $h_{P_i \to U}(t)$. Le signal à l'entrée de l'IFFT est alors

donné pour la $i^{\text{ème}}$ antenne du point d'accès par :

$$X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(f) = X(f)H_{P_i\to U}^{*}(f) \tag{1.16}$$

Les signaux $X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(f)$ sont ensuite envoyés vers N_t modulateurs OFDM en parallèle pour générer les signaux transmis par les N_t antennes du point d'accès.
En supposant que l'orthogonalité des sous-porteuses est préservée en réception, le signal reçu par l'utilisateur s'exprime dans le domaine fréquentiel par :

$$\begin{aligned} Y(f) &= \sum_{i=1}^{N_t} X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(f)H_{P_i\to U}(f) + B(f) \\ &= X(f)\sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i\to U}(f)\|^2 + B(f) \end{aligned} \tag{1.17}$$

L'expression du signal reçu est alors identique à celui de l'équation (1.15) obtenu pour l'implantation dans le domaine temporel.
Pour un signal discret, on peut voir à partir de l'équation (1.16) qu'appliquer le RT dans le domaine fréquentiel revient, pour chaque antenne du point d'accès, à multiplier chaque sous-porteuse par le coefficient correspondant du canal conjugué dans le domaine fréquentiel. Les symboles précodés pour la i$^{\text{ème}}$ antenne du point d'accès sont alors donnés par :

$$X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(k,l) = X(k,l)H^{*}(k,l), \tag{1.18}$$

où k et l désignent respectivement l'indice des sous-porteuses et l'indice des symboles OFDM. En pratique, l'implantation du RT dans le domaine fréquentiel nécessite donc $N_{\mathrm{FFT}}N_t$ multiplications complexes. Cependant, comme représenté dans la figure 1.9, il est possible d'appliquer le RT avant la conversion Série/Parallèle et ainsi réduire le nombre de multiplications complexes à N_t.

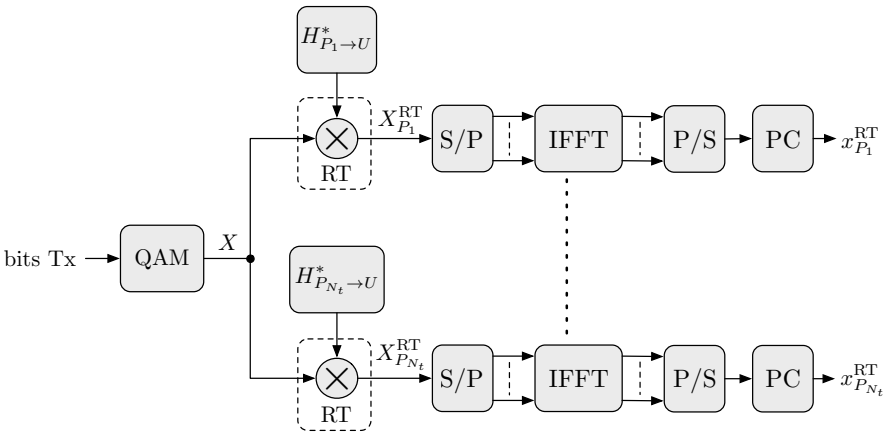


FIGURE 1.9 – Architecture fréquentielle d'un modulateur MISO RT-OFDM

Par rapport à système SISO OFDM, N_t multiplications complexes et N_t-1 opérations d'IFFT supplémentaires sont nécessaires pour l'implantation d'un système MISO RT-OFDM dans le domaine fréquentiel. A titre d'exemple, une IFFT de 256 points avec une quantification sur 16 bits requiert 12 multiplieurs réels. Pour cette taille d'IFFT, le surcoût de l'architecture fréquentielle d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système SISO OFDM est donc de $(15N_t - 12)$ multiplieurs.

On s'aperçoit alors que l'architecture fréquentielle est moins coûteuse en terme de multiplieurs que l'architecture temporelle. Ce constat n'est en revanche valable que pour les paramètres cités ci-dessus ($L_h = 13$ et $N_{\text{FFT}} = 256$), dans le cas d'un canal plus court et/ou d'une taille d'IFFT plus grande, l'architecture temporelle pourrait s'avérer plus économique.

1.5.2 Questions soulevées lors de la réalisation pratique d'un système MISO RT-OFDM

Dans les schémas d'implantation présentés dans les figures 1.8 et 1.9, les réponses impulsionnelles $h_{P_i \to U}$ ou les fonctions de transfert $H_{P_i \to U}$ sont supposées être connues du point d'accès. La réalisation pratique du RT implique donc l'obtention de ces informations. Si l'on se réfère au principe du RT, elles doivent être déterminées à partir d'une transmission de l'utilisateur vers le point d'accès que nous nommerons «transmission UL». Les canaux alors obtenus correspondent aux canaux entre l'utilisateur et le point d'accès : $h_{U \to P_i}$ ou $H_{P_i \to U}$. Dans le cas où la transmission UL et la transmission du point d'accès vers l'utilisateur, que nous nommerons «transmission DL», partagent la même bande de fréquence, le théorème de réciprocité est applicable et l'on a alors $h_{P_i \to U} = h_{U \to P_i}$ et par conséquent $H_{P_i \to U} = H_{U \to P_i}$. Le RT est donc particulièrement adapté pour des systèmes fonctionnant en duplex par séparation temporelle (TDD pour *Time-Division Duplex*), mais ne peut être directement appliqué aux systèmes qui opèrent en duplex par séparation fréquentielle (FDD pour *Frequency-Division Duplex*) pour lesquels le théorème de réciprocité n'est pas applicable car des bandes de fréquence différentes sont utilisées pour les transmissions DL et UL. Il a toutefois été montré dans [43] que le RT pouvait être combiné avec les systèmes FDD par le biais de plusieurs aller-retour entre le point d'accès et l'utilisateur.
La plupart des études présentées dans la partie 1.4.4 considèrent une connaissance parfaite des canaux DL au niveau du point d'accès, on peut alors se demander dans quelle mesure une estimation erronée des canaux peut impacter les gains de focalisation temporelle et spatiale, et par conséquent les performances de la transmission.
La durée de validité des canaux estimés est également un point important à prendre en compte lors d'une mise en œuvre pratique du RT. En effet, pour des canaux variant dans le temps, l'estimation des canaux ne sera valable que pour une durée inférieure au temps de cohérence des canaux, les phases d'estimation et de transmission des données doivent donc être effectuées dans un délai inférieur à celui-ci. On comprend alors que le RT est plutôt destiné à des canaux à variation lente qui sont le type de canaux rencontrés dans des environnements indoor où la seule mobilité généralement présente est pédestre. Des canaux à variation rapide impliqueraient une répétition fréquente de la phase d'estimation et donc une réduction de l'efficacité spectrale de la transmission.
La solution retenue pour l'estimation des canaux UL doit donc présenter un bon compromis entre précision et rapidité d'estimation.
La synchronisation du récepteur est également un point crucial à prendre en compte lors de la réalisation pratique d'une transmission sans-fil. Bien que les différents types de synchronisations sont largement étudiés dans la littérature pour les systèmes OFDM, une attention particulière doit être portée sur les spécificités qu'engendrent le RT afin de proposer une solution de synchronisation adéquate.
Enfin, il convient de s'assurer que la réciprocité du canal de propagation, qui est un principe essentiel du RT, reste valide dans le cas d'une réalisation pratique. En effet, le traitement étant effectué en bande de base, les canaux estimés au niveau du point d'accès intègrent les fonctions de transfert des étages RF. Or, bien qu'il a été démontré qu'un système composé de deux antennes et d'un canal de propagation est réciproque, nous verrons que le canal vu

de la bande de base ne l'est pas. Une solution de la calibration pour compenser les termes de non-réciprocité doit donc être mise en place.
La réalisation pratique d'un système MISO RT-OFDM commence nécessairement par la sélection du domaine de mise en œuvre : temporel ou fréquentiel. L'architecture fréquentielle a retenu notre intérêt pour plusieurs raisons. La principale est que l'architecture fréquentielle nécessite moins de ressources matérielles que l'architecture temporelle pour un nombre modéré de sous-porteuses. De plus, l'architecture fréquentielle requiert l'estimation des fonctions de transfert $H_{P_i \to U}$ des canaux. Or l'estimation de canal pour les systèmes OFDM est généralement effectuée dans le domaine fréquentiel. Le choix de la méthode d'estimation à utiliser peut donc s'appuyer sur les méthodes d'estimation rencontrées dans les systèmes OFDM qui sont largement documentées dans la littérature scientifique. Enfin, le produit de convolution dans le domaine temporel étant équivalent à un simple produit dans le domaine fréquentiel, certains traitements qui devraient être effectués sur le signal à transmettre peuvent s'avérer plus simple à réaliser dans le domaine fréquentiel. C'est donc pour ces raisons que l'architecture fréquentielle a été sélectionnée pour la réalisation du prototype MISO RT-OFDM.

1.6 La plate-forme de prototypage WARP

Les plate-formes de prototypage jouent un rôle important dans le développement d'une nouvelle technologie. En effet, elles permettent de valider des résultats théoriques à travers une réalisation pratique, et peuvent être utilisées comme preuve de concept.
La plate-forme de prototypage WARP, utilisée pour la réalisation du prototype MISO RT-OFDM, est présentée au cours de cette partie.

1.6.1 Présentation de la plate-forme WARP

La plate-forme WARP (*Wireless Open-Access Research*) est une plate-forme de prototypage de transmission sans-fil qui a été développée à l'université de Rice à Houston [44]. Son élément principal est la carte WARP FPGA v2.2 qui est présentée dans la figure 1.10. Elle s'articule autour d'un FPGA Xilinx Virtex-4 et possède une multitude d'entrées/sorties (Ethernet, USB, port série, entrées/sorties numériques, ...). Des afficheurs 7 segments et des boutons poussoirs sont également présents et permettent une interaction avec l'utilisateur. Elle possède également des connecteurs (reliés au FPGA) pour accueillir 4 cartes filles, ainsi qu'un emplacement pour une carte d'horloge. Plusieurs types de cartes filles compatibles avec la carte WARP FPGA V2.2 sont disponibles :

- la carte WARP User I/O v1.0 qui fournit des entrées/sorties supplémentaires ;
- la carte WARP Video qui donne accès à des entrées/sorties vidéo analogiques ;
- la carte WARP Analog v1.1 qui intègre des convertisseurs analogiques/numérique (CAN) et des convertisseurs numérique/analogique (CNA) respectivement connectés à 2 entrées et 4 sorties analogiques ;
- et la carte WARP Radio v1.4 qui permet de convertir un signal numérique en bande de base vers un signal RF.

Parmi ces quatre cartes, seules les deux dernières ont été utilisées pour la réalisation du prototype MISO RT-OFDM.
La carte WARP Radio v1.4 qui intègre un émetteur/récepteur RF complet et permet un fonctionnement à l'alternat (half-duplex) est présentée dans la figure 1.11. Nous pouvons voir qu'elle est composée d'une chaîne d'émission et de réception.
Pour la chaîne d'émission, deux CNA d'une résolution de 16 bits (un pour la voie en phase I et un pour la voie en quadrature Q) permettent la conversion analogique des signaux en bande

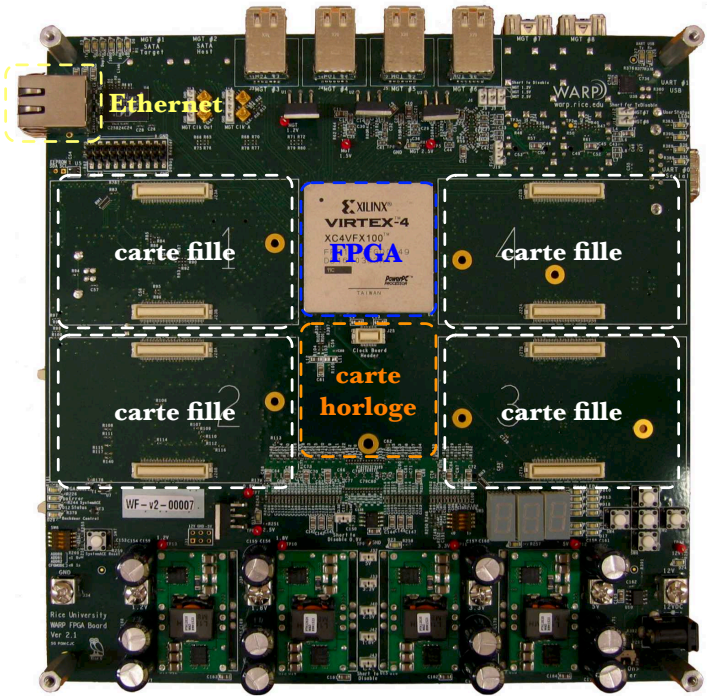
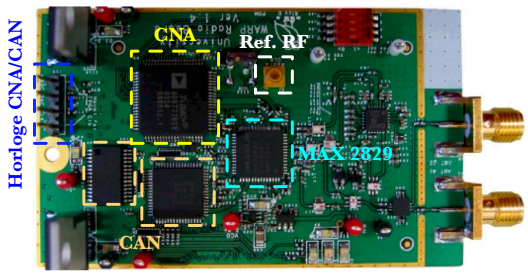
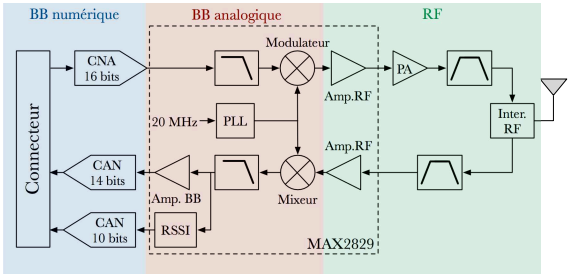


FIGURE 1.10 – Carte mère WARP FPGA v2.2



(a) Photo



(b) Représentation schématique

FIGURE 1.11 – Carte WARP Radio v1.4

de base I et Q numériques issus du FPGA. Les signaux analogiques I et Q sont ensuite fournis à la puce RF MAX2829 qui réalise la transposition de la bande de base vers la fréquence porteuse. La puce RF MAX2829 est un transmetteur RF bi-bande (de 2,4 à 2,5 GHz et de 4,9 à 5,875 GHz) qui supporte jusqu'à 40 MHz de largeur de bande et peut opérer en half-duplex. La fréquence porteuse y est générée par une boucle à verrouillage de phase (PLL pour *Phase Lock Loop*) programmable, à partir d'un signal d'horloge de référence de 20 MHz. Ce signal de référence est injecté dans la carte WARP Radio à partir d'un connecteur MMCX (Micro-Miniature CoaXial) désigné par «Réf. RF» dans la figure 1.11a. Le signal RF en sortie du transmetteur RF est ensuite amplifié puis filtré avant d'être transmis au connecteur d'antenne via un interrupteur RF qui permet une commutation entre la chaîne d'émission et celle de réception.

La procédure inverse est appliquée pour la chaîne de réception. Le signal RF reçu est filtré puis amplifié avant d'être transposé en bande de base par la démodulation RF. Le signal analogique en bande de base est par la suite numérisé à l'aide de deux CAN d'une résolution de 14 bits avant d'être transmis au FPGA.

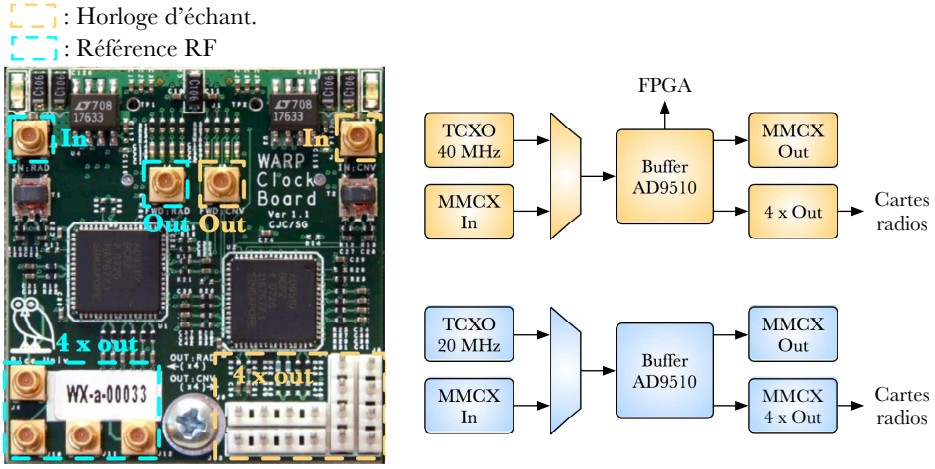


FIGURE 1.12 – Carte d'horloge WARP Clock v1.1

La fréquence d'échantillonnage des CNA et CNA est fournie à partir du connecteur désigné par «Horloge CNA/CAN» dans la figure 1.11a.
Il est donc nécessaire de fournir à la carte WARP Radio une référence RF de 20 MHz ainsi qu'une horloge d'échantillonnage pour qu'elle puisse fonctionner. C'est le rôle de la carte d'horloge WARP Clock v1.1 qui est présentée dans la figure 1.12. Elle possède un oscillateur compensé en température (TCXO pour *Temperature Compensated crystal Oscillator*) de 20 MHz qui est utilisé pour générer la référence RF des cartes WARP Radio. Le signal d'horloge en sortie du TCXO de 20 MHz est envoyé vers cinq connecteurs MMCX via un circuit d'horloge (AD9510). Les quatre connecteurs MMCX désignés par «4 x out» dans la figure 1.12 peuvent être utilisés pour fournir la référence RF aux quatre potentielles cartes radio insérées sur les emplacement des cartes filles de la carte FPGA, tandis que le connecteur désigné par «Out» peut être utilisé pour transmettre la référence RF à une carte additionnelle. En effet, il est également possible d'utiliser une entrée externe «In» dans la figure 1.12 comme référence RF. Une seconde carte WARP FPGA, également équipée d'une carte d'horloge, pourrait donc utiliser la référence RF générée par la première. Il est ainsi possible de cascader plusieurs cartes WARP FPGA, tout en garantissant que les différentes cartes radio sont alimentées par la même référence RF, générant ainsi des fréquences porteuses strictement identiques.
L'arbre d'horloge d'échantillonnage, où un TCXO de 40 MHz est utilisé, est identique à celui de la référence RF. L'horloge d'échantillonnage est toutefois transmise au FPGA de façon à ce qu'il puisse fonctionner de façon synchrone avec les CNA/CAN des cartes radio.
Ainsi, en combinant une carte WARP FPGA, quatre cartes WARP Radio et une carte WARP Clock, il est possible d'obtenir un système émetteur/récepteur de quatre antennes fonctionnant en half-duplex, où toutes les horloges sont synchrones.
Au cours de la réalisation du prototype, nous avons fait l'acquisition d'un nouvelle carte FPGA, la WARP v3. Son architecture est identique à celle de la WARP FPGA v2.2, à la différence près que le FPGA Virtex-4 a été remplacé par un Virtex-6 plus puissant. La WARP v3 intègre directement deux interfaces RF, toujours construites autour du MAX2829, et il est possible d'ajouter deux interfaces RF supplémentaires en connectant la carte radio FMC-RF-2X45 sur la carte WARP v3.

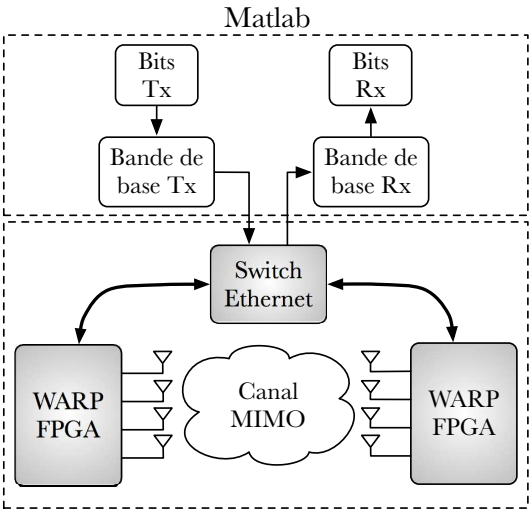


FIGURE 1.13 – Mode de fonctionnement en temps différé de la plate-forme WARP

1.6.2 Modes de fonctionnement

Les cartes WARP FPGA v2.2 et v3 peuvent être utilisées suivant deux modes de fonctionnement. Le premier mode consiste à réaliser le traitement en bande de base dans le FPGA. Ce type de fonctionnement possède l'avantage d'avoir un traitement en bande de base qui est effectué en temps réel, il présente donc une très bonne réactivité. Il nécessite cependant une description matérielle du traitement en bande de base qui peut s'avérer très chronophage pour des systèmes complexes.
Le second mode de fonctionnement consiste à déporter le traitement en bande de base sur un ordinateur distant qui communique avec la carte WARP FPGA à partir d'une liaison Ethernet. A cette fin, une solution complète nommée *WARPLab* est téléchargeable en accès libre. Elle contient le code de programmation du FPGA (*WARPLab Reference Design*) ainsi qu'une bibliothèque de fonctions associée (*WARPLab Reference M-Code*), utilisable sous le logiciel Matlab, qui permet d'interagir avec la carte WARP. Le code *WARPLab Reference Design* permet d'implanter dans le FPGA des blocs mémoires destinés à stocker temporairement les échantillons des signaux I et Q à transmettre par voie hertzienne ainsi que ceux reçus. Il permet aussi d'implanter un contrôleur Ethernet pour la gestion de la liaison avec l'ordinateur. La carte WARP est donc utilisée ici pour effectuer les conversions numérique-analogique / analogique-numérique, et pour les transpositions en fréquence.
La bibliothèque de fonctions *WARPLab Reference M-Code* permet, à partir de Matlab, d'effectuer le transfert des échantillons I/Q vers la carte WARP et vice versa. Elle permet également de configurer les étages RF (sélection de la fréquence porteuse, configuration des amplificateurs,...) et de déclencher la transmission RF.
La transmission d'une trame entre deux antennes est illustrée dans la figure 1.13, et peut être résumée par les étapes suivantes :

1. génération des symboles I/Q à partir de Matlab ;
2. transfert via Ethernet des symboles générés vers le bloc mémoire correspondant à l'antenne émettrice ;
3. déclenchement de la transmission RF : lecture du bloc mémoire et transfert des échantillons du FPGA vers la carte radio ;
4. enregistrement des échantillons reçus dans le bloc mémoire correspondant à l'antenne

de réception ;

5. transfert via Ethernet des échantillons reçus du bloc mémoire vers Matlab ;
6. démodulation des échantillons reçus sous Matlab.

Il est possible de déclencher une transmission à partir de plusieurs antennes d'émission simultanément, de la même façon qu'il est possible de déclencher une réception sur plusieurs antennes de réception. Comme représenté dans la figure 1.13, il est également possible d'effectuer une transmission entre deux cartes WARP FPGA en utilisant un commutateur de réseau (switch) Ethernet pour connecter les deux cartes à l'ordinateur distant.
Ce mode de fonctionnement présente l'avantage de pouvoir tester rapidement des algorithmes en bande de base, tout en ayant les contraintes d'un système réel (bruit de quantification, synchronisation, canaux réels, ...). En revanche, il ne permet pas d'obtenir une réactivité équivalente à celle du mode temps réel, notamment à cause du délai de communication entre l'ordinateur et la (les) carte(s).
Au cours de ces travaux de thèse, nous avons utilisé le mode en temps différé dans l'objectif de valider les solutions mises en place dans un cas pratique. Par la suite ces solutions ont été implantées sur FPGA pour aboutir au prototype temps-réel.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord décrit les principales caractéristiques du canal radiomobile, ainsi que ses différentes classifications. La connaissance des caractéristiques du canal radio est essentielle lors de la conception d'un système de transmission sans-fil, car elles impactent directement les performances de la transmission et conditionnent le choix des paramètres du système.
Par la suite, la modulation OFDM et le RT, qui sont les deux concepts mis en œuvre dans le prototype réalisé, ont été présentés avant de nous intéresser à la combinaison de ces deux techniques. Les deux schémas d'implantation ont été présentés, l'implantation dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Ce dernier a été retenu pour la réalisation du prototype, car présentant une consommation en ressources matérielles plus faible que pour l'implantation dans le domaine temporel.
Enfin, dans une dernière partie, la plate-forme de prototypage WARP qui a été utilisée pour la mise en œuvre du prototype a été décrite ainsi que ses deux modes de fonctionnement.

Chapitre 2

Estimation de canal dans un système MISO RT-OFDM

Sommaire

2.1 Introduction 39
2.2 Types de canaux de propagation considérés 40
2.3 L'estimation de canal dans les systèmes OFDM 40
2.3.1 L'estimation de la réponse fréquentielle du canal 41
2.3.2 Les structures de symboles pilotes pour les techniques supervisées . 42
2.3.3 Les différents estimateurs pour les techniques supervisées 44
2.4 Spécifications et choix de l'estimateur de canal UL pour un système MISO RT-OFDM 45
2.4.1 Spécifications en terme de performances/précision 45
2.4.2 Spécifications en termes de latence 46
2.4.3 Choix de l'estimateur de canal UL 48
2.5 Choix de la séquence des symboles pilotes 49
2.6 Amélioration du SNR d'estimation par moyennage 51
2.7 Mise en œuvre matérielle de l'estimation de canal UL 54
2.7.1 Émission des symboles OFDM pilotes par l'utilisateur 54
2.7.2 Estimation du canal au niveau du point d'accès 56
2.7.3 Durée totale de l'estimation des canaux UL 58
2.8 Mise en œuvre matérielle de l'estimation et égalisation de canal DL 59
2.8.1 Émission des symboles pilotes par le point d'accès 60
2.8.2 Estimation / égalisation du canal équivalent par l'utilisateur 61
2.9 Conclusion 62

2.1 Introduction

Nous avons vu, dans le chapitre 1, que la connaissance du canal de propagation au niveau du point d'accès (CSIT pour *Channel State Information at the Transmitter*) est nécessaire pour déterminer les coefficients de précodage du RT. La majorité des publications traitant des performances du RT combiné à l'OFDM considère une connaissance parfaite du canal au niveau de l'émetteur, hypothèse qui n'est pas valide dans un scénario pratique. Ce chapitre s'intéresse donc à la mise en œuvre de l'estimation de canal au niveau du point d'accès qui est

indispensable pour obtenir le CSIT requis. L'estimation doit être suffisamment précise pour se rapprocher des performances obtenues dans le cas d'une connaissance parfaite du CSIT, et doit être compatible avec une implantation matérielle.
Dans un premier temps, les différentes familles d'estimation de canal employées dans les systèmes OFDM SISO sont présentées. Nous nous concentrons ensuite sur les spécificités de l'estimation de canal UL dans un système MISO RT-OFDM pour déterminer la méthode d'estimation la plus appropriée au prototype. Ce chapitre se conclut enfin sur la description de la mise en œuvre matérielle de la méthode d'estimation retenue, suivie de la réalisation de l'estimation/égalisation du canal équivalent nécessaire lorsqu'une modulation d'amplitude est utilisée.

2.2 Types de canaux de propagation considérés

Afin d'identifier l'estimateur le plus approprié à notre prototype, il est important de déterminer les caractéristiques des canaux qui seront rencontrés. Nous avons vu que les canaux de propagation peuvent être classifiés en quatre catégories en fonction de leur bande de cohérence B_c, leur temps de cohérence T_c, et des caractéristiques du système de transmission étudié (bande du signal et durée symbole) :

— les canaux sélectifs en fréquence à évanouissements lents ;
— les canaux sélectifs en fréquence à évanouissements rapides ;
— les canaux non sélectifs en fréquence à évanouissements lents ;
— les canaux non sélectifs en fréquence à évanouissements rapides.

Le prototype développé étant destiné à des transmissions à l'intérieur de bureaux ou de bâtiments dans des configurations LOS et NLOS, la probabilité de se retrouver en présence de multi-trajets est forte.
Pour une mise en œuvre du RT efficace, il est nécessaire que le canal de propagation soit invariant sur toute la durée d'une trame de données afin que les canaux estimés pendant la phase d'apprentissage, et donc les coefficients de précodage, restent valables pendant la transmission de la trame DL. Cette nécessité est compatible avec des transmissions indoor ou la mobilité est relativement faible.
L'estimateur de canal doit donc être capable d'estimer des canaux sélectifs en fréquence à évanouissements lents.

2.3 L'estimation de canal dans les systèmes OFDM

L'estimation de canal est une opération cruciale dans un récepteur OFDM cohérent. En effet, couplée à l'égalisation de canal, elle permet de compenser les distorsions introduites par le canal de propagation sur le signal reçu afin de reconstituer l'information transmise. La précision de l'estimation de canal a donc un impact direct sur les performances, en terme de taux d'erreur binaire (TEB), d'une transmission OFDM. Elle a ainsi été largement étudiée dans la littérature depuis les années 90 [45–47]. On y retrouve la traditionnelle estimation de la réponse fréquentielle du canal, ainsi que des techniques d'estimation avancées telles que l'estimation paramétrique et l'estimation itérative du canal.
L'estimation paramétrique consiste à estimer les paramètres qui caractérisent la réponse impulsionnelle du canal (nombre de trajets, amplitude et retard des trajets). Ces derniers sont généralement déterminés à partir d'algorithmes dit de haute résolution tels que les algorithmes MUSIC [48] ou ESPRIT [49]. Bien que l'estimation paramétrique présente dans certains cas une amélioration significative des performances comparée à l'estimation de la réponse fréquen-

tielle du canal [50], elle n'est cependant pas adaptée à notre cas d'étude. En effet, un gain de performance peut être obtenu lorsque la réponse impulsionnelle de canal est parcimonieuse dans le domaine temporel [51], c'est-à-dire lorsque la réponse du canal peut être modélisée par un faible nombre de trajets dominants, typiquement de deux à six [52]. Cela est généralement le cas dans les zones rurales, mais pas pour les zones urbaines et encore moins pour les communications indoor.
Plus récemment, l'estimation itérative a été considérée dans [53, 54], et permet également d'améliorer la précision de l'estimation en tirant parti de la sortie du décodage de canal. Le codage/décodage de canal n'étant pas prévu dans un premier temps pour la réalisation de notre prototype, nous ne nous intéresserons pas à ce type d'estimation de canal, d'autant plus que sa mise en œuvre est relativement complexe.
Dans la suite de cette partie, nous nous concentrons donc sur les différentes techniques d'estimation de la réponse fréquentielle du canal pour identifier celle qui est la plus adaptée à notre système de transmission.

2.3.1 L'estimation de la réponse fréquentielle du canal

Les techniques d'estimation de la réponse fréquentielle du canal peuvent être divisées en trois catégories :

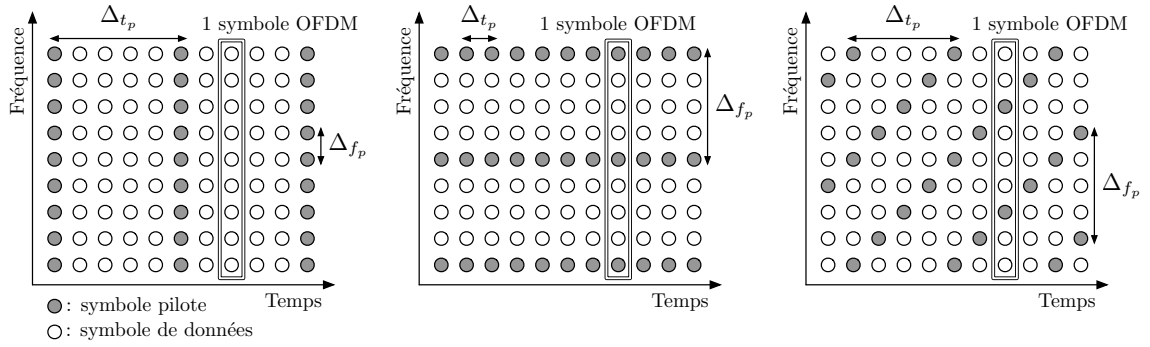
— les techniques supervisées ;
— les techniques aveugles ;
— et les techniques semi-aveugles.

2.3.1.1 Les techniques supervisées

Pour les techniques d'estimation supervisées, des séquences tel qu'un préambule ou des symboles pilotes sont insérées, au niveau de l'émetteur, dans la trame des données à transmettre [55, 56]. Un symbole pilote est un symbole émis sur une sous-porteuse qui est connu à la fois de l'émetteur et du récepteur, la sous-porteuse associée est alors appelée *sous-porteuse pilote*. Lorsque l'ensemble des sous-porteuses d'un symbole OFDM est modulé par des symboles pilotes, il est dit *symbole OFDM pilote*. Un préambule désigne un ou plusieurs symboles OFDM pilotes émis. L'estimation de la réponse du canal peut ainsi être obtenue à partir des symboles pilotes reçus, les symboles pilotes transmis étant connus du récepteur. Les techniques supervisées sont les plus utilisées car elles offrent un bon compromis performance/complexité. Néanmoins, leur inconvénient majeur est la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion de symboles pilotes parmi le flux de données à transmettre.

2.3.1.2 Les techniques aveugles

Contrairement aux techniques supervisées, les techniques aveugles ne nécessitent pas d'insertion de séquences connues dans la trame, elles n'entraînent donc pas une baisse d'efficacité spectrale. Les techniques aveugles sont basées sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal OFDM reçu telles que la présence du préfixe cyclique [57] (et les propriétés de cyclostationnarité qui en découlent), la dimension finie de la constellation utilisée ou la présence de sous-porteuses éteintes [58]. Leurs principaux inconvénients résident dans la complexité de mise en œuvre [59], une latence importante ainsi qu'une ambiguïté sur les estimés.



(a) Type *Bloc* (b) Type *Comb* (c) Type *Treillis*

FIGURE 2.1 – Les trois types d'arrangement de symboles pilotes

2.3.1.3 Les techniques semi-aveugles

Les techniques semi-aveugles sont une combinaison des deux techniques précédentes. En effet, l'estimation du canal est dans ce cas réalisée à partir de symboles pilotes mais également grâce aux symboles de données précédemment estimés [60,61]. Cette approche, étant en partie basée sur les symboles de données reçus, est cependant très sensible aux erreurs de détection sur ces derniers.

Parmi les trois techniques d'estimation de la réponse fréquentielle du canal, les techniques supervisées sont celles qui présentent la plus faible complexité de mise en œuvre, tout en offrant de bonnes performances et une faible latence d'estimation. Pour ces raisons, nous nous focalisons, dans la suite de cette partie, sur les techniques supervisées afin d'identifier la structure des symboles pilotes et l'estimateur qui seront retenus pour notre prototype.

2.3.2 Les structures de symboles pilotes pour les techniques supervisées

Classiquement, les symboles pilotes sont insérés dans la trame de données dans le domaine fréquentiel, c'est à dire avant la modulation OFDM. Ils peuvent être placés dans le domaine fréquentiel (indice des sous-porteuses) et/ou dans le domaine temporel (indice des symboles OFDM), et sont donc généralement représentés sur une grille temps-fréquence. Comme évoqué dans la partie 2.3.1.1, l'insertion des symboles pilotes dans la trame des données entraîne une perte d'efficacité spectrale, tout l'enjeu ici est donc d'insérer le moins de symboles pilotes possible tout en préservant une performance d'estimation suffisante.
On retrouve dans la littérature trois catégories de structures de pilotes qui peuvent être employées suivant les caractéristiques du canal à estimer : les arrangements de type *Bloc*, de type *Comb* et de type *Treillis* (*Lattice*). Ces trois différentes structures sont représentées dans la figure 2.1.

2.3.2.1 Arrangement de type *Bloc*

Dans la configuration de type *Bloc*, des symboles OFDM pilotes sont transmis avec une période Δ_{t_p} (voir figure 2.1a). Toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM pilote étant modulées par des symboles pilotes, cette structure permet d'estimer un coefficient de canal par sous-porteuse. Elle est donc particulièrement adaptée pour les canaux sélectifs en fréquence [62]. L'insertion des symboles OFDM pilotes se faisant périodiquement dans le domaine temporel, il convient cependant de s'assurer que la période Δ_{t_p} soit inférieure au

temps de cohérence T_c du canal. Les arrangements de type *Bloc* sont donc destinés à des canaux dont la réponse fréquentielle ne varie pas très rapidement [63], c'est-à-dire pour des canaux à évanouissements lents. Il reste toutefois possible d'effectuer une interpolation dans le domaine temporel dans le cas où le canal ne peut être considéré comme constant entre deux symboles OFDM pilotes.

2.3.2.2 Arrangement de type *Comb*

La configuration de type *Comb* est le pendant de la structure de type *Bloc* dans le domaine temporel. En effet, uniquement quelques sous-porteuses de tous les symboles OFDM émis sont modulées par des symboles pilotes (voir figure 2.1b). Cette configuration est donc particulièrement adaptée pour des canaux à évanouissements rapides étant donné qu'une estimation de la réponse du canal peut être effectuée à chaque symbole OFDM reçu [64]. Toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM n'étant pas des sous-porteuses pilotes, une interpolation dans le domaine fréquentiel est néanmoins nécessaire pour estimer la réponse fréquentielle complète du canal [65]. Ce type de configuration est donc destiné à des canaux présentant une faible sélectivité fréquentielle. De nombreuses études théoriques ont été réalisées pour déterminer le placement optimal des symboles pilotes pour un arrangement de type *Comb*. Ces études ont montré que le nombre de symboles pilotes par symbole OFDM doit être au moins égal au nombre de trajets indépendants du canal, et que l'intervalle de fréquence entre deux sous porteuses pilotes Δ_{f_p} doit être constant [66].

2.3.2.3 Arrangement de type *Treillis*

Dans la structure de type *Treillis*, les symboles pilotes sont insérés périodiquement à la fois en temps et en fréquence, ils peuvent être distribués de façon rectangulaire, diagonale (figure 2.1c) ou même aléatoire. Cette configuration bénéficie d'une meilleure efficacité spectrale par rapport aux deux structures précédentes, mais est cependant plus complexe à mettre en œuvre puisque des interpolations doivent être effectuées dans le domaine temporel et fréquentiel [67]. Elle peut être adaptée à des canaux présentant de la sélectivité fréquentielle et/ou temporelle suivant les valeurs des intervalles Δ_{f_p} et Δ_{t_p}.

2.3.2.4 Choix de l'arrangement des symboles pilotes pour le système MISO-RT-OFDM

Pour la réalisation du prototype MISO-RT-OFDM, le choix de l'arrangement des symboles pilotes doit être effectué pour la transmission UL et DL. En effet, les symboles pilotes de la transmission UL permettent d'obtenir le CSIT nécessaire à la technique du RT, et les symboles pilotes de la transmission DL sont dédiés à l'estimation de l'atténuation du canal pour chaque sous-porteuse lorsqu'une modulation d'amplitude est utilisée pour les symboles de données.
Aucun échange de données n'est prévu durant la transmission UL car elle est uniquement dédiée à l'obtention du CSIT. Il n'y a donc pas d'intérêt à entrelacer les symboles pilotes avec des symboles de données. C'est pourquoi la structure de pilote retenue pour la transmission UL est l'arrangement de type *Bloc*. Cette structure est également utilisée pour la transmission DL car elle est particulièrement adaptée aux types de canaux de propagation considérés pour notre cas d'étude qui sont de type sélectifs en fréquence à évanouissement lents. De plus, elle permet d'estimer les coefficients du canal pour chacune des sous-porteuses sans avoir à effectuer une interpolation qui peut s'avérer coûteuse à la fois en ressources matérielles et en latence.

2.3.3 Les différents estimateurs pour les techniques supervisées

Il existe de nombreux estimateurs de canal utilisant les différents arrangements de symboles pilotes qui ont été présentés. Le choix a été fait ici de se concentrer sur les deux estimateurs les plus utilisés pour les techniques supervisées : l'estimateur LS et l'estimateur MMSE. Pour les présenter, nous considérons la transmission de symboles pilotes $\mathbf{X}_p = \big[X_p(0), \ldots, X_p(N_{\mathrm{FFT}} - 1)\big]$ sur un canal de réponse fréquentielle $\mathbf{H} = \big[H(0), \ldots, H(N_{\mathrm{FFT}} - 1)\big]$ en présence de bruit blanc additif gaussien. Les symboles pilotes reçus $\mathbf{Y}_p = \big[Y_p(0), \ldots, Y_p(N_{\mathrm{FFT}} - 1)\big]$ s'expriment alors par :

$$Y_p(k) = X_p(k)H(k) + B(k) \tag{2.1}$$

où k désigne l'indice de sous-porteuse, et $B(k)$ le coefficient du bruit pour la sous-porteuse d'indice k.

2.3.3.1 L'estimateur LS

La méthode d'estimation de canal la plus simple à mettre en œuvre est l'estimation basée sur le critère des moindres carrés (LS pour *Least Square*). Elle consiste à obtenir une estimation des coefficients du canal $\widehat{H}^{\mathrm{LS}}(k)$, pour chaque sous-porteuse pilote d'indice k, qui minimise l'erreur quadratique entre les symboles pilotes reçus $Y_p(k)$ et le produit des symboles pilotes transmis $X_p(k)$ par les coefficients du canal correspondant $H(k)$ [68] :

$$\widehat{H}^{\mathrm{LS}}(k) = \arg\min_{H} \|Y_p(k) - H(k)X_p(k)\|^2 \tag{2.2}$$

Dans [69], l'auteur montre que le canal estimé $\widehat{H}^{\mathrm{LS}}$ est alors obtenu par :

$$\begin{aligned} \widehat{H}^{\mathrm{LS}}(k) &= \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} \\ &= H(k) + \underbrace{\frac{B(k)}{X_p(k)}}_{\epsilon(k)}, \end{aligned} \tag{2.3}$$

où $\epsilon(k)$ désigne l'erreur d'estimation pour la sous-porteuse d'indice k.
Le principal avantage de l'estimateur LS est sa simplicité de mise en œuvre. En effet l'estimation LS nécessite uniquement une division des symboles pilotes reçus par les symboles pilotes transmis. Cependant, l'équation (2.3) nous montre que l'estimateur LS souffre d'une grande sensibilité au bruit puisque l'erreur d'estimation $\epsilon(k)$ est proportionnelle au bruit $B(k)$.

2.3.3.2 L'estimateur MMSE

Comme son nom l'indique, l'estimateur MMSE (*Minimum Mean Square Error*) vise à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur du canal de propagation $\mathbf{H}$ et son estimé $\widehat{\mathbf{H}}$:

$$\widehat{\mathbf{H}}^{\mathrm{MMSE}} = \arg\min_{H} \mathbb{E}\Big\{ \Big\| \mathbf{H} - \widehat{\mathbf{H}} \Big\|^2 \Big\} \tag{2.4}$$

Selon [70], l'estimation de la réponse fréquentielle du canal est donnée par :

$$\widehat{\mathbf{H}}^{\mathrm{MMSE}} = \underline{\mathbf{R}}_H \big(\underline{\mathbf{R}}_H + (\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1} \sigma_b^2 \underline{\mathbf{I}} \big)^{-1} \widehat{\mathbf{H}}^{\mathrm{LS}}, \tag{2.5}$$

où $\underline{\mathbf{R}}_H$ désigne la matrice de covariance du canal donné par $\underline{\mathbf{R}}_H = \mathbb{E}\{\mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^H\}$, $\mathbf{X}_p$ le vecteur des symboles pilotes, σ_b^2 la variance du bruit, $\underline{\mathbf{I}}$ la matrice identité et $\widehat{\mathbf{H}}^{\mathrm{LS}}$ le canal estimé par l'estimateur LS.
Bien que l'estimateur MMSE soit optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne [71], il nécessite la connaissance de la matrice de covariance du canal $\underline{\mathbf{R}}_H$ qui, en pratique, n'est pas connue du récepteur. En outre, son principal inconvénient réside dans sa complexité de mise en œuvre et sa latence d'estimation par rapport à l'estimateur LS. En effet, l'inversion matricielle de l'équation (2.5) et la moyenne à réaliser sur plusieurs symboles OFDM sont coûteuses en ressources matérielles et en temps de calcul.

2.4 Spécifications et choix de l'estimateur de canal UL pour un système MISO RT-OFDM

2.4.1 Spécifications en terme de performances/précision

En prenant l'hypothèse d'une estimation parfaite du canal au niveau du point d'accès ($\widehat{\mathbf{H}}_{U\to P_i} = \mathbf{H}_{U\to P_i}$) et en considérant un canal réciproque ($\mathbf{H}_{U\to P_i} = \mathbf{H}_{P_i\to U}$), le signal reçu par l'utilisateur pour la sous-porteuse d'indice k lors d'une transmission MISO RT-OFDM est donné par :

$$\begin{aligned} Y(k) &= X(k) \sum_{i=1}^{N_t} H^*_{P_i\to U}(k) H_{P_i\to U}(k) + B(k) \\ &= X(k) \sum_{i=1}^{N_t} \left\| H_{P_i\to U}(k) \right\|^2 + B(k) \end{aligned} \tag{2.6}$$

Si l'on considère une estimation imparfaite du canal, les canaux estimés $\widehat{\mathbf{H}}_{U\to P_i}$ par le point d'accès seront entachés par des erreurs d'estimation, on obtient alors :

$$\widehat{H}_{U\to P_i}(k) = H_{U\to P_i}(k) + \epsilon_i(k) \tag{2.7}$$

où $\epsilon_i(k)$ correspond à l'erreur d'estimation sur le coefficient du canal $H_{U\to P_i}(k)$. On considère ici que $\epsilon_i(k)$ suit une distribution gaussienne complexe de moyenne nulle et de variance σ_ϵ^2 identique pour chaque sous-porteuse et pour chaque antenne du point d'accès.
Ainsi, en prenant en compte une estimation imparfaite du canal, l'équation (2.6) devient alors :

$$Y(k) = X(k) \sum_{i=1}^{N_t} \left\| H_{P_i\to U}(k) \right\|^2 + \epsilon_i^*(k) H_{P_i\to U}(k) + B(k) \tag{2.8}$$

Nous pouvons remarquer la présence du terme complexe $\epsilon_i^*(k) H_{P_i\to U}(k)$ qui ne permet plus de garantir la somme constructive des canaux, et qui peut, suivant les valeurs de σ_ϵ^2, entraîner une dégradation significative de la focalisation spatiale et temporelle.

Afin d'évaluer l'impact d'une estimation imparfaite sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM, des simulations de Monte-Carlo ont été réalisées pour différentes valeurs du SNR d'estimation moyen γ_{est}, que l'on définit comme étant le rapport de puissance moyenne entre les coefficients du canal et l'erreur d'estimation ϵ :

$$\gamma_{\mathrm{est}} = \frac{\mathbb{E}\left\{ \left\| H_{U\to P_i}(k) \right\|^2 \right\}}{\sigma_\epsilon^2} \tag{2.9}$$

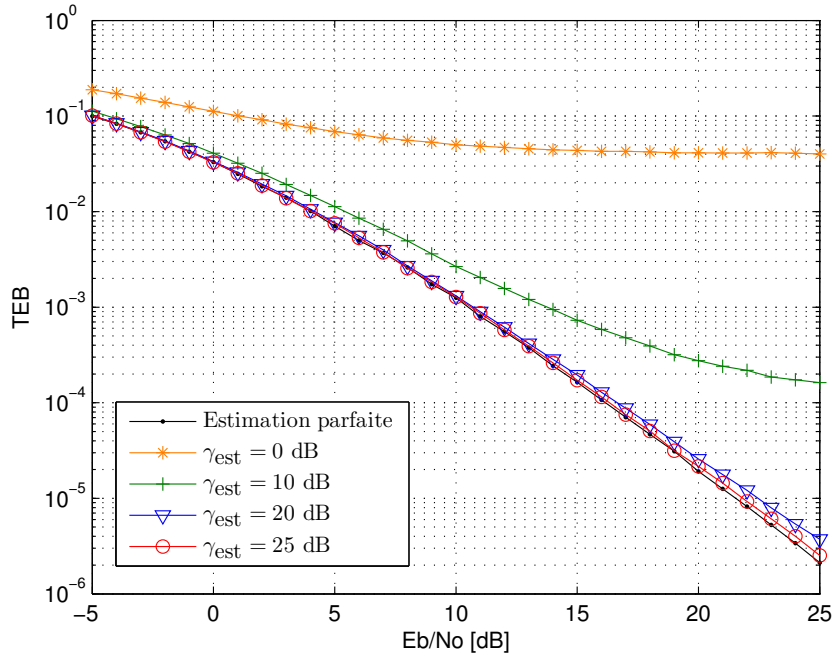


FIGURE 2.2 – TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système MISO RT-OFDM avec et sans estimation parfaite du canal pour $N_t = 4$

Les canaux utilisés pour les simulations suivent une distribution de Rayleigh de paramètre $\sigma^2 = 1/2$, indépendante pour chaque sous-porteuse et pour chaque antenne du point d'accès. La puissance des coefficients de canal étant unitaire en moyenne, on a alors :

$$\gamma_{\text{est}} = \frac{1}{\sigma_\epsilon^2} \tag{2.10}$$

Pour n'évaluer que la dégradation de performance engendrée par une estimation imparfaite du canal UL au niveau du point d'accès, les hypothèses suivantes sont prises :

- réciprocité parfaite des canaux de propagation ;
- synchronisation parfaite ;
- absence d'ISI ;
- estimation et égalisation du canal DL parfaite au niveau de l'utilisateur.

La figure 2.2 présente les résultats de simulation d'une transmission MISO RT-OFDM avec $N_t = 4$ pour différentes valeurs du SNR d'estimation γ_{est} : 0 dB, 10 dB, 20 dB et 25 dB. On peut remarquer sur ces courbes une dégradation des performances à bas SNR d'estimation (0 et 10 dB) par rapport à une estimation parfaite, et qu'il est nécessaire d'avoir un SNR d'estimation d'au moins 20 dB pour éviter de dégrader significativement les performances. On peut également observer à partir de la figure 2.3 qu'un SNR d'estimation de 20 dB est suffisant pour s'approcher des performances théoriques, et ce quel que soit le nombre d'antennes N_t du point d'accès.

2.4.2 Spécifications en termes de latence

Les trois phases nécessaires à la mise en œuvre du RT qui sont, l'estimation des canaux sur la voie UL (de durée T_{UL}), le précodage des données par le RT (de durée T_{RT}) et la

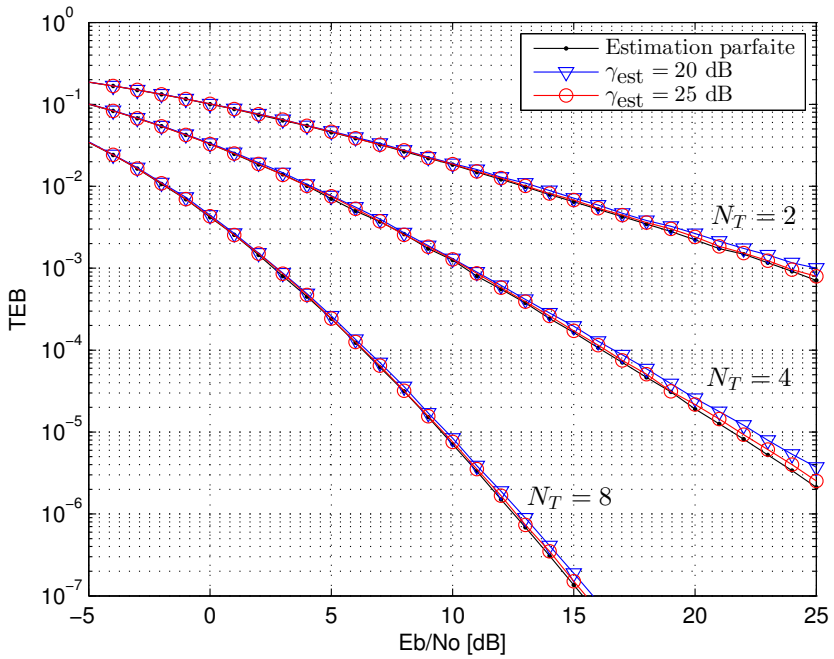


FIGURE 2.3 – TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système MISO RT-OFDM MISO avec et sans estimation parfaite du canal pour $N_t = 2$, 4 et 8 antennes

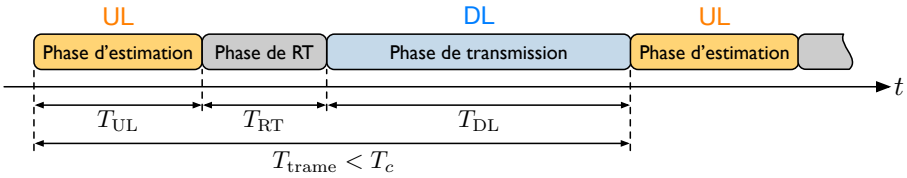


FIGURE 2.4 – Les 3 phases nécessaires à la mise en œuvre du RT

transmission des données précodées sur la voie DL (de durée T_{DL}), sont représentées dans la figure 2.4. La durée totale T_{trame} de ces trois phases doit être inférieure au temps de cohérence T_{c}. Dans le cas contraire, les coefficients de précodage ne seront plus valables pour une partie ou même la totalité de la trame de données, ce qui se traduira par une dégradation voire une absence de focalisation spatiale et temporelle.
Si les durées des phases d'estimation T_{UL} et de précodage T_{RT} sont fixées, il convient d'adapter la durée de la trame de données T_{DL}, et donc le volume de ces dernières, afin de s'assurer que les trois phases restent dans l'intervalle de cohérence du canal. La phase d'estimation de canal doit donc être la plus rapide possible pour ne pas pénaliser le débit de la transmission. Ainsi, pour minimiser la durée de la phase d'estimation, nous avons choisi d'estimer simultanément les N_t canaux au niveau du point d'accès plutôt que de le faire successivement. Cette solution présente l'avantage de diminuer la durée T_{UL} de la phase d'estimation par rapport à des estimations successives et de rendre T_{UL} indépendante vis à vis du nombre d'antennes N_t du point d'accès. Cela oblige cependant la présence de N_t estimateurs de canal en parallèle comme nous pouvons le voir dans la figure 2.5, le nombre de ressources matérielles dédié à la phase d'estimation est donc proportionnel au nombre d'antennes du point d'accès.
L'estimateur retenu doit alors présenter une faible complexité de mise en œuvre pour limiter

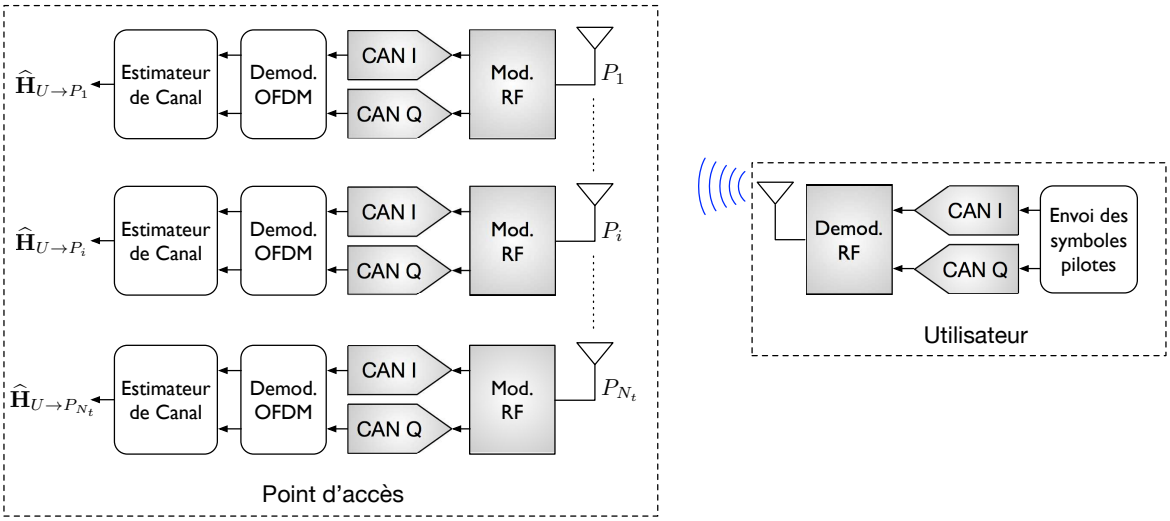


FIGURE 2.5 – Estimation parallèle des canaux UL $\widehat{\mathbf{H}}_{U\to P_i}$

les ressources matérielles dédiées à l'estimation de canal, et également avoir une faible latence.

2.4.3 Choix de l'estimateur de canal UL

Nous venons de voir que l'estimateur de canal UL doit présenter une faible complexité de mise en œuvre ainsi qu'une faible latence d'estimation. Il a également été vu dans la partie 2.3.3 que l'estimateur MMSE est plus complexe à réaliser et plus coûteux en matière de latence que l'estimateur LS, il nécessite en outre de connaître les propriétés statistiques du canal et du bruit, qui sont à priori inconnues du point d'accès lors d'une mise en œuvre pratique. Pour ces raisons, le choix de l'estimateur de canal UL s'est donc porté sur l'estimateur LS.
Cependant, la partie 2.4.1, traitant des spécifications de l'estimateur en terme de précision, a mis en évidence qu'un SNR d'estimation sur le canal d'au moins 20 dB est requis pour ne pas dégrader significativement les performances d'une transmission MISO-RT-OFDM. Or, le principal inconvénient de l'estimateur LS provient de sa sensibilité au bruit. Aussi, en fonction du SNR de transmission des symboles pilotes sur la voie UL, il peut s'avérer indispensable de mettre en place des mécanismes pour améliorer le SNR d'estimation de l'estimateur LS.
Nous allons donc nous attacher à déterminer les paramètres qui influent sur le SNR d'estimation de l'estimateur LS, pour ensuite identifier les solutions d'amélioration de ce dernier.

Si l'on considère la transmission d'un symbole OFDM pilote $x_p(t)$ de puissance moyenne P_p de l'utilisateur vers le point d'accès en présence d'un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance σ_b^2, le signal reçu dans le domaine fréquentiel par l'antenne d'indice i du point d'accès est donné pour la sous-porteuse d'indice k par :

$$Y_p(k) = X_p(k)H_{U\to P_i}(k) + B(k) \tag{2.11}$$

Si l'on se réfère à l'équation (2.3), et en reprenant la définition du SNR d'estimation exposée dans la partie 2.4.1, on obtient pour l'estimateur LS :

$$\gamma_{\text{est}}^{\text{LS}} = \frac{\mathbb{E}\{\, \|H_{U\to P_i}(k)\|^2 \,\}}{\frac{\sigma_b^2}{P_p}}, \tag{2.12}$$

en considérant une puissance moyenne unitaire pour les coefficients du canal $\left(\mathbb{E}\{\, \|H_{U\to P_i}(k)\|^2 \,\} = 1\right)$, on a enfin :

$$\gamma_{\text{est}}^{\text{LS}} = \frac{P_p}{\sigma_b^2} \tag{2.13}$$

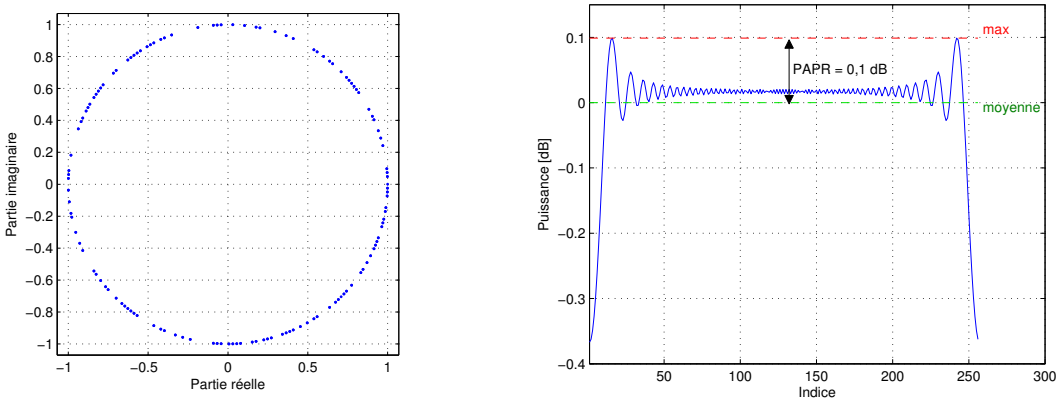
Nous pouvons remarquer, à partir de l'équation (2.13), que le SNR d'estimation de l'estimateur LS correspond au SNR de la transmission du symbole OFDM pilote. On aurait donc intérêt à maximiser la puissance des symboles pilotes pour obtenir le meilleur SNR d'estimation possible [33]. Cependant, suivant la séquence de symboles pilotes $\mathbf{X}_p$ choisie, le symbole OFDM pilote correspondant peut présenter, dans le domaine temporel, un PAPR élevé. Il serait donc nécessaire dans ce cas de limiter la puissance moyenne du symbole OFDM pilote $x_p(t)$ pour éviter une saturation d'une part au niveau du DAC mais surtout au niveau de l'amplificateur de puissance qui aurait pour effet de créer des distorsions sur le symbole OFDM pilote transmis.
La partie suivante de ce chapitre sera donc consacrée à la sélection de la séquence des symboles pilotes $\mathbf{X}_p$, dans l'objectif d'obtenir un symbole OFDM pilote présentant le plus faible PAPR possible.

2.5 Choix de la séquence des symboles pilotes

Nous venons de voir que le symbole OFDM pilote $x_p(t)$ doit présenter un PAPR de faible valeur pour augmenter le SNR d'estimation de l'estimateur LS. D'autre part, afin que la puissance des symboles pilotes soit identique pour chacune des sous-porteuses, il est également nécessaire que la séquence choisie possède une amplitude constante dans le domaine fréquentiel. Enfin, les coefficients du canal devant être estimés pour chaque sous-porteuse du signal OFDM, la longueur de la séquence retenue doit être égale au nombre de sous-porteuses N_{FFT}.
Les séquences GCL (*Generalized Chirp Like*) répondent à ces contraintes. En effet elles font partie de la famille des séquences CAZAC (*Constant Amplitude Zero Auto-Correlation*) et possèdent donc une amplitude constante dans le domaine fréquentiel. De plus, elles présentent une amplitude pratiquement constante dans le domaine temporel, ce qui leur confère de très bonnes caractéristiques sur le PAPR [72].
Les séquences GCL peuvent être construites à partir de l'expression suivante [73] :

$$X_p^{\text{GCL}}(k) = e^{-j2\pi\frac{k(k+1)}{2L'}} \tag{2.14}$$

où $X_p^{\text{GCL}}(k)$ désigne le symbole pilote de la sous-porteuse d'indice k et L' le plus petit nombre premier plus grand que la longueur L_p de la séquence pilote à construire.
Les figures 2.6a et 2.6b présentent respectivement une séquence GCL de longueur $L_p = 256$ dans le domaine fréquentiel et temporel. Nous pouvons y voir que ce type de séquence possède bien une amplitude constante dans le domaine fréquentiel et que son PAPR dans le domaine temporel est effectivement très faible (0,1 dB).
Les symboles $X_p^{\text{GCL}}(k)$ sont néanmoins complexes, cela oblige, si l'on se réfère à l'équation (2.3), à la mise en œuvre d'une opération de division complexe pour déterminer les coefficients du canal à partir d'une estimation LS. Afin d'éviter le recours à une division complexe, coûteuse à la fois en ressources matérielles et en latence, nous avons choisi de restreindre le choix des symboles pilotes à des symboles BPSK $\left(X_p(k) \in \{-1, 1\}\right)$. La division complexe est, dans ce cas, remplacée par un simple changement de signe sur le signal reçu $\mathbf{Y}_p$ qui ne requiert qu'une quantité négligeable de ressources matérielles.



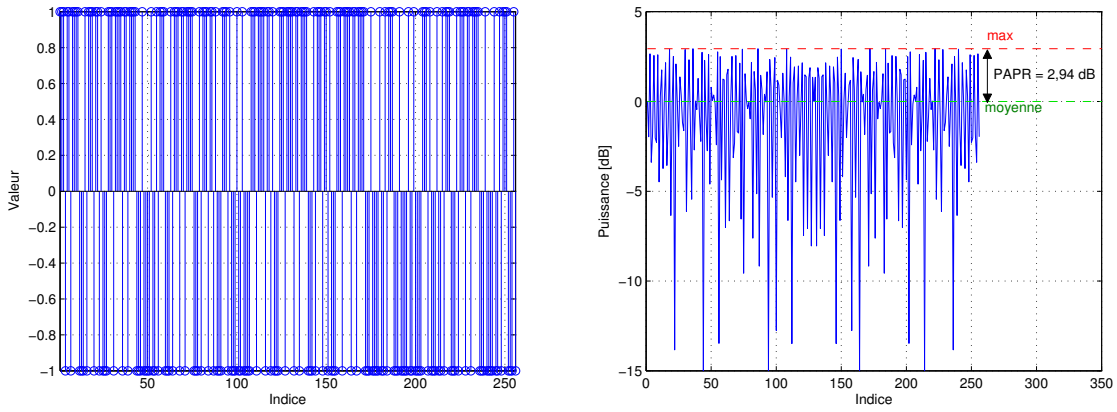
(a) Domaine fréquentiel (b) Puissance dans le domaine temporel

FIGURE 2.6 – Séquence GCL de longueur 256 dans le domaine fréquentiel et temporel

Le choix de la séquence de symboles pilotes s'est alors orientée vers les séquences binaires de Golay (séquences appartenant à une paire complémentaire de Golay) qui sont notamment utilisées dans les systèmes OFDM pour la réduction du PAPR [74,75]. Il a en effet été démontré qu'un signal OFDM obtenu par modulation de phase par une séquence de Golay présente un PAPR borné à 3 dB [75, 76].
Deux séquences a et b sont appelées *paire complémentaire de Golay* si la somme de leur produit d'autocorrélation est nulle excepté en zéro. Les paires binaires de Golay existent pour toutes les longueurs de la forme $2^m10^p26^q$, avec $m, q, r \in \mathbb{N}$. Les paires de longueur $L_P = 2^m$ peuvent être construites directement ou de façon récursive à partir d'une paire de Golay de longueur inférieure par exemple. Pour plus de détail sur les différentes méthodes de construction des paires de Golay, on pourra se référer à [77].
Pour construire une séquence de longueur $L_p = N_{\text{FFT}} = 256$ ($m = 8, p = 0, q = 0$), nous avons utilisé la méthode récursive de Golay-Rudin-Shapiro [78], en utilisant les paires de Golay $[a, b]$ de longueur 2 données dans l'équation (2.15), comme séquences initiales.

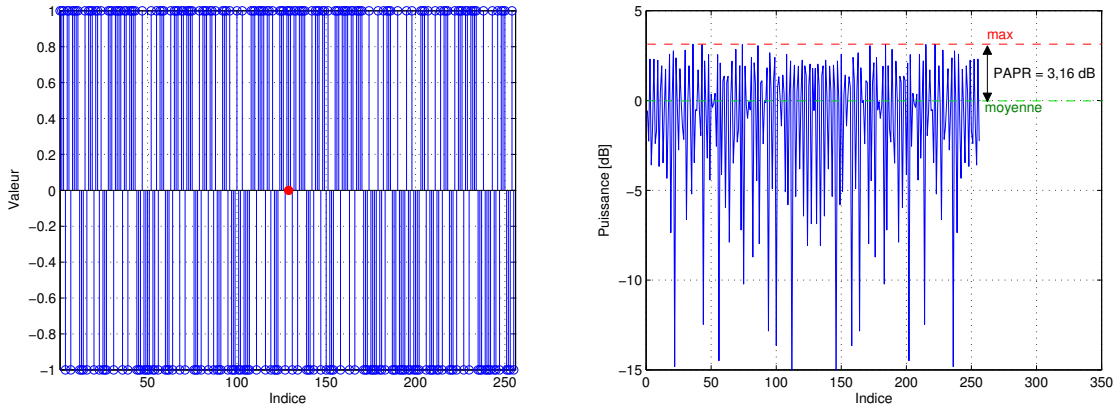
$$a = [1 \quad 1] \qquad \text{et} \qquad b = [1 - 1] \tag{2.15}$$

Une des deux séquences ainsi générées, ainsi que la puissance du symbole OFDM pilote correspondant sont respectivement présentées dans les figures 2.7a et 2.7b. Le PAPR de la séquence générée de 2,94 dB est bien conforme à la borne maximale de 3 dB.
Afin d'utiliser cette séquence pour le démonstrateur MISO RT-OFDM, la sous-porteuse DC (indice = 129) doit toutefois être mise à zéro (voir figure 2.8a).Comme représenté dans la figure 2.8b, la mise à zéro de la sous-porteuse DC a entraîné une augmentation du PAPR de la séquence dans le domaine temporel, qui reste toutefois relativement faible (3,16 dB au lieu de 2,94 dB).
La séquence de symboles pilotes de longueur $L_p = N_{\text{FFT}} = 256$ retenue autorise donc une implantation matérielle de l'estimateur LS très simple, car elle est composée de symboles BPSK ($X_p(k) \in \{-1, 1\}$). Le faible PAPR de la séquence dans le domaine temporel permet également d'augmenter la puissance moyenne du symbole OFDM pilote sans craindre une saturation de l'amplificateur de puissance.



(a) Domaine fréquentiel (b) Puissance dans le domaine temporel

FIGURE 2.7 – Séquence de Golay de longueur 256 dans le domaine fréquentiel et temporel



(a) Domaine fréquentiel (b) Puissance dans le domaine temporel

FIGURE 2.8 – Séquence utilisée pour le démonstrateur RT-OFDM : la sous-porteuse DC (indice 129) est éteinte

2.6 Amélioration du SNR d'estimation par moyennage

En dehors de la maximisation de la puissance du symbole OFDM pilote, il existe différentes techniques pour réduire le bruit résiduel de l'estimateur LS et donc améliorer le SNR d'estimation. Dans [33] par exemple, les auteurs proposent de transmettre n_p symboles OFDM pilotes identiques et d'effectuer une moyenne sur les canaux estimés par l'estimateur LS. Dans ce cas, le canal estimé obtenu après la moyenne des n_p symboles OFDM pilotes reçus $\widehat{\mathbf{H}}_m^{\mathrm{LS}}$ est

donné par :

$$\begin{aligned}\widehat{H}_m^{\mathrm{LS}}(k) &= \frac{1}{n_p}\sum_{l=1}^{n_p}\widehat{H}^{\mathrm{LS}}(k,l)\\ &= \frac{1}{n_p}\sum_{l=1}^{n_p}\left(H(k)+\frac{B(k,l)}{X_p(k)}\right)\\ &= H(k)+\underbrace{\frac{1}{n_p}\sum_{l=1}^{n_p}\frac{B(k,l)}{X_p(k)}}_{\epsilon(k)}\end{aligned} \tag{2.16}$$

L'équation (2.16) est obtenue en considérant un canal invariant sur la durée des n_p symboles OFDM pilotes. Le SNR d'estimation s'exprime alors par :

$$\begin{aligned}\gamma_{\mathrm{est}} &= \frac{\mathbb{E}\{\,\|H(k)\|^2\,\}}{\frac{1}{n_p^2}\sum_{l=1}^{n_p}\frac{\sigma_b^2}{P_p}}\\ &= \frac{1}{\frac{1}{n_p^2}\frac{n_p\sigma_b^2}{P_p}}\\ &= \frac{n_pP_p}{\sigma_b^2}\end{aligned} \tag{2.17}$$

Nous pouvons voir, à partir de l'équation (2.17), que le SNR d'estimation est n_p fois plus grand que dans le cas de la transmission d'un unique symbole OFDM pilote. Autrement dit, un gain de 3 dB est observé sur le SNR d'estimation à chaque fois que l'on double le nombre de symboles OFDM pilote.
On a donc :

$$\gamma_{\mathrm{est}}[\mathrm{dB}] = \mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}[\mathrm{dB}] + 10\log_{10}(n_p) \tag{2.18}$$

où $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ désigne le SNR de transmission, exprimé en dB, des symboles pilotes sur la voie UL.
Ces observations sont confirmées par les résultats de simulation présentés dans les figures 2.9 et 2.10. La figure 2.9 présente les performances d'une transmission RT-OFDM MISO 4×1 pour un SNR de transmission UL de 7 dB avec un et deux symboles OFDM pilotes, ainsi que pour un SNR de transmission de 10 dB avec un symbole OFDM pilote. Nous pouvons remarquer, pour un SNR de transmission UL de 7dB, une amélioration des performances lorsque deux symboles OFDM pilotes sont transmis au lieu d'un. De plus, les performances pour un SNR de 7 dB avec deux symboles OFDM pilotes sont équivalentes à celles pour un SNR de 10 dB avec un seul symbole pilote, cela confirme que doubler le nombre de symboles OFDM pilote permet d'améliorer le SNR d'estimation de 3 dB.
La figure 2.10 présente les performances d'une transmission RT-OFDM MISO 4×1 pour un SNR de transmission UL de 10 dB avec différentes valeurs de n_p. Nous pouvons voir une amélioration des performances à chaque fois que l'on augmente n_p, jusqu'à atteindre quasiment les performances d'une estimation parfaite pour $n_p = 16$. En effet, pour ce dernier cas, le SNR d'estimation est égal à 10 dB + 12 dB = 22 dB, ce qui est en adéquation avec les résultats de simulation présentés dans la figure 2.2 qui montrent qu'un SNR d'estimation compris entre 20 et 25 dB est suffisant pour ne pas dégrader significativement les performances de la transmission MISO-RT-OFDM.
Des résultats de mesures de la réponse fréquentielle d'un canal UL obtenus pour un SNR de

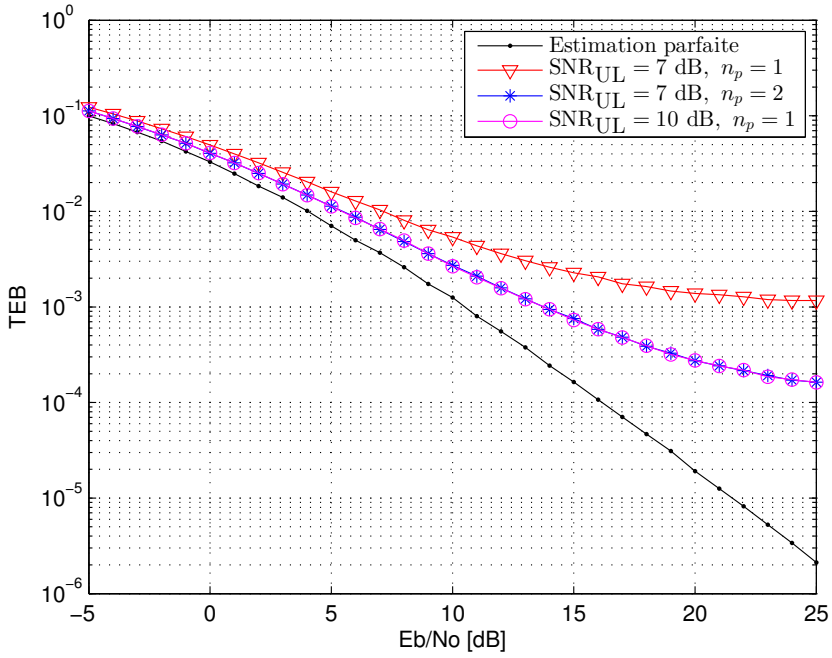


FIGURE 2.9 – TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système RT-OFDM MISO 4×1 pour différentes valeurs de n_p et du SNR de transmission UL

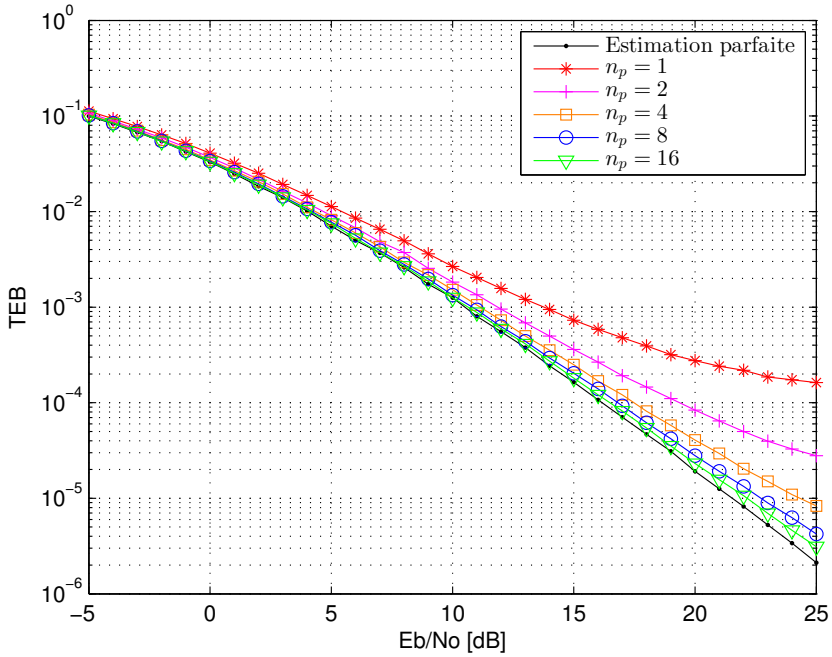
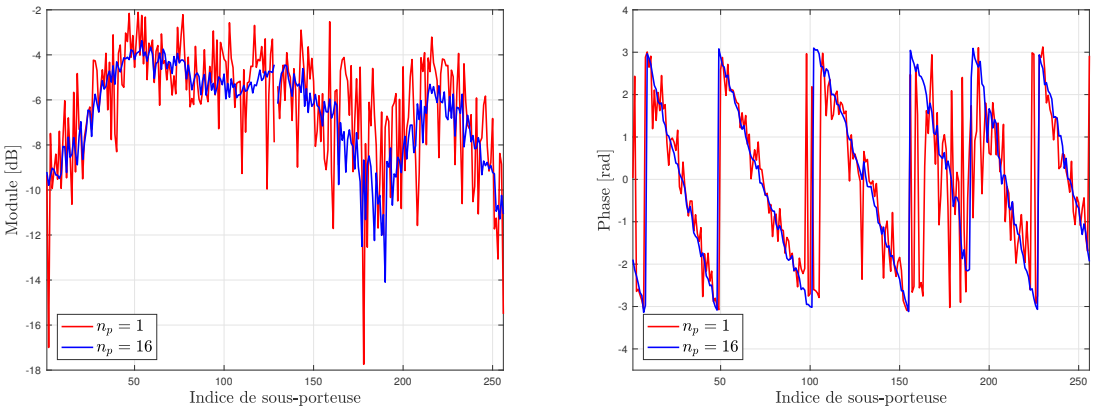


FIGURE 2.10 – TEB en fonction du E_b/N_0 d'un système RT-OFDM MISO 4×1 pour différentes valeurs de n_p avec un SNR de transmission UL de 10 dB



(a) Module (b) Phase

FIGURE 2.11 – Mesure de la réponse fréquentielle estimée pour $n_p = 1$ et $n_p = 16$ lors d'une transmission avec un SNR de 6 dB

transmission de 6 dB, avec $n_p = 1$ et $n_p = 16$ sont également présentés dans la figure 2.11. Comparée à l'estimation à partir d'un unique symbole OFDM pilote, une nette réduction du bruit d'estimation est observée pour $n_p = 16$.
Ces résultats montrent qu'il est possible d'obtenir une estimation du canal UL suffisamment précise, et ce même à bas SNR de transmission UL, en augmentant le nombre n_p de symboles OFDM pilotes de la trame UL. Aussi, d'une manière analogue à la modulation adaptative où l'ordre de la modulation utilisée est déterminé en fonction du SNR de transmission, le nombre de symboles OFDM pilotes n_p peut être adapté en fonction du SNR de la transmission UL $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ pour obtenir un SNR d'estimation cible $\gamma_{\mathrm{est}}^{\mathrm{cible}}$:

$$n_p = \frac{\gamma_{\mathrm{est}}^{\mathrm{cible}}}{\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}} \tag{2.19}$$

Cela suppose néanmoins une estimation de $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ par le point d'accès et l'utilisateur, qui peut être obtenue en réalisant les étapes suivantes :

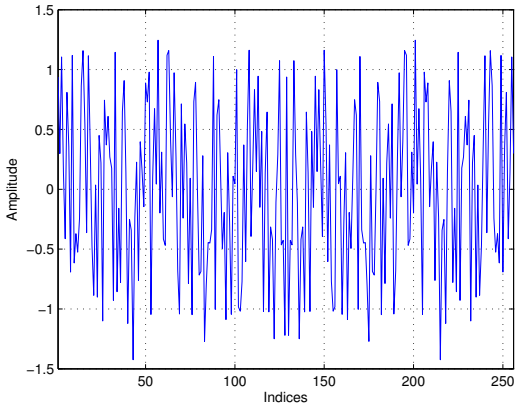
1. transmission d'un symbole pilote de l'utilisateur vers le point d'accès ;
2. estimation de $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ pour chaque antenne du point d'accès ;
3. sélection du plus bas $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ estimé ;
4. transmission du $\mathrm{SNR}_{\mathrm{UL}}$ sélectionné du point d'accès vers l'utilisateur.

Une fois ces étapes effectuées, le point d'accès et l'utilisateur peuvent déterminer le nombre de symboles OFDM pilotes nécessaires à partir de l'équation (2.19).
Nous avons choisi de ne pas réaliser l'adaptation du nombre de symboles OFDM pilotes pour le prototype. Mais dans l'objectif de la réaliser ultérieurement, l'architecture de l'estimation de canal UL, qui est décrite dans la partie suivante, a été conçue de façon à autoriser un nombre programmable de symboles OFDM pilote.

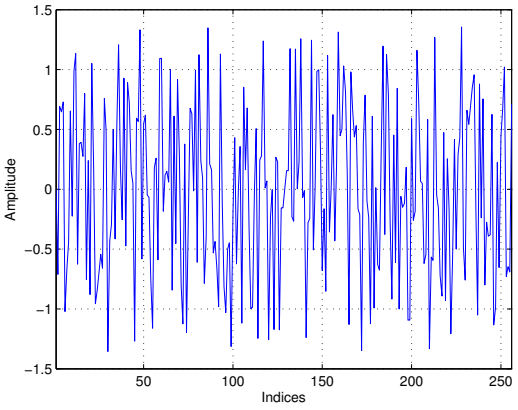
2.7 Mise en œuvre matérielle de l'estimation de canal UL

2.7.1 Émission des symboles OFDM pilotes par l'utilisateur

Pour éviter de réaliser la modulation OFDM de la séquence de symboles pilotes, et donc économiser les ressources matérielles et la latence correspondantes, nous avons choisi de

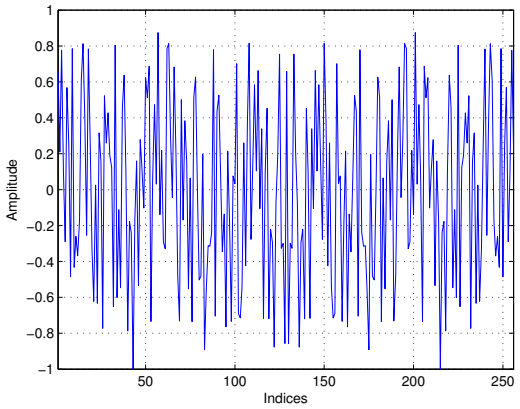


(a) Partie réelle

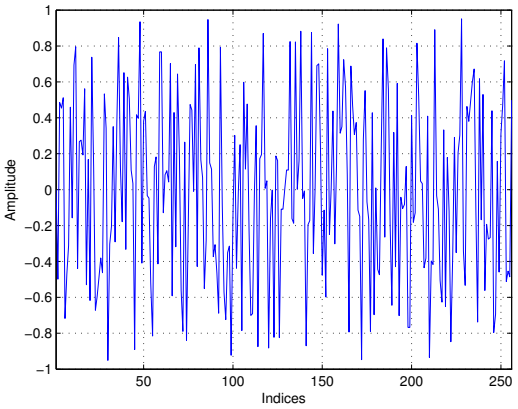


(b) Partie imaginaire

FIGURE 2.12 – Parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote



(a) Partie réelle



(b) Partie imaginaire

FIGURE 2.13 – Parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote après recadrage

stocker directement le symbole OFDM pilote dans le domaine temporel à l'intérieur d'une mémoire du FPGA. La transmission des symboles pilotes lors de la phase d'estimation se résume alors à la lecture de la mémoire.
Les échantillons du symbole OFDM pilote étant complexes, les parties réelle et imaginaire des échantillons, respectivement présentées dans les figures 2.12a et 2.12b, doivent être stockées en mémoire.
Les convertisseurs des cartes WARP possèdent une résolution de 16 bits et une dynamique de sortie de 2V : [-1V ; +1V]. Or nous pouvons voir dans les figures 2.12a et 2.12b que l'excursion des parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote dépasse la dynamique de sortie des CNA, une mise à l'échelle est donc nécessaire avant la conversion des parties réelle et imaginaire en binaire. Le facteur d'échelle est alors déterminé par :

$$\frac{1}{\max\left(\max|I|, \max|Q|\right)} \tag{2.20}$$

Les parties réelle et imaginaire du symbole OFDM pilote après la mise à l'échelle sont présentées dans les figures 2.13a et 2.13b, respectivement.

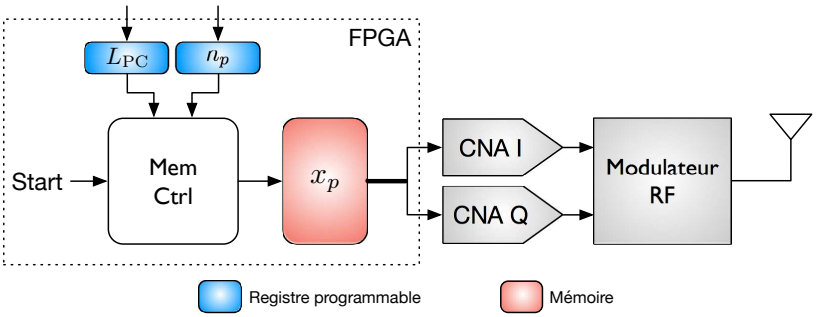


FIGURE 2.14 – Schéma bloc de l'émission de la trame de symbole pilote

Virtex-4 FX100	Emission symboles pilotes
FlipFlop	17 (1%)
LUT4	62 (1%)
BRAM	1 (1%)
Freq. max	277 MHz

TABLE 2.1 – Résultats de synthèse logique pour l'émission des symboles pilotes par l'utilisateur

Une fois converties au format binaire signé $(16, 15)$, les parties réelle et imaginaire sont stockées dans un bloc mémoire contenant 256 mots de 32 bits, les 16 bits de poids fort correspondants à la partie réelle du symbole pilote et les 16 bits de poids faible à la partie imaginaire. La taille de la mémoire contenant le symbole OFDM pilote est donc de $256 \times 32 = 8192$ bits.
Le schéma bloc de l'émission du(des) symbole(s) OFDM pilote(s) vers les CNA est présenté dans la figure 2.14. Pour rendre paramétrable la taille du préfixe cyclique ainsi que le nombre de symboles OFDM pilotes à transmettre, les valeurs correspondantes L_{PC} et n_p sont inscrites dans des registres qui peuvent être configurés par le processeur.
Lors du passage à l'état haut du signal *Start*, la lecture de la mémoire contenant le symbole pilote sera déclenchée par le bloc de contrôle *Mem Ctrl*. Pour générer le préfixe cyclique, la lecture de la mémoire commence à l'adresse $N_{\mathrm{FFT}} - L_{\mathrm{PC}}$ jusqu'à l'adresse $N_{\mathrm{FFT}} - 1$. La mémoire est ensuite lue entièrement de l'adresse 0 jusqu'à l'adresse $N_{\mathrm{FFT}} - 1$ afin de générer le symbole OFDM pilote complet.
La mémoire contenant une concaténation des parties réelle et imaginaire du symbole pilote, les 16 bits de poids fort de la sortie de la mémoire sont transmis au CNA I, et les 16 bits de poids faible au CNA Q.
Ce processus est enfin répété n_p fois afin de transmettre le nombre de symboles OFDM pilotes spécifié.
Les ressources utilisées par l'émission des symboles pilotes, obtenues après l'étape de placement/routage, sont présentés dans le tableau 2.1. Nous pouvons voir que les ressources requises sont quasiment négligeables (1% des ressources d'un Virtex-4 FX100 et aucun DSP48 utilisé).

2.7.2 Estimation du canal au niveau du point d'accès

L'estimation du canal UL au niveau du point d'accès se décompose en trois fonctions principales : la démodulation OFDM, l'estimation LS, ainsi que la moyenne sur les canaux estimés. Son architecture pour une antenne du point d'accès est représentée dans la figure 2.15.

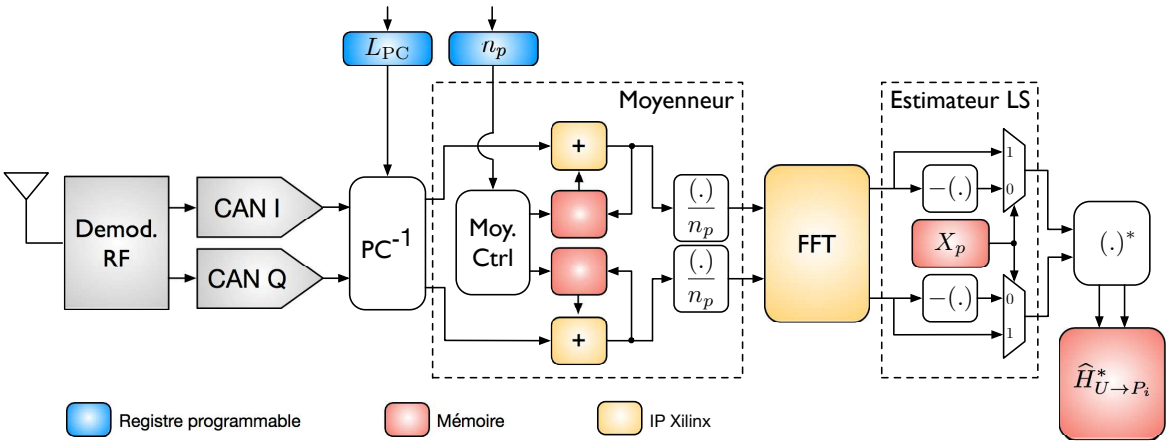


FIGURE 2.15 – Architecture de l'estimation de canal UL pour une antenne du point d'accès

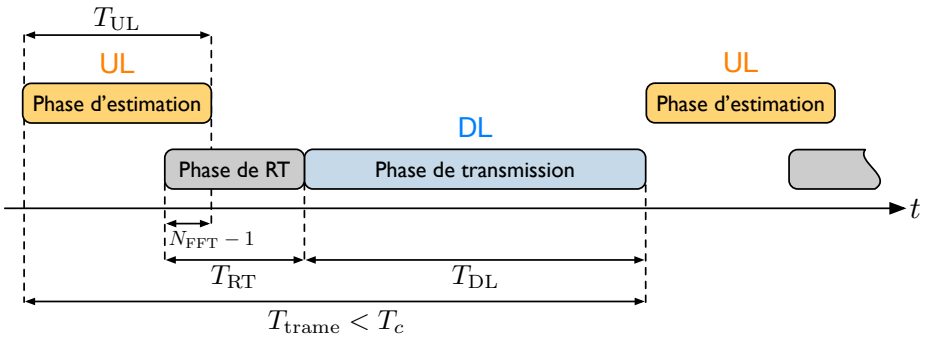


FIGURE 2.16 – Chevauchement des phases d'estimation et de RT

Nous avons choisi d'effectuer la moyenne sur les symboles OFDM pilotes dans le domaine temporel après la suppression du préfixe cyclique plutôt qu'en sortie de l'estimateur LS pour n'avoir à réaliser l'opération de FFT que sur un symbole OFDM. Dans ce cas, le canal estimé $\widehat{\mathbf{H}}_{U\to P_i}$ est obtenu à la sortie de l'estimateur LS.
Afin de stocker les coefficients de précodage du RT, l'opération de conjugaison est placée en sortie de l'estimateur LS. Les coefficients de précodage $\widehat{H}^*_{U\to P_i}(k)$ sont ensuite enregistrés dans une mémoire double ports qui autorise l'écriture à une adresse mémoire et la lecture à une adresse différente pendant le même cycle d'horloge. Cela permet d'appliquer le précodage sur les données à transmettre dès que le coefficient de la première sous-porteuse est enregistré en mémoire, sans attendre l'enregistrement des coefficients de la totalité des sous-porteuses. Il est ainsi possible de commencer la phase de RT avant la fin de la phase d'estimation (voir figure 2.16), et donc d'économiser $N_{\text{FFT}} - 1$ cycles d'horloge de latence.
Le tableau 2.2 présente les résultats de placement/routage des différents modules constituant l'estimation de canal UL pour une FFT de 256 points et pour une antenne du point d'accès. Notons que l'estimation de canal UL requiert une quantité modérée de ressources matérielles : seulement 5% du taux d'occupation du FPGA Virtex-4 FX100 en termes de FlipFlops et en terme de LUT4. On peut également remarquer que le module FFT est de loin l'élément le plus consommateur de ressources, il utilise par exemple 15 des 17 blocs DSP48.
Enfin, ces résultats montrent qu'il est possible d'implanter quatre estimateurs de canal UL en parallèle, correspondant aux quatre antennes du point d'accès, sans dépasser la moitié des ressources disponibles du FPGA.

Virtex-4 FX100	Suppression PC	Moyenneur complexe	FFT 256 points	Estimateur LS	Conjugué	Estimateur de canal UL
FlipFlop	38 (1%)	174 (1%)	3653 (4%)	138 (1%)	-	4143 (5%)
LUT4	41 (1%)	122 (1%)	3515 (4%)	116 (1%)	24 (1%)	4000 (5%)
BRAM	-	2 (1%)	3 (1%)	1 (1%)	-	7 (2%)
DSP48	-	2 (1%)	15 (9%)	-	-	17 (11%)
Freq. max						229 MHz

TABLE 2.2 – Résultats de placement/routage de l'estimation de canal UL pour une antenne du point d'accès

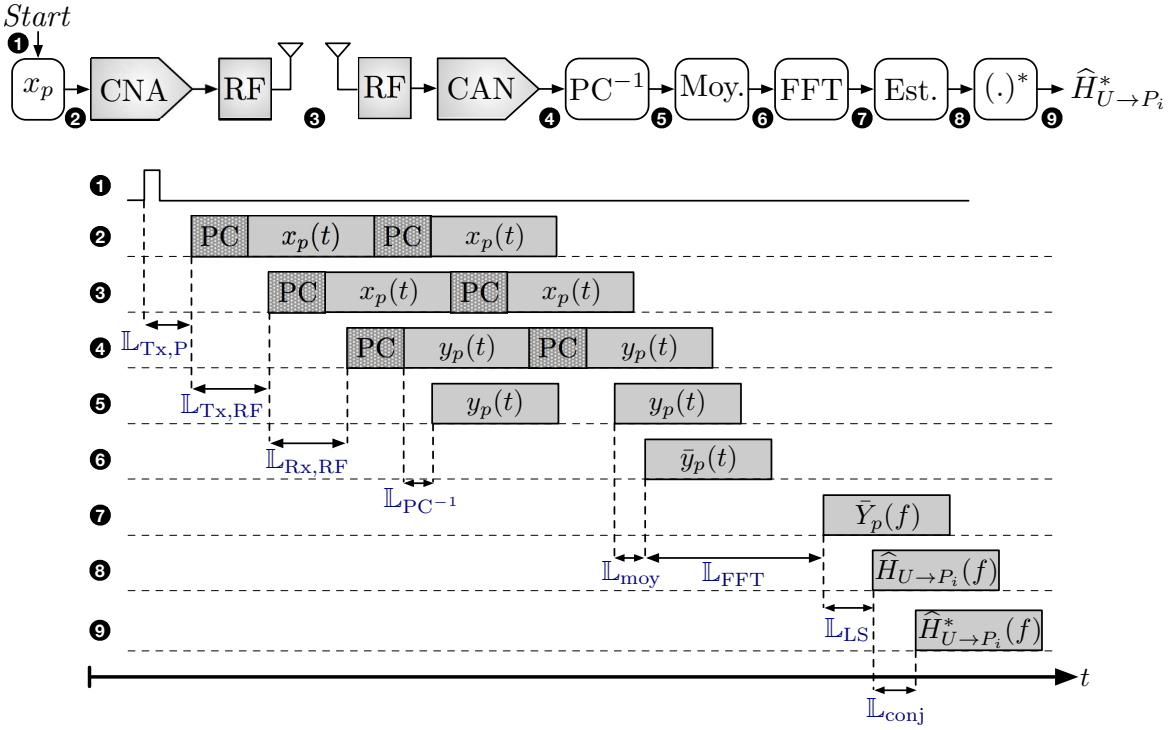


FIGURE 2.17 – Découpe temporelle de la phase d'estimation des canaux UL

2.7.3 Durée totale de l'estimation des canaux UL

Nous avons vu que la durée requise pour l'estimation des canaux UL est un paramètre important car elle conditionne directement le débit global de la transmission.
Une représentation temporelle des sorties des différents modules impliqués dans la phase d'estimation, ainsi que les latences correspondantes sont illustrés dans la figure 2.17. Le délai de propagation dans le canal est ici considéré comme négligeable.
À partir de la figure 2.17, nous pouvons déduire la durée T_{UL} de la phase d'estimation que l'on définit comme le délai entre le passage à l'état haut du signal *Start* et l'obtention du premier coefficient de précodage :

$$\begin{aligned} T_{\mathrm{UL}} =& \mathbb{L}_{\mathrm{Tx,P}} + \mathbb{L}_{\mathrm{Tx,RF}} + \mathbb{L}_{\mathrm{Rx,RF}} + \mathbb{L}_{\mathrm{PC}^{-1}} + (n_p - 1)(N_{\mathrm{FFT}} + L_{\mathrm{PC}}) + L_{\mathrm{PC}} \\ &+ \mathbb{L}_{\mathrm{moy}} + \mathbb{L}_{\mathrm{FFT}} + \mathbb{L}_{\mathrm{LS}} + \mathbb{L}_{\mathrm{conj}}, \end{aligned} \tag{2.21}$$

où les différentes variables de l'équation (2.21) représentent :

— $\mathbb{L}_{\mathrm{Tx,P}}$: latence de l'émission des symboles pilotes ;

$\mathbb{L}_{\text{Tx,P}}$	2
$\mathbb{L}_{\text{Tx,RF}} + \mathbb{L}_{\text{Rx,RF}}$	28
$\mathbb{L}_{\text{PC}^{-1}}$	1
$\mathbb{L}_{\text{moy}}$	2
$\mathbb{L}_{\text{FFT}}$	876
$\mathbb{L}_{\text{LS}}$	2
$\mathbb{L}_{\text{conj}}$	2
T_{UL}	1297

TABLE 2.3 – Latence, exprimée en nombre de cycles d'horloge, des différents blocs de l'estimation de canal UL pour $n_p = 2$, $N_{\text{FFT}} = 256$ et $L_{\text{PC}} = 64$

— $\mathbb{L}_{\text{Tx,RF}}$: latence des CNA et de la modulation RF ;
— $\mathbb{L}_{\text{Rx,RF}}$: latence des CAN et de la démodulation RF ;
— $\mathbb{L}_{\text{PC}^{-1}}$: latence de la suppression du PC ;
— n_p : nombre de symboles OFDM pilotes ;
— N_{FFT} : nombre de sous-porteuses ;
— L_{PC} : taille du PC ;
— $\mathbb{L}_{\text{moy}}$: latence du moyenneur ;
— $\mathbb{L}_{\text{FFT}}$: latence de la FFT ;
— $\mathbb{L}_{\text{LS}}$: latence de l'estimateur LS ;
— $\mathbb{L}_{\text{conj}}$: latence de l'opérateur conjugué.

Nous pouvons remarquer, à partir de l'équation (2.21), que la durée T_{UL} dépend du nombre n_p de symboles OFDM pilotes transmis, du nombre N_{FFT} de sous-porteuses, ainsi que de la longueur L_{PC} du préfixe cyclique. Il est également intéressant de noter que T_{UL} est indépendante du nombre N_t d'antennes du point d'accès, cela s'explique par la mise en parallèle des estimateurs de canaux comme mentionné dans la partie 2.4.2.
Les latences des différents modules de l'estimation de canal UL ainsi que la durée T_{UL} sont exprimées en nombre de cycles d'horloge dans le tableau 2.3, pour $n_p = 2$, $N_{\text{FFT}} = 256$ et $L_{\text{PC}} = 64$.
On obtient donc une durée de phase d'estimation de 1297 cycles d'horloge, ce qui correspond à une durée d'environ 32,4 μs pour une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz. Comme évoqué précédemment, la durée de la phase d'estimation est à comparer avec le temps de cohérence du canal de propagation. Des résultats de mesures de canaux pour une fréquence porteuse de 2,4 GHz avec une bande de 20 MHz dans un environnement indoor en présence de mobilité pédestre ont été présentés dans [79]. Le temps de cohérence du canal (à 90 % de corrélation) alors mesuré est de 9,5 ms, la durée de la phase d'estimation ne représente donc que $0,34\%$ du temps de cohérence.

2.8 Mise en œuvre matérielle de l'estimation et égalisation de canal DL

Dans le chapitre 1, nous avons vu que le canal équivalent $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ d'une transmission DL à base de RT est purement réel dans le domaine fréquentiel, sous réserve d'une réciprocité de canal parfaite, d'une synchronisation parfaite et d'un préfixe cyclique correctement dimensionné (pas d'interférence entre symbole ni d'interférence entre sous-porteuses). Cette propriété permet d'éviter le recours à une étape d'estimation/égalisation de canal avant la démodulation QAM dans le cas où les symboles sont uniquement modulés en phase (BPSK

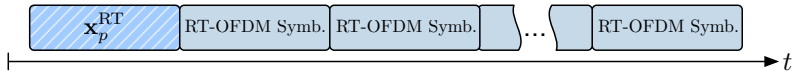


FIGURE 2.18 – Trame de données DL émise par une antenne du point d'accès : le symbole OFDM pilote précodé $\mathbf{x}_p^{\mathrm{RT}}$ est inséré en début de trame

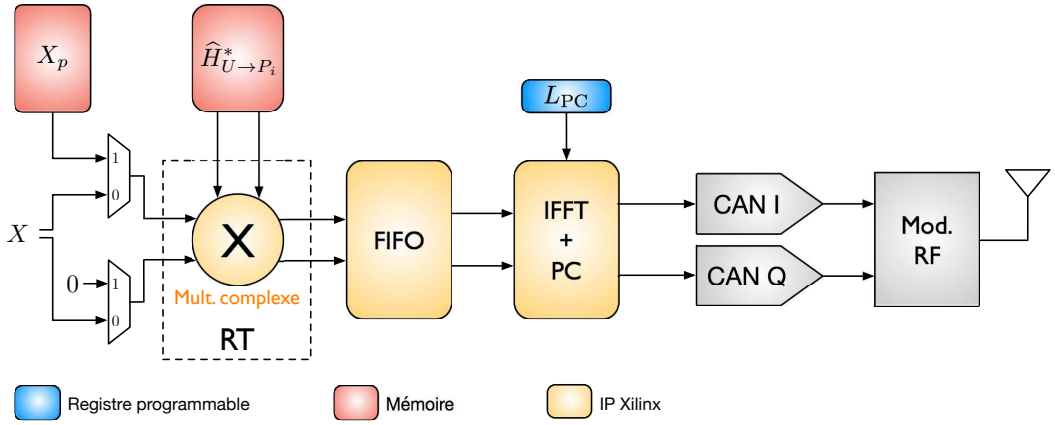


FIGURE 2.19 – Architecture de la génération d'une trame de données DL incluant l'insertion et le précodage des symboles pilotes pour une antenne du point d'accès

ou QPSK). Cependant, dès lors qu'une modulation d'amplitude est utilisée, comme pour la 16-QAM par exemple, l'étape d'estimation/égalisation devient indispensable pour compenser l'atténuation du canal équivalent. De plus, nous verrons au cours du chapitre 4 traitant de la réciprocité du canal, que le canal équivalent $\mathbf{H}_{\mathrm{eq}}$ ne peut pas être considéré comme purement réel, et ce même après avoir effectué la calibration des étages RF retenue. L'étape d'estimation/égalisation devient alors également indispensable pour les modulations de phase BPSK et QPSK.
Cette partie est donc dédiée à la mise en œuvre matérielle de la transmission de symboles pilotes du point d'accès vers l'utilisateur et à l'estimation/égalisation du canal équivalent par ce dernier.

2.8.1 Émission des symboles pilotes par le point d'accès

Pour pouvoir estimer le canal équivalent $\mathbf{H}_{\mathrm{eq}}$ au niveau de l'utilisateur, toutes les antennes du point d'accès doivent émettre les mêmes symboles pilotes sur lesquels sont appliqués les coefficients de précodage du RT $\widehat{H}^*_{U\to P_i}(k)$. Le précodage étant effectué dans le domaine fréquentiel, les symboles pilotes doivent être stockés en mémoire dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel comme cela est le cas pour l'émission de la trame de pilotes UL.
Les coefficients du canal équivalent $H_{\mathrm{eq}}(k)$ devant être estimés pour toutes les sous-porteuses, nous avons choisi de réutiliser la séquence de symboles pilotes $\mathbf{X}_p$ de l'estimation de canal UL, et de placer le symbole OFDM pilote précodé $\mathbf{x}_p^{\mathrm{RT}}$ en début de la trame de données DL comme représenté dans la figure 2.18.
La figure 2.19 illustre l'architecture de la génération de la trame DL de données par une antenne du point d'accès avec l'insertion des symboles pilotes précodés. Nous pouvons voir que l'insertion des symboles pilotes engendre un surcoût matériel négligeable car elle ne nécessite que deux multiplexeurs et un bloc mémoire contenant la séquence de symboles pilotes dans

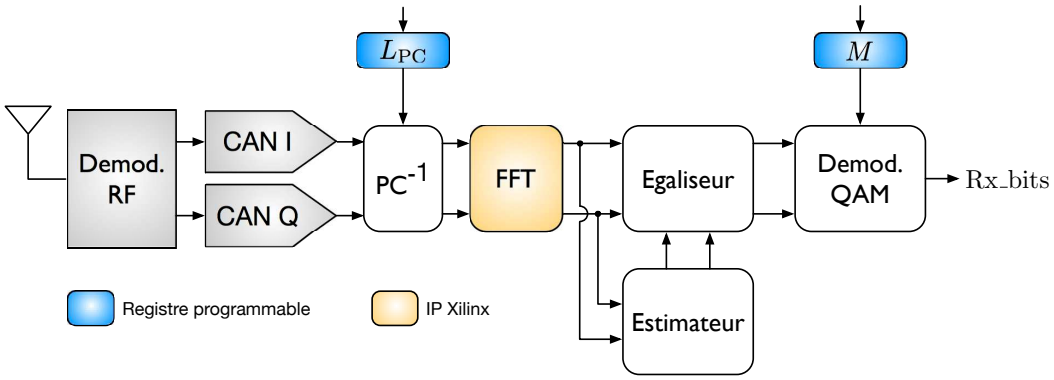


FIGURE 2.20 – Architecture de la bande de base DL de l'utilisateur incluant les blocs d'estimation et d'égalisation du canal équivalent

le domaine fréquentiel.

2.8.2 Estimation / égalisation du canal équivalent par l'utilisateur

La figure 2.20 illustre l'architecture de la bande de base DL de l'utilisateur avec l'ajout des blocs d'estimation et d'égalisation du canal équivalent. Lors de la réception de la trame de données DL et après la démodulation OFDM, le premier symbole OFDM reçu, correspondant au symbole OFDM pilote, est envoyé vers le bloc *Estimateur*. Le symbole OFDM pilote reçu dans le domaine fréquentiel $Y_p^{\mathrm{RT}}(k)$ est alors donné pour la sous-porteuse d'indice k par :

$$\begin{aligned} Y_p^{\mathrm{RT}}(k) &= X_p(k) \sum_i \|H_{P_i \to U}(k)\|^2 + B(k) \\ &= X_p(k) H_{\mathrm{eq}}(k) + B(k) \end{aligned} \tag{2.22}$$

Tout comme pour l'estimation des canaux UL, nous avons choisi d'utiliser l'estimateur LS pour sa simplicité de mise en œuvre. Cependant, plutôt que d'estimer directement le canal équivalent, nous avons choisi d'estimer l'inverse de ce dernier :

$$\frac{1}{\widehat{H}_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{LS}}(k)} = \frac{X_p(k)}{Y_p^{\mathrm{RT}}(k)}, \tag{2.23}$$

les symboles pilotes $X_p(k)$ ne pouvant prendre que les valeurs $+1$ ou -1, l'équation (2.23) devient :

$$\frac{1}{\widehat{H}_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{LS}}(k)} = \mathrm{sgn}\big(X_p(k)\big) \frac{1}{Y_p^{\mathrm{RT}}(k)}, \tag{2.24}$$

où sgn désigne la fonction signe.
Les symboles $Y_p^{\mathrm{RT}}(k)$ étant complexes, l'inversion à réaliser de l'équation (2.24) est donc complexe et peut être obtenue par :

$$\frac{1}{Y_p^{\mathrm{RT}}(k)} = \frac{\mathfrak{Re}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)}{\Big(\mathfrak{Re}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)\Big)^2 + \Big(\mathfrak{Im}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)\Big)^2} - j \frac{\mathfrak{Im}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)}{\Big(\mathfrak{Re}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)\Big)^2 + \Big(\mathfrak{Im}\big(Y_p^{\mathrm{RT}}(k)\big)\Big)^2}, \tag{2.25}$$

les deux divisions à réaliser sont alors des divisions réelles.
Une fois que l'inverse du canal équivalent est obtenu, l'égalisation des symboles de données

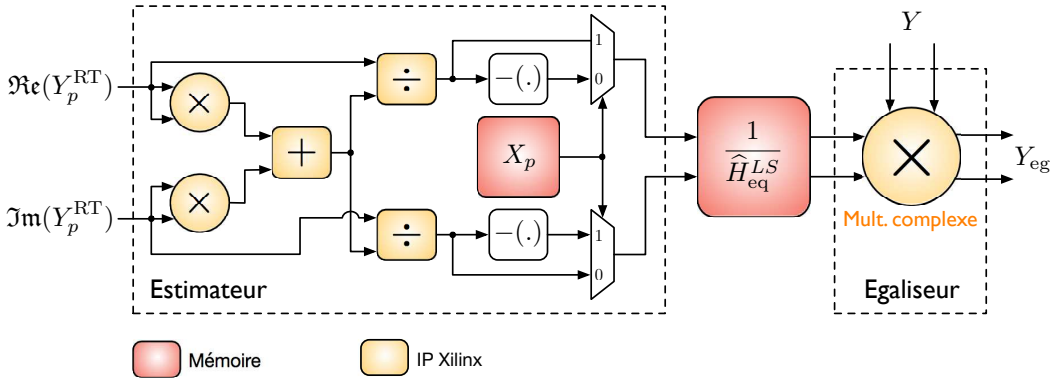


FIGURE 2.21 – Architecture de l'estimation et de l'égalisation du canal équivalent par l'utilisateur

Virtex-4 FX100	Estimation du canal équivalent	Egalisation du canal équivalent	Estimation / Egalisation
FlipFlop	6264 (7%)	225 (1%)	6681 (8%)
LUT4	2793 (3%)	54 (1%)	2959 (4%)
BRAM	1 (1%)	-	1 (1%)
DSP48	3 (2%)	3 (2%)	6 (4%)
Freq. max			177 MHz

TABLE 2.4 – Résultats de placement/routage de l'estimation et égalisation du canal équivalent

$Y(k)$ peut être réalisée par une multiplication :

$$Y_{\mathrm{eg}}(k) = Y(k)\frac{1}{\widehat{H}_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{LS}}(k)} \tag{2.26}$$

En théorie le canal équivalent $\mathbf{H}_{eq}$ est réel, la multiplication à réaliser devrait donc correspondre à deux multiplications réelles. Cependant nous verrons au chapitre 4 qu'un terme de non-réciprocité complexe subsiste dans le canal équivalent après calibration. Ce dernier est donc en pratique complexe, et la multiplication à réaliser devient alors une multiplication complexe.
L'architecture des blocs d'estimation et d'égalisation du canal équivalent est présentée dans la figure 2.21. Les coefficients de l'inverse du canal équivalent estimé sont de nouveau stockés dans une mémoire double port de façon à débuter la phase d'égalisation dès l'obtention du premier coefficient.
Les résultats de placement/routage des blocs d'estimation et d'égalisation du canal équivalent, présentés dans le tableau 2.4, montrent que les ressources matérielles nécessaires à l'implantation de ces deux blocs restent limitées.

2.9 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de déterminer la méthode d'estimation des canaux UL qui est mise en œuvre dans le prototype MISO RT-OFDM. Cette méthode d'estimation doit permettre d'obtenir une précision suffisante, une faible latence, ainsi qu'une consommation réduite en ressources matérielles.

Parmi les différentes familles d'estimation de canal rencontrées en OFDM qui ont été préalablement présentées, les techniques supervisées ont été retenues de part leur simplicité de mise en œuvre. L'arrangement des symboles pilotes en type bloc a alors été sélectionné car correspondant le mieux au cas pratique du RT.
Notre intérêt s'est ensuite porté sur les spécifications de l'estimation des canaux UL dans un système MISO RT-OFDM. Il apparaît qu'une mauvaise qualité d'estimation entraîne une dégradation significative des performances de la transmission. Les simulations ont toutefois permis de montrer qu'un SNR d'estimation d'au moins 20 dB est suffisant pour ne pas dégrader significativement les performances de la transmission, et ce quel que soit le nombre d'antennes du point d'accès. Il a également été montré que la durée de l'estimation doit être faible relativement au temps de cohérence du canal pour ne pas pénaliser le débit de la transmission.
En tenant compte de ces contraintes, le choix de l'estimateur s'est porté vers l'estimateur LS pour sa simplicité de mise en œuvre et sa faible latence. Deux techniques pour améliorer la précision de l'estimateur LS ont par la suite été présentées. La première consiste à sélectionner une séquence de symboles pilotes qui permet de maximiser la puissance de transmission de ceux-ci sans risquer une saturation de l'amplificateur de puissance, et la seconde permet de réduire le bruit d'estimation en effectuant une moyenne des estimations successives.
Les dernières parties de ce chapitre ont respectivement traité la mise en œuvre matérielle de l'estimation UL et de l'estimation / égalisation DL. Il a été montré que la solution retenue pour l'estimation UL présente une faible consommation en ressources matérielles ainsi qu'une faible latence. La réalisation de l'estimation / égalisation DL n'a été que brièvement abordée au cours de ce chapitre, car elle ne présente pas de spécificités particulières par rapport à un système OFDM classique. En effet, à l'exception du précodage de la séquence de symboles pilotes par le point d'accès, l'architecture de l'estimation DL est similaire à celle d'un système OFDM.

Chapitre 3

Synchronisations dans un système MISO RT-OFDM

Sommaire

3.1 Introduction 65
3.2 Synchronisations d'un système OFDM SISO 66
3.2.1 Synchronisation temporelle 66
3.2.2 Synchronisation de la fréquence porteuse 70
3.2.3 Synchronisation de la fréquence d'échantillonnage 72
3.3 Synchronisations d'un système MISO-RT-OFDM 74
3.3.1 Synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage 74
3.3.2 Synchronisation temporelle de la phase d'estimation des canaux UL 75
3.3.3 Synchronisation temporelle de la phase de transmission des données DL 78
3.4 Mise en œuvre de la synchronisation du prototype MISO-RT-OFDM 81
3.4.1 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation 81
3.4.2 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase de transmission 83
3.4.3 Choix de la séquence de synchronisation 84
3.4.4 Mesures expérimentales de la synchronisation temporelle du prototype MISO RT-OFDM 86
3.5 Conclusion 89

3.1 Introduction

Comme mentionné dans le chapitre 1, les systèmes à base d'OFDM utilisent le multiplexage fréquentiel pour diminuer les distorsions résultantes de la transmission du signal dans un canal à trajet multiples. Cependant, les avantages du multiplexage fréquentiel repose sur l'orthogonalité entre les sous-porteuses qui peut être détruite si l'émetteur et le récepteur ne sont pas correctement synchronisés. En effet, dans les systèmes pratiques de transmissions sans-fil, il convient de déterminer avec précision où se situe le début de la trame reçue pour procéder à sa démodulation, cela correspond à la synchronisation temporelle ou synchronisation trame. De plus, pour garantir l'orthogonalité des sous-porteuses en réception, il est nécessaire de s'assurer qu'il n'existe pas de décalage de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) et de décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling*

Frequency Offset) entre l'émetteur et le récepteur. On parle alors respectivement de synchronisation de la fréquence porteuse et de synchronisation de la fréquence d'échantillonnage.
Ces trois types de synchronisation doivent donc être considérées pour la réalisation du prototype MISO RT-OFDM pour obtenir des performances proches de celles théoriques. Ce chapitre traite donc de la mise en œuvre de ces synchronisations pour le prototype MISO RT-OFDM et est organisé comme suit : après la présentation de l'impact des erreurs de synchronisation sur le signal reçu pour un système OFDM SISO, ainsi que les solutions existantes rencontrées dans la littérature pour y remédier, nous nous intéressons aux spécificités de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM classique. Ce chapitre se conclut enfin par la description des choix qui ont été faits pour mettre en œuvre les différentes synchronisations du prototype MISO RT-OFDM et par une présentation de quelques résultats expérimentaux.

3.2 Synchronisations d'un système OFDM SISO

Un des principaux inconvénients des transmissions OFDM provient de leur sensibilité aux erreurs de synchronisations. En effet, ces dernières peuvent être la cause d'ISI et d'ICI, qui toutes deux peuvent entraîner une dégradation significative des performances de la transmission [80, 81]. C'est pourquoi la synchronisation est un élément crucial à prendre en compte dans la conception d'un récepteur OFDM.
L'objectif de cette partie est de balayer brièvement, pour les trois types de synchronisation, les causes des erreurs, leurs impacts sur le signal OFDM reçu, ainsi que les différentes familles de solutions pour compenser ou éviter les erreurs de synchronisations.

3.2.1 Synchronisation temporelle

Lors d'une transmission OFDM, le récepteur doit être capable de détecter le début de la trame ainsi que le début de chaque symbole OFDM de façon à positionner correctement la fenêtre de la FFT.
Dans le cas où le début de la trame est mal détecté, un décalage temporel δ_τ apparaît entre les échantillons du signal transmis $x(n)$ et ceux du signal reçu $y(n)$ obtenus à l'instant nT_s où T_s désigne la période d'échantillonnage :

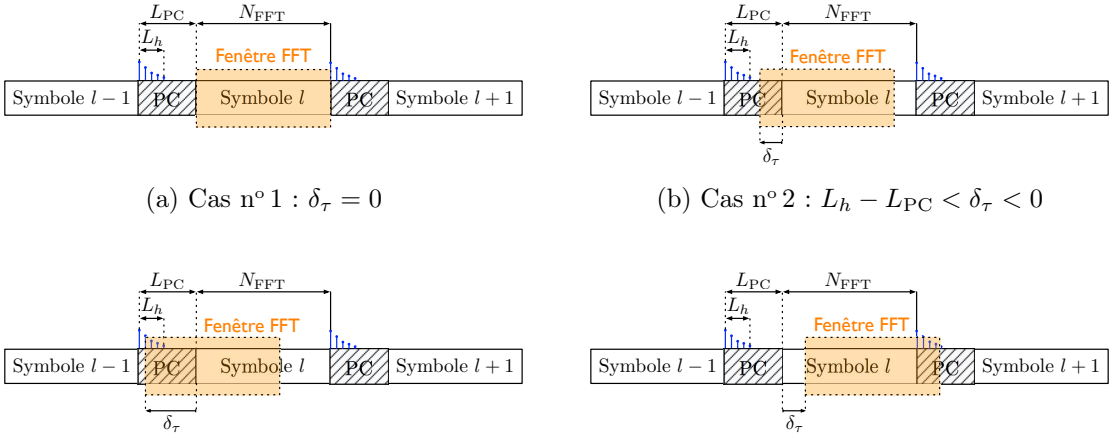
$$y(n) = x(n + \delta_\tau) \tag{3.1}$$

Dans un souci de clarté et sans perte de généralité, les effets du canal et du bruit additif sont ici ignorés.
L'impact sur le signal reçu étant différent suivant les valeurs prises par δ_τ, les différents cas et leurs effets sont étudiés.

3.2.1.1 Impact du décalage temporel sur le signal reçu

Comme présenté dans la figure 3.1, quatre différents cas de décalage temporel sont à prendre en compte suivant que la fenêtre FFT est positionnée correctement, avec une légère avance, avec une avance importante ou avec un retard.

Cas n° 1 : Ce cas, illustré dans la figure 3.1a, correspond à une synchronisation parfaite ($\delta_\tau = 0$), la fenêtre FFT est alors correctement positionnée et les symboles OFDM reçus peuvent être correctement démodulés sans interférence.



(a) Cas n° 1 : $\delta_\tau = 0$

(b) Cas n° 2 : $L_h - L_{\text{PC}} < \delta_\tau < 0$

(c) Cas n° 3 : $\delta_\tau \leq L_h - L_{\text{PC}}$

(d) Cas n° 4 : $\delta_\tau > 0$

FIGURE 3.1 – Les quatre cas de synchronisation temporelle : seul les cas n° 1 et n° 2 permettent une synchronisation correcte

Cas n° 2 : Ce cas se présente lorsque le début du symbole OFDM d'indice l est estimé avant sa position réelle mais après le dernier écho du symbole OFDM d'indice $l-1$ (voir figure 3.1b), on a alors $L_h - L_{\text{PC}} < \delta_\tau < 0$, où L_h et L_{PC} désignent respectivement la longueur du canal et du PC. Bien que l'estimation du début du symbole OFDM soit erronée, ce cas de figure permet d'éviter l'interférence avec le symbole précédent car le début de la fenêtre FFT est positionné dans la portion du PC non affecté par l'ISI. De plus, le PC étant la recopie de la fin du symbole OFDM, les échantillons perdus en fin de symbole sont présents dans la partie du PC incluse dans la fenêtre FFT.
Afin d'identifier l'impact du décalage temporel dans ce cas, intéressons nous aux symboles reçus $Y(k,l)$ après l'opération de FFT pour la sous-porteuse d'indice k du $l^{\text{ième}}$ symbole OFDM :

$$\begin{aligned} Y(k,l) &= \frac{1}{N_{\text{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} x(n+\delta_\tau, l) e^{-j2\pi nk/N_{\text{FFT}}} \\ &= \frac{1}{N_{\text{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} \Big(\sum_{p=0}^{N_{\text{FFT}}-1} X(p,l) e^{j2\pi(n+\delta_\tau)p/N_{\text{FFT}}} \Big) e^{-j2\pi nk/N_{\text{FFT}}} \\ &= \frac{1}{N_{\text{FFT}}} \sum_{p=0}^{N_{\text{FFT}}-1} X(p,l) e^{j2\pi p\delta_\tau/N_{\text{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} e^{j2\pi n(p-k)/N_{\text{FFT}}} \end{aligned} \tag{3.2}$$

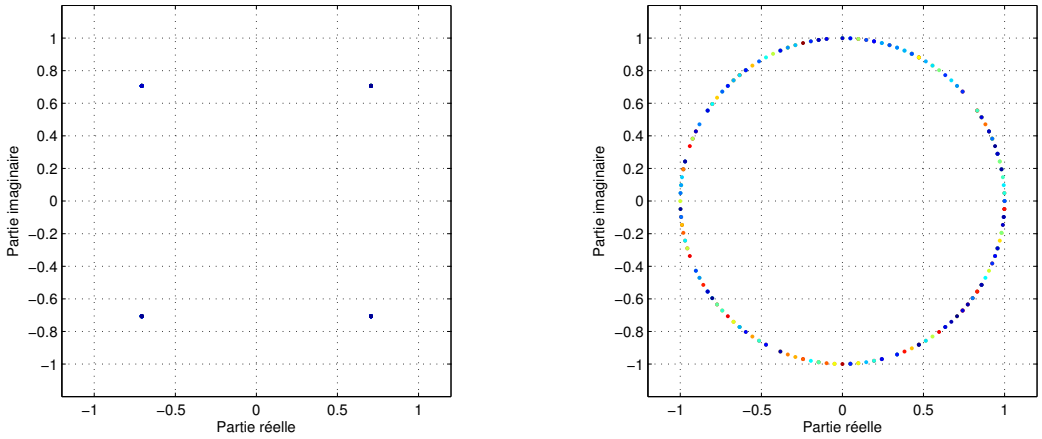
Sachant que l'on a :

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} e^{j2\pi n(p-k)/N_{\text{FFT}}} &= e^{j\pi(p-k)\frac{N_{\text{FFT}}-1}{N_{\text{FFT}}}} . \frac{\sin\big(\pi(k-p)\big)}{\sin\big(\pi(k-p)/N_{\text{FFT}}\big)} \\ &= \begin{cases} N_{\text{FFT}} & \text{pour} \quad k = p \\ 0 & \text{pour} \quad k \neq p, \end{cases} \end{aligned} \tag{3.3}$$

on obtient enfin :

$$Y(k,l) = X(k,l) e^{j2\pi k\delta_\tau/N_{\text{FFT}}} \tag{3.4}$$

L'équation (3.4) nous montre que les symboles reçus dans le domaine fréquentiel correspondent aux symboles transmis déphasés d'une quantité proportionnelle au décalage temporel δ_τ ainsi



(a) Cas n° 1 : $\delta_\tau = 0$ (b) Cas n° 2 : $\delta_\tau = -8$

FIGURE 3.2 – Constellations des symboles reçus $Y(k,l)$ pour les cas n° 1 et n° 2 ($N_{\text{FFT}} = 256$)

qu'à l'indice k des sous-porteuses. Si le canal est estimé à partir de symboles pilotes ayant subi le même décalage temporel δ_τ, le déphasage de l'équation (3.4) sera inclus dans le canal estimé par l'estimateur de canal. Il sera donc automatiquement compensé lors de la phase d'égalisation, sans affecter les performances de la transmission.
Les figures 3.2a et 3.2b illustrent les constellations des symboles reçus après la démodulation OFDM pour les cas n° 1 et n° 2. Comme attendu, nous pouvons observer un déphasage dépendant de l'indice des sous-porteuses pour le cas n° 2.

Cas n° 3 : Ce cas, illustré dans la figure 3.1c, se présente lorsque le début de la fenêtre FFT est positionné avant le dernier écho du symbole précédent ($\delta_\tau \leq L_{\text{h}} - L_{\text{PC}}$). L'orthogonalité entre les sous-porteuses est alors détruite par l'ISI du symbole précédent, et l'apparition d'ICI entraînant une dégradation des performances est inévitable. Notons qu'en général les canaux de propagation possèdent un profil de retard décroissant en puissance, l'interférence sera donc d'autant plus importante que l'avance du fenêtrage sera grande.

Cas n° 4 : Dans ce dernier cas nous sommes en présence d'un retard de fenêtrage (voir figure 3.1d), les premiers échantillons du symbole sont alors tronqués, et les derniers échantillons sélectionnés correspondent aux premiers échantillons du symbole suivant :

$$y(n,l) = \begin{cases} x(n+\delta_\tau, l) & \text{pour} \quad 0 \leq n \leq N_{\text{FFT}} - 1 - \delta_\tau \\ x(n+\delta_\tau - L_{\text{PC}}, l+1) & \text{pour} \quad N_{\text{FFT}} - \delta_\tau \leq n \leq N-1 \end{cases} \tag{3.5}$$

Comme pour le cas précédent, ce type de fenêtrage engendre de l'ISI, cette fois-ci avec le symbole suivant. L'orthogonalité des sous-porteuses est donc également détruite et une dégradation des performances est observée.

Après avoir exposé les différents cas de synchronisation temporelle, on s'aperçoit, qu'en dehors du cas de l'estimation parfaite, seul le cas n° 2 ne se traduit pas par une dégradation des performances. La marge de synchronisation obtenue pour ce cas repose sur le fait que le PC est surdimensionné, il contient ainsi des échantillons qui ne sont pas entachés par les échos du symbole précédent. Cela explique que beaucoup de systèmes multiporteuses utilisent une taille de PC L_{PC} supérieure à la longueur du canal L_h dans le but de relâcher les contraintes sur la

synchronisation temporelle. Cette marge de manœuvre a néanmoins un coût car augmenter L_{PC} revient à diminuer l'efficacité spectrale de la transmission.

3.2.1.2 Les différentes techniques de synchronisation temporelle

La synchronisation temporelle, consistant à détecter le début de trame pour en déduire le positionnement de la fenêtre FFT, doit être effectuée dans le domaine temporel. On parle alors de synchronisation grossière. Elle permet d'estimer plus ou moins précisément le début de la trame, et est généralement suivie par une synchronisation fine qui est appliquée dans le domaine fréquentiel.
Les techniques de synchronisation temporelle effectuées dans le domaine temporel se répartissent en deux grandes familles : les techniques aveugles et les techniques supervisées. La première famille tire partie de la présence du PC des symboles OFDM, tandis que les techniques supervisées utilisent des séquences de synchronisation qui sont ajoutées en début de trame. Celles-ci peuvent être proposées dans la littérature ou recommandées par les standards.

Les techniques aveugles basées sur le PC : Dans l'objectif de ne pas affecter l'efficacité spectrale de la transmission, les algorithmes de synchronisation aveugles exploitent le PC des symboles OFDM, et ne requièrent pas l'ajout d'une séquence de synchronisation. Le PC d'un symbole OFDM étant la recopie de la fin de ce dernier, l'idée de la synchronisation aveugle est de détecter, dans le signal reçu, deux blocs qui présentent une forte similarité pour en déduire le début du symbole OFDM. Pour cela, le signal reçu traverse deux fenêtres de synchronisation de longueur L_{PC} chacune et espacées de $N_{\mathrm{FFT}} - L_{\mathrm{PC}}$ échantillons.
Plusieurs algorithmes ont été proposés pour mesurer la similarité entre les échantillons contenus dans les deux fenêtres. Dans [82], le début du symbole OFDM est identifié en cherchant à minimiser la différence entre les échantillons contenus dans les deux fenêtres. Cette méthode présente l'avantage d'être très simple à réaliser mais sa précision d'estimation est nettement dégradée par la présence de CFO [83]. Pour pallier cet inconvénient, dans [84], les auteurs proposent de minimiser la différence, élevée au carré, entre les échantillons de la première fenêtre et le conjugué des échantillons de la seconde. Une autre technique rencontrée fréquemment est d'utiliser la fonction d'autocorrélation pour mesurer la similarité entre les échantillons des deux fenêtres. Le début du symbole OFDM est alors détecté lorsque le module de la fonction d'autocorrélation est maximal. [85].

Les techniques supervisées : Une séquence de synchronisation peut être transmise en préambule des symboles de données pour assister la synchronisation temporelle du récepteur. Cette méthode présente généralement un meilleur compromis complexité/performance que les techniques aveugles, mais possède cependant une efficacité spectrale moindre.
Deux cas sont à prendre en compte suivant que la séquence de synchronisation est connue ou non du récepteur. Le cas où la séquence est inconnue du récepteur est quelque peu similaire à la détection aveugle. Les séquences sont construites sur une structure particulière qui est connue et exploitée par le récepteur. Les algorithmes de détection sont alors sensiblement les mêmes que pour les techniques aveugles. Dans [86] et [87], la séquence de synchronisation est constituée d'un PC suivi de deux symboles OFDM identiques. L'estimation du début de trame peut alors être effectuée en minimisant le carré de la différence entre les deux symboles OFDM [86], ou en maximisant la fonction d'autocorrélation [87]. Basé sur la même séquence de synchronisation, l'auteur dans [88] propose d'utiliser une métrique obtenue à partir du critère du maximum de vraisemblance. En utilisant encore la même structure de séquence, un gain d'efficacité spectrale peut être obtenu en utilisant un unique symbole OFDM qui est la

copie du premier symbole de données [89].
Lorsque la séquence de synchronisation est connue du récepteur, la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu et la séquence transmise peut être utilisée pour déterminer le début de trame [90, 91]. La copie de la séquence de synchronisation présente au récepteur n'étant pas contaminée par le bruit blanc additif gaussien, cette technique de synchronisation possède une sensibilité modérée au bruit blanc additif gaussien. En règle générale, les méthodes basées sur la fonction d'intercorrélation présentent de meilleures performances que les techniques utilisant la fonction d'autocorrélation, pour de faibles valeurs de CFO. Leurs performances sont en revanche dégradées lorsque le CFO ne peut plus être considéré comme négligeable [92].

Après la synchronisation grossière effectuée dans le domaine temporel, un léger décalage temporel peut subsister sur le signal reçu. Les algorithmes de synchronisation dans le domaine fréquentiel ont été développés pour estimer ce décalage. Ce dernier entraînant une rotation de phases sur les symboles reçus après la FFT, il peut être déterminé en mesurant le décalage de phase entre deux sous-porteuses d'un symbole OFDM pilote par exemple. Comme proposé dans [93], le décalage résiduel peut également être estimé à partir d'une intercorrélation dans le domaine fréquentiel entre le signal reçu et un symbole OFDM pilote connu du récepteur.

3.2.2 Synchronisation de la fréquence porteuse

Lors d'une transmission RF, le signal en bande de base est transposé autour d'une fréquence porteuse f_c avant sa transmission par l'antenne. En réception, le signal RF reçu est ensuite ramené en bande de base par le démodulateur RF en utilisant la même fréquence porteuse f_c. Les fréquences porteuses de l'émetteur et du récepteur, générées par des oscillateurs locaux dans la plupart des cas, sont strictement égales dans le cas idéal. Cependant, en pratique, la fréquence générée par un oscillateur local peut dévier de sa fréquence nominale d'une certaine quantité exprimée généralement en partie par million (ppm) [94]. Il peut donc exister un CFO entre l'émetteur et le récepteur qui peut également trouver son origine dans l'effet Doppler si l'on se trouve dans un environnement mobile [95].
L'impact du CFO sur le signal reçu dépend de la valeur du décalage de fréquence mais également de l'espace inter-porteuse du signal OFDM. Pour cette raison, on utilise généralement le CFO normalisé δ_{f_c} défini par :

$$\delta_{f_c} = (f_c^r - f_c^e)\frac{N_{\text{FFT}}}{B_s}, \tag{3.6}$$

où f_c^e et f_c^r désignent respectivement la fréquence porteuse de l'émetteur et du récepteur.

3.2.2.1 Impact du décalage de la fréquence porteuse sur le signal reçu

En présence de CFO, le signal reçu dans le domaine temporel subit une rotation de phase proportionnelle à l'indice n de l'échantillon temporel et au CFO normalisé δ_{f_c} :

$$y(n) = x(n)e^{j\frac{2\pi n\delta_{f_c}}{N_{\text{FFT}}}} \tag{3.7}$$

Les effets du canal de propagation et du bruit blanc additif gaussien ne sont pas pris en compte dans l'équation (3.7).
Dans le domaine fréquentiel, la rotation de phase dans le domaine temporel se traduit par un décalage de δ_{f_c} sur l'axe des fréquences :

$$Y(k) = X(k - \delta_{f_c}) \tag{3.8}$$

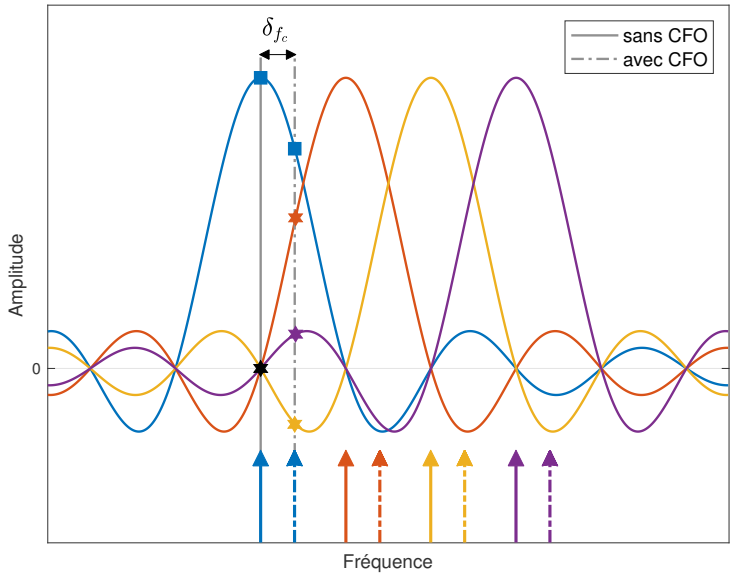


FIGURE 3.3 – Impact du CFO sur l'orthogonalité des sous-porteuses (δ_{f_c} =0,4)

Au niveau du récepteur, l'opération de FFT revient à échantillonner le signal reçu dans le domaine fréquentiel, comme représenté dans la figure 3.3. En absence de CFO, les sous-porteuses sont échantillonnées sur leurs maxima et l'orthogonalité entre les sous-porteuses est préservée. En effet, nous pouvons voir pour la première sous-porteuse (en bleu) par exemple, que la contribution des autres sous-porteuses est nulle, permettant ainsi d'éviter l'apparition d'ICI.
En revanche, en présence de CFO, l'indice fréquentiel de l'échantillonnage des sous-porteuses est décalé de δ_{f_c} échantillons, les sous-porteuses ne sont alors plus échantillonnées sur leurs amplitudes maximales. De plus, nous pouvons voir que l'orthogonalité entre les sous-porteuses est détruite, du fait que la contribution des autres sous-porteuses n'est pas nulle dans ce cas. Le signal en sortie de FFT est donc soumis à une atténuation, un déphasage ainsi que de l'ICI [96], qui combinés ont pour effet de dégrader significativement les performances de la transmission OFDM. Notons que les effets néfastes du CFO seront d'autant plus sévères que δ_{f_c} sera grand. Dans le cas où $f_c^r - f_c^e$ est un multiple de l'espace inter-porteuse (δ_{f_c} est un entier), le CFO n'entraîne ni atténuation, ni ICI. L'indice de la sous-porteuse échantillonnée n'est cependant pas correct, ce qui se traduit également par une augmentation du TEB de la transmission.
Afin d'éviter les dégradations de performances induits par le CFO, ce dernier doit donc être estimé et compensé.

3.2.2.2 Les solutions de synchronisation de la fréquence porteuse

Une solution simple pour éviter l'apparition de CFO entre un émetteur et un récepteur RF est d'utiliser des OL qui présentent une très bonne précision en fréquence. C'est le cas par exemple des horloges atomiques (au Césium ou au Rubidium) qui possèdent une précision de l'ordre de 10^{-7} ppm pour le Césium et 10^{-6} ppm pour le Rubidium [97], contre une précision de 10 à 100 ppm pour les oscillateurs à quartz classiques (XO pour *X-tal Oscillator*). Les horloges atomiques sont toutefois rarement utilisées pour les systèmes de communication

sans-fil de par leur coût très élevé (plusieurs milliers d'euros) et leur fort encombrement. Apparus plus récemment, les oscillateurs pilotés par GPS (GPSDO pour *Global Positioning System Disciplined Oscillator*) [98] présentent également une très bonne précision (de l'ordre de 10^{-6} ppm) pour un coût et un encombrement moindre par rapport aux horloges atomiques. Ils requièrent cependant une antenne GPS, qui doit être placée en extérieur idéalement, et leur précision est dépendante de la qualité de réception du signal GPS qui peut être altérée par des interférences ou des changements atmosphériques par exemple. A ce titre, ils ne sont pas adaptés à tous les types d'application, notamment pour les applications à l'intérieur des bâtiments

Pour les systèmes de transmission RF où la précision des OL ne permet pas de négliger l'effet du CFO, des solutions d'estimation et de correction de ce dernier doivent être mises en place. L'estimation du CFO peut être réalisée dans le domaine temporel ou fréquentiel. Pour les méthodes dans le domaine temporel, lorsqu'il s'agit d'une estimation aveugle, le CFO peut être estimé en mesurant la différence de phase entre les échantillons du PC d'un symbole OFDM et ceux contenus dans la fin du même symbole [99]. Cette technique ne permet en revanche d'estimer qu'un décalage δ_{f_c} compris dans l'intervalle [-0,5 ; 0,5]. Pour augmenter la plage et la précision de l'estimation du CFO, une séquence d'apprentissage contenant deux [87] ou plusieurs [100, 101] symboles identiques peut être insérée en début de trame. L'estimation du CFO est alors obtenue à partir de la phase de la fonction d'autocorrélation du signal reçu. On retrouve également des techniques qui exploitent la structure répétitive de la séquence d'apprentissage ainsi que sa connaissance exacte au niveau du récepteur [102].

Les méthodes d'estimation du CFO dans le domaine fréquentiel utilisent le signal reçu en sortie de la FFT, et reposent la plupart du temps sur l'hypothèse d'une synchronisation temporelle parfaite. Dans le cas d'une estimation aveugle, le CFO peut être obtenu en mesurant la différence de puissance entre deux sous-porteuses, de même indice fréquentiel, contenues dans deux symboles OFDM successifs [103]. Cette technique n'est cependant pas valide si le canal varie sur la durée des deux symboles OFDM, et/ou si une modulation d'amplitude est utilisée. De manière analogue à l'estimation dans le domaine temporel, des symboles pilotes peuvent être insérés dans le domaine fréquentiel. L'estimation du CFO est alors effectuée en deux étapes [104], une estimation grossière qui permet d'estimer la partie entière du CFO normalisé, suivie par une estimation fine pour déterminer la partie fractionnaire de δ_{f_c}.

Une fois que le CFO a été estimé, on peut procéder à sa correction dans le domaine temporel donc avant la FFT. Dans le cas où la fréquence porteuse du récepteur est générée à partir d'un oscillateur dont la fréquence de sortie est contrôlable (en tension ou à partir d'une PLL numérique), il est possible d'asservir cette dernière à partir du CFO préalablement estimé, et donc d'aligner la fréquence porteuse du récepteur sur celle de l'émetteur. La méthode de correction la plus utilisée est cependant réalisée dans le domaine numérique, car présentant un coût moindre et une meilleure flexibilité. La correction est alors effectuée en appliquant un déphasage correspondant au CFO sur les échantillons du signal reçu dans le domaine temporel.

3.2.3 Synchronisation de la fréquence d'échantillonnage

Après la démodulation RF effectuée au niveau du récepteur, le signal analogique reçu en bande de base est échantillonné aux instants déterminés par l'horloge d'échantillonnage du récepteur, dont la fréquence est identique à celle de l'émetteur dans le cas idéal. Cependant, pour les mêmes raisons que pour l'apparition du CFO, notamment la précision imparfaite des OL et l'effet Doppler, du SFO entre l'émetteur et le récepteur peut apparaître en pratique. Le SFO normalisé δ_{T_s} entre le récepteur et l'émetteur est alors généralement défini

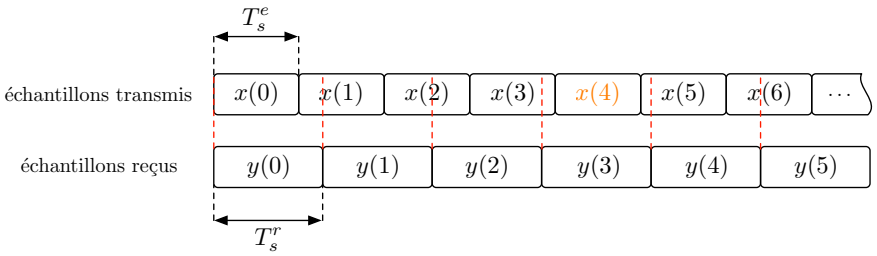


FIGURE 3.4 – Illustration de l'effet du SFO sur l'échantillonnage du signal reçu ($\delta_{T_s} > 0$)

proportionnellement à la fréquence d'échantillonnage de l'émetteur [105] :

$$\delta_{T_s} = \frac{T_s^r - T_s^e}{T_s^e}, \tag{3.9}$$

où T_s^r et T_s^e désignent respectivement la période d'échantillonnage du récepteur et celle de l'émetteur.

3.2.3.1 Impact du décalage de la fréquence d'échantillonnage sur le signal reçu

La présence de SFO se traduit par une dérive des instants d'échantillonnage du signal reçu par rapport au signal transmis :

$$y(n) = x\big(nT_s^e(1 + \delta_{T_s})\big) \tag{3.10}$$

Le décalage des instants d'échantillonnage étant croissant en fonction de l'indice de l'échantillon reçu, le SFO peut entraîner l'insertion ou la perte périodique d'un échantillon suivant que δ_{T_s} est négatif ou positif, respectivement. La figure 3.4 illustre un exemple de la perte d'un échantillon temporel dans le signal reçu pour le cas où $\delta_{T_s} > 0$.
Outre la possible insertion/perte d'échantillon temporel, le SFO engendre également une perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses. En effet, du fait de la différence de période d'échantillonnage entre l'émetteur et le récepteur, l'espace inter-porteuse $\Delta_f^r = 1/(T_s^r N_{\text{FFT}})$ considéré lors de l'opération de FFT en réception ne coïncide pas avec l'espace inter-porteuse $\Delta_f^e = 1/(T_s^e N_{\text{FFT}})$ du signal transmis. Comme représenté dans la figure 3.5, les symboles en sortie de la FFT subissent donc une atténuation, un déphasage et de l'ICI qui augmentent au fur et à mesure que l'on s'écarte de la fréquence porteuse. Ainsi, à la différence du cas du CFO pour lequel l'impact sur les performances peut être négligé pour des faibles valeurs de δ_{f_c}, le glissement de l'instant d'échantillonnage induit par le SFO doit être corrigé régulièrement, et ce même pour de faibles valeurs de δ_{T_s} .

3.2.3.2 Les solutions de synchronisation de la fréquence d'échantillonnage

De la même manière que pour le CFO, le SFO peut être estimé à partir du PC [106] en utilisant le fait qu'il est la recopie de la fin du symbole OFDM, ou à partir de symboles pilotes en mesurant la rotation de phase sur les sous-porteuses pilotes dans le domaine fréquentiel [107, 108].
En fonction de la présence ou non d'un mécanisme de contrôle de l'horloge d'échantillonnage, la correction du SFO peut être réalisée en boucle fermée ou en boucle ouverte. Les méthodes en boucle fermée nécessitent que l'horloge d'échantillonnage soit générée à partir d'un oscillateur dont la fréquence de sortie est contrôlable. La correction du SFO se fait alors dans le domaine analogique en ajustant, via une PLL numérique, la fréquence de l'oscillateur en fonction du

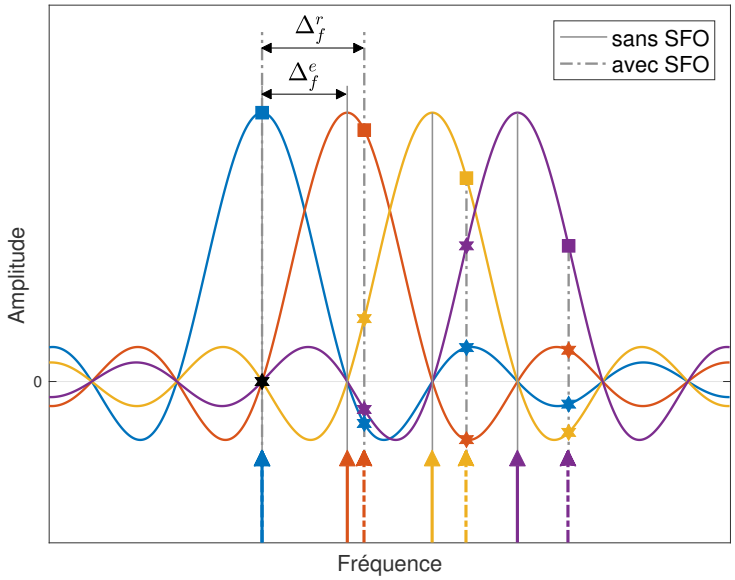


FIGURE 3.5 – Impact du SFO sur l'orthogonalité des sous-porteuses

SFO préalablement estimé [109, 110]. Dans les systèmes en boucle ouverte, la fréquence de l'horloge d'échantillonnage est fixe et la correction du SFO est alors effectuée numériquement. Puisqu'un échantillon peut être inséré ou perdu dans un symbole OFDM en présence de SFO, le signal analogique reçu est généralement sur-échantillonné dans ce cas. La correction du SFO est ensuite obtenue en appliquant, sur le signal sur-échantillonné et avant la FFT, des filtres numériques d'interpolation/décimation [111].

3.3 Synchronisations d'un système MISO-RT-OFDM

Après avoir présenté les différentes sources d'erreurs de synchronisation d'un récepteur OFDM SISO, leur impact sur le signal reçu, ainsi que quelques solutions pour y remédier, nous nous intéressons maintenant aux spécificités de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM SISO. Les synchronisations à prendre en compte pour un système MISO RT-OFDM sont les mêmes que pour un système OFDM : les synchronisations des fréquences porteuse et d'échantillonnage, ainsi que la synchronisation temporelle.

3.3.1 Synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage

Nous avons vu lors de la description de la plate-forme WARP dans le chapitre 1 que la fréquence porteuse et la fréquence d'échantillonnage de toutes les interfaces RF de la carte WARP sont générées à partir du même OL. Il n'existe donc pas de CFO ni de SFO entre les antennes de la carte WARP matérialisant le point d'accès, la problématique du CFO et du SFO pour le prototype MISO RT-OFDM est par conséquent similaire à celle d'un cas SISO RT-OFDM.
A la différence d'un système OFDM SISO, la synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage doit être réalisée lors de la phase de transmission des données, mais également lors de la phase d'estimation des canaux UL. Pour cette dernière, aucun précodage n'est mis en œuvre, la synchronisation à effectuer est donc identique à celle d'un système OFDM

SISO dont quelques solutions ont été présentées dans les parties 3.2.2 et 3.2.3.
La synchronisation de la phase de transmission des données est également peu différente du cas OFDM SISO. En effet, le CFO et le SFO surviennent respectivement lors de la démodulation fréquentielle et de l'échantillonnage du signal reçu. Or la somme constructive des signaux provenant des différentes antennes du point d'accès est effectuée par l'antenne de l'utilisateur et donc avant l'apparition du CFO et du SFO, elle n'est donc pas perturbée par ces derniers.
Nous avons trouvé, dans la littérature, une publication traitant de la problématique du CFO pour un système à base de RT [112]. La seule spécificité par rapport à un système SISO OFDM énoncée par les auteurs provient d'une meilleure précision d'estimation du CFO qui résulte de l'utilisation d'un signal large bande, ce qui n'est pas vraiment propre au RT. Il n'existe donc pas, à notre connaissance, de contrainte supplémentaire sur la synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage d'un système SISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM SISO. La synchronisation de la phase d'estimation des canaux doit toutefois être précise car elle entraînerait, dans le cas inverse, une mauvaise estimation des canaux et donc une dégradation des performances.
La problématique du CFO et du SFO n'étant pas spécifique au RT si les antennes du point d'accès partagent le même OL, nous avons donc choisi de simplifier ces deux types de synchronisation en transmettant la référence de la fréquence porteuse et l'horloge d'échantillonnage de la carte du point d'accès vers la carte de l'utilisateur par des câbles. Cela permet ainsi de garantir l'absence de CFO et de SFO entre le point d'accès et l'utilisateur.

3.3.2 Synchronisation temporelle de la phase d'estimation des canaux UL

Nous avons vu dans le chapitre 2 que les canaux UL $\mathbf{H}_{U\rightarrow P_i}$ sont estimés en parallèle par les différentes antennes du point d'accès à partir d'une trame de symboles pilotes envoyée par l'utilisateur. Dans le cas où les antennes du point d'accès sont localisées et en visibilité directe par rapport à l'utilisateur (LOS pour *Line Of Sight*), il est fort probable que la trame de symboles pilotes soit reçue au même instant par les différentes antennes du point d'accès. En effet, en notant D_i la distance entre l'antenne d'indice i du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur, pour que la trame de pilotes soit reçue avec un échantillon temporel d'écart par deux antennes du point d'accès, il faudrait vérifier :

$$\frac{\max(D_i) - \min(D_i)}{c} \geq T_s, \tag{3.11}$$

où c et T_s désignent respectivement la célérité de la lumière et la période d'échantillonnage des CAN, et où $\max(D_i)$ et $\min(D_i)$ représentent respectivement la plus grande et la plus petite distance entre les antennes du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur.
Dans le cas de la plate-forme de prototypage où $T_s = 25$ ns, cela correspond à une différence de distance de 7,5 m, qui est peu réaliste dans le cas d'antennes localisées généralement espacées d'une demie longueur d'onde.
Cependant, si les antennes du point d'accès sont distribuées et/ou si on se trouve dans un contexte NLOS (*Non-Line Of Sight*), il n'est plus possible de garantir que la trame de pilotes sera reçue au même instant par toutes les antennes du point d'accès [113]. Nous avons donc choisi de considérer qu'il peut exister un décalage temporel entre les trames de symboles pilotes reçues pour déterminer la manière de réaliser la synchronisation temporelle de la phase d'estimation du prototype MISO-RT-OFDM.
Les décalages temporels entre les trames de symboles pilotes doivent être intégrés dans l'estimation de canal pour que la mise en œuvre d'une transmission MISO à base de RT soit correcte. Un moyen de le faire est de débuter l'enregistrement des canaux UL au même instant absolu pour toutes les antennes du point d'accès. Les éventuels décalages entre les trames

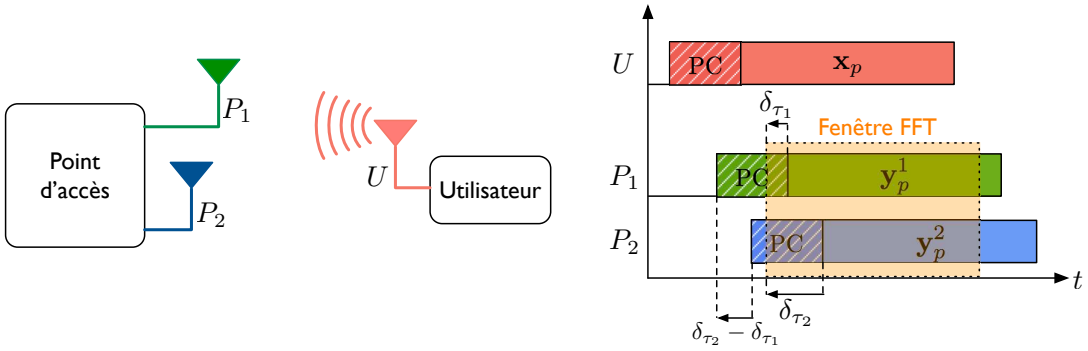


FIGURE 3.6 – Enregistrement simultané des canaux UL en présence d'un décalage temporel sur les symboles pilotes reçus

de symboles pilotes seront dans ce cas inclus dans les canaux UL estimés et seront ainsi automatiquement compensés lors de la phase de transmission si les trames de données précodées sont émises au même instant par toutes les antennes du point d'accès. Pour illustrer ce phénomène, un exemple d'une transmission d'un symbole OFDM pilote d'un utilisateur vers un point d'accès comportant deux antennes P_1 et P_2 est présenté dans la figure 3.6. Dans cet exemple, il existe un décalage temporel entre le symbole OFDM pilote $\mathbf{y}_p^1$ reçu par l'antenne P_1 et le symbole $\mathbf{y}_p^2$ reçu par l'antenne P_2. L'estimation des canaux UL étant réalisée dans le domaine fréquentiel, le fait de débuter l'enregistrement des canaux UL simultanément pour les antennes P_1 et P_2 revient à placer le début de la fenêtre de la FFT dans la même position absolue pour les symboles $\mathbf{y}_p^1$ et $\mathbf{y}_p^2$.
Les décalages, en terme d'échantillons temporels, entre la fenêtre FFT et les symboles reçus $\mathbf{y}_p^1$ et $\mathbf{y}_p^2$ sont respectivement notés δ_{τ_1} et δ_{τ_2}. Dans l'exemple de la figure 3.6, la fenêtre FFT est placée en avance par rapport aux deux symboles, on a alors $\delta_{\tau_1}, \delta_{\tau_2} < 0$.
En considérant un estimateur de canal parfait et que le début de la fenêtre FFT est placée, pour $\mathbf{y}_p^1$ et $\mathbf{y}_p^2$, dans la zone du PC non affectée par l'ISI, les coefficients des canaux UL estimés pour la sous-porteuse d'indice k sont alors donnés par :

$$\widehat{H}_{U\to P_1}(k) = H_{U\to P_1}(k) e^{\frac{j2\pi k\delta_{\tau_1}}{N_{\text{FFT}}}} \tag{3.12}$$

et

$$\widehat{H}_{U\to P_2}(k) = H_{U\to P_2}(k) e^{\frac{j2\pi k\delta_{\tau_2}}{N_{\text{FFT}}}} \tag{3.13}$$

Si l'on s'intéresse maintenant à la transmission RT-OFDM des symboles de données $X(k)$ du point d'accès vers l'utilisateur (voir figure 3.7), les symboles précodés $X_{P_1}^{\text{RT}}(k)$ et $X_{P_2}^{\text{RT}}(k)$ respectivement transmis par les antennes P_1 et P_2 sont obtenus par :

$$X_{P_i}^{\text{RT}}(k) = X(k)\widehat{H}_{U\to P_i}^{*}(k) \tag{3.14}$$

avec $i = 1, 2$.
La réciprocité du canal de propagation nous donne $H_{U\to P_i}(k) = H_{P_i\to U}(k)$ et permet également de garantir que le décalage entre les symboles pilotes reçus $\mathbf{y}_p^1$ et $\mathbf{y}_p^2$ sera à son tour réciproque. Ainsi, en déclenchant la transmission des symboles précodés simultanément pour les deux antennes du point d'accès, le signal reçu par l'utilisateur s'exprime dans le domaine

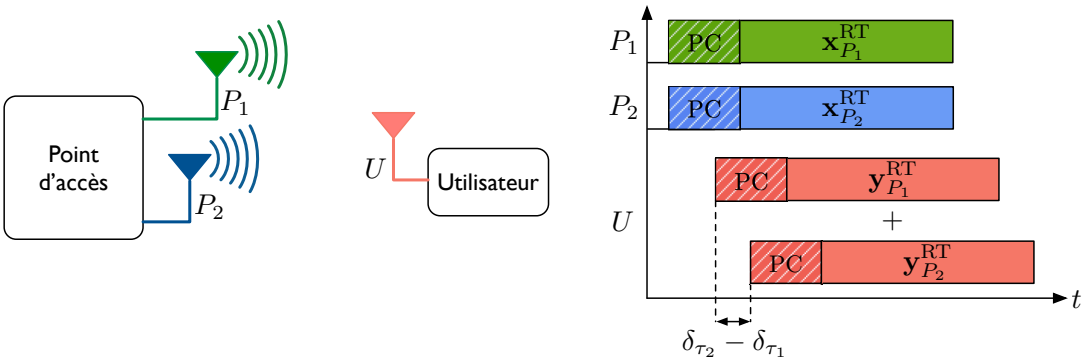


FIGURE 3.7 – Transmission simultanée des symboles de données précodés

fréquentiel par :

$$\begin{aligned} Y(k) &= X_{P_1}^{\mathrm{RT}}(k)H_{P_1\to U}(k) + X_{P_2}^{\mathrm{RT}}(k)H_{P_2\to U}(k)e^{\frac{j2\pi k(\delta_{\tau_2}-\delta_{\tau_1})}{N_{\mathrm{FFT}}}} + B(k) \\ &= X(k)\Big(H^*_{U\to P_1}(k)e^{-\frac{j2\pi k\delta_{\tau_1}}{N_{\mathrm{FFT}}}}H_{P_1\to U}(k) + H^*_{U\to P_2}(k)e^{-\frac{j2\pi k\delta_{\tau_2}}{N_{\mathrm{FFT}}}}H_{P_2\to U}(k)e^{\frac{j2\pi k(\delta_{\tau_2}-\delta_{\tau_1})}{N_{\mathrm{FFT}}}}\Big) \\ &\quad + B(k) \\ &= X(k)\big(\,\|H_{P_1\to U}(k)\|^2 + \|H_{P_2\to U}(k)\|^2\,\big)e^{-\frac{j2\pi k2\delta_{\tau_1}}{N_{\mathrm{FFT}}}} + B(k) \end{aligned} \tag{3.15}$$

L'équation (3.15) montre que le fait combiné d'enregistrer les canaux UL avec la même référence de temps et de transmettre simultanément les symboles de données précodés à partir des antennes du point d'accès a permis de compenser automatiquement le décalage temporel $\delta\tau_2$ mais pas le décalage $\delta\tau_1$. La somme constructive des canaux est conservée mais le terme de phase proportionnel à δ_{τ_1} ne permet plus d'obtenir un canal équivalent réel. En pratique, ce terme de phase sera automatiquement compensé lors de la synchronisation temporelle DL car il correspond à un retard d'un nombre entier d'échantillons $2\delta\tau_1$ dans le domaine temporel.
Pour résumer, nous avons vu que pour que la mise en œuvre du RT soit correcte, l'enregistrement des canaux UL doit débuter au même instant pour toutes les antennes du point d'accès, et que la transmission des symboles précodés par ces dernières doit également débuter de manière simultanée. De plus, il a été vu qu'une avance de la fenêtre FFT par rapport au premier symbole pilote reçu ($\delta_{\tau_1} < 0$) n'affecte pas les performances de la transmission MISO RT-OFDM si le début de la fenêtre est placé après la partie du PC affectée par l'ISI, et ce pour toutes les antennes du point d'accès. L'équation (3.15) montre que le cas où la fenêtre FFT est placée de façon optimale pour $\mathbf{y}_p^1$ ($\delta_{\tau_1} = 0$) est également un cas de synchronisation correcte. Le terme de phase disparaissant totalement de l'équation (3.15), il s'agit même de la synchronisation optimale pour la phase d'estimation. Enfin, comme pour la synchronisation temporelle en OFDM, un retard de positionnement de la fenêtre FFT ($\delta_{\tau_1} > 0$) entraîne de l'ISI avec le symbole suivant, et ne peut donc être considéré comme un cas de synchronisation valide.
Comme représenté dans la figure 3.8, une marge de synchronisation est donc disponible. Dans l'exemple de la figure 3.8, la taille de la marge dépend de la taille du préfixe cyclique L_{PC}, du décalage entre les symboles $\mathbf{y}_p^1$ et $\mathbf{y}_p^2$, et de la longueur du canal L_{h_2}.
D'une manière plus générale, en considérant que l'antenne d'indice 1 reçoit en premier la trame de symboles pilotes, le début de la fenêtre FFT se trouve dans la zone de synchronisa-

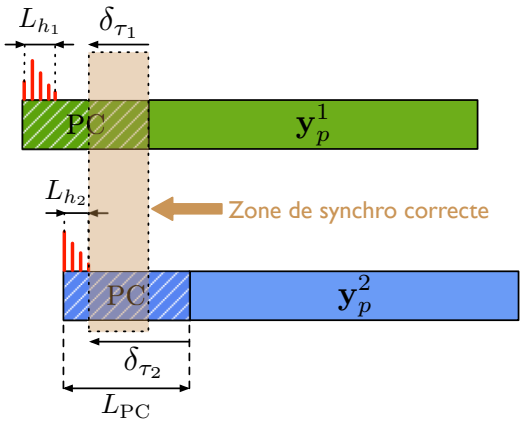


FIGURE 3.8 – Marge de synchronisation temporelle lors de la phase d'estimation

tion correcte pour des valeurs de δ_{τ_1} respectant l'inégalité de l'équation (3.16).

$$\max\left(|\delta_{\tau_i} - \delta_{\tau_1}| + L_{h_i}\right) - L_{\mathrm{PC}} < \delta_{\tau_1} \leq 0 \tag{3.16}$$

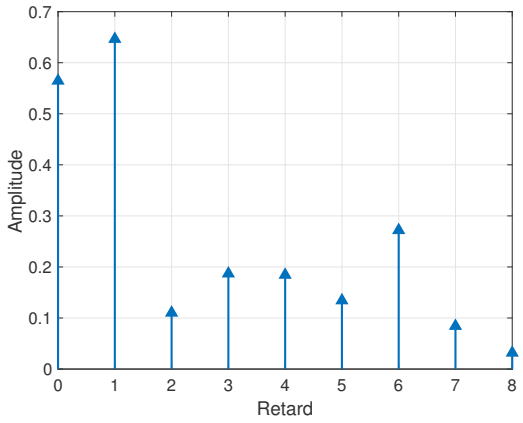
Cette marge de synchronisation a néanmoins un coût car le PC doit être capable d'absorber, en plus des retards du canal, les décalages temporels sur les symboles pilotes reçus par les différentes antennes du point d'accès. A cet effet le PC doit donc être surdimensionné, cela se traduit par une augmentation de la durée de la phase d'estimation et en conséquence par une diminution du débit global de la transmission des données.

3.3.3 Synchronisation temporelle de la phase de transmission des données DL

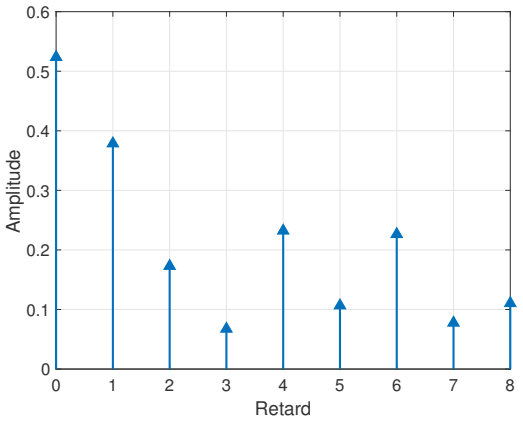
La synchronisation temporelle de la phase de transmission des données consiste à détecter le début de la trame de données au niveau de l'utilisateur. Dans le chapitre 1, il a été vu que la RI du canal équivalent vu par l'utilisateur correspond à la somme des fonctions d'autocorrélation des RI des canaux entre chaque antenne du point d'accès et celle de l'utilisateur :

$$\begin{aligned} h_{\mathrm{eq}}(t) &= \sum_{i=1}^{N_t} h^*_{U\to P_i}(-t) * h_{P_i\to U}(t) \\ &= \sum_{i=1}^{N_t} C_{h_i}(t), \end{aligned} \tag{3.17}$$

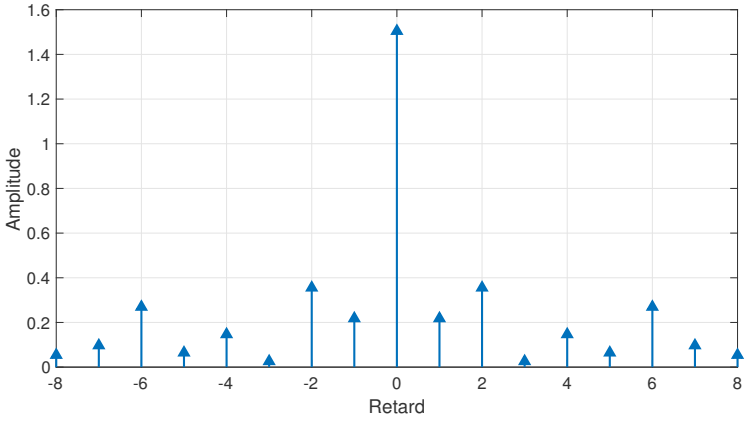
où C_{h_i}(t) désigne la fonction d'autocorrélation de la RI du canal entre la i-ème antenne du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur.
Le module de la RI du canal équivalent est alors composé d'un pic d'amplitude central entouré de lobes secondaires, comme le montre la figure 3.9 qui illustre un exemple de RI d'un canal équivalent discret obtenu dans un cas MISO 2×1.
Cette particularité du RT oblige à prendre certaines précautions sur le placement de la fenêtre FFT par rapport au cas d'un système OFDM classique. En effet, classiquement le début de trame est détecté sur le trajet le plus fort de la RI (maximum de la fonction d'autocorrélation ou d'intercorrélation) qui se trouve généralement parmi les premiers trajets de la RI (voir figures 3.9a et 3.9b). Le début de la fenêtre est alors placé en fonction du trajet le plus fort



(a) $h_1(\tau)$



(b) $h_2(\tau)$



(c) $h_{\text{eq}}(\tau) = C_{h_1}(\tau) + C_{h_2}(\tau)$

FIGURE 3.9 – Amplitudes des réponses impulsionnelles discrètes $h_1(\tau)$, $h_2(\tau)$ et $h_{\text{eq}}(\tau)$

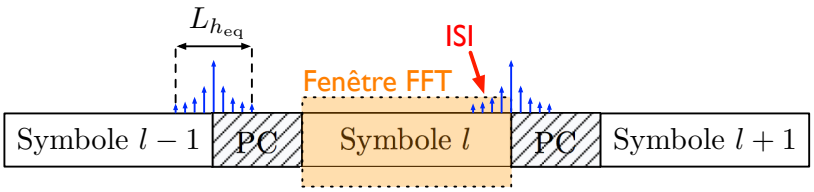
avec un décalage correspondant à la taille du PC.
Comme illustré dans la figure 3.10a, si la fenêtre FFT est positionnée de la même façon que pour un système OFDM, la synchronisation temporelle n'est pas correcte pour le RT car de l'ISI apparaît. Le symbole courant d'indice l est dans cette configuration contaminé par le symbole suivant d'indice $l+1$ à cause des trajets secondaires qui précèdent le trajet principal. Pour éviter l'apparition d'ISI, et donc obtenir une synchronisation correcte, la fenêtre FFT doit alors être placée en avance d'au moins $L_{h_{\text{eq}}}/2$ échantillons temporels par rapport au trajet principal (voir figure 3.10b), où $L_{h_{\text{eq}}}$ désigne la longueur du canal équivalent. On a dans ce cas :

$$-(L_{\text{PC}} - L_{h_{\text{eq}}}/2) < \delta_\tau < -L_{h_{\text{eq}}}/2 \tag{3.18}$$

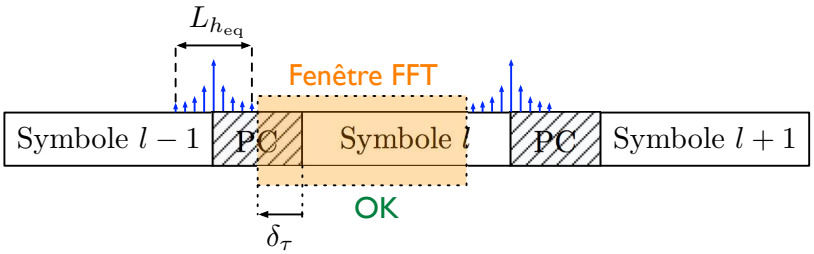
Le signal reçu par l'utilisateur s'exprime alors par :

$$Y(k) = X(k)e^{\frac{j2\pi k\delta_\tau}{N_{\text{FFT}}}} \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}(k)\|^2 + B(k) \tag{3.19}$$

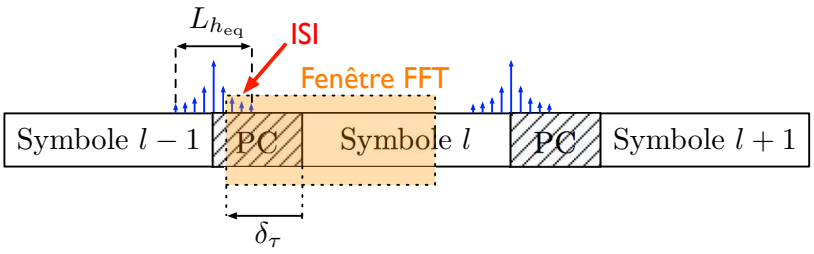
De la même façon que dans un système OFDM, le décalage de la fenêtre FFT se traduit sur le signal reçu par un déphasage proportionnel au décalage δ_τ et à l'indice des sous-porteuses k. Bien que le canal équivalent ne soit pas purement réel, les performances de la transmission ne sont pas affectées par ce déphasage car la somme constructive des canaux est conservée. Le



(a) RT cas n° 1 : $\delta_\tau = 0$



(b) RT cas n° 2 : $-(L_{\text{PC}} - L_{h_{\text{eq}}}/2) < \delta_\tau < -L_{h_{\text{eq}}}/2$



(c) RT cas n° 3 : $\delta_\tau \leq -(L_{\text{PC}} - L_{h_{\text{eq}}}/2)$

FIGURE 3.10 – Les différents cas de synchronisation DL en RT

décalage de la fenêtre FFT δ_τ étant connu, le terme de phase peut être simplement compensé après l'opération de FFT. Il peut également être corrigé automatiquement lors de l'égalisation de canal si les symboles pilotes utilisés pour l'estimation de canal ont subi le même décalage. Il convient néanmoins d'être prudent en cas d'une avance trop importante de la fenêtre FFT. Le début de cette dernière doit être positionné après le dernier écho du symbole précédent d'indice $l-1$ pour éviter que celui-ci ne contamine le symbole courant d'indice l (voir figure 3.10c).
Pour le cas du RT, la largeur de la zone dans laquelle le début de la fenêtre FFT peut être placé sans créer de l'ISI, est donc de $L_{\text{PC}} - L_{h_{\text{eq}}} - 1$ échantillons. La taille du préfixe cyclique doit ainsi être au moins supérieur d'un échantillon à la longueur du canal équivalent $L_{h_{\text{eq}}}$.
Notons cependant que les trajets secondaires de la RI du canal équivalent sont de faibles amplitudes (et ce d'autant plus que N_t est grand), ils peuvent donc être noyés dans le bruit à faible SNR de transmission et ainsi ne plus être responsables d'ISI.
Enfin, le trajet principal de la RI du canal équivalent présentant une forte amplitude par rapport aux trajets secondaires, cela permet au RT d'être plus robuste à la détection du début de trame que l'OFDM. C'est un des avantages de la compression temporelle.

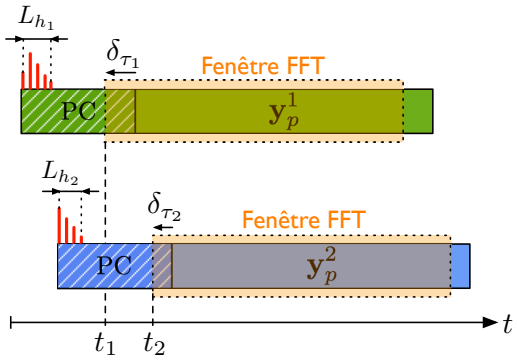


FIGURE 3.11 – Positionnement de la fenêtre FFT indépendamment pour chaque antenne du point d'accès

3.4 Mise en œuvre de la synchronisation du prototype MISO-RT-OFDM

Après avoir détaillé les spécificités de la synchronisation temporelle dans un système MISO-RT-OFDM, la mise en œuvre de celle-ci pour le prototype est présentée dans cette partie.

3.4.1 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation

3.4.1.1 Positionnement de la fenêtre FFT

La partie 3.3.2 a mis en évidence que le déclenchement simultané de l'enregistrement des canaux UL revient à appliquer la même position absolue de la fenêtre FFT sur les symboles OFDM pilotes reçus par les différentes antennes du point d'accès. La position de la fenêtre FFT étant déterminée en fonction du premier symbole OFDM pilote reçu. Il a également été vu que l'on dispose d'une marge de synchronisation et que celle-ci est d'autant réduite que le décalage temporel sur les symboles reçus par les antennes est grand, obligeant ainsi à augmenter la taille du PC pour conserver la marge de synchronisation.
Bien que cette méthode entraîne une augmentation de la durée de la phase d'estimation à cause du surdimensionnement du PC, nous avons privilégié cette solution pour le prototype MISO-RT-OFDM pour sa simplicité de mise en œuvre.
Dans cette partie, nous proposons tout de même une solution alternative au positionnement absolue de la fenêtre FFT qui permet d'éviter l'augmentation de la taille du PC.
Comme représenté dans la figure 3.11, il est possible de placer la fenêtre FFT de façon indépendante sur les symboles reçus par les différentes antennes du point d'accès. On se replace alors dans le cas de la synchronisation temporelle d'un système OFDM où le rôle du PC est d'absorber uniquement les échos induits par le canal et non plus les décalages temporels entre les symboles pilotes reçus. La zone de synchronisation correcte est donc obtenue pour les valeurs de δ_{τ_i} respectant l'équation suivante :

$$-(L_{\mathrm{PC}} - L_{h_i}) < \delta_{\tau_i} \leq 0 \tag{3.20}$$

Afin de prendre en compte les décalages sur les symboles reçus, le décalage de position de la fenêtre FFT par rapport à celle de l'antenne qui a reçu en premier la trame de pilotes doit être mémorisé pour chacune des $N_t - 1$ antennes. Dans l'exemple de la figure 3.11, cela revient

à mémoriser la valeur $t_2 - t_1$.
Le décalage des fenêtres FFT peut ensuite être compensé avant la phase de transmission des données en déphasant les symboles de données précodés avant l'opération d'IFFT :

$$X'^{\mathrm{RT}}_{P_2}(k) = X^{\mathrm{RT}}_{P_2}(k) e^{-\frac{j2\pi k(t_2-t_1)}{N_{\mathrm{FFT}}}} \tag{3.21}$$

Il est également possible de compenser le décalage des fenêtres FFT dans le domaine temporel après l'opération d'IFFT. Il suffit pour cela d'avancer la transmission de la trame de données pour les antennes dont le décalage de fenêtre FFT est non nul.

3.4.1.2 Détection du début de trame

La première étape de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation est d'identifier l'indice de l'antenne qui reçoit en premier la trame de symboles pilotes. La détection du début de trame doit donc être réalisée en parallèle sur chaque antenne du point d'accès. La première antenne détectant le début de trame détermine ainsi le positionnement de la fenêtre de la FFT pour toutes les autres antennes du point d'accès.
La détection du début de trame par la méthode d'intercorrélation a été retenue pour le prototype MISO-RT-OFDM car elle possède de meilleures performances que la méthode d'autocorrélation en absence de CFO. Pour mettre en œuvre cette technique une séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$ doit être insérée en début de la trame de symboles pilotes. La trame UL $\mathbf{x}_{\mathrm{UL}}$ transmise de l'utilisateur vers le point d'accès est alors donnée par :

$$\mathbf{x}_{\mathrm{UL}} = [\mathbf{x}_s \ \mathbf{x}_p \ \ldots \ \mathbf{x}_p] \tag{3.22}$$

Au niveau de chaque antenne du point d'accès, la détection du début de trame est obtenue en calculant dans un premier temps la fonction d'intercorrélation C_{xy} entre la séquence $\mathbf{x}_s$ et la trame reçue $\mathbf{y}_{\mathrm{UL}}$:

$$C_{xy}(\tau) = \sum_{n=1}^{L_s} x_s(n) y^*_{\mathrm{UL}}(n-\tau), \tag{3.23}$$

où L_s désigne la longueur de la séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s = \big[x_s(1) \ldots x_s(L_s)\big]$.
Le début de trame estimé $\hat{\tau}$ est alors donné par la valeur de τ qui maximise le module de la fonction d'intercorrélation :

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tau} \|C_{xy}(\tau)\| \tag{3.24}$$

En pratique, pour diminuer la latence de la détection, on considère généralement qu'un début de trame est détecté dès que le module de la fonction d'intercorrélation dépasse un certain seuil Th préalablement déterminé.
L'architecture de la détection de trame par la méthode d'intercorrélation qui doit être réalisée pour chaque antenne du point d'accès est présentée dans la figure 3.12.
Les échantillons de la trame reçue $\mathbf{y}_{\mathrm{UL}}$ traversent une fenêtre de corrélation qui est de la même taille que la séquence $\mathbf{x}_s$. La fonction d'intercorrélation est alors obtenue par le corrélateur à partir des échantillons de la séquence $\mathbf{x}_s$ et de ceux contenus dans la fenêtre de corrélation. Nous pouvons voir que le corrélateur de la figure 3.12 requiert L_s multiplications et $L_s - 1$ additions.
Dans le cas où les éléments de la séquence $\mathbf{x}_s$ sont complexes, les multiplications à réaliser sont des multiplications complexes, une multiplication consomme alors trois multiplieurs réels. En outre deux multiplieurs réels sont requis par multiplication si les éléments de la séquence de synchronisation sont réels.

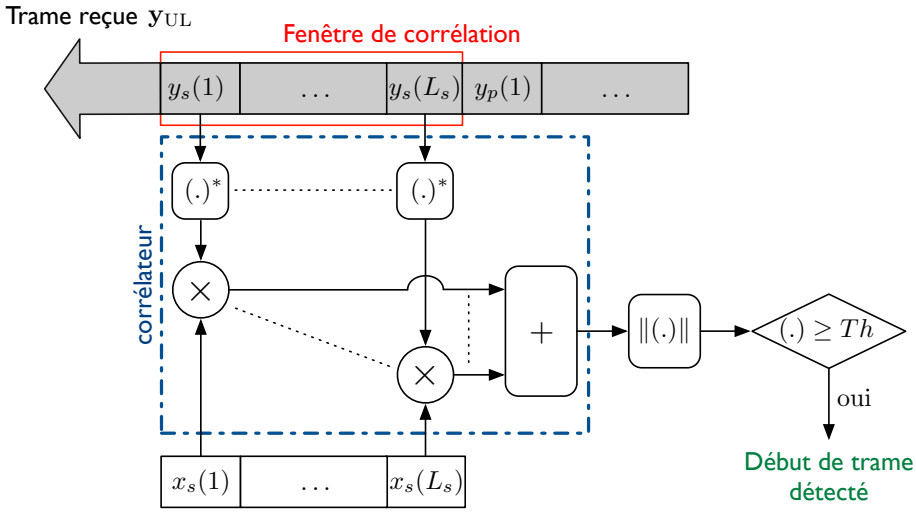


FIGURE 3.12 – Architecture de la détection de trame par la méthode d'intercorrélation

La détection du début de trame devant être réalisée en parallèle sur toutes les antennes du point d'accès, le nombre total de multiplieurs réels nécessaire à la réalisation de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation est donc au minimum de $2L_sN_t$ (cas où les éléments de $\mathbf{x}_s$ sont réels).
En prenant par exemple $L_s = 64$ et $N_t = 4$, 512 multiplieurs réels sont utilisés par la synchronisation temporelle UL. On dépasse alors largement le nombre de multiplieurs disponibles dans un FPGA Virtex-4 FX100 qui est de 160, et cela représente les 2/3 des multiplieurs disponibles dans un FPGA Virtex-6 LX240T qui sont au nombre de 768.
Pour cette raison, le choix a été fait d'utiliser une séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$ dont les éléments ne peuvent prendre que les valeurs $+1$ ou -1. De cette façon, les multiplications de l'équation (3.23) deviennent un simple changement de signe des éléments de $\mathbf{y}_{\mathrm{UL}}$ suivant les valeurs prises par les éléments de $\mathbf{x}_s$:

$$x_s(n)y^*_{\mathrm{UL}}(n-\tau) = \mathrm{sgn}\big(x_s(n)\big)\, y^*_{\mathrm{UL}}(n-\tau) \tag{3.25}$$

La dernière étape de la synchronisation temporelle UL consiste à positionner la fenêtre FFT pour toutes les antennes du point d'accès. C'est la première antenne qui détecte un début de trame qui détermine la position absolue du début de la fenêtre. Une avance δ_τ de quelques échantillons par rapport au début estimé du symbole OFDM pilote après suppression du PC sera toutefois prise, car elle présente deux avantages. En cas d'erreur d'estimation du début de trame, cette avance permet de s'assurer que le début de la fenêtre FFT ne sera pas positionnée après le début réel du symbole OFDM pilote. De plus, la méthode de synchronisation par corrélation détectant généralement le trajet le plus fort de la RI du canal, des éventuels trajets précédant le trajet le plus fort ne seraient pas pris en compte par l'estimation de canal sans l'avance de fenêtre FFT. Il convient néanmoins de na pas prendre une avance trop importante qui aurait pour conséquence l'apparition d'ISI.

3.4.2 Mise en œuvre de la synchronisation temporelle de la phase de transmission

Comme pour la synchronisation temporelle de la phase d'estimation, la méthode de détection de trame par intercorrélation a été retenue pour la phase de transmission des données.

L'architecture de la détection du début de la trame DL est alors identique à celle présentée dans la figure 3.12.
La particularité de la synchronisation temporelle DL provient cependant de la RI du canal équivalent spécifique au RT. En effet, la partie 3.3.3 a mis en évidence le fait que la fenêtre FFT doit être placée en avance d'au moins $L_{h_{\text{eq}}}/2+1$ échantillons temporels par rapport au trajet principal de la RI du canal équivalent. La détection du début de trame consiste donc à identifier la position du pic principal de la RI du canal équivalent. Afin de la déterminer, il est indispensable que la séquence de synchronisation DL subisse le même canal équivalent que la trame de données. Le RT doit par conséquent être appliqué sur la séquence de synchronisation. Cela peut être fait dans le domaine fréquentiel ou temporel.
Pour le prototype MISO RT-OFDM, nous avons choisi d'appliquer le RT sur les données dans le domaine fréquentiel. Il est donc préférable, d'un point de vue des ressources matérielles, de faire de même pour la séquence de synchronisation. Dans le cas contraire, il faudrait déterminer la réponse impulsionnelle des canaux UL (à partir d'une opération d'IFFT sur la réponse fréquentielle des canaux par exemple) et ajouter un filtre FIR dédié à la séquence de synchronisation pour chaque antenne du point d'accès.
En appliquant le RT dans le domaine fréquentiel sur la séquence $\mathbf{x}_s$, la séquence précodée par l'antenne d'indice i dans le domaine fréquentiel $\mathbf{X}_{s_i}^{RT} = [X_{s_i}^{RT}(0), \ldots, X_{s_i}^{RT}(N_{\text{FFT}}-1)]$ est donnée par :

$$X_{s_i}^{RT}(k) = X_s(k)\widehat{H}^*_{U\to P_i}(k), \tag{3.26}$$

où $\mathbf{X}_s = [X_s(0), \ldots, X_s(N_{\text{FFT}}-1)]$ désigne la transformée de Fourier de la séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$.
La séquence de synchronisation $\mathbf{x}_{s_i}^{\text{RT}}$ qui doit être transmise par l'antenne du point d'accès d'indice i est alors obtenue par :

$$\mathbf{x}_{s_i}^{\text{RT}} = \text{IFFT}(\mathbf{X}_{s_i}^{RT}) \tag{3.27}$$

Le choix d'appliquer le RT sur la séquence de synchronisation dans le domaine fréquentiel impose néanmoins des contraintes sur le choix de la séquence . En effet, la séquence dans le domaine fréquentiel $\mathbf{X}_s$ doit être composée de N_{FFT} coefficients, la longueur de la séquence $\mathbf{x}_s$ doit par conséquent être inférieure ou égale au nombre de sous-porteuses du signal OFDM. Dans le cas où la longueur L_s de la séquence est inférieure au nombre de sous-porteuse N_{FFT}, la séquence $\mathbf{x}_s$ doit être complétée par $N_{\text{FFT}} - L_s$ zéros avant d'en calculer la transformée de Fourier pour obtenir $\mathbf{X}_s$.
En plus de la contrainte sur la longueur L_s, la séquence $\mathbf{x}_s$ doit présenter une composante continue nulle. Cela résulte du fait que la sous-porteuse correspondante à la composante continue (DC pour *Direct Current*) du signal OFDM est inutilisable à cause de la fuite de l'OL qui a lieu lors de la modulation de fréquence. Enfin, comme pour la synchronisation temporelle de la phase d'estimation, on choisit de restreindre les valeurs prises par les éléments de la séquence de synchronisation DL à $+1$ ou -1 dans le but d'économiser des multiplieurs pour la détection de trame au niveau de l'utilisateur.
Dans la partie suivante nous allons nous intéresser à la sélection de la séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$ qui sera utilisée pour le prototype MISO RT-OFDM.

3.4.3 Choix de la séquence de synchronisation

Lors de la synchronisation temporelle, deux causes sont responsables d'erreur sur l'estimation du début de trame :

— **la non-détection** du début de trame qui survient lorsque le détecteur n'identifie pas un début de trame bien qu'il y en ait un ;

— **la fausse alarme** qui correspond au cas où le détecteur reconnaît à tort un début de trame.

Lorsque la méthode de détection par intercorrélation est utilisée, la séquence de synchronisation transmise doit posséder certaines propriétés afin de minimiser les probabilités de non-détection et de fausse alarme. Pour obtenir une faible probabilité de non-détection, elle doit présenter une fonction d'autocorrélation maximale pour un décalage nul. Dans le but de raréfier l'apparition des fausses alarmes, la séquence doit également avoir une fonction d'autocorrélation la plus faible possible pour un décalage non nul, ainsi qu'une faible fonction d'intercorrélation avec une séquence aléatoire.

Pour le prototype MISO RT-OFDM, nous avons choisi d'utiliser la même séquence de synchronisation pour les phases d'estimation des canaux et de transmission des données. La séquence retenue doit donc respecter les contraintes mentionnées dans les parties 3.4.1 et 3.4.2 :

— la séquence doit être une séquence binaire dans le domaine temporel ($x_s(n) \in \{-1, 1\}$) ;
— la longueur de la séquence doit être inférieure ou égale au nombre de sous-porteuses du signal OFDM ($L_s \leq N_{\mathrm{FFT}}$) ;
— la composante continue de la séquence dans le domaine temporel doit être nulle $\big(\mathbb{E}\{\mathbf{x}_s\} = 0\big)$.

Dans la littérature, de nombreuses familles de séquence ont été proposées pour la synchronisation temporelle des systèmes OFDM. On retrouve notamment les séquences binaires pseudo-aléatoire (SBPA) [114–116], les séquences CAZAC [117–119] et les séquences de Barker [120], pour ne citer qu'elles. Parmi ces séquences, les SBPA ont retenu notre intérêt car elles répondent le mieux à nos contraintes.

Une SBPA est un signal, formé d'impulsions rectangulaires modulées aléatoirement en longueur, qui approxime un bruit blanc discret. Le terme *pseudo* provient du fait qu'elle est périodique sur un grand horizon de temps, la période étant définie par la longueur de la séquence.

Les SBPA sont classiquement générées à l'aide de registres à décalage à rétroaction linéaire (LFSR pour *Linear Feedback Shift Register*) et sont déterminées de manière unique par les coefficients de rétroaction du LFSR et son état initial. Les coefficients de rétroaction définissent alors le polynôme générateur de la séquence.

Dans le cas où le polynôme générateur est primitif, la séquence générée est appelée séquence à longueur maximale ou m-séquence. La longueur de la m-séquence est alors de la forme $2^m - 1$, où m correspond au nombre de cellules du LFSR qui est lui même égal au degré du polynôme générateur.

Les m-séquences possèdent de bonnes propriétés pour minimiser les probabilités de non-détection et de fausse alarme. En effet, la fonction d'autocorrélation circulaire C_{xx} d'une m-séquence présente un pic maximal égal à la longueur L_s de la séquence pour un décalage nul, et est égale à -1 pour un décalage non nul :

$$C_{xx}(\tau) = \sum_{n=1}^{L_s} x(n)x^*(n-\tau)_{L_s} = \begin{cases} L_s & \text{pour} \quad \tau = 0 \\ -1 & \text{pour} \quad -\frac{L_s}{2} \leq \tau < \frac{L_s}{2},\ \tau \neq 0 \end{cases} \tag{3.28}$$

où $(n-\tau)_{L_s}$ représente un décalage circulaire.

La fonction d'autocorrélation circulaire d'une m-séquence de longueur $L_s = 255$, générée à partir du polynôme primitif $p(\alpha) = \alpha^8 + \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + 1$, est représentée dans la figure 3.13.

Dans notre cas, l'inconvénient des m-séquences provient du fait qu'elles contiennent 2^{m-1} éléments de valeur $+1$ et $2^{m-1} - 1$ éléments de valeur -1. La composante continue d'une m-séquence n'est donc pas nulle, bien qu'elle tende vers zéro lorsque la longueur de la séquence

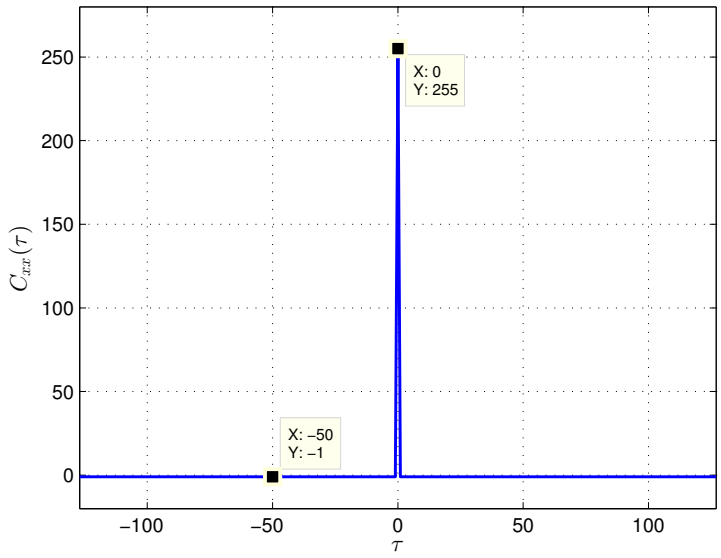


FIGURE 3.13 – Fonction d'autocorrélation circulaire d'une m-séquence de longueur 255

est grande.
Pour pallier cet inconvénient, nous avons choisi de transmettre, comme séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$, la m-séquence $\mathbf{x}_{\text{m-seq}}$ de longueur 255 générée à partir du polynôme $p(\alpha)$ à laquelle a été ajoutée un élément de valeur -1 :

$$\mathbf{x}_s = [\mathbf{x}_{\text{m-seq}} - 1] \tag{3.29}$$

La séquence transmise par l'utilisateur lors de la phase d'estimation et par les antennes du point d'accès lors de la phase de transmission est donc de longueur 256 et présente une composante continue nulle. Cependant, afin de conserver les bonnes propriétés d'autocorrélation des m-séquences, les détections de trames UL et DL sont obtenues en réalisant l'intercorrélation entre le signal reçu et la m-séquence $\mathbf{x}_{\text{m-seq}}$ de longueur 255.

3.4.4 Mesures expérimentales de la synchronisation temporelle du prototype MISO RT-OFDM

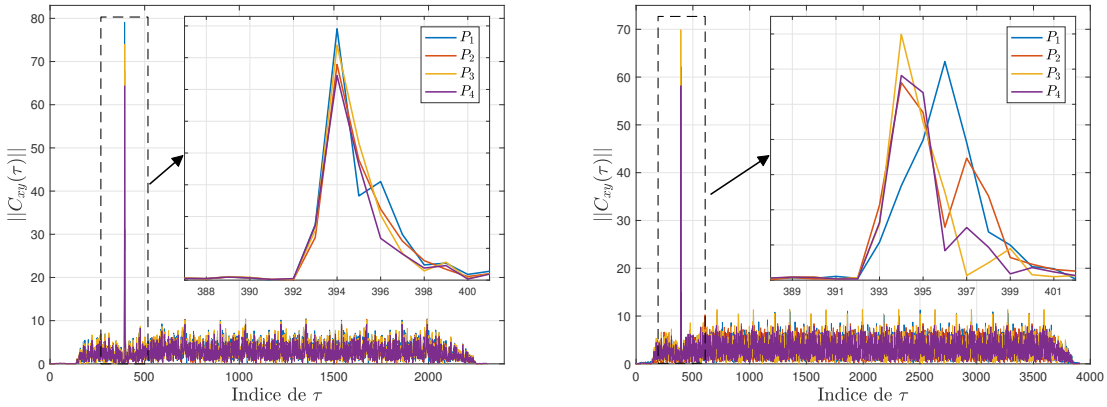
Des mesures expérimentales ont été effectuées dans des conditions réelles afin de s'assurer du bon fonctionnement de la synchronisation temporelle du prototype MISO RT-OFDM. Ces mesures ont été réalisées à partir de la plate-forme WARP en mode *Temps différé*, pour les phases d'estimation et de transmissions dans des configurations LOS et NLOS. Les paramètres utilisés pour les mesures sont récapitulés dans le tableau 3.1.

3.4.4.1 Résultats de mesures de la synchronisation temporelle de la phase d'estimation

Les résultats des mesures de la fonction d'intercorrélation entre la trame de pilotes reçue par les quatre antennes du point d'accès et la séquence $\mathbf{x}_{\text{m-seq}}$ sont présentés dans la figure 3.14. Pour la configuration LOS, présentée dans la figure 3.14a, l'indice du pic de corrélation des quatre antennes du point d'accès est identique, cela signifie que la trame de symboles

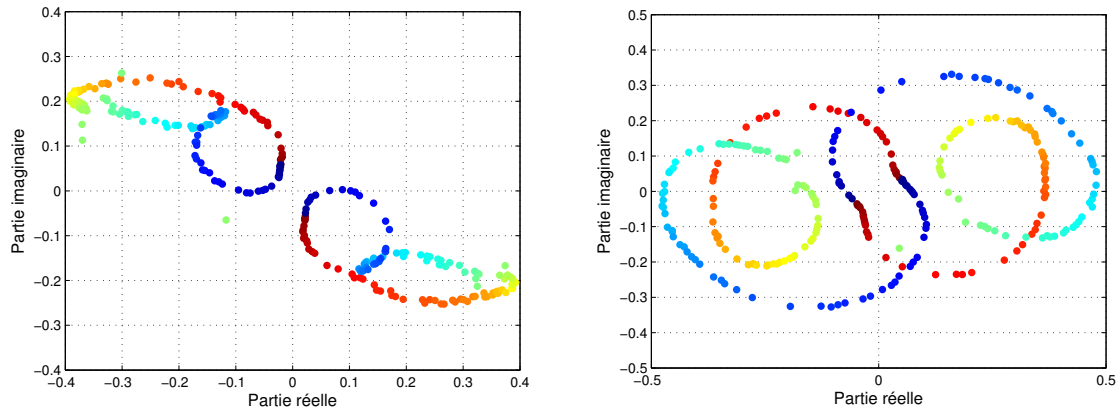
	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	4	
Bande du signal B_s	40 MHz	
Fréquence porteuse f_c	2,484 GHz	
Période d'échantillonnage T_s	25 ns	
Nombre de sous-porteuses N_{FFT}	256	
Nombre de sous-porteuses utiles N_{u}	255	170
Espace inter-porteuses Δ_f	156,25 kHz	
Durée d'un symbole OFDM	6,4 μs	
Longueur du PC L_{PC}	64	
Durée du PC	1,6 μs	
Durée totale d'un symbole OFDM	8μs	
Modulation utilisée	BPSK	QPSK
Nombre de symbole OFDM par trame	16	150
Avance de fenêtre FFT δ_τ	0	10

TABLE 3.1 – Paramètres des mesures de la synchronisation temporelle



(a) Contexte LOS (b) Contexte NLOS

FIGURE 3.14 – Module de la fonction d'intercorrélation de la détection du début de trame de la phase d'estimation



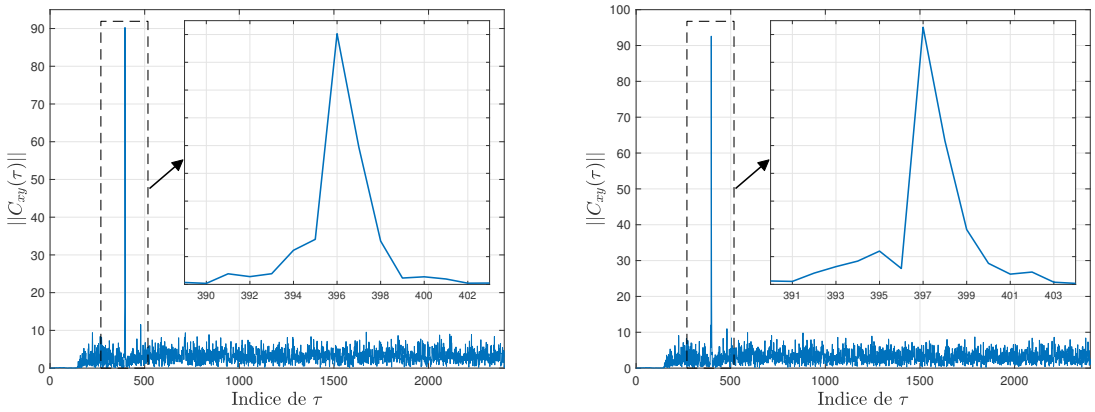
(a) Antenne P_3 (b) Antenne P_1

FIGURE 3.15 – Constellations d'un symbole OFDM pilote reçu par deux antennes du point d'accès lors de la phase d'estimation dans une configuration NLOS

pilotes a été reçue au même instant (à la période d'échantillonnage près) par toutes les antennes.
A l'inverse, dans la configuration NLOS présentée dans la figure 3.14b, il existe un décalage de deux échantillons entre le pic de corrélation de l'antenne P_1 et celui des trois autres antennes. Comme évoqué dans la partie 3.3.2, ce décalage sera pris en compte lors de l'estimation de canal en plaçant la fenêtre FFT dans la même position absolue pour toutes les antennes, qui est déterminée en fonction du premier pic détecté, en l'occurrence celui de l'antenne P_3. Nous pouvons également remarquer que les fonctions d'intercorrélation présentent des lobes secondaires plus marqués que pour la configuration LOS. Le résultat de la fonction d'intercorrélation donnant une estimation de la RI du canal subi par la séquence de synchronisation, cela s'explique par la présence de trajets multiples dans le canal qui sont plus importants en NLOS qu'en LOS.
La figure 3.15 présente, pour la configuration NLOS, les constellations du même symbole OFDM pilote reçu par les antennes P_3 et P_1 dans le cas où la fenêtre FFT a été placée sans prendre de marge de synchronisation, on a donc $\delta_{\tau_3} = 0$. Les différentes couleurs utilisées pour représenter les constellations correspondent aux différentes sous-porteuses du symbole OFDM pilote : du bleu pour la sous-porteuse à la plus basse fréquence jusqu'au rouge pour la sous-porteuse à la fréquence la plus élevée. La trame UL ayant été reçue par l'antenne P_1 avec deux échantillons de retard par rapport à l'antenne P_3, on a alors $\delta_{\tau_1} = -2$. Nous pouvons observer dans la figure 3.15a, qui présente la constellation reçue par l'antenne P_3, les effets du canal de propagation qui introduisent sur les symboles BPSK une atténuation et un déphasage qui dépendent de l'indice des sous-porteuses. Comparé à l'antenne P_3, les symboles de la constellation reçue par l'antenne P_1, qui est présentée dans la figure 3.15b, subissent une rotation de phase plus importante. Cela résulte du fait que la fenêtre FFT ne soit pas placée de façon optimale pour l'antenne P_1 ($\delta_{\tau_1} = -2$) dans le but d'intégrer les différences des délais de propagation dans l'estimation de canal.

3.4.4.2 Résultats de mesures de la synchronisation temporelle de la phase de transmission

Les résultats de mesures de la fonction d'intercorrélation entre la trame reçue par l'utilisateur et la séquence $\mathbf{x}_{\text{m-seq}}$ obtenus pour la phase de transmission dans les configurations



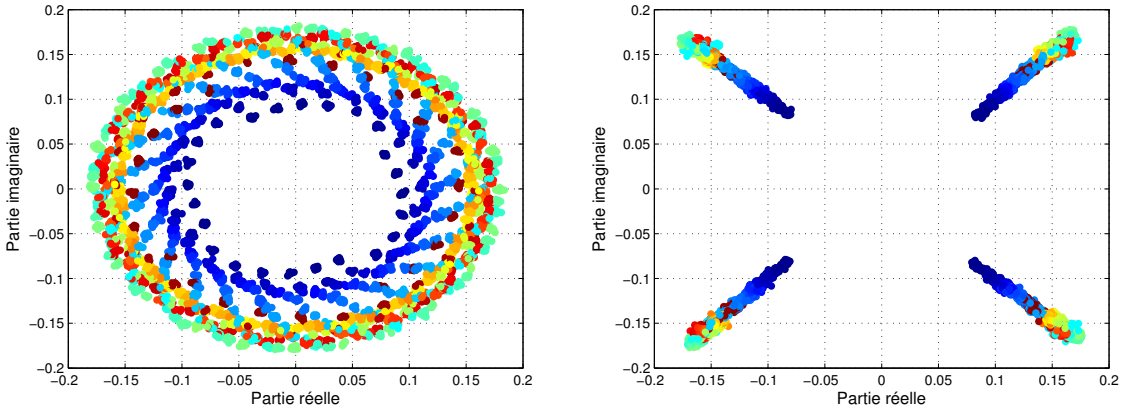
(a) Contexte LOS (b) Contexte NLOS

FIGURE 3.16 – Module de la fonction d'intercorrélation de la détection du début de trame de la phase de transmission

LOS et NLOS sont respectivement présentés dans les figures 3.16a et 3.16b. Contrairement au cas de la phase d'estimation, le pic de corrélation n'est que très peu affecté par les trajets multiples présents dans la configuration NLOS. Cette observation s'explique par la focalisation temporelle qu'offre le RT. En effet, la séquence de synchronisation étant précodée pour la phase de transmission, les résultats présentés dans les figures 3.16a et 3.16b correspondent aux RI des canaux équivalents qui présentent elles-mêmes la particularité d'être comprimées temporellement. Cet effet peut également s'observer par la valeur du pic de corrélation qui, comparé à la phase d'estimation, est plus grande pour la phase de transmission où le RT est appliqué.
Comme énoncé dans la partie 3.3.3, le début de la fenêtre FFT est positionné en avance de δ_τ échantillons par rapport au début estimé du symbole OFDM afin d'éviter l'ISI. L'avance de la fenêtre FFT introduisant une rotation de phase sur les symboles reçus dans le domaine fréquentiel, elle est ici corrigée après l'opération de FFT. Les constellations des symboles de données non égalisés reçus par l'utilisateur avant et après la correction de l'avance de fenêtre FFT sont respectivement présentées dans les figures 3.17a et 3.17b. La rotation de phase introduite par l'avance du fenêtrage FFT est observable sur la constellation de la figure 3.17a. Après la correction de la marge de synchronisation, nous pouvons voir dans la figure 3.17b que les symboles QPSK reçus ont uniquement subi une atténuation qui dépend de l'indice des sous-porteuses, mais pas de rotation de phase. En effet, pour une transmission à base de RT, la réponse fréquentielle du canal équivalent de la transmission DL est purement réelle, elle n'introduit donc pas de déphasage sur les symboles reçus.
Ces observations montrent que l'estimation du début de la trame DL a été effectuée correctement, dans le cas inverse un déphasage subsisterait sur les symboles reçus même après la correction de l'avance de fenêtre FFT.

3.5 Conclusion

L'objectif de ce troisième chapitre était de présenter une mise en œuvre efficace des synchronisations d'un système MISO RT-OFDM qui soit compatible avec une implémentation matérielle. Nous avons pour cela présenté dans un premier temps les différents types de synchronisation (synchronisation temporelle, synchronisation fréquence et synchronisation



(a) Marge de synchronisation non corrigée (b) Marge de synchronisation corrigée

FIGURE 3.17 – Constellations des symboles de données reçus par l'utilisateur avant et après la correction de la marge de synchronisation

d'échantillonnage) qui doivent être effectués au niveau du récepteur pour une transmission SISO OFDM, afin de déterminer les sources des erreurs de synchronisation, leurs conséquences sur le signal reçu, ainsi que quelques solutions rencontrées dans la littérature pour y remédier. Cette partie nous a, par la suite, permis d'identifier les spécificités de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM SISO. La synchronisation fréquence et d'échantillonnage d'un système MISO RT-OFDM ne présentant pas de spécificités particulières par rapport à un système SISO OFDM dans le cas où il n'existe pas de CFO ni de SFO entre les antennes du point d'accès, nous avons retenu la transmission filaire de la fréquence porteuse et d'échantillonnage entre le point d'accès et l'utilisateur pour réaliser ces deux types de synchronisation.

Nous nous sommes alors concentrés sur la synchronisation temporelle pour laquelle deux cas sont à prendre en compte dans une transmission à base de RT : la synchronisation de la phase d'estimation de canaux et la synchronisation de la phase de transmission des données. Il a été montré, pour la phase d'estimation, que les différences de délais de propagation des trames de pilotes doivent être pris en compte dans l'estimation des canaux, et que cela implique de déterminer l'antenne du point d'accès qui a reçu en premier la trame de pilotes afin de positionner correctement la fenêtre FFT. Concernant la phase de transmission, nous avons également vu que des précautions sur le positionnement de la fenêtre FFT doivent être prises du fait que la RI du canal équivalent vue par l'utilisateur est égale à la somme des fonctions d'autocorrélations des RI des canaux UL.

La mise en œuvre de la synchronisation temporelle du prototype MISO RT-OFDM utilisant la méthode d'intercorrélation a ensuite été présentée. Une séquence de synchronisation répondant aux contraintes du RT mais également compatible avec les ressources matérielles disponibles a notamment été proposée.

La dernière partie de ce chapitre a enfin été consacrée à la présentation des mesures expérimentales de la synchronisation temporelle qui ont permis de s'assurer du bon fonctionnement de cette dernière.

Chapitre 4

La réciprocité du canal de propagation

Sommaire

4.1 Introduction 91
4.2 Modèle d'une transmission MISO RT avec prise en compte des étages RF 92
4.2.1 Canal de propagation vu de la bande de base 92
4.2.2 Expression analytique du signal reçu 93
4.3 Impact des étages RF de la plate-forme WARP sur les performances d'une transmission RT-OFDM MISO 94
4.3.1 Mesures des fonctions de transfert des étages RF des cartes WARP . 95
4.3.2 Impact sur les performances 97
4.4 Les causes de non réciprocité des étages RF 98
4.4.1 Le décalage de phase de la fréquence porteuse 99
4.4.2 Le décalage de phase de l'horloge d'échantillonnage 103
4.5 Les solutions de calibration des étages RF rencontrées dans la littérature 107
4.5.1 Estimation explicite VS Estimation implicite du canal 108
4.5.2 La calibration absolue 109
4.5.3 La calibration relative 111
4.5.4 La calibration interne du point d'accès (ARGOS) 112
4.6 Solution proposée pour le prototype MISO RT-OFDM 115
4.6.1 Les sources de non-réciprocité des cartes WARP 115
4.6.2 La calibration de phase du point d'accès 116
4.7 Conclusion 122

4.1 Introduction

Nous avons vu précédemment, que la connaissance du canal de propagation au niveau du point d'accès est un élément indispensable dans un système à base de RT. Pour un système TDD, nous avons également vu que le canal DL pouvait être obtenu au niveau de l'émetteur par une transmission UL en tirant parti du caractère réciproque du canal de propagation [121]. C'est une hypothèse que l'on retrouve dans de nombreuses publications traitant des performances théoriques des systèmes à base de RT mais également de tout autre système TDD pour lequel la connaissance du canal est nécessaire au niveau du point d'accès, tel que les systèmes de formation de faisceaux (*Beamforming*) par exemple.

Cette hypothèse est utilisée à juste titre car elle a été démontrée aussi bien analytiquement qu'expérimentalement, le canal de propagation alors considéré se compose uniquement du canal radio physique. Cependant, si l'on se place d'un point de vue du traitement du signal numérique, donc de la bande de base, le canal de propagation inclut également les antennes, les étages RF ainsi que les CAN/CNA. Dans ce cas, la propriété de réciprocité du canal, telle que définie dans la littérature, ne peut plus être garantie, et peut par conséquence affecter les performances d'un système MISO RT-OFDM réel.
Au cours de ce chapitre, nous présentons un modèle du canal de propagation vu de la bande de base, ce dernier est utilisé afin d'analyser l'effet de la perte de réciprocité sur le système étudié. Dans un second temps, nous utilisons des mesures effectuées sur la plate-forme de prototypage WARP dans le but de quantifier la dégradation de performance induite par la perte de réciprocité. Par la suite, nous identifions les principales causes de la perte de la réciprocité ainsi que leurs conséquences sur les performances du système. Enfin, après avoir présenté les différentes solutions de calibration rencontrées dans la littérature, nous décrivons la solution retenue pour le prototype ainsi que sa mise en œuvre.

4.2 Modèle d'une transmission MISO RT avec prise en compte des étages RF

4.2.1 Canal de propagation vu de la bande de base

La propriété de réciprocité du canal de propagation est applicable lorsque le canal se compose du canal radio [121,122], cette propriété ne peut donc plus être directement appliquée dans notre cas où le canal de propagation est vu de la bande de base numérique. Dans la suite de ce document, afin d'éviter toute confusion, le terme *Canal RF* désignera le canal vu des antennes donc constitué uniquement du canal physique, et le terme *Canal BB* désignera le canal vu de la bande de base intégrant, en plus du canal RF, les antennes, les étages RF et les convertisseurs. La figure 4.1 illustre le modèle du canal BB, pour un système de transmission MISO.
Par soucis de clarté, les équations de ce chapitre sont exprimées pour une sous-porteuse, l'indice k des sous-porteuse est donc implicite, il est cependant conservé pour les fonctions dépendantes de k.

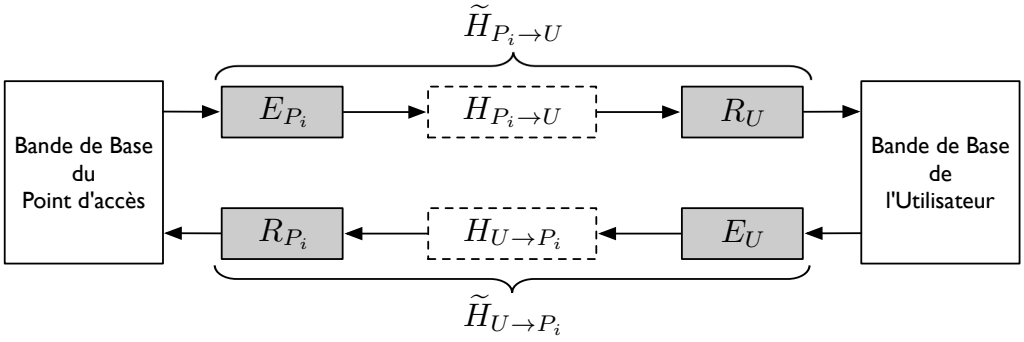


FIGURE 4.1 – Représentation du modèle du canal BB

Dans la figure 4.1, $H_{P_i \to U}$ représente la réponse fréquentielle du canal RF de la i$^{\text{ième}}$ antenne du point d'accès vers l'utilisateur, et $H_{U \to P_i}$ celle du canal RF de l'utilisateur vers la i$^{\text{ième}}$ antenne du point d'accès. Au niveau du point d'accès, pour la i$^{\text{ième}}$ antenne, E_{P_i} désigne la

réponse fréquentielle des étages RF d'émission et R_{P_i} la réponse fréquentielle des étages RF de réception. De la même façon, du côté utilisateur, E_U et R_U représentent respectivement les réponses fréquentielles des étages RF d'émission et de réception.
Les étages RF d'émission comprennent :

- les CNA ;
- le filtrage en bande de base ;
- la modulation RF ;
- l'amplificateur de puissance ;
- le filtrage RF ;
- l'antenne d'émission.

Et ceux de réception sont constitués :

- de l'antenne de réception ;
- du filtrage RF ;
- de l'amplificateur RF faible bruit ;
- de la démodulation RF ;
- du filtrage en bande de base ;
- des CAN.

La réponse fréquentielle du canal BB UL $\widetilde{H}_{U\to P_i}$ (de l'utilisateur vers la i$^{\text{ième}}$ antenne du point d'accès) s'exprime par :

$$\widetilde{H}_{U\to P_i} = E_U H_{U\to P_i} R_{P_i} \tag{4.1}$$

et celle du canal BB DL $\widetilde{H}_{P_i\to U}$ (de la i$^{\text{ième}}$ antenne du point d'accès vers l'utilisateur) par :

$$\widetilde{H}_{P_i\to U} = E_{P_i} H_{P_i\to U} R_U. \tag{4.2}$$

4.2.2 Expression analytique du signal reçu

Intéressons nous maintenant au signal reçu au niveau de la bande de base de l'utilisateur lors d'une transmission à base de RT. En considérant un estimateur parfait, le canal estimé $\widehat{H}_{U\to P_i}$, lors de la transmission UL, par l'antenne d'indice i du point d'accès est donné par :

$$\widehat{H}_{U\to P_i} = \widetilde{H}_{U\to P_i} \tag{4.3}$$

Ainsi, lors de la transmission DL, le signal transmis par l'antenne d'indice i du point d'accès s'écrit dans le domaine fréquentiel sous la forme :

$$X_{P_i}^{RT} = X\widetilde{H}^*_{U\to P_i} \tag{4.4}$$

Le signal reçu par l'utilisateur après transmission sur les canaux BB $\widetilde{H}_{Pi\to U}$ est donc donné par :

$$\begin{aligned} Y &= X\sum_{i=1}^{N_t} \widetilde{H}^*_{U\to P_i}\widetilde{H}_{Pi\to U} + B \\ &= X\sum_{i=1}^{N_t} (E_U H_{U\to P_i} R_{P_i})^* E_{P_i} H_{P_i\to U} R_U + B \end{aligned} \tag{4.5}$$

La propriété de réciprocité du canal de propagation permet d'obtenir l'égalité entre les canaux RF DL et UL :

$$H_{U\to P_i} = H_{P_i\to U} \tag{4.6}$$

On obtient donc :

$$\begin{aligned} Y &= X \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}\|^2 (E_U R_{P_i})^* E_{P_i} R_U + B \\ &= X \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}\|^2 \|E_{P_i} R_U\|^2 \left(\frac{E_U R_{P_i}}{E_{P_i} R_U}\right)^* + B \\ &= X \underbrace{\sum_{i=1}^{N_t} \left\|\widetilde{H}_{P_i \to U}\right\|^2 \Gamma_i}_{H_{\text{eq}}} + B \end{aligned} \tag{4.7}$$

avec $\Gamma_i \in \mathbb{C}$ et vaut $\left(\frac{E_U R_{P_i}}{E_{P_i} R_U}\right)^*$.

Nous pouvons remarquer, dans l'expression (4.7), que le canal équivalent H_{eq} est dans ce cas égal à la somme des carrés du module des canaux BB pondérés par les termes Γ_i. La somme constructive des canaux BB ne peut donc plus être garantie, conduisant ainsi à une possible dégradation des performances en terme de focalisation spatiale et/ou temporelle suivant les valeurs prises par les termes Γ_i.
Dans [123], l'auteur propose une architecture de transmetteur RF qui utilise les mêmes composants pour l'émission et pour la réception, permettant ainsi d'obtenir l'égalité entre la fonction de transfert de l'émetteur et du récepteur d'un même transmetteur RF ($E_{P_i} = R_{P_i}$ et $E_U = R_U$). Cette configuration permet d'avoir $\Gamma_i = 1$, et donc de ne pas dégrader les propriétés de focalisation du RT. Cette architecture n'est cependant pas très réaliste car l'utilisation du même amplificateur à l'émission et à la réception limiterait à la fois la puissance d'émission et l'atténuation du canal qui pourrait être compensée par le récepteur [124].
Dans le cas de notre plate-forme de prototypage, les cartes utilisées pour représenter le point d'accès et l'utilisateur sont identiques, et tous les transmetteurs RF utilisent les mêmes composants. Il est donc envisageable que toutes les antennes du point d'accès possèdent la même fonction de transfert des étages RF et que celle-ci soit strictement symétrique à celle des étages RF de l'utilisateur, cela reviendrait à avoir :

$$E_{P_i} = E_P = E_U \tag{4.8}$$

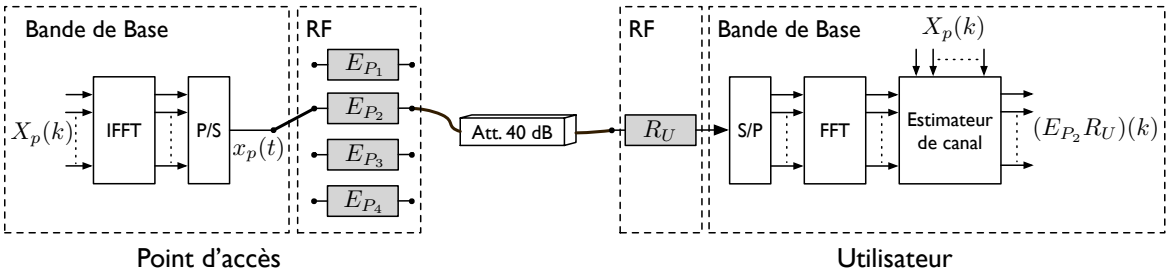
et

$$R_{P_i} = R_P = R_U \tag{4.9}$$

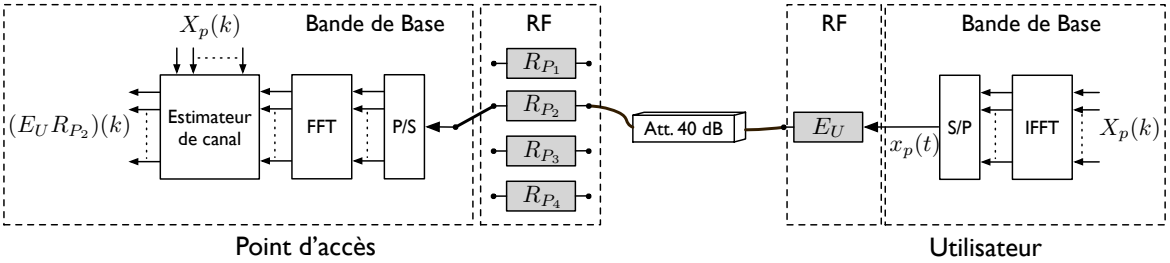
Dans ces conditions on obtiendrait également $\Gamma_i = 1$, et donc aucune dégradation sur les performances de la transmission. La validité de ces égalités sera vérifiée dans la partie 4.3.

4.3 Impact des étages RF de la plate-forme WARP sur les performances d'une transmission RT-OFDM MISO

Afin de vérifier si nous pouvons effectivement considérer que $\Gamma_i = 1$ dans le cas de notre plate-forme de prototypage, des mesures de la réponse fréquentielle des étages RF des cartes WARP ont été réalisées. Ces mesures ont par la suite été injectées dans des simulations de Monte-Carlo afin d'évaluer l'impact de la réciprocité des étages RF sur les performances d'un système MISO RT-OFDM.



(a) Transmission DL

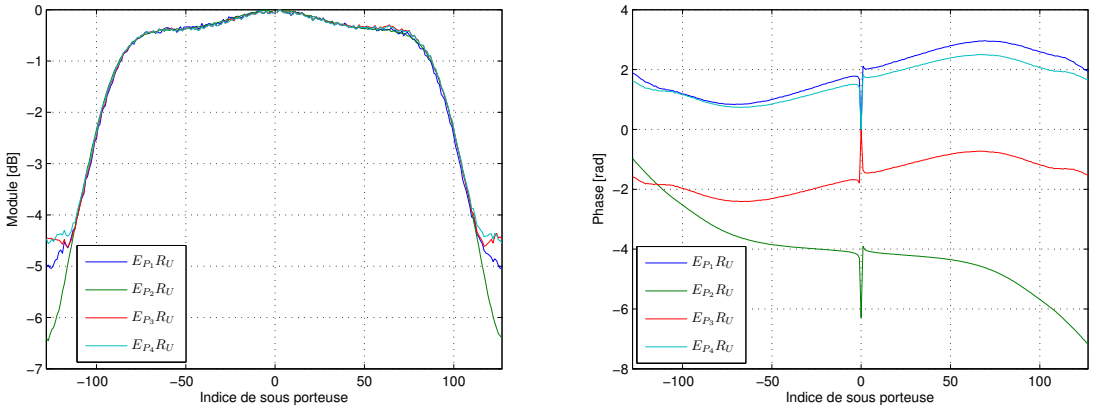


(b) Transmission UL

FIGURE 4.2 – Description des mesures des fonctions de transfert des étages RF

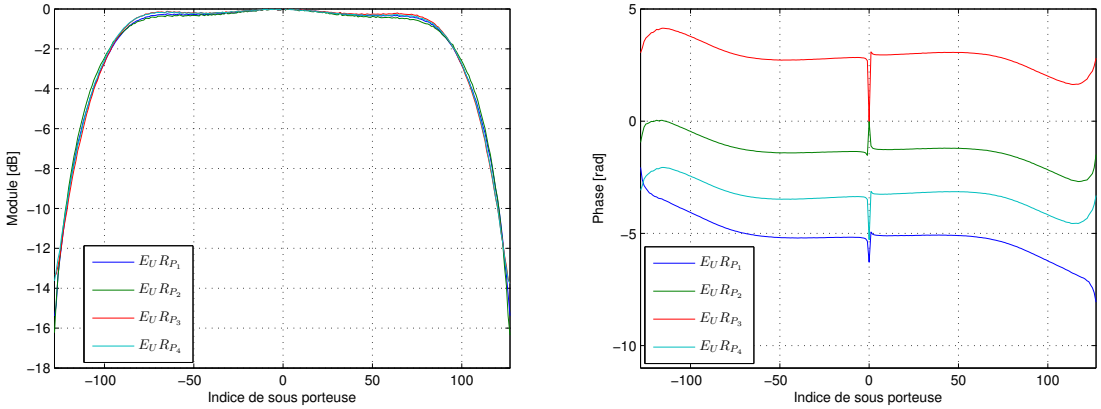
4.3.1 Mesures des fonctions de transfert des étages RF des cartes WARP

L'objectif de ces mesures est d'obtenir l'équivalent en bande de base des fonctions de transfert des étages RF des cartes WARP, c'est à dire E_{P_i}, R_{P_i}, E_U et R_U, pour $i = 1, \ldots, 4$. La mesure individuelle des fonctions de transfert des étages RF nécessitant des équipements externes ainsi que beaucoup de précautions au niveau de la synchronisation, les mesures ont été effectuées sur les produits $E_{P_i}R_U$ et $E_U R_{P_i}$.
La description schématique de la mesure de la fonction de transfert $E_{P_2}R_U$ est présentée dans la figure 4.2a. Dans cette configuration, les antennes ont été remplacées par un câble et un atténuateur. Ces derniers possédant une réponse fréquentielle plate dans la bande étudiée ($B_s = 40$ MHz entre 2,442 et 2.482 GHz), nous pouvons considérer que, dans ce cas, le canal de propagation mesuré correspond aux fonctions de transfert des étages RF. Ainsi, en transmettant un symbole OFDM pilote $x_p(t)$ du port d'indice 2 du point d'accès vers le port de l'utilisateur, et en réalisant une estimation du canal comme décrit dans la partie 2.6, nous obtenons la fonction de transfert $E_{P_2}R_U$. Les fonctions de transfert $E_{P_i}R_U$ sont déterminées en répétant cette opération pour les différents ports du point d'accès. Enfin, les fonctions de transfert $E_U R_{P_i}$ sont mesurées en inversant les rôles du point d'accès et de l'utilisateur (voir Figure 4.2b).
Afin d'estimer les fonctions de transfert sur toute la bande de transmission, toutes les sous-porteuses sont allumées à l'exception de la sous-porteuse DC, car cette dernière est inutilisable à cause de la fuite de l'OL qui survient lors de la transposition à la fréquence porteuse.
Pour garantir que les mesures réalisées ne soient pas entachées par des erreurs de synchronisation, le point d'accès et l'utilisateur partagent la même référence de fréquence porteuse et la même horloge d'échantillonnage, évitant ainsi la présence de CFO et de SFO. De plus, la synchronisation trame est réalisée de façon identique pour les différents ports du point d'accès et pour les deux sens de transmission. Enfin, pour réduire l'impact du bruit blanc sur les mesures, une moyenne de 100 mesures consécutives est réalisée pour chacune des fonctions de transfert à mesurer.



(a) Module (b) Phase

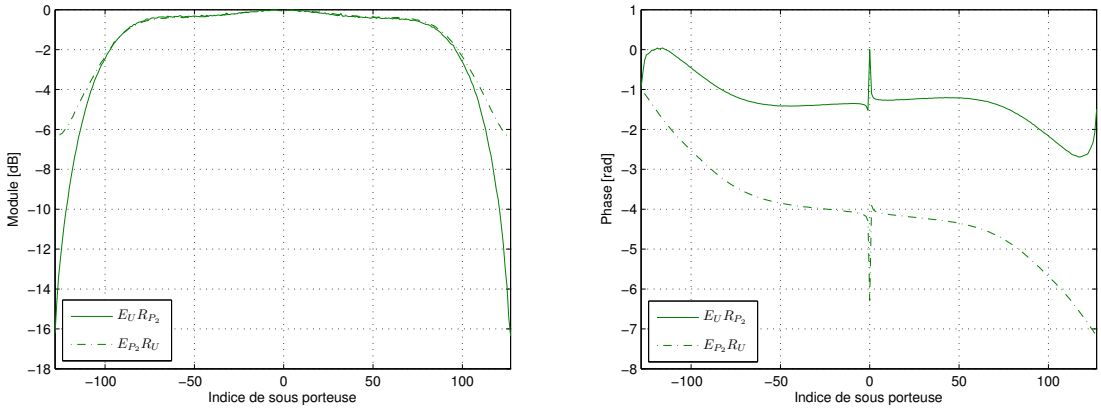
FIGURE 4.3 – Fonctions de transfert des étages RF mesurées pour une transmission DL



(a) Module (b) Phase

FIGURE 4.4 – Fonctions de transfert des étages RF mesurées pour une transmission UL

Les résultats des mesures des fonctions de transfert des étages RF DL ($E_{P_i}R_U$) et des étages RF UL ($E_U R_{P_i}$) sont présentés dans les figures 4.3 et 4.4, respectivement. Nous pouvons remarquer que bien que les modules des 4 fonctions de transfert $E_{P_i}R_U$ (figure 4.3a) semblent être équivalents, une nette différence est notable concernant leur phase (figure 4.3b). La fonction de transfert de l'étage RF de réception (R_U) étant identique pour les 4 mesures de la figure 4.3, nous pouvons donc en déduire que les fonctions de transfert des 4 étages RF d'émission E_{P_i} ne sont pas équivalentes. L'égalité de l'expression (4.8) n'est donc pas valide pour les cartes WARP.
Concernant les fonctions de transfert des 4 étages RF de réception R_{P_i}, les même observations peuvent être faites à partir de la figure 4.4, l'égalité de l'équation (4.9) n'est donc également pas vérifiée. Ainsi l'hypothèse de réciprocité du canal ne peut être admise pour une transmission MISO 4×1 utilisant les cartes WARP.
Pour mettre en évidence la non-réciprocité des étages RF, les fonctions de transfert $E_U R_{P_2}$ et $E_{P_2}R_U$ sont toutes les deux représentées dans la figure 4.5. Nous pouvons y voir que les phases des deux fonctions de transfert ne coïncident pas. Il est en de même pour les fonctions de transfert entre chacun des ports du point d'accès et l'utilisateur.



(a) Module (b) Phase

FIGURE 4.5 – Comparaison des fonctions de transfert $E_U R_{P_2}$ et $E_{P_2} R_U$

Ces mesures ont permis de montrer que les étages RF des cartes WARP n'étaient pas réciproques, les expressions (4.8) et (4.9) ne sont pas valables dans le cas de notre plate-forme. On peut toutefois se demander si la dégradation des performances d'un système RT-OFDM due à cette absence de réciprocité est significative ou non.

4.3.2 Impact sur les performances

Dans l'objectif d'évaluer la dégradation des performances d'une transmission MISO RT-OFDM engendrée par la non-réciprocité des étages RF, des simulations de type Monte Carlo ont été réalisées à partir des fonctions de transfert mesurées.
Les symboles OFDM, utilisés pour les simulations, sont composés de 256 sous-porteuses et les symboles émis X sont des symboles QPSK.
Afin de n'évaluer que la dégradation due à la perte de réciprocité, les hypothèses suivantes sont prises :

- estimation parfaite du canal UL au niveau du point d'accès ;
- synchronisation parfaite (RF, échantillonnage et trame) ;
- absence d'ISI ;
- estimation et égalisation du canal parfaite au niveau de l'utilisateur.

Avec ces hypothèses, le signal reçu, pour un système RF avec une réciprocité parfaite, s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} Y &= X \sum_i \left\| \widetilde{H}_{P_i \to U} \right\|^2 + B \\ &= X \sum_i \left\| E_{P_i} H_i^{\text{sim}} R_U \right\|^2 + B \end{aligned} \tag{4.10}$$

où les H_i^{sim} désignent les coefficients des canaux simulés dont les modules suivent une distribution de Rayleigh de paramètre $\sigma^2 = 1/2$, indépendante pour chaque sous-porteuse et pour chaque antenne du point d'accès.
Dans le cas réaliste de notre plate-forme de prototypage, le signal reçu est donné par :

$$Y = X \sum_i \left\| E_{P_i} H_i^{\text{sim}} R_U \right\|^2 \Gamma_i + B \tag{4.11}$$

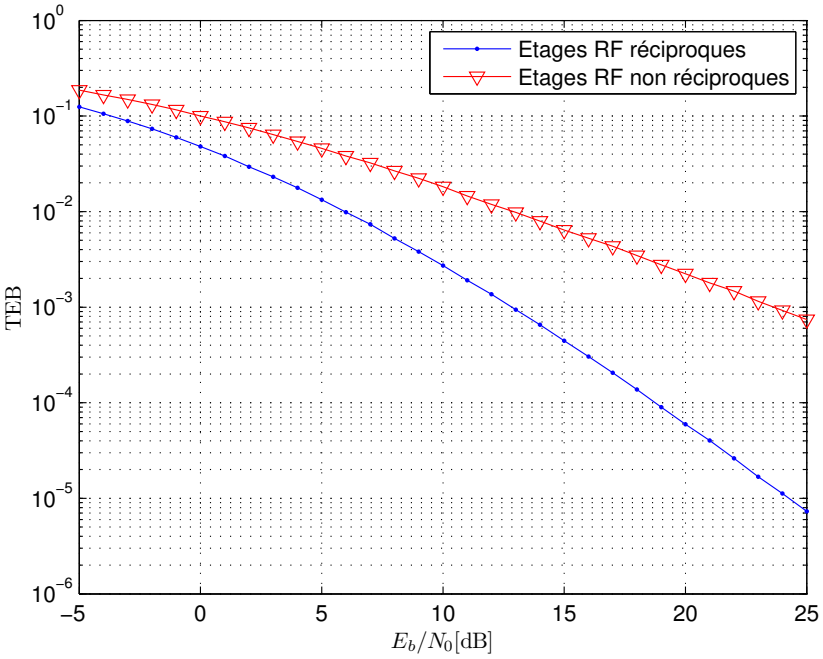


FIGURE 4.6 – TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système MISO RT-OFDM 4×1 avec et sans la réciprocité des étages RF

où les coefficients E_{P_i}, R_U et Γ_i sont calculés à partir des fonctions de transfert mesurées à la partie 4.3.1.
Afin d'éviter la dégradation de performance induite par l'atténuation en bordure de bande, que l'on peut observer sur les figures 4.3a et 4.4a, les 30 premières et les 30 dernières sous-porteuses sont éteintes, la bande utile est de 30 MHz dans cette configuration en considérant une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz.
Pour chaque tirage de canal, le TEB est estimé pour un E_b/N_0 (rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale de puissance du bruit) donné. Une moyenne est ensuite réalisée sur un nombre suffisant de canaux afin d'obtenir le TEB moyen.
Les résultats de simulation, présentés dans la figure 4.6, montrent une nette dégradation des performances lorsque les étages RF ne sont pas réciproques. En effet, dans le cas de la réciprocité parfaite, nous pouvons voir que la diversité spatiale, théoriquement égale à $N_t/2 = 2$ [1], est bien exploitée. Lorsque les étages RF ne sont pas réciproques, la diversité exploitée est cette fois environ égale à 1. Cela s'explique par la présence, dans l'équation (4.11), des termes $\Gamma_i \in \mathbb{C}$ qui ne permettent plus d'avoir, en réception, une somme constructive des canaux.

4.4 Les causes de non réciprocité des étages RF

Les mesures des fonctions de transfert des étages RF et les simulations réalisées dans la partie 4.3 ont permis de montrer que les étages RF des cartes WARP n'étaient pas réciproques, et que cela provoquait une dégradation significative des performances d'une transmission MISO RT-OFDM. Au cours de cette partie, nous allons nous atteler à étudier les différentes causes de la perte de réciprocité des étages RF. Dans le cas de notre plate-forme de prototypage, nous avons identifié deux principales causes qui sont le décalage de phase de la

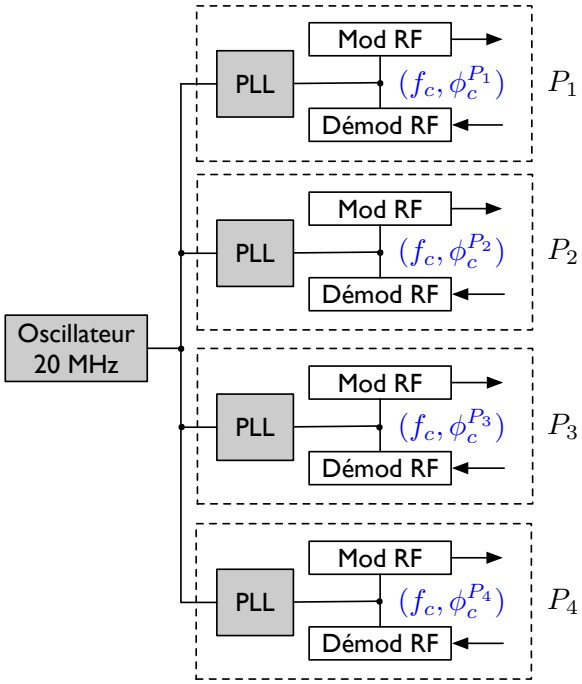


FIGURE 4.7 – Distribution de l'horloge RF de la carte WARP : même fréquence porteuse f_c mais décalages de phases de porteuses $\phi_c^{P_i}$ par rapport à une porteuse de référence différents

fréquence porteuse (CPO pour *Carrier Phase Offset*) et le décalage de phase de la fréquence d'échantillonnage (SPO pour *Sampling Phase Offset*). Pour déterminer si les sources de non réciprocité identifiées doivent être ou non corrigées, nous étudierons séparément l'impact de chacune d'elles sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM.

4.4.1 Le décalage de phase de la fréquence porteuse

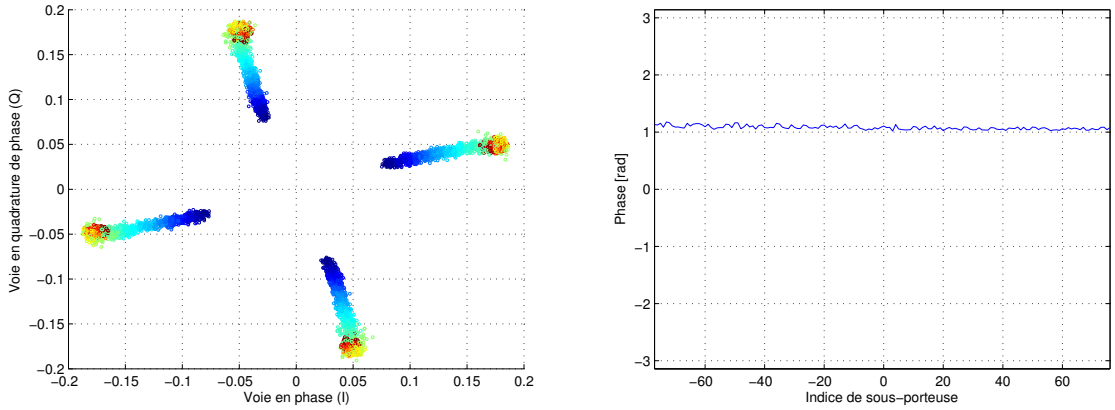
4.4.1.1 Origine du décalage de phase de la fréquence porteuse

L'architecture de la distribution d'horloge RF de la carte WARP correspondant au point d'accès est présentée à la figure 4.7. La carte WARP de l'utilisateur étant identique à celle du point d'accès, la configuration présentée dans la figure 4.7 est également valable pour l'utilisateur.

Nous pouvons voir que la fréquence porteuse (autour de 2,4 GHz) de chacun des ports d'antenne (P_1 à P_4) est générée à partir d'un même oscillateur à 20 MHz. En effet, chaque port d'antenne possède sa propre PLL qui est alimentée par l'oscillateur à 20 MHz. Cela permet de garantir l'obtention d'une même fréquence porteuse f_c pour les 4 modulateurs/démodulateurs RF.

Les PLL sont très employées pour leur flexibilité, car elles permettent de modifier la fréquence porteuse par programmation, autorisant ainsi un changement de fréquence centrale en cours d'utilisation. De plus, l'utilisation d'une PLL indépendante pour chaque port permet aux différentes antennes d'émettre ou de recevoir sur des bandes de fréquence différentes.

Cependant, les PLL ne présentent pas que des avantages. En effet, le verrouillage de la boucle survient après un délai qui n'est pas déterministe (généralement compris entre 1 et 100 ms). Les 4 PLL de la carte WARP peuvent donc se verrouiller à des instants différents, ce qui se traduira par une différence de phase sur les 4 porteuses générées. Il est donc impossible de garantir, en sortie de la PLL, la même phase de porteuse pour les différentes antennes du



(a) Symboles QPSK reçus avant l'égalisation (b) Phase du canal équivalent

FIGURE 4.8 – Transmission SISO RT-OFDM entre les ports 1 et 2 de la carte WARP v3 : présence de CPO

point d'accès et de l'utilisateur. Dans la suite de cette partie les termes $\phi_c^{P_i}$ et ϕ_c^U désignent le décalage, par rapport à une phase de référence Φ_c^0, de la phase de porteuse de l'antenne d'indice i du point d'accès et de celle de l'utilisateur, respectivement.
A partir de ces observations, dans le cas de notre plate-forme de prototypage, il est fort probable que les décalages de phase des porteuses $\phi_c^{P_i}$ des antennes du point d'accès seront différents, mais également différents du décalage de phase de la porteuse ϕ_c^U de l'utilisateur.

4.4.1.2 Expression analytique du signal reçu

Pour une transmission SISO RT-OFDM en présence de CPO entre la porteuse du point d'accès et celle de l'utilisateur, le canal estimé, lors de la transmission UL, est donné par :

$$\widehat{H}_{U\to P} = \widetilde{H}_{U\to P} = H_{U\to P} e^{j(\phi_c^U - \phi_c^P)} \tag{4.12}$$

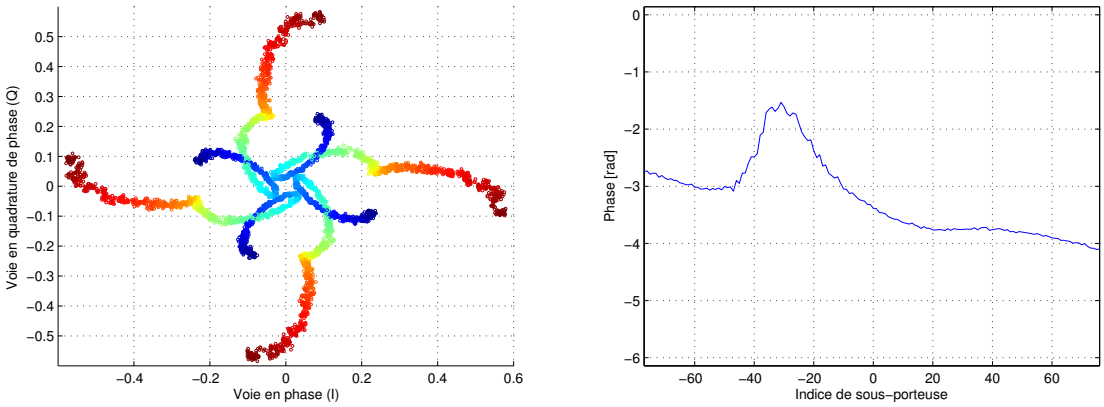
Nous considérons ici que la seule source de non réciprocité est la présence de CPO entre le point d'accès et l'utilisateur.
Après avoir appliqué le précodage de RT, le signal transmis par le point d'accès s'exprime par :

$$\begin{aligned} X^{RT} &= X \widehat{H}^*_{U\to P} \\ &= X H^*_{U\to P} e^{j(\phi_c^P - \phi_c^U)} \end{aligned} \tag{4.13}$$

Enfin, après transmission du signal X^{RT} sur le canal DL, le signal reçu après la démodulation OFDM est donné par :

$$\begin{aligned} Y &= X^{\mathrm{RT}} H_{P\to U} e^{j(\phi_c^P - \phi_c^U)} + B \\ &= X \left\| H_{P\to U} \right\|^2 e^{2j(\phi_c^P - \phi_c^U)} + B \end{aligned} \tag{4.14}$$

Ainsi, en présence de CPO, le canal équivalent n'est plus purement réel. On peut noter en effet, la présence d'un terme de phase égal au double du CPO entre le point d'accès et l'utilisateur. Nous pouvons observer dans la figure 4.8a, les symboles QPSK reçus après une transmission SISO RT-OFDM en présence de CPO, ainsi que la phase du canal équivalent (Figure 4.8b).



(a) Symboles QPSK reçus avant l'égalisation (b) Phase du canal équivalent

FIGURE 4.9 – Transmission MISO RT-OFDM 4×1 en présence de CPO

La rotation de la constellation observée est la conséquence directe de la présence de CPO qui introduit un déphasage constant en fonction de l'indice des sous-porteuses. Ainsi, pour la configuration SISO, une seule sous-porteuse pilote permettrait d'estimer ce décalage de phase pour le corriger au niveau du récepteur sans affecter les performances de la transmission.
En généralisant l'équation (4.14) à une transmission MISO RT-OFDM avec la présence de CPO entre le point d'accès et l'utilisateur, mais également entre les antennes du point d'accès, on obtient :

$$Y = X \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}\|^2 \, e^{2j(\phi_c^{P_i} - \phi_c^U)} + B \tag{4.15}$$

A partir de l'équation (4.15), nous pouvons voir que le module au carré de chacun des N_t canaux est pondéré par un terme de phase différent résultant du CPO entre l'antenne d'indice i du point d'accès et l'utilisateur. Le canal équivalent n'est donc plus égal à une somme constructive des canaux RF, ce qui peut se traduire par une dégradation des performances. De plus, la somme de l'équation (4.15) ayant lieu physiquement au niveau de l'antenne de réception, les CPO doivent être corrigés au niveau du point d'accès si l'on veut retrouver la somme constructive des canaux.
Les symboles QPSK reçus après une transmission MISO RT-OFDM 4×1 en présence de CPO, ainsi que la phase du canal équivalent, sont représentés dans les figures 4.9a et 4.9b, respectivement. Nous pouvons noter que, contrairement à la configuration SISO, la phase du canal équivalent n'est pas constante, ce qui est la conséquence directe de la présence des différents CPO.

4.4.1.3 Impact sur les performances

Des simulations de Monte Carlo ont été réalisées pour évaluer l'impact de la présence de CPO sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM. Les conditions de simulation sont identiques à celles réalisées dans la partie 4.3.2. Deux configurations ont été testées. La première (*CPO Total*) se caractérise par la présence de CPO entre le point d'accès et l'utilisateur et également entre les antennes du point d'accès. Dans ce cas le signal reçu après

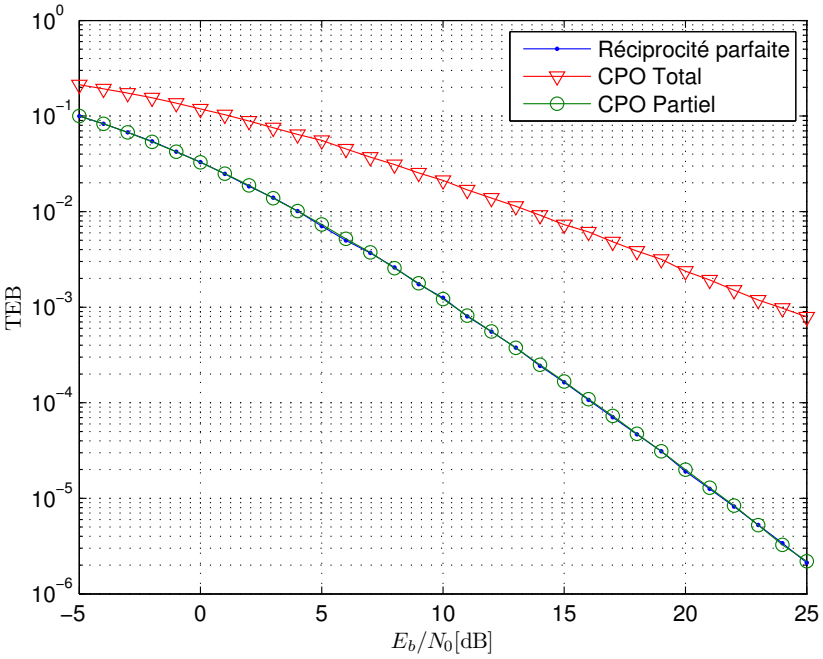


FIGURE 4.10 – TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système MISO RT-OFDM 4×1 en présence de CPO

la démodulation OFDM est donné par :

$$Y = X \sum_{i=1}^{N_t} \left\| H_i^{\text{sim}} \right\|^2 e^{2j(\phi_c^{P_i} - \phi_c^U)} + B \tag{4.16}$$

où les $\phi_c^{P_i}$ et ϕ_c^U sont indépendants et suivent une distribution uniforme dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$.
Dans la deuxième configuration (*CPO Partiel*), nous simulons uniquement la présence de CPO entre le point d'accès et l'utilisateur, les antennes du point d'accès partageant toutes le même décalage de phase ϕ_c^P. Pour cette configuration le signal reçu s'exprime par :

$$Y = X e^{2j(\phi_c^P - \phi_c^U)} \sum_{i=1}^{N_t} \left\| H_i^{\text{sim}} \right\|^2 + B \tag{4.17}$$

Nous pouvons observer, sur les résultats de simulation présentés dans la figure 4.10, une dégradation des performances pour la configuration *CPO Total*. Cela était prévisible pour les raisons mentionnées dans la partie 4.4.1.2.
A l'inverse, une absence de dégradation de performances est constatée pour la configuration *CPO Partiel*. En effet, nous pouvons voir dans l'équation (4.17) que le fait d'avoir le même décalage de phase de porteuse ϕ_c^P pour toutes les antennes du point d'accès, permet d'obtenir la somme constructive des canaux de propagation. La diversité spatiale de 2 est donc pleinement exploitée. De plus, le module du terme $e^{2j(\phi_c^P - \phi_c^U)}$ étant unitaire, le gain de focalisation spatiale n'est pas dégradé.

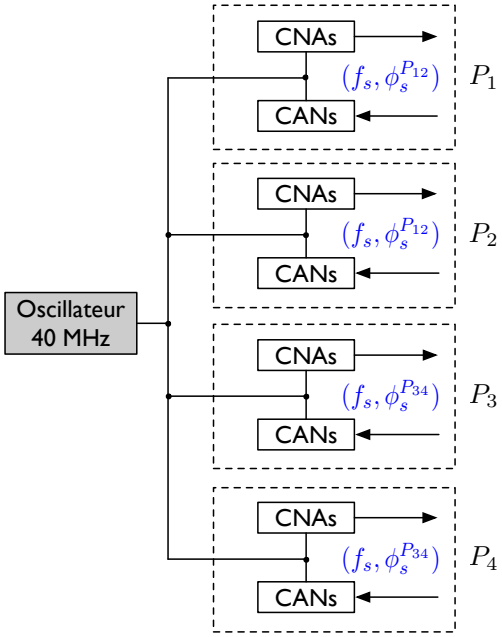


FIGURE 4.11 – Arbre d'horloge d'échantillonnage de la carte WARP

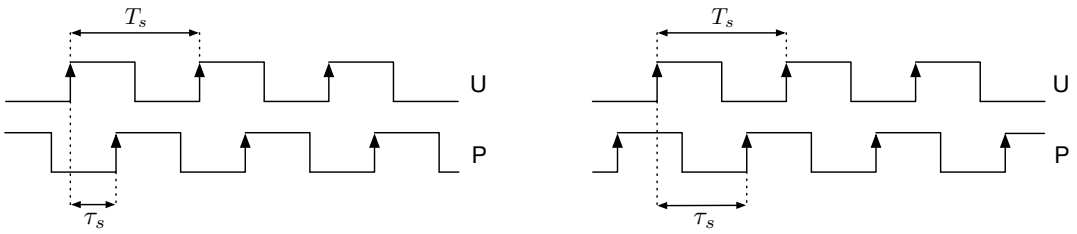
4.4.2 Le décalage de phase de l'horloge d'échantillonnage

4.4.2.1 Origine du décalage de phase de la fréquence d'échantillonnage

Contrairement à la génération de la fréquence porteuse, la distribution de l'horloge d'échantillonnage des cartes WARP ne fait pas intervenir de PLL. En effet, nous pouvons voir dans la figure 4.11 que les CNA et CAN des différents ports du point d'accès sont directement connectés à l'oscillateur à 40 MHz. Nous pouvons donc être en présence de SPO entre les antennes du point d'accès, uniquement si la longueur des pistes entre l'oscillateur à 40 MHz et les CNA/CAN n'est pas identique pour tous les ports du point d'accès. C'est le cas de la carte WARP v3, pour laquelle les ports 1 et 2 sont localisés sur la carte FPGA tandis que les ports 3 et 4 sont sur la carte fille (FMC-RF-2X245). Ainsi, les longueurs des pistes entre l'oscillateur et les CNA/CAN des ports 1 et 2 sont identiques, permettant donc d'obtenir, pour ces deux ports, le même décalage de phase $\phi_s^{P_{1,2}} = \phi_s^{P_1} = \phi_s^{P_2}$ par rapport à une phase de référence Φ_s^0. Il en est de même pour les ports de la carte fille, où l'horloge d'échantillonnage possède, pour les ports 3 et 4, le même décalage de phase $\phi_s^{P_{3,4}} = \phi_s^{P_3} = \phi_s^{P_4}$ par rapport à Φ_s^0. Par contre, le routage des horloges d'échantillonnage des ports 1 et 2 étant différents de celui des ports 3 et 4, nous obtenons : $\phi_s^{P_{1,2}} \neq \phi_s^{P_{3,4}}$.
De plus, nous avons vu dans la partie 3.3.1 que l'horloge d'échantillonnage de la carte utilisateur est directement fournie par la carte point d'accès pour éviter la présence de SFO. Le décalage de phase de l'horloge d'échantillonnage de l'utilisateur ϕ_s^U par rapport à Φ_s^0 est donc directement dépendant de la longueur du câble transportant l'horloge d'échantillonnage du point d'accès vers l'utilisateur. Ainsi il est possible de se retrouver dans une configuration où $\phi_s^{P_{1,2}} \neq \phi_s^{P_{3,4}} \neq \phi_s^U$.

4.4.2.2 Expression analytique du signal reçu

Pour une transmission SISO RT-OFDM entre l'utilisateur et le point d'accès, le signal analogique $y(t)$ reçu après la démodulation RF par le point d'accès lors de la phase d'appren-



(a) $\phi_s^U < \phi_s^P$ (b) $\phi_s^U > \phi_s^P$

FIGURE 4.12 – Décalage temporel, dû à la présence de SPO, entre l'horloge du CNA de l'utilisateur et celle du CAN du point d'accès

tissage, en l'absence de bruit additif, est donné par :

$$y(t) = x_p(t) \otimes h_{U\to P}(t) \tag{4.18}$$

où $x_p(t)$ désigne le symbole OFDM pilote transmis, et $h_{U\to P}(t)$ la RI du canal RF entre l'utilisateur et le point d'accès.
Après la conversion analogique-numérique, en présence de SPO, le signal échantillonné $y_e(t)$ s'exprime par :

$$y_e(t) = x_p(t) \otimes h_{U\to P}(t) \sum_n \delta(t - nT_s - \tau_s) \tag{4.19}$$

où $\tau_s \in]0; T_s[$ correspond au décalage temporel résultant de la présence de SPO entre l'utilisateur et le point d'accès, comme représenté dans la figure 4.12.
Dans le cas où $\phi_s^U < \phi_s^P$, τ_s est défini par :

$$\tau_s = \frac{(\phi_s^P - \phi_s^U)T_s}{2\pi} \tag{4.20}$$

et dans le cas où $\phi_s^U > \phi_s^P$, par :

$$\tau_s = \frac{T_s - (\phi_s^U - \phi_s^P)T_s}{2\pi} \tag{4.21}$$

L'équation (4.19) se traduit dans le domaine fréquentiel par :

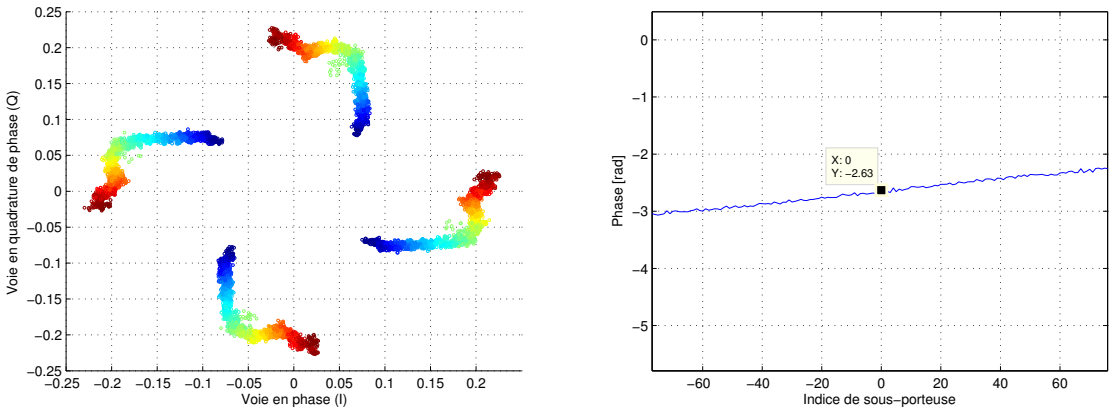
$$\begin{aligned} Y_e(f) &= X_p(f)H_{U\to P}(f) \otimes \frac{1}{T_s}\sum_n \delta(f - nf_s)e^{-j2\pi f\tau_s} \\ &= X_p(f)H_{U\to P}(f)e^{-j2\pi f\tau_s} \end{aligned} \tag{4.22}$$

La deuxième égalité de l'équation (4.22) résulte du filtrage passe-bas numérique en bande de base.
Ainsi, en considérant un estimateur parfait, le canal estimé par le point d'accès, pour la sous-porteuse d'indice k, est obtenu par :

$$\begin{aligned} \widehat{H}_{U\to P}(k) &= \widetilde{H}_{U\to P}(k) \\ &= H_{U\to P}(k)e^{-j2\pi\xi(k)\tau_s} \end{aligned} \tag{4.23}$$

avec $\xi(k) = \frac{k}{T_s N_{\mathrm{FFT}}}$.

Nous considérons ici, que la seule source de non réciprocité considérée, est la présence



(a) Symboles QPSK reçus avant égalisation (b) Phase du canal équivalent

FIGURE 4.13 – Transmission SISO RT-OFDM entre les ports 1 et 3 de la carte WARP : présence de CPO et de SPO

de SPO entre le point d'accès et l'utilisateur.
Lors de la transmission DL, le signal transmis par le point d'accès, après retournement temporel, s'exprime par :

$$X^{\mathrm{RT}}(k) = X(k)H^{*}_{U\to P}(k)e^{j2\pi\xi(k)\tau_s} \tag{4.24}$$

Enfin, après transmission du signal X^{RT}, le signal reçu, au niveau de l'utilisateur, est donné par :

$$\begin{aligned} Y(k) &= X^{\mathrm{RT}}(k)\widetilde{H}_{P\to U}(k) \\ &= X(k)H^{*}_{U\to P}(k)e^{j2\pi\xi(k)\tau_s}H_{P\to U}(k)e^{-j2\pi\xi(k)(T_s-\tau_s)} \\ &= X(k)\left\|H_{P\to U}(k)\right\|^2 e^{j2\pi\xi(k)(2\tau_s-T_s)} \end{aligned} \tag{4.25}$$

En prenant en compte le fait que la synchronisation trame permet de compenser les retards qui sont des multiples de T_s, on obtient finalement :

$$Y(k) = X(k)\left\|H_{P\to U}(k)\right\|^2 e^{j2\pi\xi(k)2\tau_s} \tag{4.26}$$

Nous pouvons noter, comme lors de la présence de CPO, que le canal équivalent n'est plus réel. Dans le cas de la présence de SPO, le terme de phase résiduel sur le signal reçu correspond au double de celui observé, dans l'équation (4.23), pour l'estimation du canal lors de la transmission UL.
La figure 4.13 présente les symboles QPSK reçus avant égalisation ainsi que la phase du canal équivalent, obtenus lors d'une transmission SISO RT-OFDM entre les ports 1 et 3 de la carte WARP. Nous rappelons qu'il existe un décalage de la phase de l'horloge d'échantillonnage entre les ports 1 et 3 de la carte WARP, la transmission a donc été effectuée en présence de SPO.
Comme lors de la transmission SISO entre les ports 1 et 2 (figure 4.8), nous pouvons noter la présence d'un décalage de phase d'environ -2,6 radians qui correspond au CPO entre les ports 1 et 3. Cependant, le SPO entre les ports 1 et 3 (qui n'existait pas entre les ports 1 et 2) rend la phase du canal équivalent linéaire en fonction des sous-porteuses. En observant l'équation (4.26), nous pouvons voir que la pente de la phase est proportionnelle au décalage temporel

τ_s. Il est donc possible, à partir de la phase du canal équivalent de déterminer le SPO entre les ports 1 et 3 de la carte WARP.
En effet, en mesurant la pente de la phase (figure 4.13b) $a = 5,4.10^{-3}$ rad/sous-porteuse, nous pouvons en déduire la pente $a' = aN_{\mathrm{FFT}}T_s = 3,46.10^{-8}$ rad/Hz, et donc obtenir le décalage temporel $\tau_{s_{1\to3}}$ entre l'horloge d'échantillonnage du port 1 et celle du port 3 de la carte WARP par :

$$\tau_{s_{1\to3}} = \frac{a'}{4\pi} = 2,75 \text{ ns} \tag{4.27}$$

Ainsi, en considérant la phase des ports 1 et 2 comme phase de référence ($\phi_s^{P_{1,2}}$=0), il est possible de déduire à partir de l'équation (4.20) $\phi_s^{P_{3,4}}$ = -0,69 radians.
Le déphasage $\phi_s^{P_{3,4}}$, qui correspond à la différence de phase entre l'horloge d'échantillonnage des ports 1 et 2, et celle des ports 3 et 4, est constant puisqu'il ne dépend que de la différence de longueur de piste entre l'oscillateur à 40 MHz et les CAN/CNA.

En généralisant l'équation (4.26) à une transmission MISO RT-OFDM avec la présence de SPO entre le point d'accès et l'utilisateur, mais également entre les antennes du point d'accès, on obtient :

$$Y(k) = X(k) \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i\to U}(k)\|^2 \, e^{j2\pi\xi(k)2\tau_{s_i}} \tag{4.28}$$

où τ_{s_i} correspond au décalage temporel entre l'horloge d'échantillonnage de l'utilisateur et celle de l'antenne du point d'accès d'indice i, et peut être obtenu selon les cas par les équations (4.20) ou (4.21), en remplaçant ϕ_s^P par $\phi_s^{P_i}$.
De la même façon que pour une transmission en présence de CPO, nous pouvons observer, à partir de l'équation (4.28), la perte de la somme constructive des canaux, dégradant ainsi probablement les performances du système.

4.4.2.3 Impact sur les performances

Des simulations de Monte Carlo ont été réalisées pour évaluer l'impact de la présence de SPO sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM. Les conditions de simulations sont identiques à celles réalisées dans la partie 4.4.1.3.
Deux configurations ont également été testées. La première (*SPO Total*) se caractérise par la présence de SPO entre le point d'accès et l'utilisateur, ainsi qu'entre les antennes du point d'accès. Dans ce cas le signal reçu après la démodulation OFDM est donné par :

$$Y(k) = X(k) \sum_{i=1}^{N_t} \left\|H_i^{\mathrm{sim}}(k)\right\|^2 e^{j2\pi\xi(k)2\tau_{s_i}} + B(k) \tag{4.29}$$

où les τ_{s_i} sont indépendants et suivent une distribution uniforme dans l'intervalle $]0; T_s[$.
Dans la deuxième configuration (*SPO Partiel*), nous simulons uniquement la présence de SPO entre le point d'accès et l'utilisateur, les antennes du point d'accès partageant toutes le même décalage temporel τ_s avec l'utilisateur.
Pour cette configuration le signal reçu s'exprime par :

$$Y(k) = X(k) e^{j2\pi\xi(k)2\tau_s} \sum_{i=1}^{N_t} \left\|H_i^{\mathrm{sim}}(k)\right\|^2 + B(k) \tag{4.30}$$

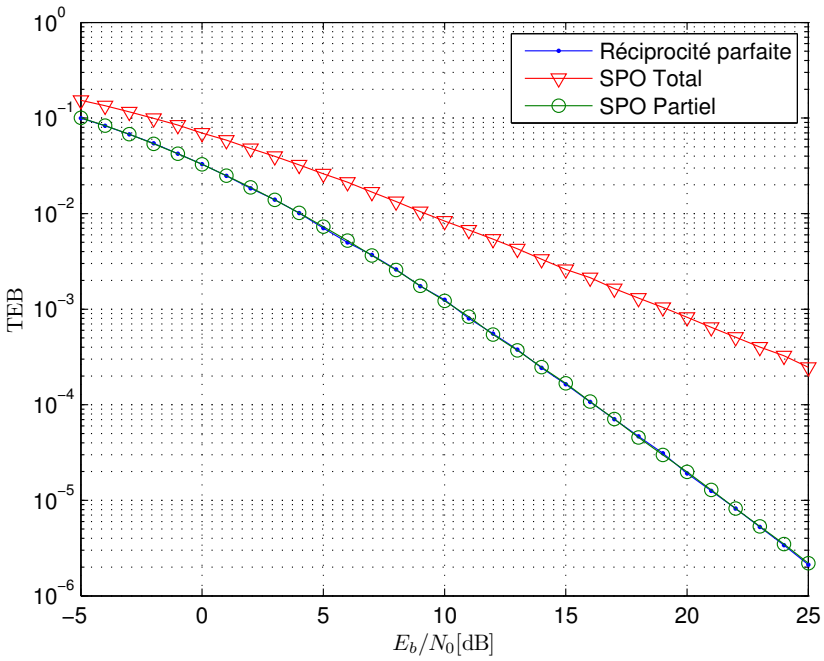


FIGURE 4.14 – TEB en fonction du E_b/N_0 pour un système RT-OFDM MISO 4×1 en présence de SPO

Les résultats de simulation pour les deux configurations sont présentés dans la figure 4.14. Comme attendu, une nette dégradation des performances est observée pour la configuration *SPO Total*, elle est néanmoins inférieure à la dégradation observée en présence de CPO. Pour la configuration *SPO Partiel*, comme pour le CPO, les performances obtenues sont identiques aux performances de la configuration avec la réciprocité parfaite. Ainsi, seule une correction du SPO entre les antennes du point d'accès est nécessaire pour ne pas dégrader le gain de focalisation spatiale et la diversité exploitée.

4.5 Les solutions de calibration des étages RF rencontrées dans la littérature

Au cours de ce chapitre, nous avons vu que bien que le canal RF soit réciproque, le canal BB (vu de la bande de base) ne l'est pas forcément en raison de la présence des étages RF. Il a également été montré, dans le cas de notre plate-forme de prototypage, que les étages RF ne sont pas réciproques, et que cela entraînait une dégradation non négligeable sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM.
C'est pourquoi, dans cette partie, nous étudions les différentes solutions rencontrées dans la littérature pour compenser la non-réciprocité du canal BB dans le but de sélectionner celle qui est la plus appropriée au cas de notre plate-forme. A notre connaissance aucun article scientifique ne traite de la problématique de réciprocité du canal pour un système MISO RT-OFDM. Nous nous sommes donc tournés vers des systèmes à base d'OFDM en mode TDD qui exploitent la réciprocité du canal de propagation, et qui ont donc une problématique similaire à la nôtre. C'est le cas, par exemple, des systèmes utilisant la formation de faisceaux, ou en règle général pour tout système TDD où le CSIT est nécessaire.

4.5.1 Estimation explicite VS Estimation implicite du canal

4.5.1.1 Estimation explicite du canal

Un moyen très simple pour contourner le problème de non-réciprocité des étages RF serait d'estimer directement le canal DL en transmettant les symboles pilotes du point d'accès vers l'utilisateur. Le canal ainsi estimé inclurait les même étages RF que ceux utilisés lors de la phase de transmission des données. L'estimation du canal se faisant au niveau de l'utilisateur, cela nécessiterait une transmission du canal DL estimé de l'utilisateur vers le point d'accès pour obtenir le CSIT.
On parle alors d'estimation explicite du canal de propagation. On retrouve cette technique dans les systèmes FDD (pour lesquels la réciprocité du canal n'est pas valable) où le CSIT est nécessaire, mais également dans certains systèmes TDD comme dans le standard 802.11.ac [125] par exemple.
Cependant, cette solution ne correspond pas au principe du RT, où l'exploitation de la réciprocité du canal de propagation fait partie intégrante de la technique.
En outre, le volume de données, correspondant à la transmission des canaux DL de l'utilisateur vers le point d'accès, est proportionnel au nombre d'antennes du point d'accès, au nombre de sous-porteuses et à la précision de l'estimation. Il est donc nécessaire, au niveau de l'utilisateur, d'effectuer une compression sur les canaux estimés avant de les transmettre au point d'accès. Cela se traduit généralement par une dégradation des performances de la transmission DL à cause des erreurs de quantification ([126]).
Enfin, le CSIT n'étant valable que pour une période inférieure au temps de cohérence T_c du canal, toute la procédure d'estimation des canaux DL doit être répétée dans un délai inférieur à T_c, diminuant par conséquence l'efficacité spectrale du système.
Nous nous sommes donc intéressés uniquement aux solutions rencontrées pour les systèmes OFDM utilisant l'estimation implicite du canal.

4.5.1.2 Estimation implicite du canal

L'estimation implicite du canal correspond exactement à l'étape d'apprentissage du RT. En effet, on parle d'estimation implicite du canal lorsque les canaux DL sont déduits de l'estimation des canaux UL. Dans ce cas, l'estimation des canaux UL est réalisée au niveau du point d'accès à partir de symboles pilotes envoyés par l'utilisateur.
Comparée à l'estimation explicite, l'estimation implicite présente l'avantage de diminuer le temps passé à l'estimation des canaux, grâce à l'absence de voie de retour. L'efficacité spectrale dans le cas d'une estimation implicite sera donc supérieure à celle d'une estimation explicite.
Cependant, nous venons de voir que les canaux DL ne pouvaient pas être directement déduits des canaux UL à cause de la non réciprocité des étages RF, des solutions de calibration doivent donc être mises en place pour les rendre réciproques.
Nous avons identifié dans la littérature trois familles de calibration dans le cas d'une estimation implicite du canal :

- la calibration absolue ;
- la calibration relative ;
- la calibration ARGOS.

Toutes ces solutions consistent à estimer des coefficients de calibration qui seront ensuite appliqués sur les canaux UL estimés afin d'en déduire les canaux DL. Une phase d'estimation des coefficients de calibration doit donc être réalisée préalablement à la transmission des données.

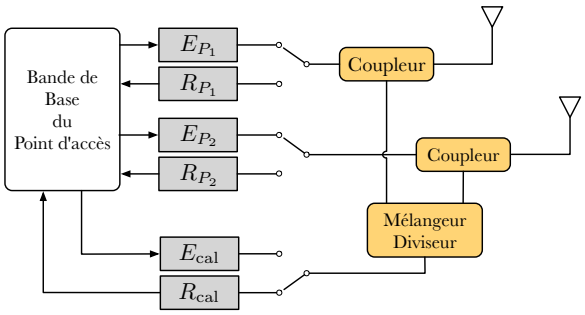


FIGURE 4.15 – Exemple de mise en œuvre de la calibration absolue

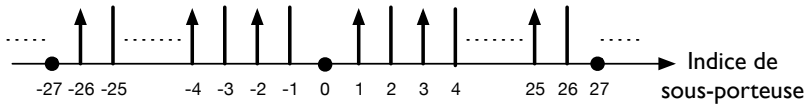


FIGURE 4.16 – Disposition des symboles pilotes : les flèches pour les symboles émis par E_{P_1}, les droites pour les symboles émis par E_{P_2}, et les points pour les sous-porteuses éteintes

4.5.2 La calibration absolue

La calibration absolue, que l'on retrouve dans plusieurs publications [127–129] consiste à calibrer individuellement chaque port d'antenne (du point d'accès et de l'utilisateur) de façon à ce que l'étage RF d'émission d'un port d'antenne soit réciproque par rapport à l'étage RF de réception du même port.
En reprenant le formalisme de la partie 4.2, cela revient à trouver, pour chaque port d'indice i du point d'accès, les coefficients de calibration C_{P_i} de façon à obtenir $C_{P_i}R_{P_i} = E_{P_i}$. De la même façon, pour l'utilisateur, la calibration absolue revient à déterminer les coefficients C_U pour que $C_U E_U = R_U$.
La détermination des coefficients de la calibration absolue requiert de l'équipement matériel dédié spécifiquement à la calibration. On retrouve plusieurs architectures dans la littérature. Dans [127], un interrupteur est ajouté à chaque port RF de façon à pouvoir directement connecter la sortie de l'étage RF d'émission d'un port à l'entrée de l'étage RF de réception du même port. De plus, une source de bruit de calibration est connectée via un diviseur de puissance à l'entrée des étages RF de réception de tous les ports RF.
Dans [128] et [129], la détermination des coefficients de calibration se fait grâce à un transmetteur RF complet (émission et réception), dédié uniquement à la calibration. Ce transmetteur est connecté aux étages RF des différents ports via des coupleurs directionnels et un mélangeur/diviseur de puissance, comme nous pouvons le voir dans la figure 4.15.
Deux transmissions sont nécessaires pour déterminer les coefficients de calibration. La première pendant laquelle les deux étages RF d'émission (port 1 et 2) envoient simultanément des symboles pilotes vers l'étage de réception de calibration. Pour s'assurer que R_{cal} puisse distinguer les symboles pilotes provenant de E_{P_1} et de E_{P_2}, le port 1 et 2 transmettent chacun un sous-ensemble de 26 sous-porteuses entrelacées, comme illustré dans la figure 4.16. Après cette transmission, il est ainsi possible de déterminer les fonctions de transfert $E_{P_1}R_{\text{cal}}$ et $E_{P_2}R_{\text{cal}}$ sur toute la bande par une régression linéaire.
Lors de la seconde transmission, les symboles pilotes sont envoyés par l'étage d'émission de calibration E_{cal} vers les étages de réception des deux ports à calibrer, en passant par le diviseur de puissance et par les coupleurs directionnels. Les fonctions de transfert alors estimés

sont $E_{\text{cal}}R_{P_1}$ et $E_{\text{cal}}R_{P_2}$.
Enfin, après l'obtention des quatre fonctions de transfert, les coefficients de calibration C_{P_1} et C_{P_2} sont déterminés par :

$$C_{P_1} = \frac{E_{P_1}R_{\text{cal}}}{E_{\text{cal}}R_{P_1}} = \frac{E_{P_1}}{R_{P_1}}\alpha_{\text{cal}} \tag{4.31}$$

$$C_{P_2} = \frac{E_{P_2}R_{\text{cal}}}{E_{\text{cal}}R_{P_2}} = \frac{E_{P_2}}{R_{P_2}}\alpha_{\text{cal}} \tag{4.32}$$

avec $\alpha_{\text{cal}} = \frac{R_{\text{cal}}}{E_{\text{cal}}}$.

Nous avons décrit ici la calibration absolue pour 2 ports du point d'accès, si la calibration doit être réalisée pour un point d'accès à 4 ports, il est nécessaire d'ajouter un transmetteur RF de calibration supplémentaire ainsi que 2 coupleurs et un mélangeur/diviseur. En généralisant à un point d'accès avec N_t antennes, $N_t/2$ transmetteurs RF, N_t coupleurs et $N_t/2$ diviseurs sont requis.
En répétant ces opérations au niveau de l'utilisateur et en considérant que les fonctions de transfert E_{cal} et R_{cal} de l'utilisateur sont identiques à celles du point d'accès, le coefficient de calibration C_U est obtenu par :

$$C_U = \frac{E_{\text{cal}}R_U}{E_U R_{\text{cal}}} = \frac{R_U}{E_U}\alpha_{\text{cal}}^{-1} \tag{4.33}$$

Si l'on applique la calibration absolue à une transmission MISO RT-OFDM, les coefficients C_{P_i} doivent être appliqués sur les canaux BB UL qui seront utilisés pour le précodage. Le signal transmis par l'antenne d'indice i du point d'accès lors de la transmission DL s'exprime alors par :

$$\begin{aligned} X_{P_i}^{RT} &= X(C_{P_i}\widetilde{H}_{U\to P_i})^* \\ &= X(\frac{E_{P_i}}{R_{P_i}}\alpha_{\text{cal}}E_U H_{U\to P_i}R_{P_i})^* \\ &= X(E_{P_i}\alpha_{\text{cal}}E_U H_{U\to P_i})^* \end{aligned} \tag{4.34}$$

Le signal reçu par l'utilisateur après la transmission des signaux $X_{P_i}^{RT}$ sur les canaux BB $\widetilde{H}_{P_i\to U}$ et la pondération par le coefficient de calibration C_U^* est alors donné par :

$$\begin{aligned} Y &= C_U^* \sum_{i=1}^{N_t} X_{P_i}^{RT}\widetilde{H}_{P_i\to U} + B \\ &= X\Big(\frac{R_U}{E_U}\alpha_{\text{cal}}^{-1}\Big)^* \sum_{i=1}^{N_t} (E_{P_i}\alpha_{\text{cal}}E_U H_{U\to P_i})^* E_{P_i}H_{P_i\to U}R_U + B \\ &= X\sum_{i=1}^{N_t} \|E_{P_i}\|^2 \|H_{P_i\to U}\|^2 \|R_U\|^2 + B \\ &= X\sum_{i=1}^{N_t} \Big\|\widetilde{H}_{P_i\to U}\Big\|^2 + B \end{aligned} \tag{4.35}$$

Nous voyons donc qu'en appliquant les coefficients de la calibration le terme Γ_i de l'équation (4.7) disparaît. Nous obtenons ainsi le même signal reçu que dans le cas d'une transmission MISO RT-OFDM avec une réciprocité parfaite.

La calibration absolue présente l'avantage d'opérer à haut SNR, les différents étages RF étant directement connectés entre eux par des coupleurs et un mélangeur/diviseur. Cela permet d'assurer une bonne précision sur les coefficients de calibration obtenus. Son principal inconvénient provient de la mise en place de composants dédiés uniquement à la calibration. Le nombre de composants supplémentaires étant proportionnel au nombre d'antennes, la calibration absolue offre peu de flexibilité quant à l'évolutivité du système de transmission.

4.5.3 La calibration relative

Nous avons vu que pour obtenir la réciprocité des canaux BB, la calibration absolue s'intéresse à calibrer individuellement les ports RF du point d'accès et celui de l'utilisateur. Dans la calibration relative, qui ne nécessite aucun matériel dédié, l'objectif est de pouvoir directement déduire le canal BB DL $\widetilde{H}_{P_i \to U}$ à partir d'une estimation du canal BB UL $\widehat{H}_{U \to P_i}$. En considérant une estimation parfaite du canal BB UL ($\widehat{H}_{U \to P_i} = \widetilde{H}_{U \to P_i}$), cela revient à déterminer, au niveau du point d'accès, les coefficients C_{P_i} pour avoir :

$$\widetilde{H}_{P_i \to U} = C_{P_i} \widetilde{H}_{U \to P_i} \tag{4.36}$$

En prenant en compte la réciprocité des canaux RF, l'équation (4.36) est équivalente à :

$$E_{P_i} R_U = C_{P_i} E_U R_{P_i} \tag{4.37}$$

Les solutions de calibration relative rencontrées dans la littérature se divisent en deux catégories, sans la prise en compte du couplage mutuel entre les antennes du point d'accès [124, 130–132], et avec prise en compte du couplage [133–137]. Le couplage mutuel entre antennes peut s'avérer problématique d'un point de vue de la réciprocité du canal, car l'impact du couplage d'un réseau d'antenne en émission est différent de celui lors de la réception [134, 138], et ce, même si le réseau d'antenne demeure inchangé.
Nous pouvons voir dans l'équation (4.36), que la détermination des coefficients de calibration C_{P_i} nécessite la connaissance des canaux BB $\widetilde{H}_{P_i \to U}$ et $\widetilde{H}_{U \to P_i}$ au niveau du point d'accès. Si l'on néglige le couplage entre les antennes, les coefficients C_{P_i} peuvent être obtenus en répétant les étapes suivantes pour chaque antenne d'indice i du point d'accès ($i = 1, \ldots, N_t$) :

1. envoi de symboles pilote de l'antenne d'indice i du point d'accès vers l'utilisateur ;
2. estimation du canal BB DL $\widetilde{H}_{P_i \to U}$ au niveau de l'utilisateur à partir des symboles pilote reçus ;
3. envoi, de l'utilisateur vers le point d'accès, d'une trame UL contenant des symboles pilotes suivis de symboles QAM contenant les canaux BB DL $\widetilde{H}_{P_i \to U}$ encodés ;
4. estimation du canal BB UL $\widetilde{H}_{U \to P_i}$ au niveau du point d'accès à partir des symboles pilote reçus ;
5. décodage, par le point d'accès, des canaux BB DL reçus.

Une fois que les canaux BB UL et DL sont disponibles au point d'accès, les coefficients de calibration C_{P_i} peuvent être calculés par une division complexe :

$$\begin{aligned} C_{P_i} &= \frac{\widetilde{H}_{P_i \to U}}{\widetilde{H}_{U \to P_i}} \\ &= \frac{E_{P_i} H_{P_i \to U} R_U}{E_U H_{U \to P_i} R_{P_i}} \\ &= \frac{E_{P_i} R_U}{E_U R_{P_i}} \end{aligned} \tag{4.38}$$

Nous pouvons remarquer que $C_{P_i} = 1/\Gamma_i^*$. Ainsi, pour une transmission MISO RT-OFDM, si l'on applique les coefficients C_{P_i} sur les canaux BB UL, le terme Γ_i disparaît de l'équation (4.7), on retrouve alors les performances théoriques de la transmission.
Notons que pour que la troisième partie de l'équation (4.38) soit valide, les canaux RF $H_{P_i \to U}$ et $H_{U \to P_i}$ doivent être réciproques, les étapes 1 à 3 doivent donc être réalisées dans un délai inférieur au temps de cohérence du canal de propagation.
Nous pouvons également voir qu'une voie de retour est nécessaire pour rapatrier, vers le point d'accès, les canaux BB DL estimés par l'utilisateur (étape 3). Comme lors d'une estimation explicite du canal, cela a donc pour effet de diminuer l'efficacité spectrale du système. Néanmoins, dans l'estimation explicite, la voie de retour contient les canaux BB DL qui seront utilisés pour le précodage, elle doit donc être répétée à chaque changement des canaux DL, c'est à dire dans un délai inférieur au temps de cohérence du canal T_c. Pour la calibration relative, la voie de retour doit être effectuée à chaque fois qu'une mise à jour des coefficients C_{P_i} est nécessaire, c'est à dire à chaque variation des fonctions de transfert des étages RF. Ces dernières étant constantes sur plusieurs intervalles T_c [130], la diminution de l'efficacité spectrale dans le cas de la calibration relative sera moindre que celle du cas de l'estimation explicite.
Si l'on prend en compte le couplage mutuel entre antenne, la réponse fréquentielle des étages RF (incluant les antennes) ne peut plus être modélisée par un scalaire indépendant pour chaque antenne mais par une matrice carrée $N_t \times N_t$. Dans ce cas, les coefficients de calibration ne peuvent plus être obtenus à partir de l'équation (4.38), une méthode des moindres carrés totaux, qui requiert des opérations de décomposition en valeurs singulières, doit alors être mise en œuvre [136]. Afin de réduire la complexité des opérations de décomposition en valeurs singulières, dans [137], les auteurs proposent une implémentation matérielle par la méthode de Givens à base d'opérateurs CORDIC (*COordinate Rotation Digital Computer*).
Néanmoins, l'auteur indique également que le couplage mutuel entre antennes peut être négligé dans le cas où l'espacement entre chaque antenne est supérieur à la demi longueur d'onde de la porteuse. De plus, dans [133] il a été montré expérimentalement dans un contexte MISO 4×1 que le couplage entre les antennes pouvait être négligé. Dans ce dernier cas, les antennes du point d'accès étaient séparées d'une distance égale à un quart de la longueur d'onde.
Le principal avantage de la calibration relative par rapport à la calibration absolue provient du fait qu'elle ne fait intervenir que des transmissions sans fil sans ajout d'équipement supplémentaire. Elle est donc moins coûteuse, d'un point de vue matériel, à mettre en place que la calibration absolue. Il sera également plus aisé de faire évoluer la plate-forme en terme du nombre d'antenne du point d'accès et/ou du nombre d'utilisateur.
Le fait que la calibration relative utilise des transmissions sans fil présente néanmoins certains inconvénients. En effet, des problèmes de synchronisation durant la phase de calibration introduiraient des erreurs sur l'estimation des coefficients et donc diminueraient l'efficacité de la calibration. De plus, la précision de l'estimation des coefficients sera moindre que dans le cas de la calibration absolue où les transmissions sont filaires, et donc à plus haut SNR qu'une transmission sans fil.
Enfin, l'utilisateur étant impliqué dans le processus de calibration, il voit sa complexité augmenter étant donné qu'il doit estimer les canaux DL, les coder puis les transmettre au point d'accès.

4.5.4 La calibration interne du point d'accès (ARGOS)

Un nouveau type de calibration est présenté dans [139], il s'agit d'une calibration interne du point d'accès que l'on retrouve sous le nom de calibration ARGOS dans la littérature. Ce

type de calibration consiste à déterminer les coefficients C_{P_i} de façon à aligner les réponses fréquentielles des étages RF de toutes les antennes du point d'accès par rapport à une antenne de référence.
La calibration ARGOS revient donc à estimer les coefficients C_{P_i} pour obtenir l'égalité suivante :

$$C_{P_i}\frac{R_{P_i}}{E_{P_i}} = \frac{R_{\text{ref}}}{E_{\text{ref}}}, \tag{4.39}$$

où E_{ref} et R_{ref} désignent respectivement les fonctions de transfert de l'émetteur et du récepteur de l'antenne de référence.
Pour éviter l'utilisation d'un émetteur/récepteur RF supplémentaire, les auteurs proposent d'utiliser une des antennes du point d'accès comme antenne de référence. En prenant l'antenne d'indice 1 du point d'accès comme antenne de référence ($C_{P_1} = 1$), les coefficients de calibration peuvent être déterminés en répétant les étapes suivantes pour chaque antenne d'indice i du point d'accès ($i = 2, \ldots, N_t$) :

1. Envoi d'un symbole pilote de l'antenne d'indice 1 vers l'antenne d'indice i ;
2. Estimation du canal BB $\widetilde{H}_{P_1 \to P_i}$;
3. Envoi d'un symbole pilote de l'antenne d'indice i vers l'antenne d'indice 1 ;
4. Estimation du canal BB $\widetilde{H}_{P_i \to P_1}$.

Les coefficients de calibration C_{P_i} sont ensuite obtenus par :

$$\begin{aligned} C_{P_i} &= \frac{\widetilde{H}_{P_i \to P_1}}{\widetilde{H}_{P_1 \to P_i}} \\ &= \frac{E_{P_i} H_{P_i \to P_1} R_{P_1}}{E_{P_1} H_{P_1 \to P_i} R_{P_i}} \end{aligned} \tag{4.40}$$

En réalisant les étapes 1 à 4 dans un délai inférieur au temps de cohérence du canal, la réciprocité des canaux RF $H_{P_i \to P_1}$ et $H_{P_1 \to P_i}$ est valide, et on obtient alors :

$$C_{P_i} = \frac{E_{P_i} R_{P_1}}{E_{P_1} R_{P_i}} \tag{4.41}$$

Une fois les coefficients de calibration obtenus, les canaux BB DL peuvent être déduits des canaux BB UL par :

$$\begin{aligned} C_{P_i}\widetilde{H}_{U \to P_i} &= \frac{E_{P_i} R_{P_1}}{E_{P_1} R_{P_i}} E_U H_{U \to P_i} R_{P_i} \\ &= \frac{E_U R_{P_1}}{E_{P_1} R_U} E_{P_i} H_{U \to P_i} R_U \end{aligned} \tag{4.42}$$

En tirant parti de la réciprocité des canaux RF, on a $H_{U \to P_i} = H_{P_i \to U}$, et donc :

$$C_{P_i}\widetilde{H}_{U \to P_i} = \Gamma_1^* \widetilde{H}_{P_i \to U} \tag{4.43}$$

avec $\Gamma_1 = \left(\frac{E_U R_{P_1}}{E_{P_1} R_U}\right)^*$.
Nous pouvons remarquer, à partir de l'équation (4.43) que la calibration ARGOS ne constitue qu'une calibration partielle des étages RF, dans le sens où la présence du facteur Γ_1^* ne permet d'avoir qu'une approximation des canaux RF DL à partir des canaux RF UL et des coefficients de calibration. Cependant, comme tous les canaux DL ainsi obtenus diffèrent de leurs valeurs réelles du même facteur Γ_1^*, la dégradation induite sur la focalisation spatiale

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

peut être négligée [140–142].

Si l'on applique la calibration ARGOS à une transmission MISO RT-OFDM, le signal transmis par l'antenne d'indice i du point d'accès lors de la transmission DL est donné par :

$$\begin{aligned} X_{P_i}^{\mathrm{RT}} &= X(C_{P_i}\widetilde{H}_{U\to P_i})^* \\ &= X(\Gamma_1^*\widetilde{H}_{P_i\to U})^*, \end{aligned} \tag{4.44}$$

le signal reçu par l'utilisateur après la transmission sur les canaux BB $\widetilde{H}_{P_i\to U}$ s'exprime donc par :

$$\begin{aligned} Y &= \sum_{i=1}^{N_t} X_{P_i}^{RT}\widetilde{H}_{P_i\to U} + B \\ &= X\Gamma_1\sum_{i=1}^{N_t}\left\|\widetilde{H}_{P_i\to U}\right\|^2 + B \end{aligned} \tag{4.45}$$

La somme constructive des canaux RF est toujours présente, la diversité spatiale est donc pleinement exploitée malgré le fait que la calibration ARGOS ne soit qu'une calibration partielle. Néanmoins, nous pouvons voir que la présence du terme Γ_1, dans le cas où son module est inférieur à 1, entraîne une diminution du gain de focalisation spatiale. De plus, le facteur Γ_1 étant complexe, le canal équivalent de la transmission DL n'est plus purement réel, il n'est alors plus possible d'utiliser un simple détecteur à seuil pour démoduler une constellation BPSK ou QPSK.

La calibration ARGOS présente de nombreux avantages, le principal étant sa simplicité de mise en œuvre. En effet, comme pour la calibration relative, la calibration ARGOS est réalisée uniquement à partir de transmission sans fil, elle ne nécessite donc pas l'ajout de matériel supplémentaire. Néanmoins, il est également possible de réaliser une calibration similaire en ne faisant intervenir aucune transmission sans-fil. On retrouve ce type de calibration dans [137, 143, 144]. Les transmissions sans-fil entre l'antenne de référence et les autres antennes du point d'accès, pour l'obtention des canaux $\widetilde{H}_{P_1\to P_i}$ et $\widetilde{H}_{P_i\to P_1}$, sont alors remplacées par des transmissions filaires utilisant des interrupteurs RF et un atténuateur pour connecter les différents étages RF entre eux.
Un autre atout majeur de la calibration ARGOS provient du fait qu'elle ne fait pas intervenir d'échange avec l'utilisateur, permettant ainsi à ce dernier de garder une faible complexité. En effet, aucune voie de retour de l'utilisateur vers le point d'accès n'est nécessaire, évitant ainsi les coûteuses opérations d'estimation et de codage des canaux DL.
De plus, les transmissions des symboles pilotes sont effectuées entre les antennes du point d'accès dont l'espacement est généralement bien inférieur à la distance entre le point d'accès et l'utilisateur. La calibration ARGOS permet ainsi d'effectuer les transmissions de pilotes à haut SNR, et donc d'obtenir une bonne précision sur les coefficients de calibration.
Comparée à la calibration relative, la calibration ARGOS, qui n'intervient qu'au niveau du point d'accès, permet également de s'affranchir des problèmes de synchronisation. En effet, toutes les antennes du point d'accès partageant les même horloges de fréquence porteuse et d'échantillonnage, il n'est pas nécessaire de mettre en place des solutions de compensation de CFO et/ou SFO. La calibration ARGOS peut toutefois être mise en place en présence de CFO et SFO. En effet, dans [145] les auteurs présentent une méthode de calibration dans une configuration où les antennes du point d'accès sont distribuées et ne partagent donc pas les mêmes horloges.

Le fait que toutes les horloges du point d'accès soient synchrones permet également aux coefficients de calibration d'être valides sur une plus longue durée que dans le cas de la calibration relative [139], autorisant ainsi une plus faible fréquence de répétition de la phase de calibration. La synchronisation trame se trouve également grandement simplifiée du fait que les étages RF des différentes antennes du point d'accès sont connectés au même composant numérique.
Le principal inconvénient de la calibration ARGOS réside dans le fait qu'elle n'effectue qu'une calibration du point d'accès, introduisant ainsi un terme complexe résiduel sur le canal équivalent DL. De plus, les performances de la calibration sont sensibles au placement de l'antenne de référence [146]. Il parait donc judicieux de placer l'antenne de référence au centre du réseau d'antenne du point d'accès afin d'obtenir une précision d'estimation des coefficients sensiblement équivalente pour toutes les antennes du point d'accès.

4.6 Solution proposée pour le prototype MISO RT-OFDM

Au cours de cette partie, nous présentons la solution de calibration qui a été mise en œuvre dans le prototype MISO RT-OFDM. Le prototype étant amené à évoluer en termes du nombre d'antennes du point d'accès et du passage à un contexte multi-utilisateurs, la solution retenue doit demander le minimum d'effort et de surcoût de complexité pour ces évolutions. Pour cette raison, la calibration absolue n'apparaît pas comme la meilleure solution car elle nécessite l'ajout de matériel dédié à la calibration dont le nombre augmente avec le nombre d'antennes du point d'accès et d'utilisateurs.

4.6.1 Les sources de non-réciprocité des cartes WARP

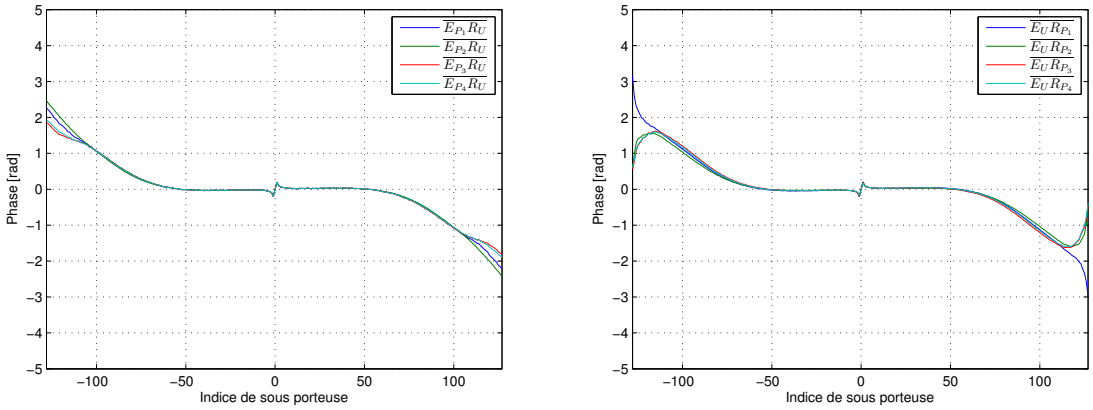
Avant d'identifier la solution de calibration la plus appropriée à une transmission MISO RT-OFDM, nous avons voulu nous assurer que le CPO et le SPO sont les seules sources de non-réciprocité dans le cas de la plate-forme de prototypage WARP.
Pour ce faire, nous avons utilisé les résultats des mesures des fonctions de transfert des étages RF (voir partie 4.3.1), sur lesquelles le CPO et le SPO ont été éliminés.
Nous avons vu, dans les parties 4.4.1 et 4.4.2, que le CPO et le SPO se traduisent respectivement par un décalage de phase constant, et une variation de phase linéaire en fonction de l'indice des sous-porteuses. Il est donc possible de les estimer en effectuant une régression linéaire sur la phase des fonctions de transfert mesurées, le CPO est ainsi égal à l'ordonnée à l'origine de la régression linéaire, et le SPO à sa pente. Une fois le CPO et le SPO estimés pour chacune des fonctions de transfert $E_{P_i}R_U$ et $E_UR_{P_i}$, les fonctions de transfert corrigées sont obtenues par :

$$\overline{(E_{P_i}R_U)}(k) = (E_{P_i}R_U)(k)e^{-j\overbrace{(\widehat{\phi}_c^{P_i} - \widehat{\phi}_c^{U})}^{\mathrm{CPO}_{P_i\to U}}}e^{-j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}\overbrace{(\widehat{\phi}_s^{P_i} - \widehat{\phi}_s^{U})}^{\mathrm{SPO}_{P_i\to U}}} \tag{4.46}$$

et :

$$\overline{(E_UR_{P_i})}(k) = (E_UR_{P_i})(k)e^{-j\overbrace{(\widehat{\phi}_c^{U} - \widehat{\phi}_c^{P_i})}^{\mathrm{CPO}_{U\to P_i}}}e^{-j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}\overbrace{(\widehat{\phi}_s^{U} - \widehat{\phi}_s^{P_i})}^{\mathrm{SPO}_{U\to P_i}}} \tag{4.47}$$

où $(\widehat{\phi}_c^{P_i} - \widehat{\phi}_c^{U})$ et $(\widehat{\phi}_s^{P_i} - \widehat{\phi}_s^{U})$ désignent respectivement les CPO et SPO estimés sur les fonctions de transfert $E_{P_i}R_U$. De la même façon, $(\widehat{\phi}_c^{U} - \widehat{\phi}_c^{P_i})$ et $(\widehat{\phi}_s^{U} - \widehat{\phi}_s^{P_i})$ correspondent aux CPO et SPO estimés sur les fonctions de transfert des étages RF de la transmission UL $(E_UR_{P_i})$.
Les phases des fonctions de transfert corrigées $\overline{E_{P_i}R_U}$ et $\overline{E_UR_{P_i}}$ sont présentées dans les



(a) Phase des $\overline{E_{P_i} R_U}$ (b) Phase des $\overline{E_U R_{P_i}}$

FIGURE 4.17 – Phase des fonctions de transfert des étages RF avec compensation du CPO et du SPO

figures 4.17a et 4.17b, respectivement. Pour chacune des fonctions de transfert, nous pouvons observer sur les sous-porteuses centrales l'absence de décalage de phase et une pente nulle, montrant ainsi que les CPO et SPO ont bien été corrigés. Les variations de phases non linéaires sur les sous-porteuses en bordure de bande, qui sont dues aux effets de bords des filtres RF, sont toutefois conservées.
Des simulations de Monte-Carlo ont été réalisées pour comparer les performances d'un système MISO RT-OFDM possédant une réciprocité parfaite ($E_U R_{P_i} = E_{P_i} R_U$), avec un système utilisant les fonctions de transfert corrigées des étages RF. Dans cette dernière configuration, le signal reçu au niveau de l'utilisateur s'exprime par :

$$Y = X \sum_{i=1}^{N_t} \left\| H_i^{\text{sim}} \right\|^2 (\overline{E_U R_{P_i}})^* \overline{E_{P_i} R_U} + B \tag{4.48}$$

Les conditions de simulation (nombre de sous-porteuses, synchronisation parfaite, ...) sont strictement identiques à celles réalisées dans la partie 4.3.2.
Nous pouvons observer, sur les résultats de simulations présentés dans la figure 4.18, que la correction du CPO et du SPO sur les mesures des fonctions de transfert des étages RF permet d'obtenir des performances similaires à celles d'une transmission avec une réciprocité du canal parfaite. Cette absence de dégradation des performances nous permet de montrer, dans le cas de notre plate-forme, que le CPO et le SPO sont les seules sources de non-réciprocité ayant un impact significatif sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM.

4.6.2 La calibration de phase du point d'accès

Nous venons de voir, pour le cas de notre plate-forme, qu'une compensation du CPO et du SPO est suffisante pour obtenir les mêmes performances qu'une transmission MISO RT-OFDM avec une réciprocité parfaite du canal de propagation. De plus, les simulations présentées dans les parties 4.4.1.3 et 4.4.2.3 ont permis de montrer que la présence de CPO et de SPO entre le point d'accès et l'utilisateur n'avait pas d'influence sur les performances de la transmission, du moment qu'il n'existait pas de CPO/SPO entre les différentes antennes du point d'accès.
En partant de ces observations, seule une calibration du point d'accès est nécessaire pour ne

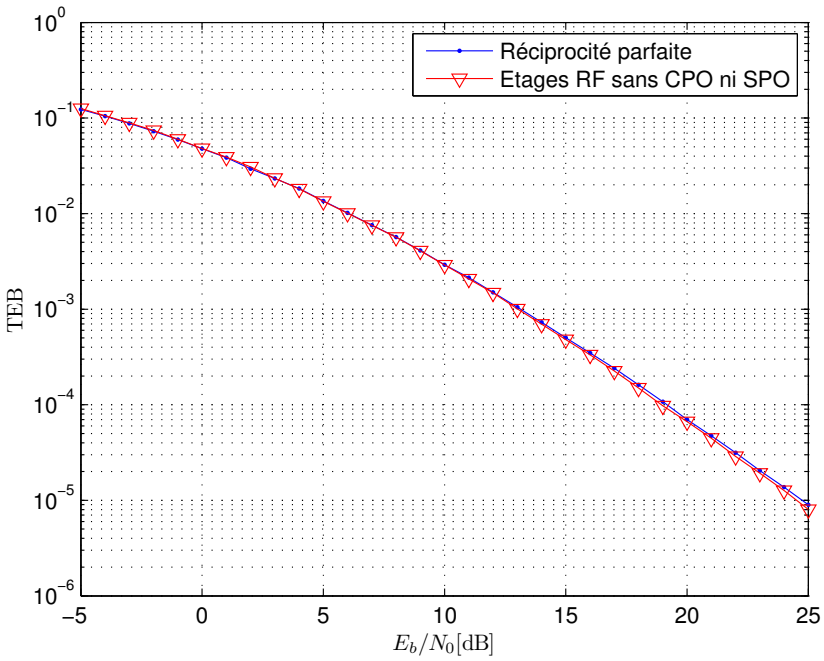


FIGURE 4.18 – Comparaison des performances entre un système MISO RT-OFDM 4×1 avec des étages RF réciproques et un système avec compensation du CPO et du SPO uniquement

pas dégrader significativement les performances. La calibration ARGOS s'avère donc être la plus adaptée à notre démonstrateur en raison des nombreux avantages qu'elle présente par rapport à la calibration relative, qui, rappelons le, sont :

— l'absence d'ajout de complexité au niveau de l'utilisateur ;
— la simplicité des étapes de synchronisation ;
— et la bonne précision sur l'estimation des coefficients de calibration.

4.6.2.1 Description de la calibration de phase

L'utilisation de la calibration ARGOS, telle que décrite dans la partie 4.5.4, permet de compenser des erreurs de réciprocité à la fois en module et en phase. Or, dans notre cas, il est inutile de compenser le module étant donné que que les seules sources de non-réciprocité sont uniquement des termes de phase (CPO et SPO). Les coûteuses opérations de division complexe de l'équation (4.40) peuvent donc être évitées en tirant parti des propriétés du RT. En effet, nous avons vu, pour une transmission à base de RT avec une réciprocité parfaite, que le canal équivalent dans le domaine fréquentiel est purement réel. Ainsi, en effectuant une transmission SISO RT-OFDM entre deux antennes du point d'accès en présence de CPO et SPO comme seules sources de non-réciprocité, il est possible d'estimer directement le CPO et le SPO à partir de la phase du canal équivalent.
En considérant l'antenne d'indice 1 du point d'accès comme antenne de référence, les CPOs et SPO entre les antennes peuvent être estimés en répétant les étapes suivantes pour chaque antenne d'indice i du point d'accès ($i = 2, \ldots, N_t$) :

1. envoi d'un symbole pilote de l'antenne de référence vers l'antenne d'indice i ;
2. estimation du canal BB $\widetilde{H}_{P_1 \to P_i}$;

3. envoi d'un symbole pilote précodé $X_p^{\mathrm{RT}} = X_p \widetilde{H}^*_{P_1 \to P_i}$, de l'antenne d'indice i vers l'antenne de référence ;
4. estimation du canal équivalent $\widetilde{H}_{\mathrm{eq}_i} = \widetilde{H}^*_{P_1 \to P_i} \widetilde{H}_{P_i \to P_1}$;
5. estimation de la phase du canal équivalent $\Phi_{\mathrm{eq}_i} = \arg(\widetilde{H}_{\mathrm{eq}_i})$.

Si les seules sources de non-réciprocité sont effectivement le CPO et le SPO, les coefficients de calibration sont directement obtenus à partir de la phase du canal équivalent :

$$C_{P_i}(k) = \Phi_{\mathrm{eq}_i}(k) = e^{j\overbrace{2(\phi_c^{P_i} - \phi_c^{P_1})}^{2\times \mathrm{CPO}_{P_i \to P_1}}} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}\overbrace{2(\phi_s^{P_i} - \phi_s^{P_1})}^{2\times \mathrm{SPO}_{P_i \to P_1}}} \tag{4.49}$$

Nous pouvons voir que les coefficients de calibration sont composés d'un terme de phase constant qui correspond au double du CPO entre l'antenne d'indice i du point d'accès et l'antenne de référence, et d'un terme de phase linéaire en fonction des sous-porteuses qui correspond au double du SPO entre les deux antennes.
En appliquant les coefficients de calibration C_{P_i} ($C_{P_1} = 1$) sur les canaux RF UL $\widetilde{H}_{U \to P_i}$, le signal transmis par l'antenne d'indice i du point d'accès s'exprime par :

$$\begin{aligned} X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(k) &= X(k)\big(C_{P_i}(k)\widetilde{H}_{U \to P_i}(k)\big)^* \\ &= X(k)\Big(e^{j2(\phi_c^{P_1} - \phi_c^{P_i})} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}2(\phi_s^{P_1} - \phi_s^{P_i})} H^*_{U \to P_i}(k) e^{j(\phi_c^{P_i} - \phi_c^{U})} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}(\phi_s^{P_i} - \phi_s^{U})}\Big) \\ &= X(k)\Big(H^*_{U \to P_i}(k) e^{j(2\phi_c^{P_1} - \phi_c^{P_i} - \phi_c^{U})} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}(2\phi_s^{P_1} - \phi_s^{P_i} - \phi_s^{U})}\Big) \end{aligned} \tag{4.50}$$

Après la transmission des signaux $X_{P_i}^{\mathrm{RT}}$ sur les canaux BB $\widetilde{H}_{P_i \to U}$, le signal reçu par l'utilisateur est obtenu par :

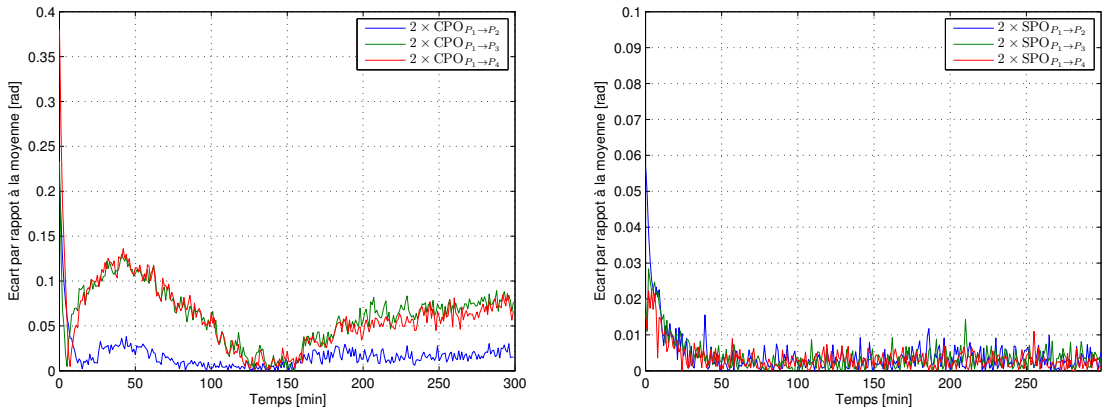
$$\begin{aligned} Y(k) &= \sum_{i=1}^{N_t} X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(k)\widetilde{H}_{P_i \to U}(k) + B(k) \\ &= \sum_{i=1}^{N_t} X_{P_i}^{\mathrm{RT}}(k) H_{P_i \to U}(k) e^{j(\phi_c^{P_i} - \phi_c^{U})} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}(\phi_s^{P_i} - \phi_s^{U})} + B(k) \\ &= X(k) e^{j2(\phi_c^{P_1} - \phi_c^{U})} e^{j\frac{k}{N_{\mathrm{FFT}}}2(\phi_s^{P_1} - \phi_s^{U})} \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}(k)\|^2 + B(k) \\ &= X(k)\Psi(k) \sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}(k)\|^2 + B(k) \end{aligned} \tag{4.51}$$

Nous pouvons voir, dans l'expression du signal reçu de l'équation (4.51), que la somme constructive des canaux RF est bien présente, signe que la diversité spatiale est pleinement exploitée. Comme pour la calibration ARGOS, nous pouvons également remarquer la présence d'un terme multiplicatif, ici $\Psi(k)$, dans le canal équivalent. Dans le cas de la calibration de phase, le terme Ψ est composé du double, à la fois du CPO et du SPO entre l'antenne de référence et l'antenne de l'utilisateur. Ainsi, $\Psi(k)$ étant uniquement un terme de phase, son module est unitaire, le gain de focalisation spatiale ne sera donc pas affecté par la calibration de phase.
Néanmoins, comme nous l'avons évoqué dans la partie 4.5.4, le fait que $\Psi(k)$ soit complexe ne permet plus d'utiliser, en réception, un simple détecteur à seuil pour la démodulation QAM lorsqu'une BPSK ou une QPSK est utilisée.

Pour pallier cet inconvénient, deux solutions sont possibles. La première serait de pré-compenser le terme Ψ au niveau du point d'accès avant l'émission des signaux $X_{P_i}^{\mathrm{RT}}$, et la seconde serait d'effectuer la correction au niveau de l'utilisateur sur le signal reçu.
La pré-compensation requiert la connaissance du terme Ψ au niveau du point d'accès, il peut être obtenu en effectuant une calibration de phase entre l'antenne de référence du point d'accès et l'antenne de l'utilisateur.
Contrairement à la pré-compensation au niveau du point d'accès, la correction par l'utilisateur permet de ne pas inclure ce dernier dans le processus de calibration, ce qui est avantageux si l'on désire passer à un contexte multi-utilisateurs. De plus, comme évoqué dans la partie 2.8, un estimateur/égaliseur de canal a été mis en place au niveau de l'utilisateur pour compenser l'atténuation du canal équivalent lorsqu'une modulation QAM d'ordre supérieur à 2 est utilisée. Ainsi, en appliquant les coefficients de calibration sur le symbole pilote transmis en début de trame DL, le terme Ψ sera estimé au même titre que les effets du canal, et donc automatiquement compensé lors de l'étape d'égalisation de canal. C'est pourquoi, nous avons choisi de corriger le terme Ψ au niveau de l'utilisateur pour le prototype MISO RT-OFDM.

4.6.2.2 Validité des coefficients de calibration dans le temps

La phase d'estimation des coefficients de calibration doit être effectuée avant la transmission des données afin de calculer les coefficients de précodage du RT qui prennent en compte la non-réciprocité des étages RF. Elle doit également être répétée dès qu'une variation significative des CPO et SPO entre les antennes du point d'accès est observée.
Nous avons vu dans la partie 4.4.1 que la présence de CPO entre les antennes du point d'accès provient du fait que les PLL de chacun des ports peuvent se verrouiller à des instants différents. Une variation des CPO sera donc observée à chaque nouveau verrouillage des PLL, c'est à dire à l'initialisation de la plate-forme mais également à chaque modification de la fréquence porteuse. L'estimation des coefficients de calibration devra donc être répétée dès lors qu'un de ces deux cas se présente.
Il a également été vu que les SPO entre les antennes du point d'accès ne dépendent que de la différence de longueur des pistes reliant l'oscillateur de 40 MHz aux CNA/CAN des différents ports d'antenne. Il ne devrait donc pas avoir de variation significative des SPO, du moment que l'on utilise toujours la même carte WARP pour représenter le point d'accès.
A priori, l'estimation des coefficients de calibration devra donc être réalisée uniquement après l'initialisation de la plate-forme, aucun changement de la fréquence porteuse n'étant prévu pour le démonstrateur MISO RT-OFDM.
Concernant le CPO, on peut toutefois se demander si la phase des porteuses générées par les PLL ne présente pas de dérive au cours du temps, auquel cas il serait nécessaire de ré-estimer régulièrement les coefficients de calibration.
Des mesures ont donc été réalisées afin d'observer la variation des coefficients de calibration en fonction du temps. Elles ont été effectuées en réalisant les 5 étapes décrites dans la partie 4.6.2.1 pour toutes les antennes de la carte WARP à l'exception de l'antenne d'indice 1 qui a été choisie comme référence. Ces mesures ont ensuite été répétées toutes les minutes pendant une durée totale de 5 heures. Enfin, pour chaque mesure, nous avons extrait le CPO et le SPO en effectuant une régression linéaire sur les coefficients de calibration estimés.
Les écarts des mesures des CPO et SPO par rapport à leurs moyennes, en fonction du temps sont présentés dans les figures 4.19a et 4.19b respectivement.
Hormis pendant les 5 premières minutes des mesures, qui correspondent à la montée en température des composants, nous pouvons remarquer que les écarts des CPO ne dépassent pas 0,15 radians, l'écart moyen étant de 0,045 radians. Comme attendu, la variation des SPO est



(a) CPO (b) SPO

FIGURE 4.19 – Ecart des CPO et SPO par rapport à leurs moyennes en fonction du temps

beaucoup plus faible. En effet, les écarts des SPO ne dépassent pas 0,03 radians et l'écart moyen est de $3,6.10^{-3}$ radians. Nous pouvons en conclure que l'estimation des coefficients de calibration reste valide sur plusieures heures, et qu'il n'est donc pas nécessaire de répéter la phase de calibration fréquemment. La perte d'efficacité spectrale due à la phase de calibration peut donc être considérée comme négligeable.

4.6.2.3 Mise en œuvre de la calibration de phase

Les étapes à réaliser pour déterminer le coefficient de calibration C_{P_2} sont présentées dans la figure 4.20. Afin d'obtenir tous les coefficients C_{P_i}, ces étapes doivent être répétées pour chacune des antennes du point d'accès à l'exception de l'antenne de référence (P_1).
L'objectif de la transmission de la trame de calibration de P_1 vers P_2 est de pouvoir estimer le canal entre P_1 et P_2. Il parait donc judicieux d'utiliser le même format de trame que celui de la trame UL qui est utilisée pour estimer les canaux UL $\widetilde{H}_{U \to P_i}$ au niveau du point d'accès. La présence de la séquence de synchronisation, permettant de détecter le début de trame, n'est cependant pas nécessaire pour la trame de calibration. En effet, l'émission et la réception de la trame de calibration étant toutes deux effectuées au niveau du point d'accès et donc à partir du même composant numérique, il est possible d'estimer grossièrement le début de la trame reçue en ayant préalablement déterminé le délai de propagation dans les étages RF d'émission et de réception. La séquence de synchronisation en début de trame a donc été supprimée et est remplacée par une séquence de CAG qui est utilisée pour déterminer la valeur de l'amplification en réception au niveau de P_2. Le fonctionnement du CAG est détaillé dans le prochain chapitre.
La trame transmise par l'antenne P_1 est donc composée d'une séquence de CAG suivie de huit symboles OFDM pilotes. A la réception de la trame de calibration par l'antenne P_2, l'estimation du canal $\widetilde{H}_{P_1 \to P_2}$ peut être effectuée en réutilisant les blocs déjà présents pour l'estimation des canaux UL qui sont illustrés dans la figure 2.15.
Une fois le canal $\widetilde{H}_{P_1 \to P_2}$ estimé, la génération de la trame de calibration-RT peut débuter. Celle-ci est composée de huit symboles OFDM pilotes sur lesquels le RT a été appliqué :

$$X_p^{\mathrm{RT}} = X_p \widetilde{H}^*_{P_1 \to P_2}. \tag{4.52}$$

De la même façon que pour l'estimation de canal, la génération des symboles OFDM pilotes précodés peut être réalisée en se servant des blocs utilisés pour générer la trame de données

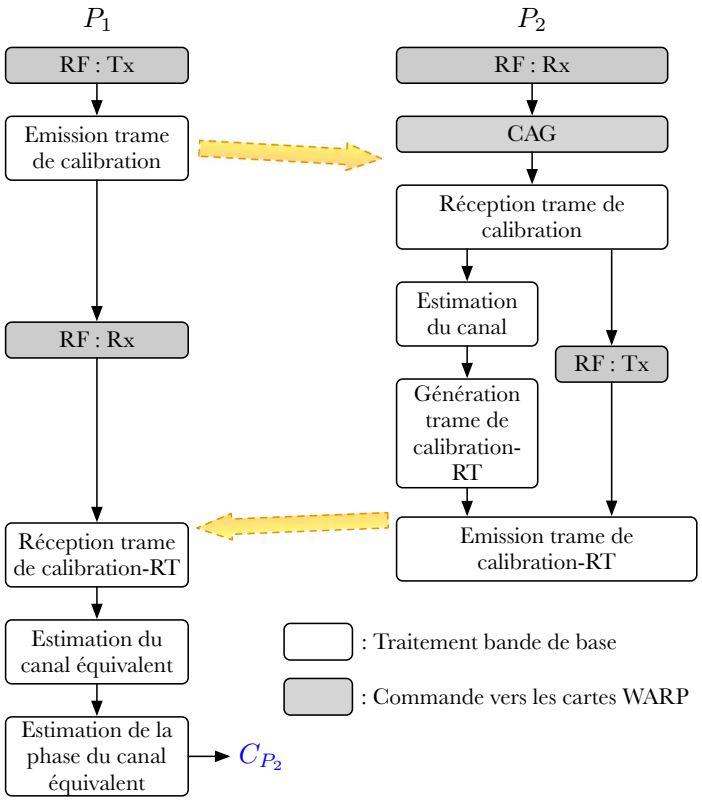


FIGURE 4.20 – Etapes à réaliser pour l'estimation du coefficient de calibration C_{P_2}

DL qui sont présentés dans la figure 2.19.
L'amplification de réception de l'antenne P_1 est identique à celle déterminée pour l'antenne P_2, l'insertion de la séquence de CAG n'est donc pas requise pour la transmission de la trame de calibration-RT. A la réception de cette dernière par l'antenne P_1, l'estimation du canal équivalent est effectuée à partir de l'architecture de l'estimation des canaux UL présentée dans la figure 2.15.
La dernière étape pour obtenir le coefficient de calibration C_{P_2} consiste à déterminer la phase du canal équivalent estimé. D'un point de vue implantation matérielle, cette étape peut être réalisée à partir d'un algorithme CORDIC qui permet le calcul des fonctions trigonométriques et hyperboliques en effectuant des rotations successives sur le vecteur à traiter. L'algorithme CORDIC permet également d'effectuer la conversion de coordonnées cartésiennes vers des coordonnées polaires, et donc de déterminer la phase d'un vecteur. L'obtention de la phase du canal équivalent peut donc être obtenue à partir de deux CORDIC. Le premier est utilisé pour convertir les coordonnées cartésiennes (symboles I/Q) du coefficient du canal équivalent de chaque sous-porteuse en coordonnées polaires, et ainsi obtenir la phase du canal équivalent. Cette dernière est ensuite injectée dans le second CORDIC pour déterminer le coefficient de calibration C_{P_2} en coordonnées cartésiennes.
Après avoir exposé la mise en œuvre de la calibration de phase du point d'accès, nous pouvons remarquer qu'à l'exception de l'estimation de la phase du canal équivalent, toutes les fonctions à réaliser sont déjà présentes au niveau du point d'accès. La réalisation de la calibration nécessite donc qu'un faible nombre de ressources matérielles, car elle ne requiert que l'utilisation de deux CORDIC qui peuvent être mutualisés pour toutes les antennes du point d'accès.

4.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu que bien que le canal RF soit réciproque, le canal BB ne l'est pas dans le cadre de la plate-forme WARP. La non-réciprocité du canal BB provient des étages RF et plus particulièrement de la présence de CPO et de SPO entre les différentes antennes. Nous avons également montré, à partir de mesures des fonctions de transfert des étages RF de la plate-forme WARP et de simulations, que ces termes de non-réciprocité dégradaient significativement les performances d'une transmission MISO RT-OFDM. Une phase de calibration s'avérait donc nécessaire lors de la réalisation du prototype. Pour cela, nous avons présenté les différentes solutions de calibration rencontrées dans la littérature, afin d'identifier celle qui est la plus appropriée à notre prototype et à nos contraintes. Après avoir montré, dans le cas de la plate-forme WARP, que seuls le CPO et le SPO entre les antennes du point d'accès entraînaient une dégradation des performances, nous avons présenté la solution de calibration retenue pour le prototype, avant de décrire sa mise en œuvre. Celle-ci consiste à compenser le SPO et le CPO entre une antenne du point d'accès prise comme référence et les autres antennes du point d'accès.

Chapitre 5

Description des prototypes RT-OFDM et résultats de mesures

Sommaire

5.1 Introduction 123
5.2 Description des prototypes RT-OFDM 123
5.2.1 Le contrôle automatique de gain 124
5.2.2 Le prototype MISO RT-OFDM temps différé 128
5.2.3 Le prototype SISO RT-OFDM temps réel 134
5.3 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps différé 137
5.3.1 Efficacité de la calibration de la réciprocité du canal 138
5.3.2 Impact du SNR d'estimation des canaux UL 142
5.3.3 Impact de la synchronisation temporelle UL 146
5.3.4 Impact du nombre d'antennes du point d'accès 148
5.3.5 Mesure de la compression temporelle 150
5.3.6 Visualisation de la tache focale sur la «Radio Wave Display» 153
5.4 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps réel . . 155
5.5 Conclusion 157

5.1 Introduction

Dans les trois chapitres précédents, nous avons proposé des solutions aux différentes problématiques liées à la réalisation pratique d'une transmission MISO RT-OFDM. Ce chapitre est dédié à la validation expérimentale des différentes solutions retenues, ainsi qu'à l'évaluation des performances du prototype proposé. Dans un premier temps, après une description de l'algorithme de CAG développé, nous présentons les deux prototypes réalisés au cours de ces travaux de thèse : le prototype en temps différé et le prototype temps réel. Enfin, différentes mesures expérimentales sont réalisées dans différentes configurations afin d'évaluer l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal, la validité des choix retenus pour l'estimation de canal et la synchronisation, ainsi que les différentes propriétés du RT.

5.2 Description des prototypes RT-OFDM

Dans cette partie nous présentons les prototypes qui ont été développés au cours de ces travaux de thèse : le prototype en temps différé et le prototype temps réel. Avant leurs descriptions, le CAG qui a été mis en œuvre dans les deux prototypes est présenté.

5.2.1 Le contrôle automatique de gain

Le CAG est une opération cruciale à réaliser dans un récepteur sans-fil. En effet, lors d'une transmission sans-fil, le signal émis subit une atténuation qui est dépendante de la distance séparant l'émetteur du récepteur, des phénomènes de masquage, ainsi que de l'orientation des antennes. Dans le but de compenser cette atténuation, les récepteurs sans-fil intègrent généralement un ou plusieurs étages d'amplification ajustables. Le rôle du CAG est alors de déterminer le réglage optimal des amplificateurs de façon à fournir un niveau de signal relativement constant en entrée du démodulateur RF, qui ne soit ni trop faible pour obtenir une démodulation correcte, ni trop fort pour éviter une saturation au niveau des CAN. La valeur de l'amplification requise en réception est obtenue à partir d'une estimation de la puissance du signal reçu, qui peut être calculée par la transmission d'une séquence de CAG placée au début de chaque trame. La puissance de la séquence de CAG doit alors être représentative de la puissance des symboles de données contenus dans la trame.
Deux CAG doivent être effectués pour une transmission utilisant le RT : le CAG de la phase d'estimation des canaux et le CAG de la phase de transmission des données.

5.2.1.1 Contrôle automatique de gain de la phase d'estimation

Nous avons vu dans le chapitre 2 que les performances d'une transmission MISO RT-OFDM sont directement liées au SNR d'estimation des canaux UL, qui est lui même fonction du SNR de la transmission UL lorsqu'un estimateur LS est utilisé. Le SNR de la transmission UL pouvant être significativement dégradé lorsque le niveau du signal reçu se situe en dehors de la plage de fonctionnement du démodulateur RF et des CAN, un CAG doit être réalisé au niveau du point d'accès lors de la phase d'estimation.

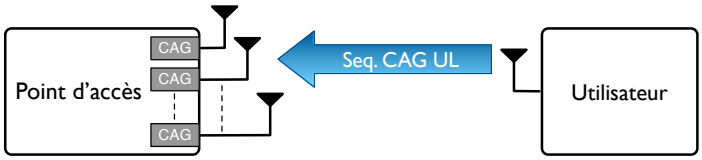


FIGURE 5.1 – Contrôle automatique de gain de la phase d'estimation

Pour cela, préalablement à la transmission de la trame de pilotes, une séquence de CAG doit être transmise de l'utilisateur vers le point d'accès (voir figure 5.1). Comme évoqué ci-dessus, cette séquence sera utilisée pour estimer la puissance du signal reçu, et par la suite en déduire la valeur optimale de l'amplification en réception. La puissance de la séquence de CAG devant être représentative de la puissance des symboles contenus dans la trame, nous avons choisi d'utiliser deux symboles OFDM pilotes consécutifs comme séquence de CAG UL.
Les atténuations entre l'antenne de l'utilisateur et les N_t antennes du point d'accès pouvant être sensiblement différentes, il convient de réaliser le CAG indépendamment pour chacune des antennes du point d'accès.

5.2.1.2 Contrôle automatique de gain de la phase de transmission

Lors de la phase de transmission des données, la séquence de CAG doit cette fois être transmise par le point d'accès, et le CAG doit être effectué au niveau de l'utilisateur avant la réception de la trame de données. Une fois de plus, la puissance de la séquence de CAG reçue par l'utilisateur doit être sensiblement équivalente à la puissance des symboles de données reçus, qui bénéficient du gain de focalisation offerte par le RT. Comme représenté dans la

figure 5.2, il est donc nécessaire d'appliquer le RT sur la séquence de CAG DL pour que la transmission de cette dernière bénéficie également du gain de focalisation. Les N_t séquences ainsi générées seront par la suite transmises simultanément par les N_t antennes du point d'accès vers l'utilisateur.

FIGURE 5.2 – Contrôle automatique de gain de la phase de transmission

La séquence de CAG DL retenue est constituée de deux symboles OFDM qui ont été obtenus à partir de symboles générés aléatoirement. Comme pour la séquence de synchronisation DL, le RT sera appliqué sur la séquence de CAG dans le domaine fréquentiel avant la modulation OFDM.

5.2.1.3 Algorithme de contrôle automatique de gain

La conception d'un algorithme de CAG est directement liée à l'architecture des étages de réception de la carte radio considérée. Elle dépend, d'une part, des informations disponibles permettant d'estimer la puissance du signal reçu, et d'autre part du nombre d'amplificateurs ajustables ainsi que de leur position dans la chaîne de réception.
Les étages de réception de la carte radio de la plateforme WARP v3 sont représentés dans la figure 5.3. L'architecture de la carte radio de la plateforme WARP v2 est identique, à la différence près que les CAN I et Q possèdent une résolution de 14 bits.

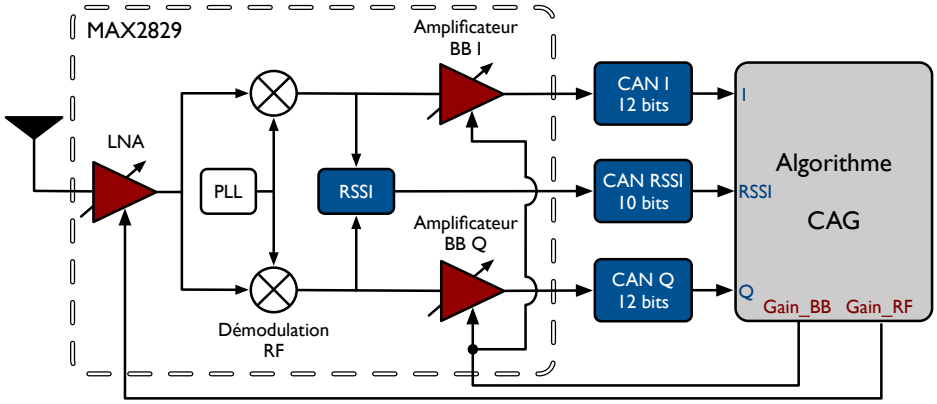


FIGURE 5.3 – Schéma simplifié des étages de réception de la carte radio de la plateforme WARP v3

Nous pouvons remarquer la présence de trois amplificateurs ajustables. Le premier dans la chaîne de réception est un amplificateur faible bruit (LNA pour *Low Noise Amplifier*) et se situe entre l'antenne de réception et la démodulateur RF. Cet amplificateur peut être configuré de façon à fournir trois niveaux d'amplification : 0, 15 et 30 dB.
Deux amplificateurs en bande de base (positionnés entre la démodulation RF et les CNA) sont également présents, respectivement sur les voies I et Q. Ils peuvent être paramétrés pour réaliser une amplification allant de 0 à 62 dB avec un pas de 2 dB.

Concernant l'indication sur la puissance du signal reçu, un détecteur analogique de puissance (RSSI pour *Received Signal Strength Indicator*) est placé en sortie du démodulateur RF, il est suivi par un CAN d'une résolution de 10 bits qui permet d'avoir accès numériquement à sa sortie. Comme nous pouvons le voir dans la figure 5.4, issue de la notice du composant MAX2829, le détecteur de puissance fournit en sortie une tension comprise entre 0,5 et 2,5 V qui est proportionnelle à la puissance reçue, et qui, du fait de la position du RSSI, dépend du réglage appliqué sur le LNA.

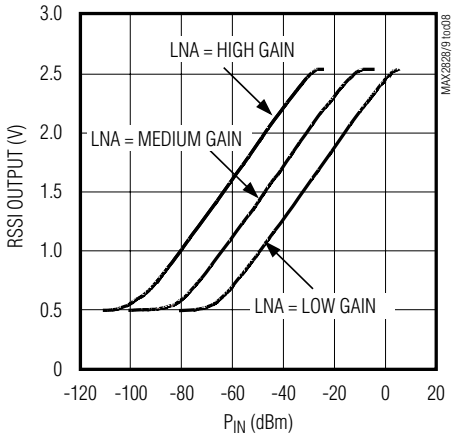


FIGURE 5.4 – Tension de sortie du RSSI en fonction de la puissance reçue pour les trois réglages possibles du LNA (source : [147])

Enfin, il est également possible d'estimer la puissance reçue à partir des symboles I et Q numérisés. Contrairement au RSSI, la puissance alors estimée prend en compte l'amplification du LNA mais également l'amplification en bande de base.
Le rôle de l'algorithme de CAG est donc de déterminer les réglages optimaux du LNA et des amplificateurs en bande de base, à partir des informations fournies par le RSSI et les symboles I et Q.
Le principe général du CAG utilisé pour les prototypes est de déterminer, à partir des valeurs fournies par le RSSI, le réglage final du LNA ainsi que le réglage provisoire des amplificateurs BB. Une fois ces réglages appliqués, l'amplification BB est ensuite affinée à partir des symboles I et Q. L'algorithme de CAG est détaillé dans la figure 5.5, G_{RF} et G_{BB} désignent respectivement les gains du LNA et des amplificateurs BB.
A l'initialisation de l'algorithme le gain du LNA est configuré à sa valeur maximale (30 dB) de façon à pouvoir détecter un signal de faible puissance. Le choix de l'amplification en bande de base n'a ici pas d'importance car la première partie de l'algorithme n'utilise que les échantillons fournis par le RSSI qui ne sont pas affectés par la valeur de G_{BB}.
La détection du début de la séquence de CAG consiste en une détection de puissance en utilisant les échantillons du RSSI. De façon à éviter les fausses alarmes, une séquence est détectée lorsque la somme de 5 échantillons de RSSI consécutifs dépasse un seuil qui est paramétrable. Suite à la détection d'une séquence, une moyenne des échantillons du RSSI est effectuée. Cette moyenne est ensuite convertie en puissance reçue P_{Rx} exprimée en dBm. Le gain G_{RF} final est déterminé en comparant la puissance reçue estimée P_{Rx} aux deux seuils de puissance Th_1 et Th_2.
Une fois que le réglage du LNA a été déterminé, un réglage provisoire de l'amplification en bande de base est nécessaire pour la suite de l'algorithme. En effet, le réglage final de l'amplification en bande de base est déterminé à partir des symboles I et Q numérisés. Il convient

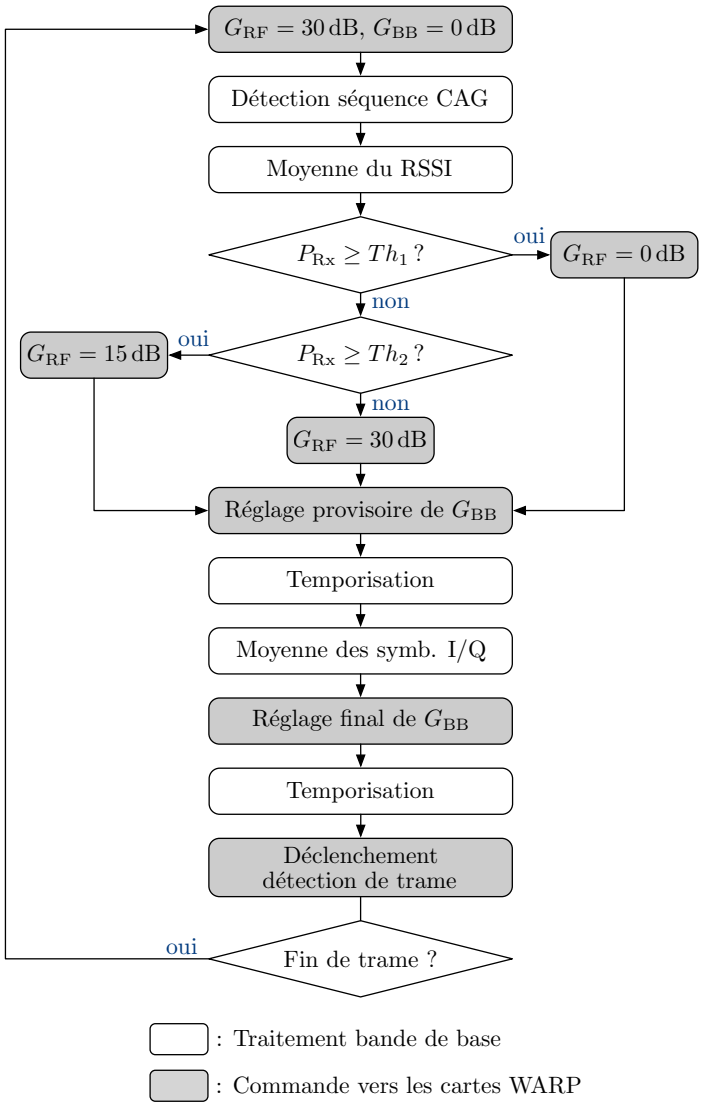


FIGURE 5.5 – Algorithme de CAG

donc de sélectionner une amplification qui ne soit ni trop faible pour éviter que les symboles I/Q soient noyés dans le bruit du récepteur, ni trop forte pour ne pas engendrer une saturation au niveau des CAN. Un réglage grossier des amplificateurs BB est donc déterminé à partir de la puissance reçue P_{Rx}.

Les réglages du LNA et de l'amplification en bande de base étant déterminés, ils peuvent être appliqués sur les amplificateurs correspondants. Une temporisation est toutefois nécessaire pour que les réglages soient effectifs. La notice du composant MAX2829 indique un délai de stabilisation du gain de 0,4 μs pour le LNA et de 0,1 μs pour les amplificateurs en bande de base. Une temporisation de 0,5 μs est donc appliquée pour s'accorder une marge.

La deuxième partie de l'algorithme de CAG consiste à déterminer le gain final des amplificateurs BB à partir des symboles I/Q. Pour cela une moyenne est effectuée sur un nombre paramétrable d'échantillon I/Q. L'estimation de la puissance reçue à partir des symboles I/Q a le mérite d'être plus précise que l'estimation par le RSSI. Elle est donc utilisée pour déterminer le réglage final de l'amplification BB. Comme lors du réglage provisoire de G_{BB}, un délai est nécessaire pour que l'amplification en bande de base soit effective. Une temporisation de

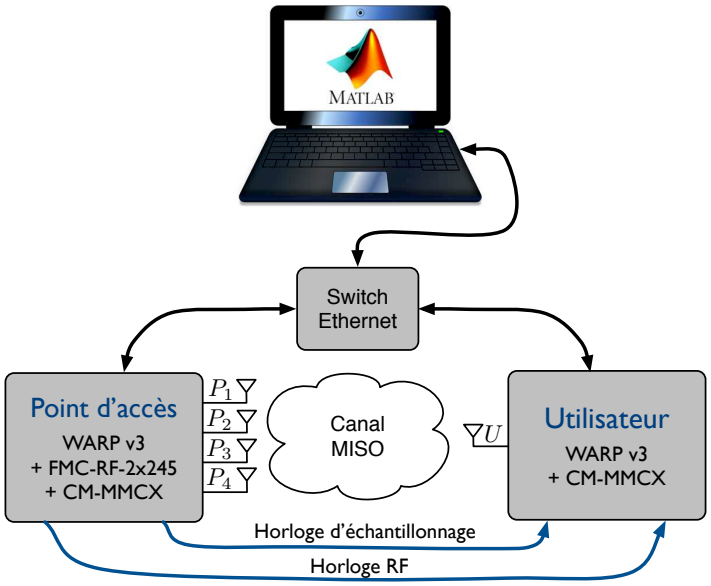


FIGURE 5.6 – Représentation schématique du prototype MISO RT-OFDM en temps différé

0,2 μs (qui inclut une marge de 0,1 μs) est donc prise étant donné que seul le gain en bande de base est actualisé.
Une fois que les différentes amplifications sont stabilisées, la détection de la séquence de synchronisation indiquant le début de la trame est déclenchée par l'algorithme de CAG. Le réglage des amplificateurs est maintenu jusqu'à la réception de la notification de fin de trame, laquelle déclenche une nouvelle exécution de l'algorithme de CAG.

5.2.2 Le prototype MISO RT-OFDM temps différé

Une description schématique du prototype MISO RT-OFDM en temps différé est présentée dans la figure 5.6. Le point d'accès qui comporte 4 antennes est composé d'une carte mère WARP v3, d'une carte RF FMC-RF-2X245 qui permet de disposer de deux ports RF supplémentaires, ainsi que d'une carte d'horloge CM-MMCX. L'utilisateur équipé d'une unique antenne est quant à lui constitué d'une carte mère WARP v3 et d'une carte d'horloge CM-MMCX.
Comme précisé dans la partie 3.3.1, nous avons choisi de réaliser la synchronisation de la fréquence porteuse et d'échantillonnage de manière filaire. A cette fin, les sorties (horloge RF et d'échantillonnage) de la carte d'horloge du point d'accès sont connectées aux entrées de celle de l'utilisateur. Le point d'accès et l'utilisateur partagent ainsi les mêmes fréquences porteuse et d'échantillonnage, ce qui permet de garantir l'absence de CFO et de SFO.
Les FPGA des deux cartes WARP v3 sont configurés à partir du même code *WARPLab Reference Design* qui permet de déporter le traitement en bande de base sous Matlab. Les cartes du point d'accès et de l'utilisateur sont alors principalement utilisées en tant qu'émetteur/récepteur RF. La communication entre l'ordinateur et les cartes WARP se fait à l'aide d'une liaison Ethernet, un commutateur (switch) Ethernet est alors requis pour pouvoir contrôler plusieurs cartes WARP à partir du même ordinateur. Le traitement en bande de base réalisé sous Matlab peut être décomposé en trois phases :

1. la phase de configuration de la plateforme ;
2. la phase d'estimation des canaux UL ;
3. la phase de transmission des données.

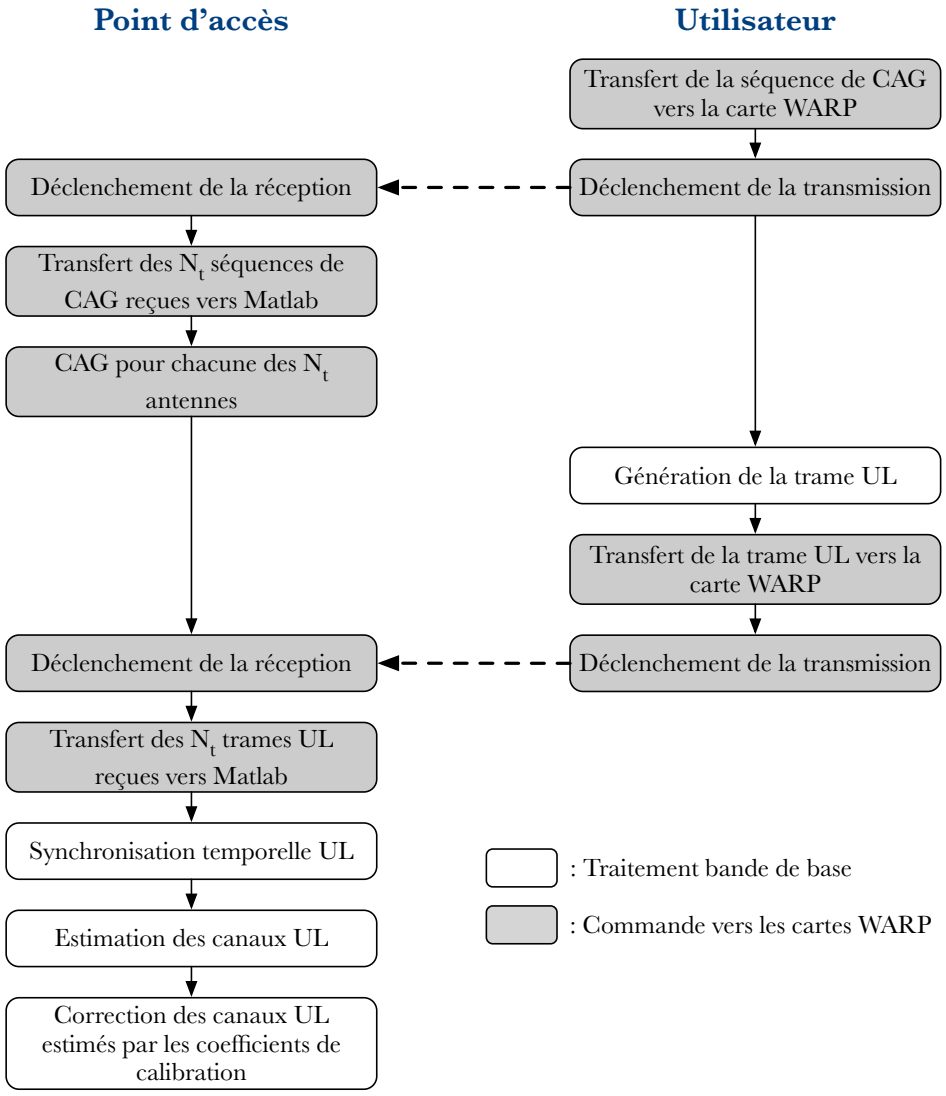


FIGURE 5.7 – Etapes de la phase d'estimation du prototype en temps différé

5.2.2.1 Phase de configuration de la plateforme

La première étape de la phase de configuration de la plateforme consiste à initialiser la communication Ethernet entre l'ordinateur et la plateforme, puis à fixer les paramètres de la transmission RF tels que la fréquence porteuse, l'amplification qui sera appliquée à l'émission, et le réglage des filtres RF et bande de base.
Une fois que la plateforme est opérationnelle, la seconde étape consiste à effectuer la calibration du point d'accès pour déterminer les coefficients de calibration à appliquer sur les canaux UL qui seront estimés ultérieurement. On pourra se référer à la partie 4.6.2 pour plus de détails sur la mise en œuvre de la calibration du point d'accès.

5.2.2.2 Phase d'estimation des canaux UL

Les différentes étapes à réaliser lors de la phase d'estimation des canaux UL sont résumées dans la figure 5.7. Dans un premier temps, l'utilisateur et le point d'accès sont respectivement configurés en tant qu'émetteur et récepteur à partir de Matlab.

La phase de CAG de la transmission UL peut ensuite débuter. Pour cela, la séquence de CAG, stockée dans l'ordinateur, est transférée vers la mémoire de la carte de l'utilisateur. La transmission RF de la séquence de CAG enregistrée est ensuite déclenchée par l'envoi d'un message à partir de Matlab. Ce message est également envoyé à la carte du point d'accès qui, à sa réception, déclenche l'enregistrement des trames reçues par les N_t antennes. Du fait du délai de propagation introduit par les étages RF d'émission de l'utilisateur, ce fonctionnement nous permet de garantir que l'enregistrement débutera avant l'arrivée de la séquence de CAG. Les séquences de CAG reçues par les N_t antennes du point d'accès sont par la suite transférées de la carte WARP vers Matlab, où l'algorithme de CAG est exécuté de façon à déterminer le réglage optimal de l'amplification de réception pour chaque antenne du point d'accès. Les réglages déterminés sont enfin appliqués sur la carte du point d'accès par l'envoi d'une commande Matlab.
Une fois que les amplificateurs ont été correctement configurés, la transmission UL peut débuter. Pour cela, la trame UL doit être dans un premier temps générée à partir de Matlab. Comme évoqué dans le chapitre 3 et représenté dans la figure 5.8, la trame UL est composée de la séquence de synchronisation $\mathbf{x}_s$ suivie de n_p répétitions du symbole OFDM pilote $\mathbf{x}_p$. La trame UL ainsi générée peut ensuite être transmise à la carte de l'utilisateur avant sa

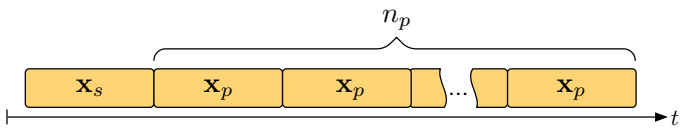


FIGURE 5.8 – Structure de la trame UL transmise pour le prototype en temps différé

transmission RF. Les trames UL reçues par chacune des N_t antennes sont transférées vers Matlab, où l'estimation des canaux va pouvoir être réalisée. Avant de procéder à l'estimation des canaux, la synchronisation temporelle UL, qui consiste à déterminer le positionnement de la fenêtre FFT, doit être effectuée. Comme décrit dans la partie 3.4.1, cette étape est effectuée en réalisant le produit d'intercorrélation entre la séquence de synchronisation transmise $\mathbf{x}_s$ et les N_t trames reçues.
Lorsque la fenêtre FFT a été correctement positionnée pour toutes les trames reçues, l'estimation des canaux UL peut être réalisée comme présenté dans la partie 2.7. Enfin, les canaux UL estimés sont corrigés par les coefficients de calibration préalablement déterminés, avant d'être conjugués pour obtenir les coefficients de précodage du RT.

5.2.2.3 Phase de transmission des données

Les différentes étapes à réaliser lors de la phase de transmission des données sont résumées dans la figure 5.9. Tout comme pour la phase d'estimation des canaux, la première étape consiste à déterminer la valeur de l'amplification des étages RF de réception, au niveau de l'utilisateur cette fois. Pour cela, N_t séquences de CAG, sur lesquelles le RT est appliqué, sont générées sous Matlab avant d'être transférées vers la carte du point d'accès. Les N_t séquences générées sont ensuite transmises simultanément par les N_t antennes correspondantes. L'algorithme de CAG est alors appliqué sur la séquence reçue par l'antenne de l'utilisateur, et le réglage des amplificateurs est effectué.
La génération des N_t trames DL contenant les informations à transmettre peut ensuite débuter. Les bits d'information à transmettre (Bits Tx) sont dans un premier temps modulés pour générer les symboles de données $X(k,l)$, avant que le RT ne soit appliqué sur ces derniers, donnant lieu alors aux symboles de données précodés $X^{\mathrm{RT}}(k,l)$. Les symboles de données

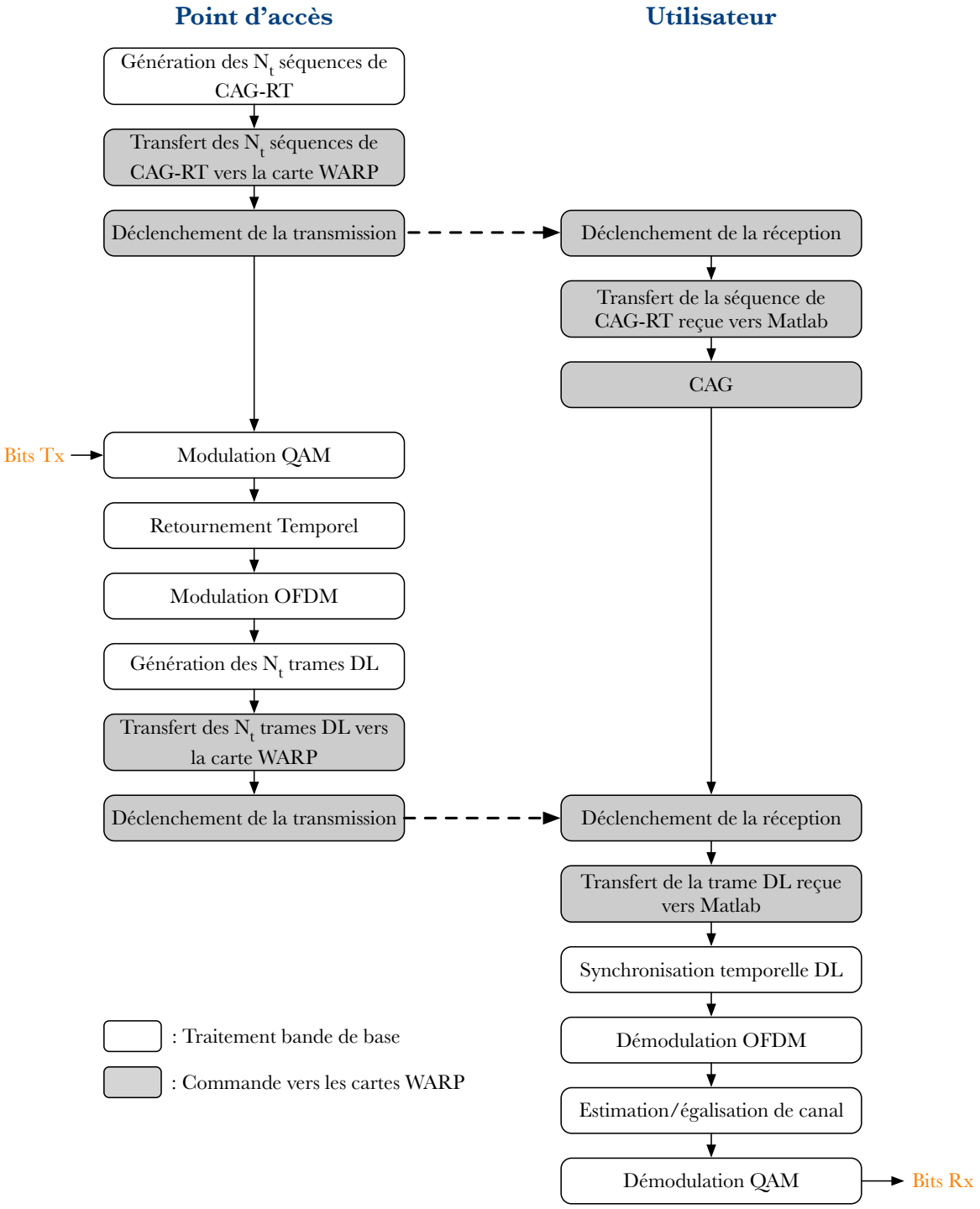


FIGURE 5.9 – Etapes de la phase de transmission des données du prototype en temps différé

	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	de 1 à 4	
Fréquence porteuse f_c	de 2,412 à 2,484 GHz	
Période d'échantillonnage T_s	25 ns	
Nombre de sous-porteuses N_{FFT}	256	
Nombre de sous-porteuses utiles N_{u}	255	de 1 à 255
Espace inter-porteuses Δ_f	156,25 kHz	
Durée d'un symbole OFDM (sans PC)	6,4 μs	
Longueur du PC L_{PC}	de 1 à 256	
Modulation utilisée	BPSK	variable
Nombre de symboles OFDM par trame	variable	variable
Avance de fenêtre FFT δ_τ	variable	variable

TABLE 5.1 – Paramètres du prototype en temps différé

précodés sont par la suite transmis au modulateur OFDM afin d'obtenir les échantillons des symboles OFDM $x^{\text{RT}}(n, l)$.
La dernière étape avant la transmission RF consiste en la mise en trame pour chacune des N_t antennes du point d'accès. Comme représenté dans la figure 5.10, chaque trame transmise par une antenne est constituée d'une séquence de synchronisation et d'un symbole OFDM pilote, sur lesquelles le RT a été appliqué. La trame est enfin complétée par N_{symb} symboles OFDM

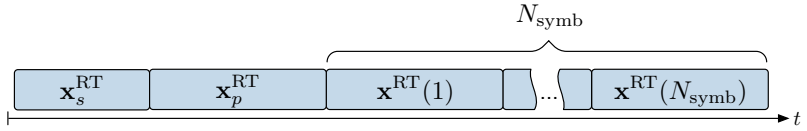
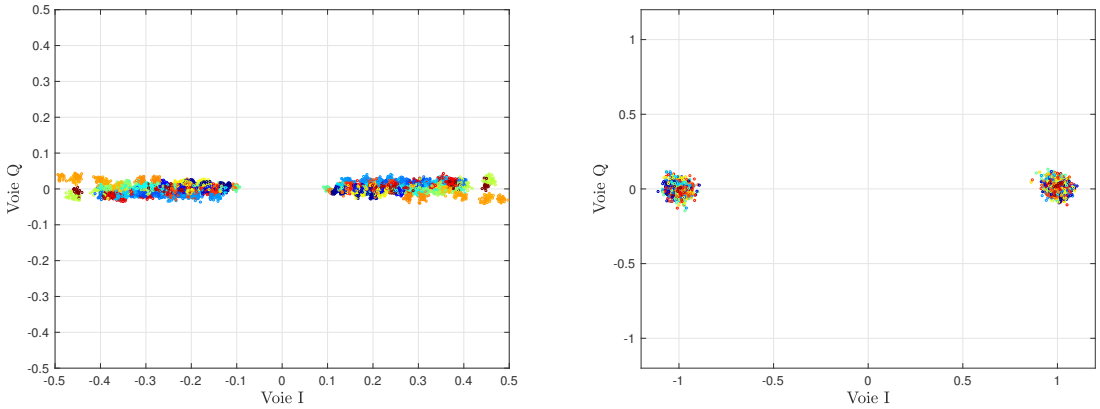


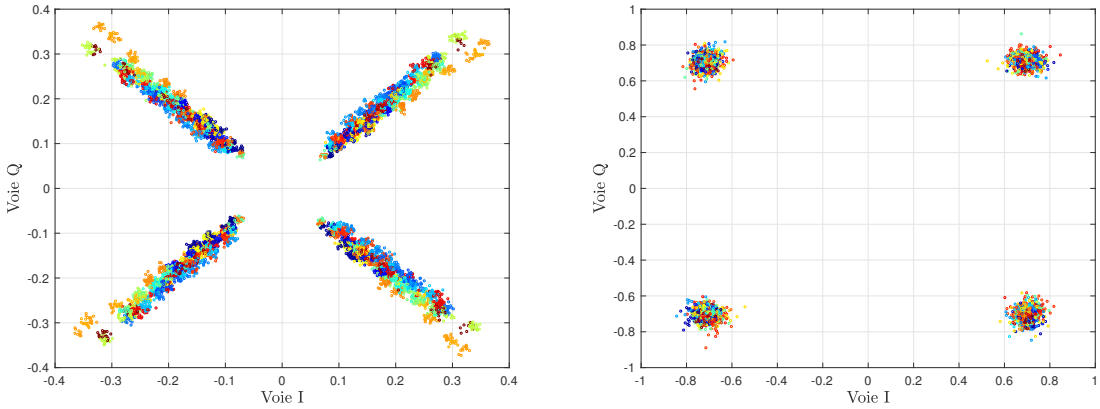
FIGURE 5.10 – Structure de la trame DL transmise par une antenne du prototype en temps différé

générés à l'étape précédente.
Les N_t trames DL générées sont ensuite transmises à la carte du point d'accès avant leur transmission simultanée par les N_t antennes de celui-ci.
La trame reçue par l'antenne de l'utilisateur est transférée vers Matlab, où l'on va pouvoir procéder à sa démodulation. En premier lieu, la synchronisation temporelle est effectuée pour déterminer le début de la trame reçue. Les étapes suivantes sont identiques à celles d'un récepteur OFDM sans utilisation du RT. La démodulation OFDM est effectuée, puis l'estimation et l'égalisation de canal, et enfin la démodulation QAM qui fournit les bits reçus (Bits Rx).
Les paramètres du prototype en temps différé sont présentés dans le tableau 5.1.
Les figures 5.11 à 5.13 illustrent les constellations reçues pour des modulation BPSK, QPSK et 16QAM, avant et après l'étape d'égalisation de canal. Ces constellations ont été obtenues lors de mesures en chambre réverbérante qui seront présentées ultérieurement.
Il est à noter que le terme résiduel de non-réciprocité a été supprimé pour les constellations avant égalisation. Pour cela, le CPO et SPO entre l'antenne de référence et l'utilisateur ont été estimés par le biais d'une régression linéaire sur la phase du canal équivalent, puis ont été compensés sur les symboles reçus avant égalisation.



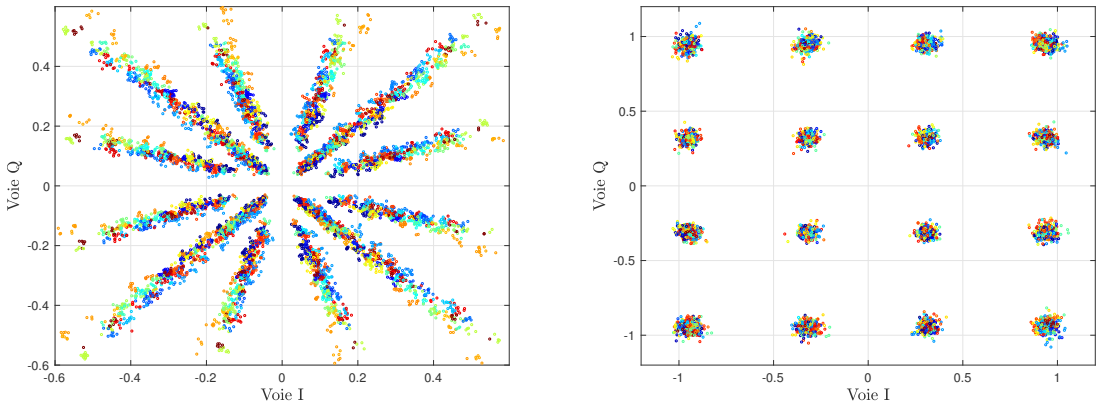
(a) Avant égalisation (b) Après égalisation

FIGURE 5.11 – Constellations BPSK reçues



(a) Avant égalisation (b) Après égalisation

FIGURE 5.12 – Constellations QPSK reçues



(a) Avant égalisation (b) Après égalisation

FIGURE 5.13 – Constellations 16 QAM reçues

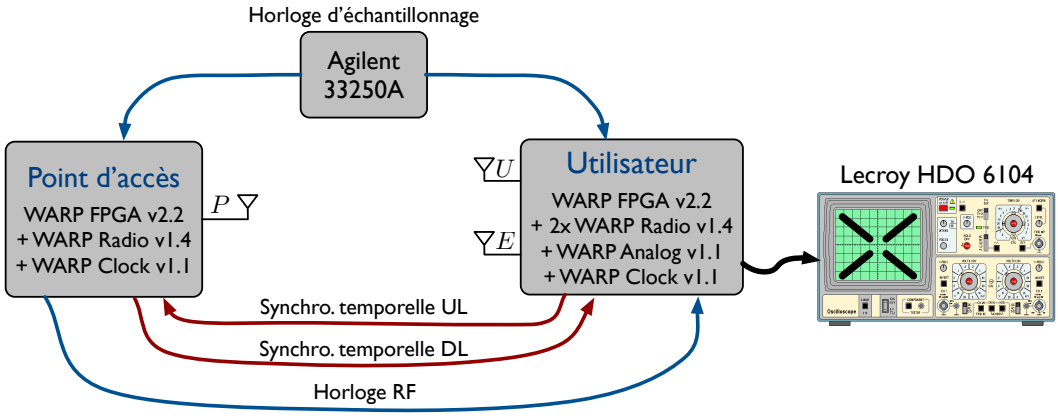


FIGURE 5.14 – Représentation schématique du prototype SISO RT-OFDM en temps réel

5.2.3 Le prototype SISO RT-OFDM temps réel

Une représentation schématique du prototype SISO RT-OFDM en temps réel est détaillée dans la figure 5.14. Le point d'accès qui comporte une antenne est constitué d'une carte mère *WARP FPGA v2.2*, d'une carte RF WARP Radio v1.4 ainsi que d'une carte d'horloge WARP Clock v1.1. L'utilisateur équipé de deux antennes est composé d'une carte mère WARP FPGA v2.2, de deux cartes RF WARP Radio v1.4, d'une carte d'horloge WARP Clock v1.1, et d'une carte WARP Analog v1.1.
Dans le prototype SISO RT-OFDM en temps réel, les trois types de synchronisation sont réalisées de manière filaire. La synchronisation fréquence est effectuée en transmettant la référence de l'horloge RF de la carte d'horloge du point d'accès vers celle de l'utilisateur. La synchronisation de la fréquence d'échantillonnage est également câblée. Pour celle-ci, un générateur de fonction arbitraire (Agilent 33250A) délivre un signal d'horloge de fréquence $f_s = 40$ MHz aux cartes d'horloge du point d'accès et de l'utilisateur. Enfin, deux câbles sont connectés au point d'accès et à l'utilisateur pour la synchronisation temporelle UL et DL.
La carte WARP Analog v1.1, connectée sur la carte WARP FPGA de l'utilisateur, comprend 4 CNA de 14 bits dont les entrées sont reliées aux sorties du FPGA. Elle est ici utilisée pour visualiser, en temps réel sur un oscilloscope (Lecroy HDO 6104), les constellations des symboles reçus par l'utilisateur avant et après l'égalisation de canal.

5.2.3.1 Le traitement en bande de base

Contrairement au prototype en temps différé, le traitement en bande de base du prototype en temps réel est effectué par les FPGA des cartes du point d'accès et de l'utilisateur. Une représentation du contrôle effectué au niveau des cartes du point d'accès et de l'utilisateur est illustré dans la figure 5.15.
La réalisation d'une transmission débute par une phase d'initialisation pour le point d'accès et l'utilisateur qui consiste à fixer les paramètres RF (fréquence porteuse, filtrage, ...) et les paramètres de la bande de base utilisés pour la transmission courante.
Les cartes radio sont ensuite configurées pour la transmission UL, en mode réception pour le point d'accès, et en émission pour l'utilisateur. La transmission de la trame UL commence par la lecture d'une mémoire contenant la séquence de CAG. A l'instant où le début de la séquence est transmis aux CNA, un signal de synchronisation est envoyé (via le câble de synchro. UL) vers le point d'accès pour lui signifier le début de la communication UL. Après la fin de la lecture de la séquence de CAG, la lecture de la mémoire contenant le

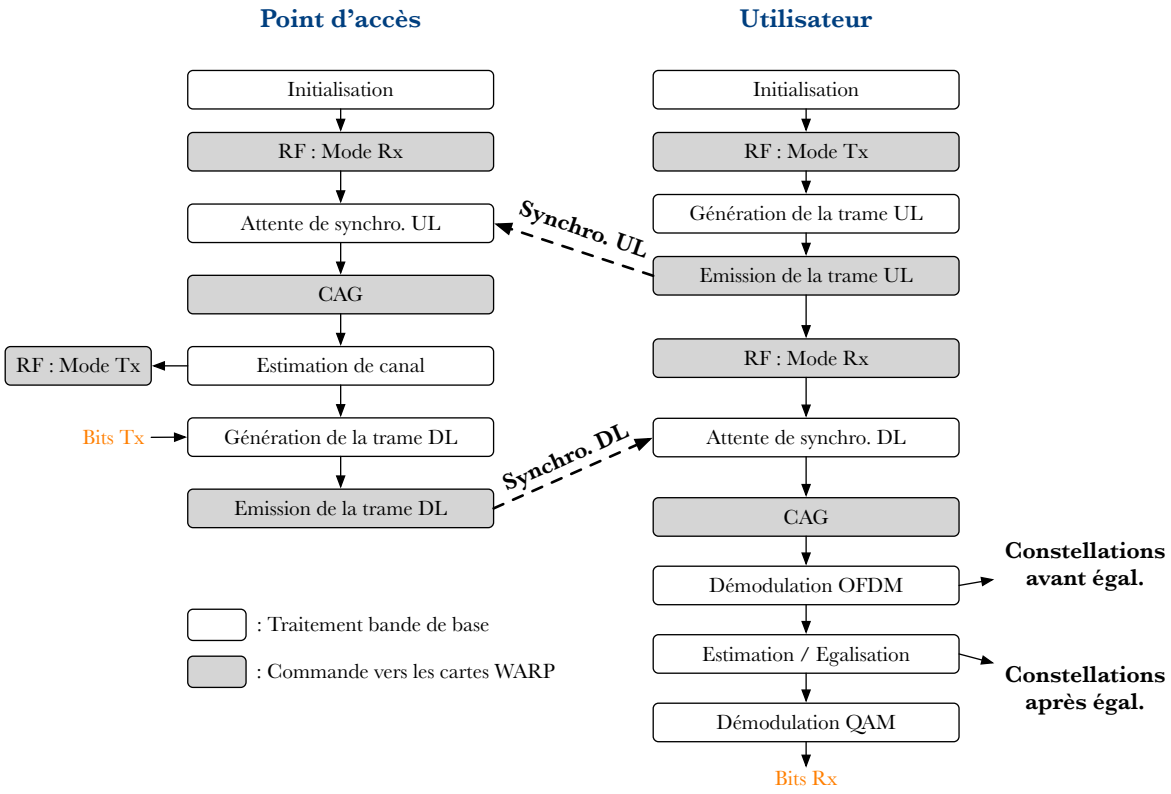


FIGURE 5.15 – Représentation du contrôle du prototype temps réel

symbole OFDM pilote débute, comme illustré dans la figure 2.14. Le nombre de symboles à transmettre, et la taille du PC sont configurables. Ils peuvent être fixés à l'initialisation de la transmission par des registres programmables. A la fin de la transmission de la trame UL, qui est représentée dans la figure 5.16, la carte radio de l'utilisateur est configurée pour la transmission DL à venir, donc en mode réception. Au niveau du point d'accès, à la réception

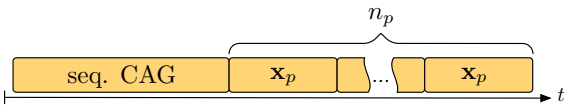


FIGURE 5.16 – Structure de la trame UL transmise pour le prototype temps réel

du signal de synchronisation UL, l'algorithme de CAG est déclenché. Il a été dimensionné de façon à estimer et appliquer le réglage des amplificateurs de réception dans un délai inférieure à la durée de la séquence de CAG. Les amplificateurs sont donc correctement configurés à l'arrivée des symboles pilotes.
L'estimation du canal UL peut alors être réalisée à partir de l'architecture présentée dans la figure 2.15. Lorsque le premier coefficient de canal a été obtenu, la transmission de la trame DL peut débuter.
L'architecture de la génération de la trame DL a été illustrée dans la figure 2.19, il n'y est toutefois pas représenté la mémoire contenant la séquence de CAG qui doit être transmise en premier lieu. Le RT est appliqué sur celle-ci avant sa transmission au même titre que le symbole pilote et les symboles de données qui vont suivre dans la trame DL. De la même façon que pour la transmission UL, au moment où le premier échantillon de la séquence de

	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	1	
Fréquence porteuse f_c	de 2,412 à 2,484 GHz	
Période d'échantillonnage T_s	25 ns	
Nombre de sous-porteuses N_{FFT}	256	
Nombre de sous-porteuses utiles N_{u}	255	de 1 à 255
Espace inter-porteuses Δ_f	156,25 kHz	
Durée d'un symbole OFDM (sans PC)	6,4 μs	
Longueur du PC L_{PC}	de 1 à 256	
Modulation utilisée	BPSK	BPSK, QPSK ou 16 QAM
Nombre de symboles OFDM par trame	1, 2, 4 ou 8	de 2 à 65536
Avance de fenêtre FFT δ_τ	de 0 à 63	

TABLE 5.2 – Paramètres du prototype temps réel

CAG est transmis aux CNA, le signal de synchronisation DL est envoyé vers l'utilisateur. A la fin de la transmission de la trame DL qui est illustrée dans la figure 5.17, le point d'accès se prépare pour une nouvelle phase d'estimation en plaçant sa carte radio en mode réception. Au niveau de l'utilisateur, après le CAG déclenché par le signal de synchronisation,

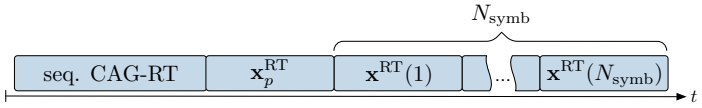


FIGURE 5.17 – Structure de la trame DL transmise par une antenne du prototype temps réel

la démodulation des données peut être effectuée (voir figure 2.20). Les symboles reçus, avant et après l'étape d'égalisation, sont envoyés vers les sorties du FPGA connectées à la carte WARP Analog pour permettre leurs visualisations en temps réel sur l'oscilloscope.
A la fin de la démodulation de la trame de données, la carte radio de l'utilisateur est configurée en mode émission, de façon à transmettre la prochaine trame UL.
Les paramètres du prototype en temps réel sont présentés dans le tableau 5.2.

5.2.3.2 Les ressources consommées

Les ressources consommées par le traitement en bande de base du point d'accès sont résumées dans le tableau 5.3. Nous pouvons remarquer que pour chaque type d'élément, les ressources totales consommées représentent moins d'un quart des ressources disponibles dans un FPGA Virtex-4 FX100. Il est donc possible d'implanter un traitement en bande de base capable de gérer jusqu'à quatre antennes. En effet, l'architecture de la bande de base ainsi que son contrôle ont été réalisés dans l'objectif de gérer plusieurs antennes, l'effort de développement sera donc minime à ce niveau.
La difficulté provient de la mise en œuvre matérielle de la calibration de la réciprocité du point d'accès, qui bien qu'elle soit relativement simple, reste chronophage. Cependant, nous avons vu dans la partie 4.6.2 que la plupart des éléments requis par la calibration du point d'accès étaient déjà présents dans ce dernier et pouvaient être réutilisés. Les ressources matérielles ne

Virtex-4 FX100	Phase UL		Phase DL			Contrôle	Total
	CAG	Est. de canal	Mod. QAM	RT	Mod. OFDM		
FlipFlop	224	4143	9	255	3226	224	8314 (10%)
LUT4	773	4000	6	92	3831	466	9645 (12%)
BRAM	1	7	-	-	4	-	19 (5%)
DSP48	5	17	-	3	12	-	37 (23%)
Freq. max							195 MHz

TABLE 5.3 – Résultats de placement/routage de de la bande de base du point d'accès pour $N_t = 1$

Virtex-4 FX100	Phase UL	Phase DL				Contrôle	Total
		CAG	Demod. OFDM	Estim. / Egal.	Demod. QAM		
FlipFlop	64	224	3756	7188	7	168	11501 (14%)
LUT4	182	773	3730	3290	3	397	8465 (10%)
BRAM	2	1	3	3	-	-	10 (3%)
DSP48	-	5	15	12	-	-	32 (20%)
Freq. max							177 MHz

TABLE 5.4 – Résultats de placement/routage de la bande de base de l'utilisateur

seront donc pas un problème.
Les ressources matérielles consommées par l'utilisateur sont présentées dans le tableau 5.4. Nous pouvons voir que les ressources dédiés à la phase UL et au contrôle sont négligeables. Au niveau de l'utilisateur, la mise en œuvre du RT a donc un impact minime sur les ressources matérielles, car les ressources consommées par la phase DL sont celles du récepteur OFDM.

5.3 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps différé

Des mesures expérimentales ont été réalisées à partir du prototype en temps différé dans l'objectif de valider les solutions mises en place relatives à l'estimation de canal, à la synchronisation temporelle ainsi qu'à la calibration de la réciprocité. L'objet de ces mesures était également de vérifier les propriétés de focalisation temporelle et spatiale obtenues à partir du prototype.
Ces mesures ont été réalisées dans la chambre réverbérante de l'IETR [148], qui présente de nombreux avantages pour nos mesures. En effet, la chambre réverbérante constitue un milieu riche en multi-trajets, et représente donc un environnement propice à une expérience de RT. De plus, il est possible d'ajuster le nombre de multi-trajets, et donc la longueur de la RI en ajoutant des absorbants dans la chambre. La chambre réverbérante représente également un environnement statique. Cela permet de tester les performances du prototype sous différentes configurations, tout en garantissant les mêmes conditions de canal. Les éventuels écarts de performance entre deux configurations ne peuvent donc pas être imputés à une modification des conditions de propagation, mais uniquement au changement de configuration.

Pour évaluer les performances du prototype, le TEB moyen de la transmission et la puissance reçue par l'utilisateur ont été mesurés en fonction de la puissance totale émise par le point d'accès. Pour chaque configuration, le TEB moyen a été mesuré en effectuant la phase de configuration, la phase d'estimation des canaux, puis en répétant la phase de transmission des données. La répétition de la phase de transmission s'arrête lorsqu'au moins 200 trames DL ont été transmises et qu'au moins 100 bits erronés ont été obtenus.
La puissance reçue par l'utilisateur a été mesurée à partir du détecteur de puissance RSSI présent sur la carte radio.

5.3.1 Efficacité de la calibration de la réciprocité du canal

L'objectif de ces mesures est de vérifier l'efficacité de la solution de calibration du point d'accès proposée dans le chapitre 4 pour compenser la non-réciprocité des étages RF. Dans le scénario pris comme référence, une estimation explicite des canaux est utilisée. Nous rappelons que l'estimation explicite consiste en une estimation des canaux par l'utilisateur suite à la transmission d'une trame de pilotes sur la voie DL. Dans ce cas, les étages RF traversés par les symboles pilotes lors de la phase d'estimation sont les mêmes que ceux traversés par les données lors de la phase de transmission. Ce scénario correspond donc au cas d'une transmission avec une réciprocité parfaite des canaux.
Les performances de la transmission utilisant une estimation explicite sont comparées aux performances d'une transmission avec une estimation implicite sans calibration du point d'accès, afin d'évaluer l'impact de la non-réciprocité des étages RF.
Enfin, pour s'assurer du bon fonctionnement de la solution de calibration retenue, les performances d'une transmission avec une estimation implicite combinée à la calibration du point d'accès sont mesurées.

5.3.1.1 Conditions et paramètres des mesures

Comme évoqué dans le chapitre 2 traitant notamment de l'estimation des canaux UL, il est nécessaire d'estimer ces derniers avec la même référence de temps pour toutes les antennes du point d'accès, afin que la mise en œuvre du RT soit valide. Pour satisfaire cette contrainte dans le cas d'une estimation explicite où les canaux sont estimés successivement par l'utilisateur, nous avons choisi de n'utiliser qu'une seule carte WARP v3 pour ces mesures. Ainsi, l'émission et la réception des trames étant déclenchées par la même carte, il est possible de débuter l'enregistrement de la trame de pilotes reçue par l'utilisateur à l'instant exact où la trame de symboles pilotes est transmise par une des N_t antennes du point d'accès. Cela permet d'obtenir la même référence de temps absolue lors de l'estimation explicite des canaux par l'utilisateur, et donc de prendre en compte les éventuelles différences de délai de propagation.
Le nombre de port d'antenne d'une carte WARP v3 étant de quatre au maximum, le nombre d'antennes N_t du point d'accès est limité à trois pour ces mesures. Les antennes représentant le point d'accès sont ainsi connectées sur les ports 1 à 3 et l'antenne de l'utilisateur sur le port 4. Comme représenté dans la figure 5.18, les mesures ont été réalisées en chambre réverbérante en présence de cinq absorbants. L'espacement entre les antennes du point d'accès est de 20 cm, et la distance séparant ce dernier de l'utilisateur est de 4,8 m. L'antenne P_1 étant utilisée comme référence lors de la calibration du point d'accès, elle est placée au centre du réseau d'antennes. Les hauteurs des antennes du point d'accès et de l'utilisateur sont respectivement de 62 cm et 90 cm. Les photos du dispositif de mesure sont présentées dans la figure 5.19, et les paramètres du prototype utilisés pour ces mesures dans le tableau 5.5.

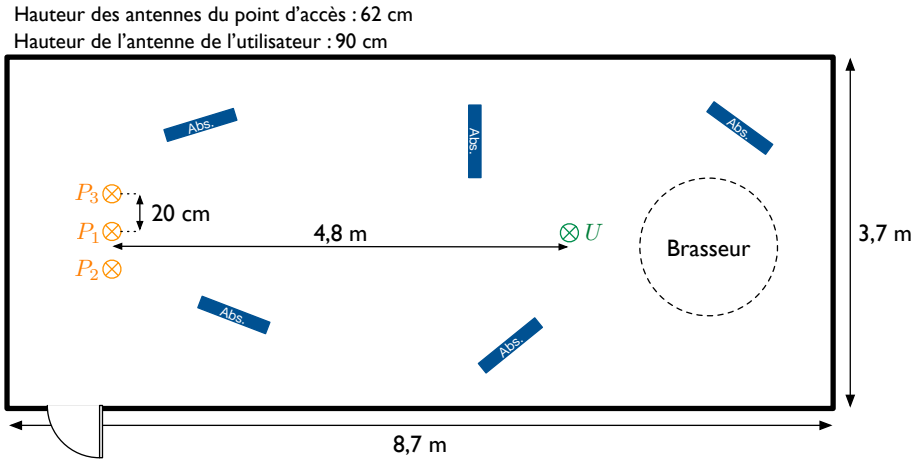
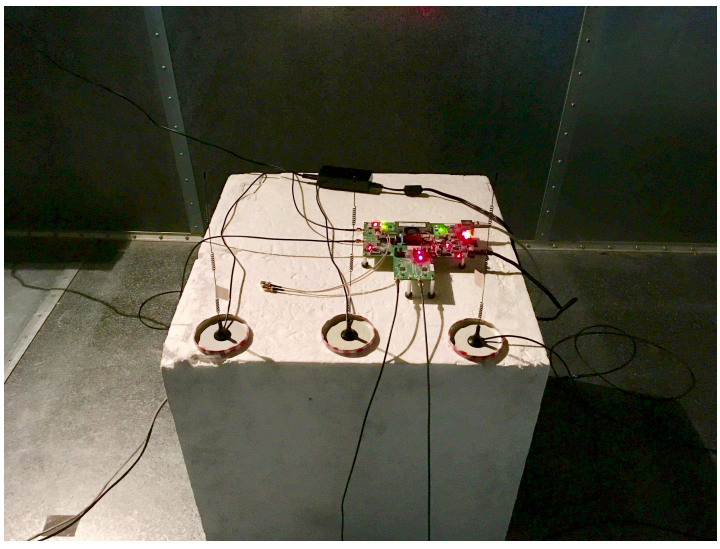


FIGURE 5.18 – Configuration des mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal

	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	3	
Fréquence porteuse f_c	2,484 GHz	
Période d'échantillonnage T_s	25 ns	
Nombre de sous-porteuses N_{FFT}	256	
Nombre de sous-porteuses utiles N_{u}	255	170
Bande du signal B_s	40 MHz	26,6 MHz
Espace inter-porteuses Δ_f	156,25 kHz	
Durée d'un symbole OFDM	6,4 μs	
Longueur du PC L_{PC}	64	
Durée du PC	1,6 μs	
Durée totale d'un symbole OFDM	8 μs	
Modulation utilisée	BPSK	QPSK
Nombre de symboles OFDM par trame	16	153
Avance de fenêtre FFT δ_τ	10	20

TABLE 5.5 – Paramètres des mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal

(a) Dispositif de mesure



(b) Antennes du point d'accès

(c) Antenne de l'utilisateur

FIGURE 5.19 – Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal en chambre réverbérante

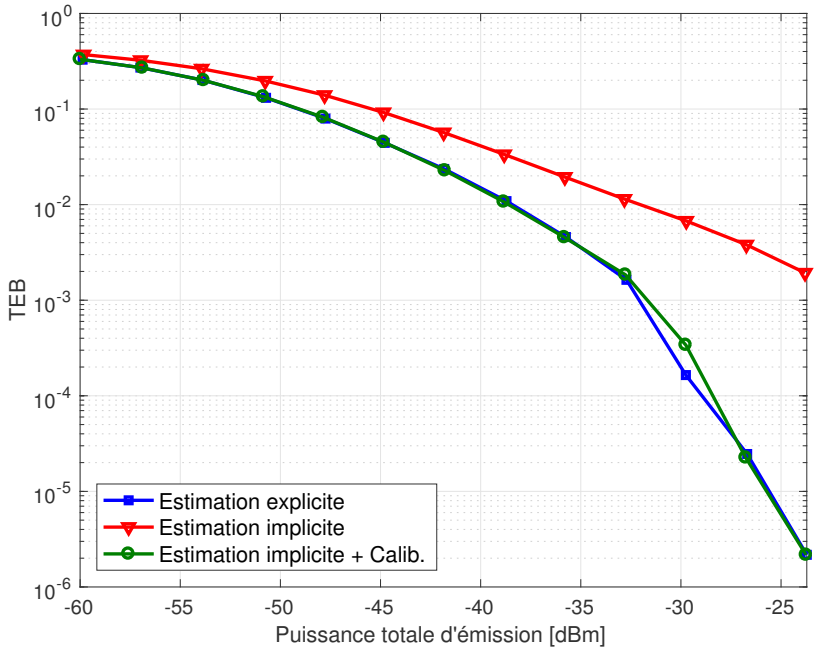


FIGURE 5.20 – Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal : TEB en fonction de la puissance d'émission

5.3.1.2 Résultats des mesures

Les résultats des mesures du TEB en fonction de la puissance totale d'émission sont présentés dans la figure 5.20. Nous pouvons noter une nette dégradation des performances pour le scénario de l'estimation implicite par rapport au cas de l'estimation explicite qui représente le scénario de la réciprocité parfaite. Ces résultats sont en adéquation avec les observations présentées dans le chapitre 4. En effet, dans le cas d'une réciprocité imparfaite, nous avons montré que le signal reçu par l'utilisateur s'exprime dans le domaine fréquentiel et pour la sous-porteuse d'indice k par :

$$Y(k) = X(k) \sum_{i=1}^{N_T} \left[\left\| \widetilde{H}_{P_i \to U}(k) \right\|^2 \Gamma_i(k) \right] + B(k) \tag{5.1}$$

où les Γ_i, qui désignent les termes de non-réciprocité des étages RF, sont complexes et valent $\left(\frac{E_U R_{P_i}}{E_{P_i} R_U}\right)^*$.
La dégradation des performances s'explique donc par la présence des termes multiplicatifs Γ_i qui ne permettent pas de bénéficier de la somme constructive des canaux.
A l'inverse, comparé à l'estimation explicite, nous pouvons remarquer une absence de dégradation significative des performances dans le cas d'une estimation implicite lorsqu'elle est couplée à la calibration du point d'accès. Pour ce dernier scénario, il a été montré que le signal reçu par l'utilisateur s'exprime par :

$$Y(k) = X(k)\Gamma_1(k) \sum_{i=1}^{N_T} \left\| \widetilde{H}_{P_i \to U}(k) \right\|^2 + B(k) \tag{5.2}$$

Les termes de non-réciprocité des étages RF sont dans ce cas communs à toutes les antennes du point d'accès, ce qui permet d'obtenir la somme constructive des canaux.

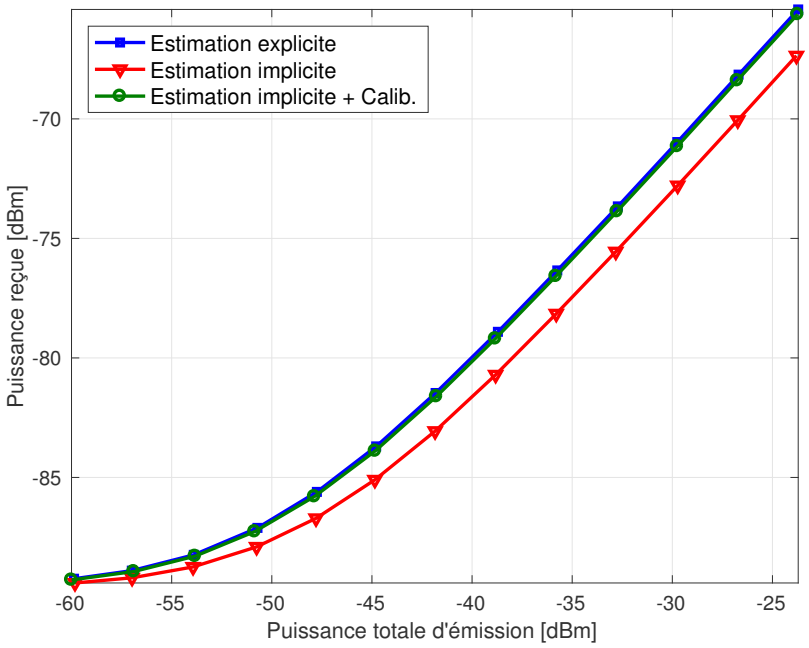


FIGURE 5.21 – Mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité du canal : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission

Ces résultats de mesures permettent donc de s'assurer du bon fonctionnement de la calibration du point d'accès et de vérifier que l'estimation des coefficients de calibration est correcte, et ce même dans un environnement hostile que représente la chambre réverbérante.
Les mêmes observations peuvent être effectuées à partir de la figure 5.21 qui illustre la puissance reçue par l'utilisateur en fonction de la puissance émise par le point d'accès. En effet, à puissance transmise équivalente, nous pouvons voir que la puissance reçue par l'utilisateur pour l'estimation implicite est inférieure d'environ 2 dB à la puissance reçue pour les deux autres scénarios. Cela s'explique par la dégradation du gain de focalisation spatiale qui résulte de l'absence de la somme constructive des canaux.

5.3.2 Impact du SNR d'estimation des canaux UL

A travers ces mesures nous avons voulu évaluer l'impact de la qualité de l'estimation des canaux UL sur les performances d'une transmission MISO RT-OFDM dans un cas pratique. Ces mesures avaient également pour objectif de valider la solution présentée dans le chapitre 2 pour améliorer le SNR d'estimation des canaux, qui consiste à transmettre plusieurs symboles OFDM pilotes identiques et d'en effectuer la moyenne en réception.
Des premières mesures ont été réalisées en utilisant les canaux UL estimés à partir d'une trame de $n_p = 20$ symboles OFDM pilotes identiques transmise à la puissance maximale, le SNR de réception moyen alors mesuré était de 36 dB. Cette configuration, correspondant à une estimation quasi-parfaite des canaux UL, est prise comme cas de référence. Les mesures suivantes ont été effectuées en diminuant la puissance de transmission de la trame de pilote afin d'obtenir des SNR de réception mesurés de 4 et 13 dB, et en faisant varier n_p de 1 à 8.

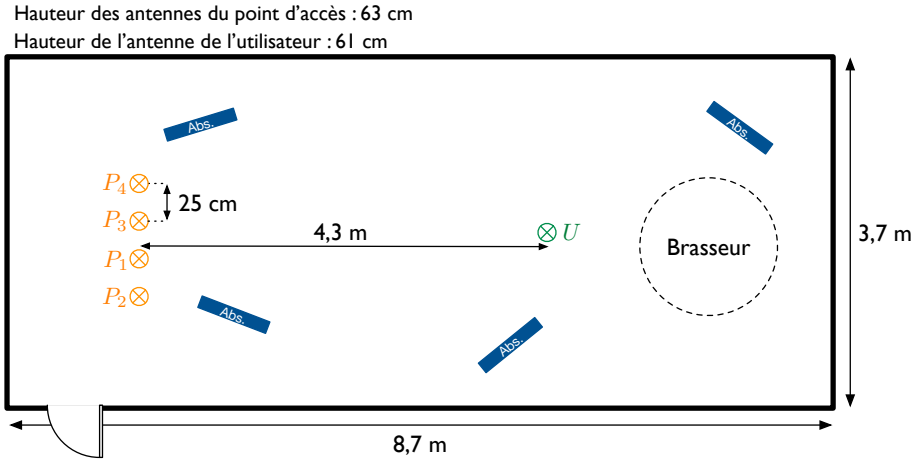


FIGURE 5.22 – Configuration des mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL

	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	4	
Fréquence porteuse f_c	2,462 GHz	
Nombre de symboles OFDM par trame	variable	200

TABLE 5.6 – Paramètres des mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL

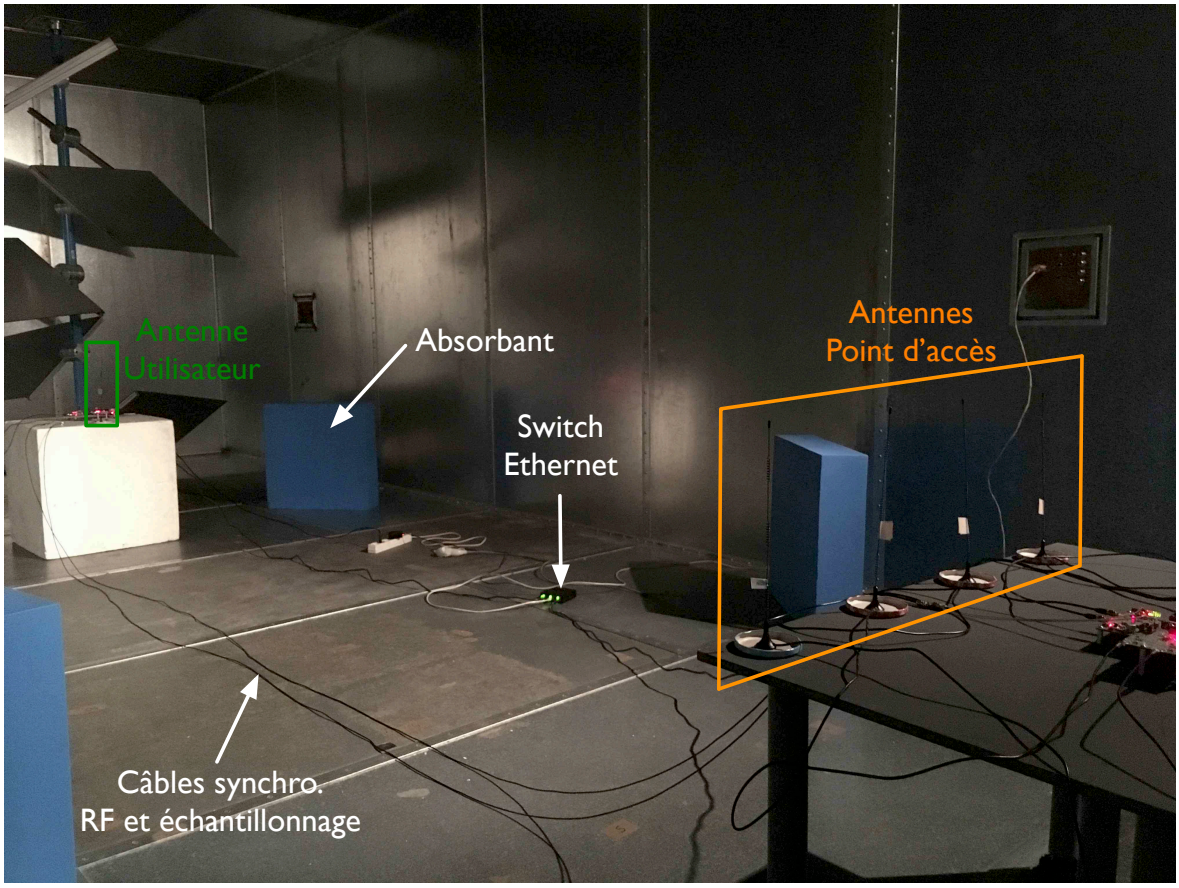
5.3.2.1 Conditions et paramètres des mesures

Les mesures ont été effectuées à partir du prototype en temps différé tel qu'il a été décrit dans la figure 5.6. Le point d'accès est donc composé de $N_t = 4$ antennes, et les synchronisations fréquence et d'échantillonnage sont réalisées en transmettant les horloges correspondantes de la carte du point d'accès vers la carte de l'utilisateur avec des câbles.
Comme représenté dans la figure 5.22, les mesures ont été réalisées en chambre réverbérante en présence de quatre absorbants. L'espacement entre les antennes du point d'accès est de 25 cm, et la distance séparant ce dernier de l'utilisateur est de 4,3 m. Les hauteurs des antennes du point d'accès et de l'utilisateur sont respectivement de 63 cm et 61 cm.
Les photos du dispositif de mesure sont présentées dans la figure 5.23. Le tableau 5.6 présente uniquement les paramètres de mesures qui diffèrent de ceux présentés dans le tableau 5.5.

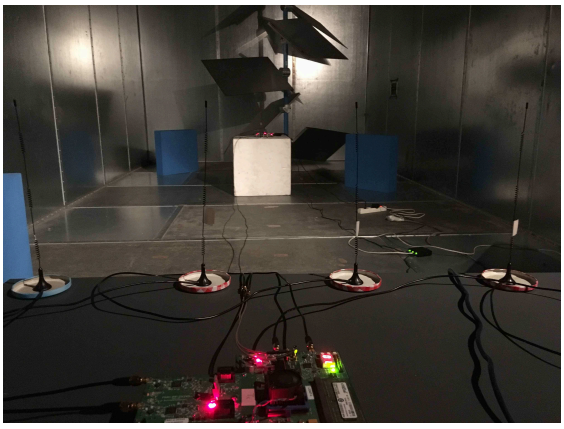
5.3.2.2 Résultats des mesures

Les résultats des mesures du TEB en fonction de la puissance totale d'émission sont présentés dans la figure 5.24. Comparé au cas de référence ($\mathrm{SNR_{UL}} = 36$ dB et $n_p = 20$), nous pouvons remarquer une nette dégradation du TEB pour la configuration où $\mathrm{SNR_{UL}} = 4$ dB et $n_p = 1$. Ces résultats sont conformes aux résultats de simulations présentés dans le chapitre 2. En effet, dans le cas d'une estimation imparfaite des canaux UL, nous avons montré que le signal reçu par l'utilisateur s'exprime dans le domaine fréquentiel et pour la sous-porteuse d'indice k par :

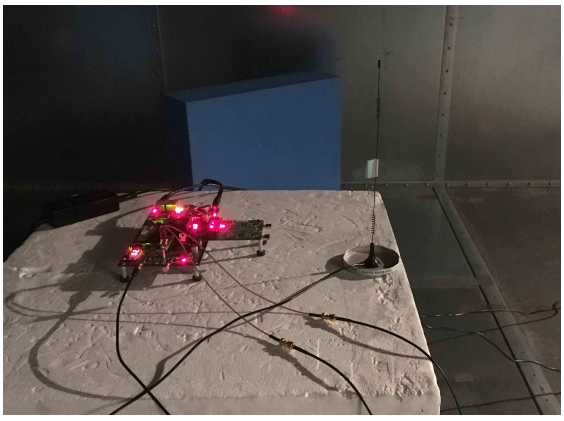
$$Y(k) = X(k)\Big[\sum_{i=1}^{N_t} \|H_{P_i \to U}(k)\|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} \epsilon_i(k)^* H_{P_i \to U}(k)\Big] + B(k) \tag{5.3}$$



(a) Dispositif de mesure



(b) Antennes du point d'accès



(c) Antenne de l'utilisateur

FIGURE 5.23 – Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL en chambre réverbérante

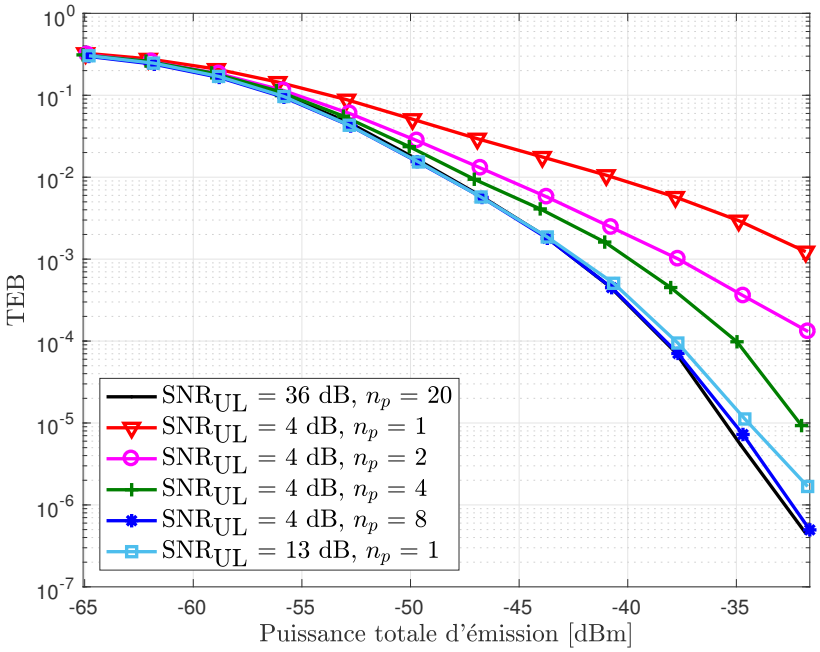


FIGURE 5.24 – Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL : TEB en fonction de la puissance d'émission

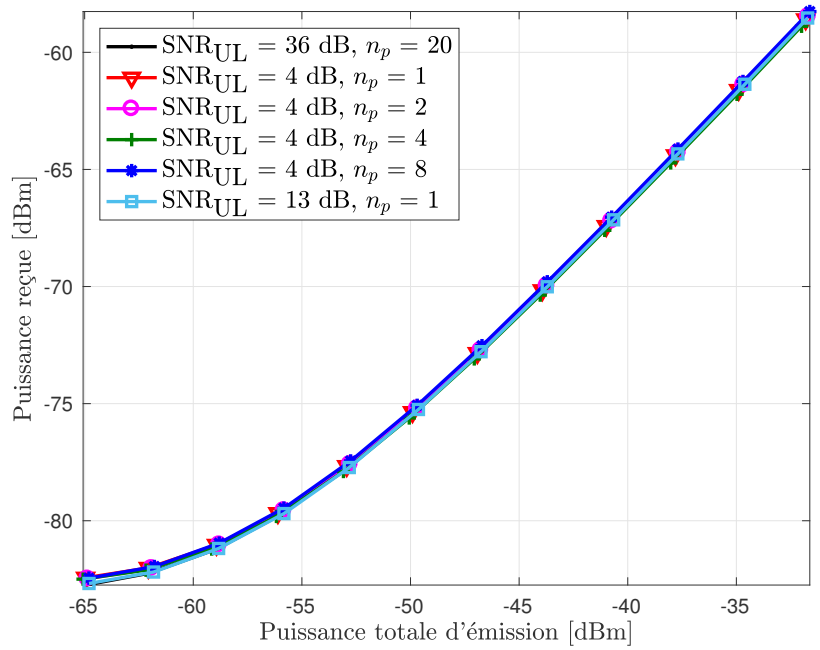
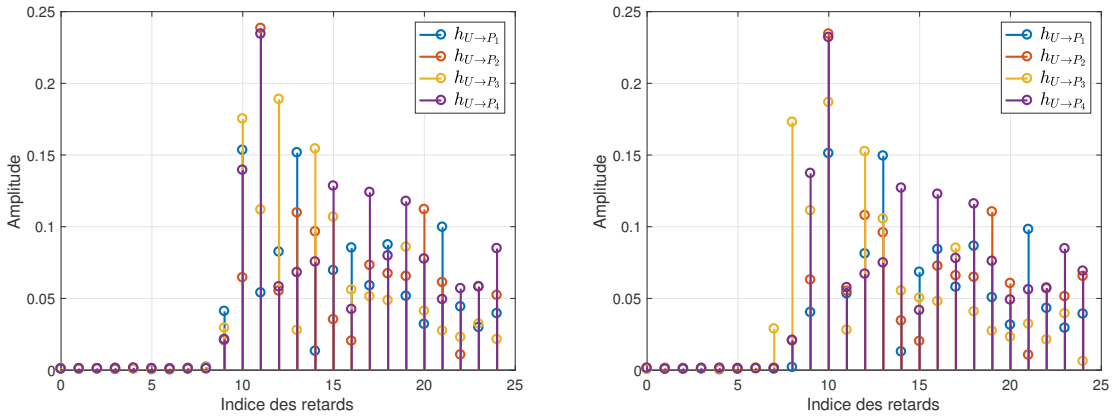


FIGURE 5.25 – Mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission

où les ϵ_i désignent les erreurs d'estimations sur les canaux UL, résultantes de la transmission de la trame de pilotes en présence de bruit additif gaussien.
Bien que la somme constructive des canaux est toujours présente, un terme additif, qui peut être assimilé a un terme d'interférence, vient s'ajouter au canal équivalent, engendrant ainsi la dégradation des performances observées.
Pour les configurations suivantes, le $\mathrm{SNR_{UL}}$ de réception a été maintenu à 4 dB et le nombre de symboles OFDM pilotes a été à chaque fois doublé jusqu'à atteindre $n_p = 8$. Une amélioration du TEB est alors notable à chaque fois que n_p est doublé. Cela valide l'efficacité de la solution du moyennage, présentée dans le chapitre 2, pour améliorer le SNR d'estimation des canaux UL. La configuration où $n_p = 8$ présente des performances similaires au cas de référence. En se référant à l'équation (2.18), on peut en déduire que le SNR d'estimation γ_{est}, pour cette configuration, est égal à 13 dB. Nous pouvons voir aussi que les performances de la dernière configuration, où $\mathrm{SNR_{UL}} = 13$ dB et $n_p = 1$, sont proches des performances du cas où $\gamma_{\mathrm{est}} = 13$ dB. Ces résultats montrent donc que le SNR d'estimation est bien augmenté de 3 dB à chaque fois que l'on double le nombre de symboles OFDM pilote.
Les résultats des mesures de la puissance reçue en fonction de la puissance totale d'émission, pour les configurations détaillées ci-dessus, sont présentés dans la figure 5.25. Contrairement aux mesures de l'efficacité de la calibration de la réciprocité, nous pouvons ici remarquer que les courbes des différentes configurations sont sensiblement les mêmes. Ces résultats s'expliquent par le fait que la somme constructive des canaux est ici conservée, malgré la présence du terme additif d'interférence. De plus, le détecteur de puissance utilisé pour mesurer la puissance reçue n'est pas capable d'isoler le signal utile, la puissance mesurée inclut alors la puissance de ce dernier mais également la puissance du signal d'interférence. Ainsi, à puissance reçue équivalente, la proportion du signal d'interférence par rapport au signal utile augmente lorsque le SNR d'estimation γ_{est} diminue. Cela explique la dégradation de TEB observée dans la figure 5.24 pour les faibles valeurs de γ_{est}, bien que la puissance reçue dans les différentes configurations soit identique.

5.3.3 Impact de la synchronisation temporelle UL

Nous avons vu dans le chapitre 3 que, lors de la phase d'estimation, les éventuels décalages temporels entre les trames UL reçues doivent être intégrés dans l'estimation de canal pour que la mise en œuvre du RT soit valide. Afin d'évaluer l'impact de ces décalages temporels sur les performances d'une transmission MISO-RT-OFDM dans un cas pratique, des mesures ont été réalisées avec et sans la prise en compte des décalages temporels lors de l'estimation des canaux UL.
Comme évoqué dans la partie 3.4.1, la solution retenue pour intégrer les décalages temporels dans l'estimation des canaux UL consiste à positionner la fenêtre FFT dans la même position absolue pour toutes les antennes du point d'accès. La position du début de la fenêtre FFT correspond alors à la position du trajet le plus fort du premier symbole OFDM pilote reçu, sur laquelle une avance de $\delta_\tau = 10$ échantillons est appliquée de manière à prendre en compte des éventuels trajets précédant le trajet le plus fort.
Lors des mesures réalisées sans prendre en compte les décalages temporels, la fenêtre FFT a été placée de façon indépendante pour chaque antenne du point d'accès en fonction du trajet le plus fort de leur réponse impulsionnelle respective. Une avance de 10 échantillons sur le positionnement des fenêtres FFT a également été adoptée pour ces mesures.



(a) Avec prise en compte des décalages temporels (b) Sans prise en compte des décalages temporels

FIGURE 5.26 – Réponses impulsionnelles des canaux UL estimés avec et sans la prise en compte des décalages temporels

5.3.3.1 Conditions et paramètres des mesures

Les conditions et les paramètres des mesures de l'impact de la synchronisation temporelle UL sont identiques à ceux des mesures de l'impact du SNR d'estimation des canaux UL présentés dans la partie 5.3.2.
Les premiers échantillons de la réponse impulsionnelle des canaux UL estimés lors des mesures avec la prise en compte des décalages temporels sont présentés dans la figure 5.26a. Nous pouvons voir que le premier trajet le plus fort appartient à $h_{U\to P_1}$ (indice 10), c'est donc l'antenne P_1 qui a détecté en premier le début de la trame UL et qui par conséquent a déterminé la position de la fenêtre FFT. Le trajet le plus fort de $h_{U\to P_2}$ et $h_{U\to P_4}$ se situant à l'indice 11, et celui de $h_{U\to P_3}$ à l'indice 12, il existe bien un décalage temporel entre les trames UL reçues qui est ici pris en compte dans l'estimation des canaux UL. L'avance de 10 échantillons de la fenêtre FFT explique que le trajet le plus fort de $h_{U\to P_1}$ se situe à l'indice 10. Nous pouvons d'ailleurs observer l'intérêt de cette avance étant donné que, pour chaque antenne du point d'accès, le trajet le plus fort est précédé de 1 à 3 trajets.
Dans la figure 5.26b, qui présente les premiers échantillons de la réponse impulsionnelle des canaux UL estimés lors des mesures sans prendre en compte les décalages temporels, nous pouvons voir que les trajets les plus forts se situent tous à l'indice 10. Cela résulte des positionnements indépendants des fenêtres FFT qui ne permettent pas d'intégrer les décalages temporels dans l'estimation des canaux UL.

5.3.3.2 Résultats des mesures

Les résultats des mesures du TEB en fonction de la puissance totale d'émission sont présentés dans la figure 5.27. Nous pouvons remarquer une nette dégradation du TEB lorsque les décalages temporels ne sont pas pris en compte. Cette configuration est quelque peu similaire au cas d'une réciprocité imparfaite du canal. En effet, pour la technique de RT, les différences de délais de propagation des trames UL font partie intégrante du canal de propagation. Ainsi, lorsque ces différences de délais ne sont pas intégrées dans l'estimation de canal, les canaux UL estimés ne correspondent pas aux canaux DL vus par l'utilisateur lors de la transmission des données. Cela ne permet donc pas de bénéficier de la propriété de réciprocité du canal, entraînant ainsi la dégradation de performance observée dans la figure

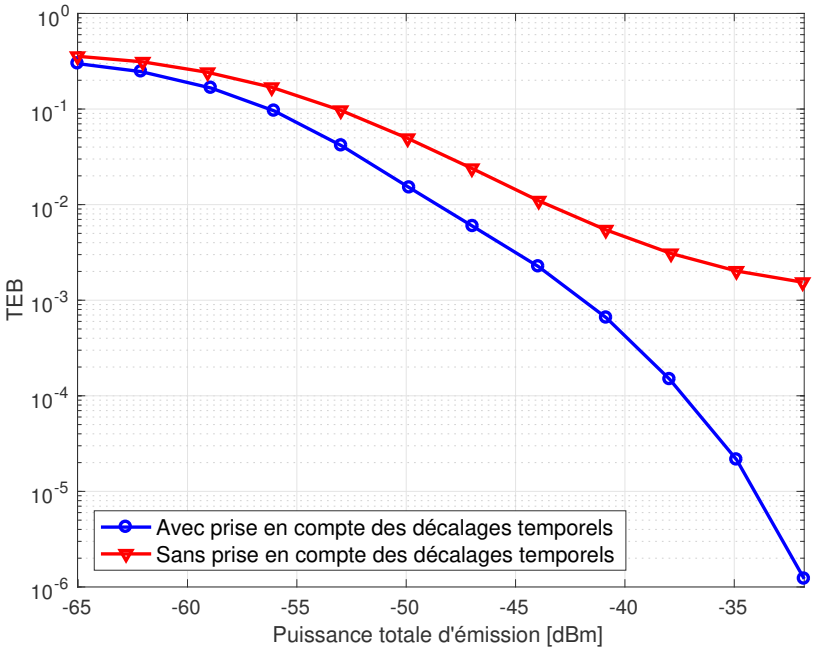


FIGURE 5.27 – Mesures de l'impact de la synchronisation temporelle UL : TEB en fonction de la puissance d'émission

5.27.
Pour la même raison nous pouvons noter, dans la figure 5.28 qui présente les résultats de mesures de la puissance reçue en fonction de la puissance d'émission, une diminution de la puissance reçue d'environ 2 dB lorsque les décalages temporels ne sont pas pris en compte.
Ces résultats de mesures montrent donc que les éventuelles différences de délais de propagation doivent être intégrées dans l'estimation des canaux UL pour que la mise en œuvre du RT soit correcte.

5.3.4 Impact du nombre d'antennes du point d'accès

A travers ces mesures nous avons cherché à évaluer l'impact du nombre d'antennes du point d'accès N_t sur les performances de la transmission. En effet, comme évoqué dans le chapitre 1, augmenter le nombre d'antennes du miroir à RT permet d'améliorer ses propriétés de focalisation spatiale et temporelle. Afin de vérifier si cela s'appliquait pour notre prototype, des mesures ont été effectuées pour $N_t = 1, 2$ et 4. Pour conserver une puissance totale transmise constante en moyenne dans les trois configuration, la puissance transmise par antenne a été réduite de moitié ($N_t = 2$) et de trois-quart ($N_t = 4$) par rapport à la configuration avec $N_t = 1$.
Les mesures se sont déroulées dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres de transmission que ceux présentés dans la partie 5.3.2. Les résultats des mesures du TEB et de la puissance reçue en fonction de la puissance totale d'émission sont respectivement présentés dans les figures 5.29 et 5.30. Nous pouvons voir à partir de la figure 5.29 que les performances en termes de TEB sont bien améliorées au fur et à mesure que l'on augmente N_t. Contrairement aux courbes pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$, la courbe de TEB pour $N_t = 1$ semble subir un plancher de TEB à environ 5.10^{-3}. Nous pouvons également noter que la pente de la courbe $N_t = 4$ est supérieure à la courbe $N_t = 2$, signe d'une meilleure exploitation de la diversité.

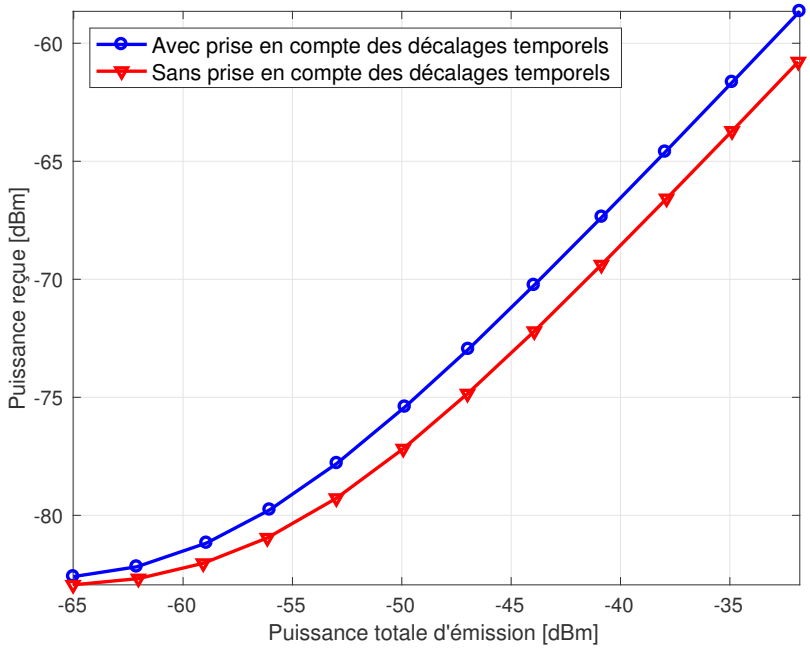


FIGURE 5.28 – Mesures de l'impact de la synchronisation temporelle UL : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission

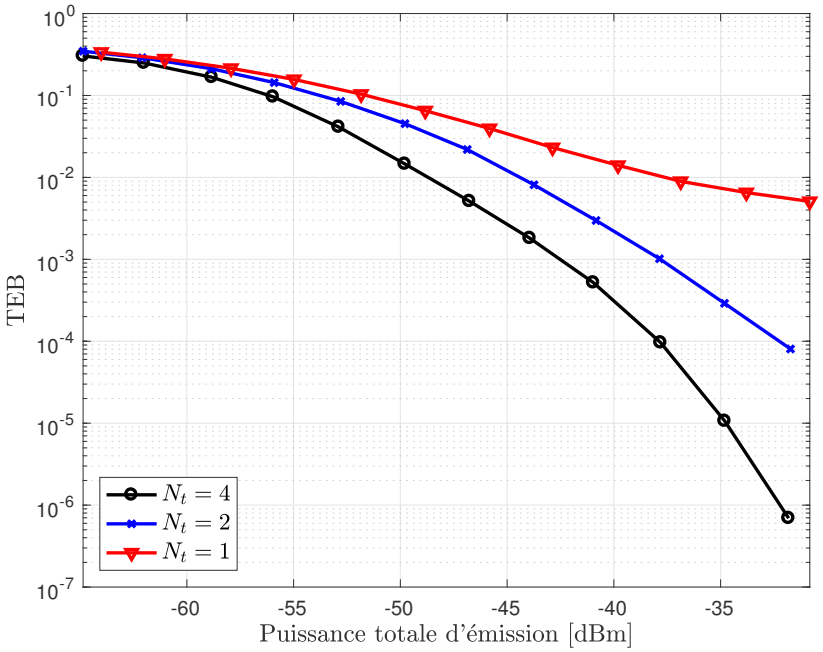


FIGURE 5.29 – Mesures de l'impact du nombre d'antennes N_t : TEB en fonction de la puissance d'émission

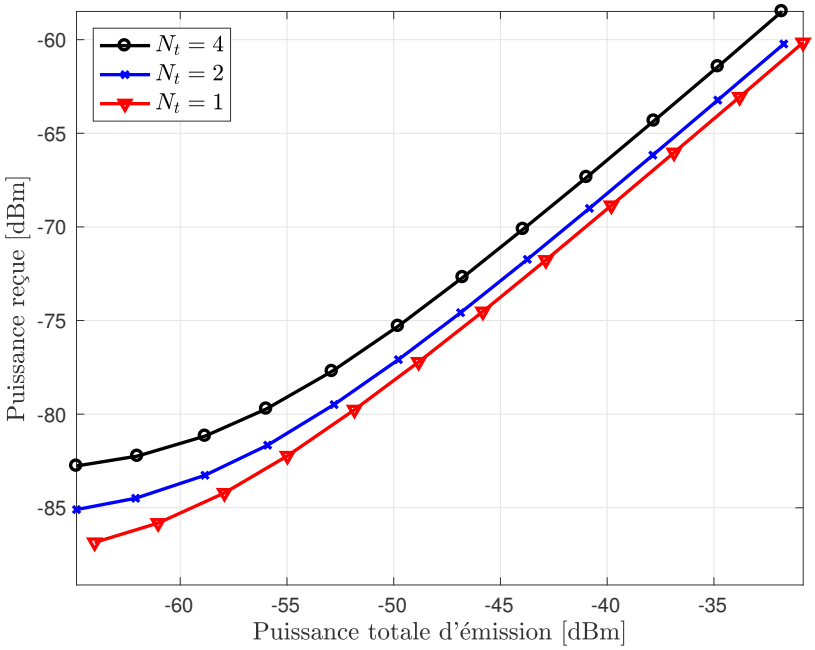
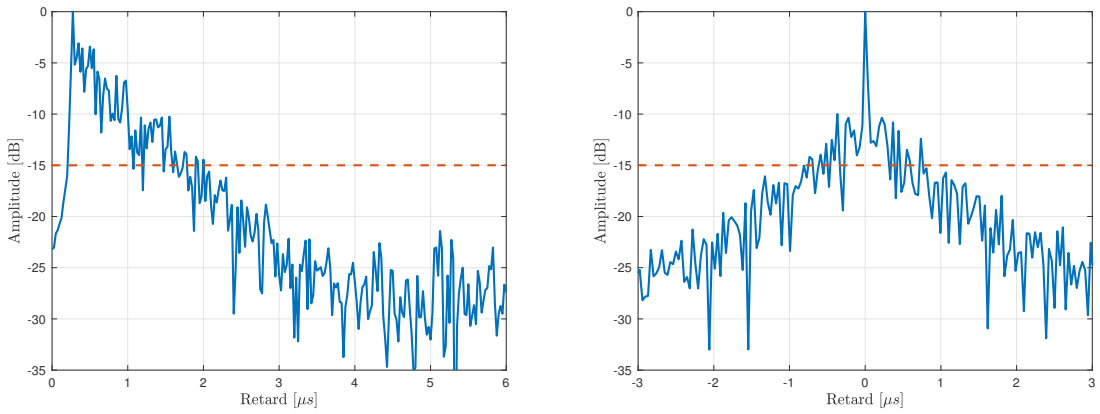


FIGURE 5.30 – Mesures de l'impact du nombre d'antennes N_t : puissance reçue en fonction de la puissance d'émission

Si l'on s'intéresse à la puissance reçue présentée dans la figure 5.30, on peut remarquer que celle-ci augmente en fonction de N_t. L'écart de puissance entre le cas $N_t = 1$ et $N_t = 2$ égal à 1 dB est toutefois inférieur à celui entre $N_t = 2$ et $N_t = 4$ qui est de 2 dB. En théorie, un gain de puissance de 3 dB est obtenu à chaque fois que l'on double le nombre d'antennes N_t. La différence peut s'expliquer par le fait qu'en condition réelle, l'atténuation moyenne des différents canaux n'est pas constante en fonction des antennes considérées, et se traduit donc directement sur la puissance reçue. Cependant, on peut noter que bien que la puissance reçue pour $N_t = 1$ soit proche de celle pour $N_t = 2$, l'écart de performance entre ces deux configurations est important. Cet écart peut s'expliquer par le gain de diversité, mais le plancher de TEB laisse suggérer la présence d'ISI. En effet, dans le cas $N_t = 1$, la compression temporelle est peu efficace, le système est donc plus sensible au phénomène d'ISI, et l'avance de synchronisation de 20 échantillons n'est sans doute pas suffisante.

5.3.5 Mesure de la compression temporelle

Comme mentionné dans le chapitre 1, une des propriétés intéressantes du RT réside dans sa capacité à comprimer la réponse impulsionnelle du canal équivalent vu par l'utilisateur, et par conséquent à réduire l'ISI. L'objectif de ces mesures est alors de quantifier la compression temporelle qui peut être obtenue à partir du prototype MISO RT-OFDM dans un environnement riche en trajets multiples.
Pour cela, les réponses impulsionnelles des canaux UL $h_{U\rightarrow P_i}$ et du canal équivalent h_{eq} ont été mesurées pour dix différentes positions du brasseur de mode de la chambre réverbérante. Les réponses impulsionnelles $h_{U\rightarrow P_i}$ ont été obtenues à partir des réponses fréquentielles $H_{U\rightarrow P_i}$. Ces dernières ont été estimées par la transmission d'une trame de 20 symboles OFDM pilotes. La réponse impulsionnelle h_{eq} a également été déterminée à partir de la réponse fréquentielle du canal équivalent qui a été mesurée en utilisant une transmission MISO 4x1 d'une trame



(a) $h_{U \to P_1}$ (b) h_{eq}

FIGURE 5.31 – Exemple de réponses impulsionnelles d'un canal UL et du canal équivalent mesurés pour une position du brasseur

de 20 symboles OFDM pilotes précodés.
Ces mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres que les mesures présentées dans la partie 5.3.2.
Un exemple d'une réponse impulsionnelle UL mesurée pour une position du brasseur est présenté dans la figure 5.31a. Nous pouvons voir que la RI est composée d'un trajet principal et de nombreux échos d'amplitudes significatives. Dans la figure 5.31b qui illustre la RI du canal équivalent mesurée pour la même position du brasseur, nous pouvons remarquer que l'amplitude des échos est beaucoup plus faible lorsque le RT est utilisé. En effet, sans RT, l'amplitude du second trajet le plus fort se situe 3 dB en dessous du trajet d'amplitude maximale. Lorsque le RT est mis en œuvre, cette différence est portée à 10 dB. Cela montre bien qu'une compression temporelle a été obtenue pour cette transmission.
De manière à quantifier plus précisément la compression temporelle obtenue pour ces mesures, la dispersion des retards τ_{rms} telle que définie à l'équation (1.6) a été déterminée. Elle a été régulièrement utilisée pour mesurer la compression temporelle d'une transmission à base de RT [149, 150].
La dispersion des retards a été calculée à partir de l'équation (1.6) pour les canaux UL et pour le canal équivalent. Pour les canaux UL, la moyenne de la dispersion des retards a été calculée :

$$\tau_{\text{rms}}(h_{U \to P}) = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \tau_{\text{rms}}(h_{U \to P_i}) \tag{5.4}$$

Comme mentionné dans la partie 4.6.2, un terme de non réciprocité subsiste dans le signal reçu par l'utilisateur malgré la calibration du point d'accès mise en place. Dans l'objectif de vérifier si ce terme a un impact négatif sur la compression temporelle, nous avons également déterminé la dispersion des retards du canal équivalent $h_{\text{eq,cor}}$ pour lequel le terme de non réciprocité résiduel a été corrigé.
Enfin, pour évaluer l'écart de compression temporelle du prototype par rapport à un système parfait, la dispersion des retards de la RI du canal équivalent théorique a été calculée. Ce dernier est déterminé par :

$$h_{\text{eq,th}}(\tau) = \sum_{i=1}^{N_t} h_{U \to P_i}(\tau) * h^*_{U \to P_i}(-\tau) \tag{5.5}$$

Position du brasseur	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\tau_{\text{rms}}(h_{U\to P})$	249	259	252	262	271	256	251	261	267	270
$\tau_{\text{rms}}(h_{\text{eq}})$	110	114	138	148	127	140	136	144	132	103
$\tau_{\text{rms}}(h_{\text{eq,cor}})$	110	113	134	139	128	137	135	140	117	100
$\tau_{\text{rms}}(h_{\text{eq,th}})$	78	101	125	147	122	114	132	130	105	102

TABLE 5.7 – Dispersion des retards τ_{rms} exprimée en nanosecondes pour les différentes positions du brasseur

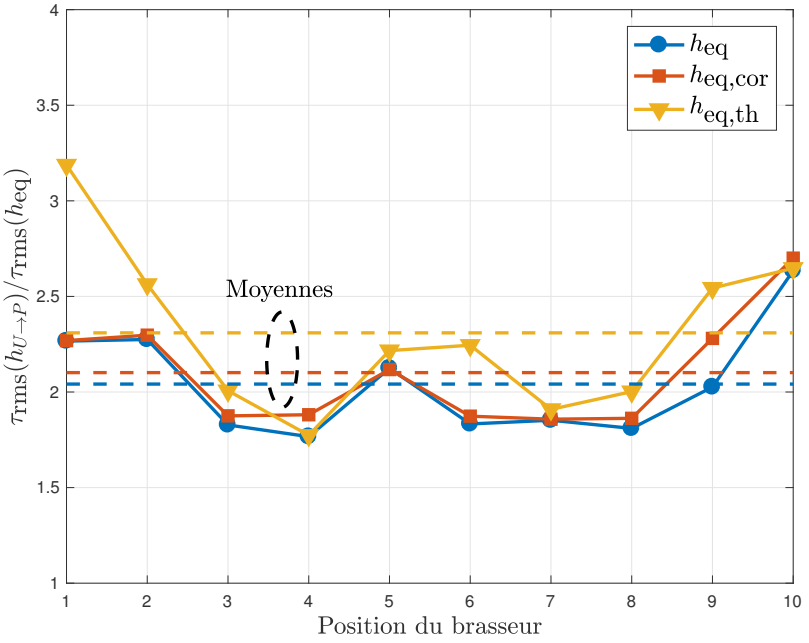


FIGURE 5.32 – Facteur de compression temporelle en fonction de la position du brasseur

De façon à supprimer le bruit thermique, un seuil de 15 dB est appliqué sur chacune des RI (voir figure 5.31) pour le calcul de la dispersion des retards. Les trajets dont l'amplitude est 15 dB inférieure à l'amplitude du trajet le plus fort sont alors mis à zéro.
Les dispersions des retards τ_{rms} calculées pour chaque position du brasseur sont présentées dans le tableau 5.7.
Pour une meilleure observation de la compression temporelle, les rapports des dispersions des retards $\frac{\tau_{\text{rms}}(h_{U\to P})}{\tau_{\text{rms}}(h_{\text{eq}})}$ pour chaque position du brasseur et chaque canal équivalent (h_{eq}, $h_{\text{eq,corr}}$ et $h_{\text{eq,th}}$), sont présentés dans la figure 5.32. Nous pouvons voir que le prototype MISO RT-OFDM permet d'obtenir une bonne compression temporelle. En effet, pour le canal équivalent non corrigé h_{eq}, un facteur de compression temporelle égal à 2,04 est obtenu en moyenne. Ce dernier est très proche du facteur de compression obtenu pour le canal équivalent corrigé $h_{\text{eq,cor}}$ (2,1 en moyenne). Le terme résiduel de non-réciprocité sur le signal reçu par l'utilisateur a donc un impact négligeable sur la compression temporelle. Enfin, nous pouvons remarquer que la compression temporelle obtenu pour le canal équivalent théorique $h_{\text{eq,th}}$ suit la même tendance que celle obtenue pour h_{eq}, et que l'écart des moyennes est relativement faible (0,27). Ces résultats de mesures permettent donc de vérifier que le prototype MISO RT-OFDM réalisé

Paramètre	**Valeur**
Technologie	Numérique
Surface	1 m^2
Nombre de capteurs	400 (20x20)
Sensibilité RF	De -60 à 0 dBm
Bande de fréquence de mesure	De 50 MHz à 3 GHz
Nombre de couleurs disponible	1024
Fréquence de rafraîchissement de l'affichage	1 Hz
Poids	30 Kg

TABLE 5.8 – Caractéristiques de la «Radio Wave Display»

donne lieu à une compression temporelle qui est proche de celle qui serait obtenue pour un système de RT parfait.

5.3.6 Visualisation de la tache focale sur la «Radio Wave Display»

A travers ces mesures, nous avons cherché à évaluer qualitativement la focalisation spatiale obtenue à partir du prototype en temps différé dans une configuration avec $N_t = 4$. A cette fin, nous avons utilisé la «Radio Wave Display» (RWD) [151], développée et commercialisée par Luxondes [152], qui est une dalle lumineuse permettant de visualiser en temps réel la puissance du champ électromagnétique présent à sa surface. En effet, la RWD est un panneau de 1 m^2 composé de 400 détecteurs de puissance espacés de 5 cm et répartis uniformément. La puissance du champ électromagnétique mesurée par chaque détecteur est convertie en un signal lumineux émis par une diode électroluminescente (LED pour *Light-Emitting Diode*) qui est associée à chaque capteur. La couleur émise par la LED est alors fonction de la puissance mesurée, allant du bleu pour les faible puissances jusqu'au rouge pour les plus fortes puissances. Les caractéristiques de la RWD sont résumées dans le tableau 5.8. La RWD est un outil très pratique à des fins de démonstration, elle ne fournit cependant qu'une mesure visuelle de la puissance reçue, il est donc impossible de l'utiliser pour déterminer précisément le gain de focalisation spatiale.
La configuration des mesures est présentée dans la figure 5.33. Pour ces mesures, réalisées à l'intérieur d'un bureau, les antennes du point d'accès et la RWD sont distants de 1,5 m. La distance séparant les antennes du point d'accès est de 2 cm, et elles sont positionnées à 30 cm du sol. L'antenne de l'utilisateur a quant à elle été placée sur la surface de la dalle de façon à visualiser la tache focale autour de celle-ci. Les mesures ont été réalisées pour deux scénarios : avec et sans utilisation du RT. Lors des mesures sans RT, le même signal OFDM était transmis par chacune des antennes du point d'accès. Dans les deux cas, la puissance totale transmise par le point d'accès (hors gain des antennes) était identique et égale à -1,5 dBm.
Les photos de la RWD obtenues pour les scénarios sans et avec l'utilisation du RT sont respectivement présentées dans les figures 5.34a et 5.34b. En comparant les deux photos, nous pouvons voir que la focalisation spatiale est bien effective lorsque le RT est utilisé. Pour ce scénario (figure 5.34b), la puissance du signal reçu est concentrée autour de l'antenne de l'utilisateur, ce qui n'est pas le cas lorsque seule la modulation OFDM est utilisée (figure 5.34a). Ces résultats expérimentaux mettent en évidence l'efficacité énergétique qui peut être obtenue à partir du RT. En effet, lorsque le RT est mis en œuvre, nous pouvons voir que la puissance du signal reçu par l'antenne de l'utilisateur est nettement supérieure à celle observée pour le scénario sans RT, et ce pour une même puissance transmise. Ainsi, l'utilisation du RT permet

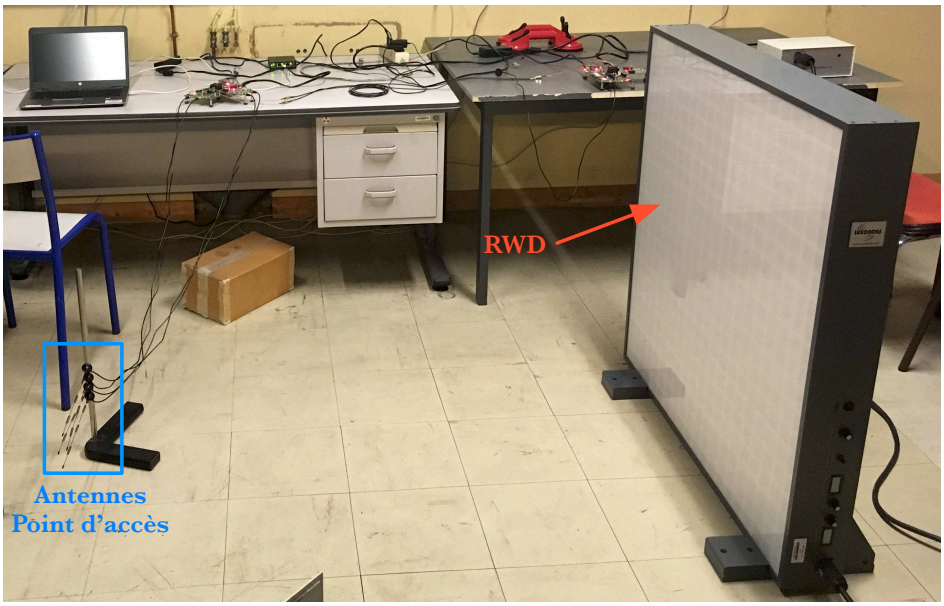
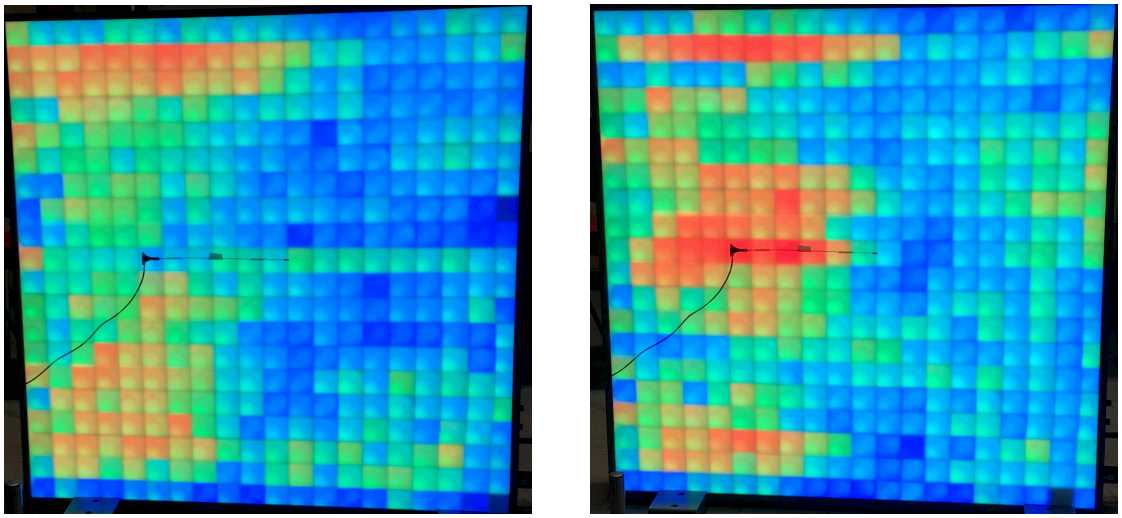


FIGURE 5.33 – Configuration des mesures de la tache focale sur la RWD



(a) Sans RT (b) Avec RT

FIGURE 5.34 – Photos de la RWD obtenues sans et avec l'utilisation du RT

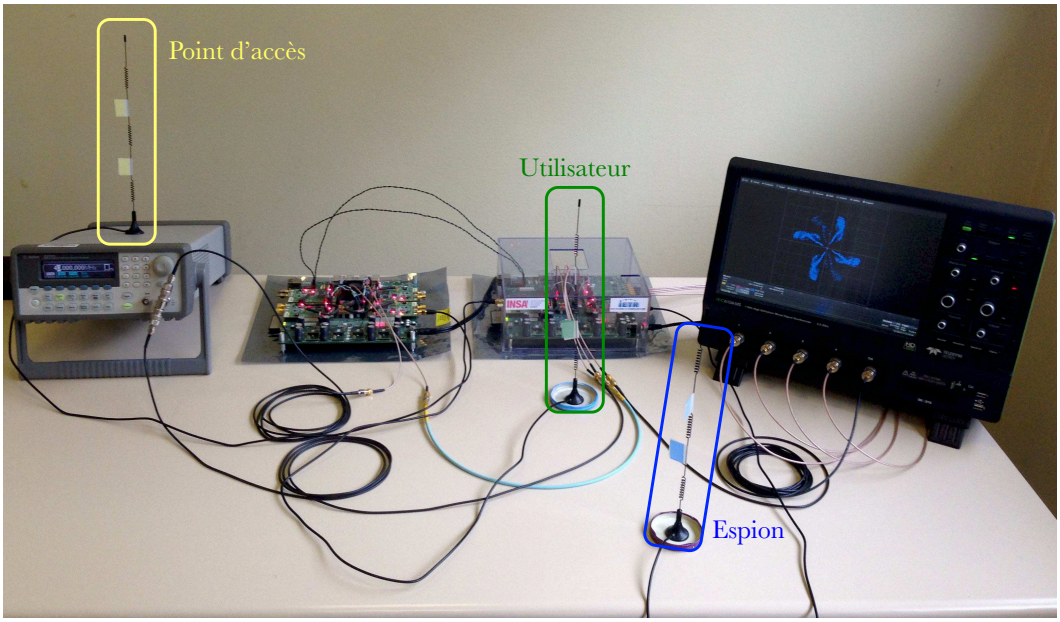


FIGURE 5.35 – Photo du prototype temps réel

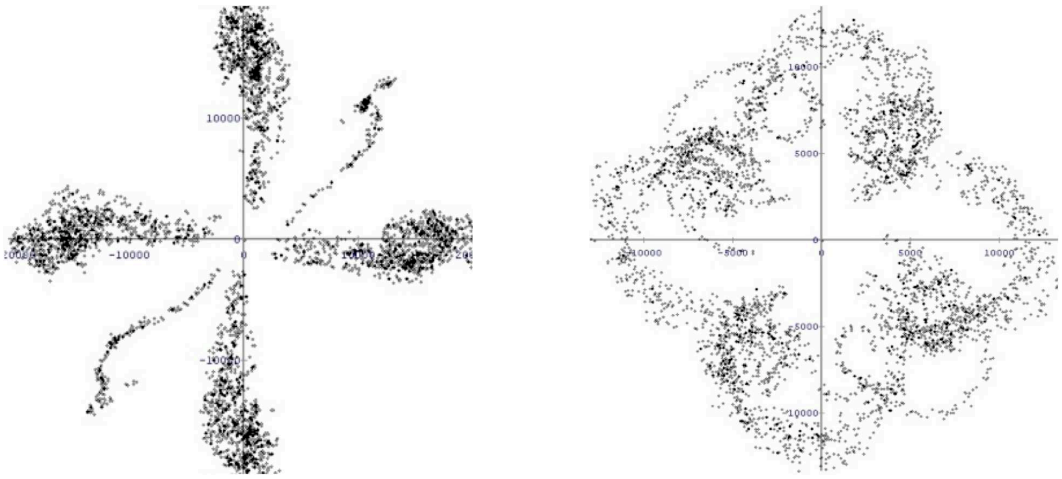
d'obtenir une meilleure qualité du signal reçu, ou encore de diminuer la puissance d'émission et donc la consommation du point d'accès pour une même qualité de signal que pour une modulation OFDM.

5.4 Mesures expérimentales à partir du prototype en temps réel

Des mesures expérimentales ont également été conduites à partir du prototype en temps réel. Ce dernier ne pouvant fonctionner qu'uniquement dans une configuration SISO à cause de l'absence de calibration du point d'accès, des mesures de performances ne sont ici pas pertinentes. Le prototype temps réel, même dans sa configuration SISO, est toutefois pratique à des fins de démonstration car il permet d'observer les constellations reçues en temps réel. De plus, il bénéficie d'une meilleure réactivité que le prototype temps différé, et peut ainsi être utilisé dans des environnements avec une mobilité plus importante.
Pour les mesures présentées ici, deux antennes ont été connectées à l'utilisateur, l'antenne de l'utilisateur et une antenne que nous appelons espion. Cette configuration permet d'observer le signal qui est reçu par l'utilisateur lorsqu'il est la cible du RT, ainsi que le signal reçu par un espion. Ce dernier reçoit le signal de synchronisation DL et est donc capable d'effectuer la démodulation du signal.
Une photo du prototype temps réel tel qu'il a été utilisé pour les mesures est présentée dans la figure 5.35, et les paramètres des mesures sont résumés dans le tableau 5.9. La figure 5.36 présente les constellations des symboles reçus par l'utilisateur et par l'espion lorsque ce dernier se trouve éloigné de l'utilisateur (environ 1 m). Nous pouvons noter sur la constellation reçue par la cible que le déphasage introduit par le canal de propagation a bien été compensé. En effet, il est possible de distinguer les symboles pilotes BPSK placés en début de trame DL, des symboles de données QPSK. On peut également observer l'effet du CPO entre le point d'accès et l'utilisateur qui se traduit par la rotation de la constellation. A l'inverse, nous pouvons remarquer sur la constellation reçue par l'espion que les effets du canal sont

	Phase d'estimation (UL)	Phase de transmission (DL)
Nombre d'antennes du point d'accès N_t	1	
Fréquence porteuse f_c	2,462 GHz	
Période d'échantillonnage T_s	25 ns	
Nombre de sous-porteuses N_{FFT}	256	
Nombre de sous-porteuses utiles N_{u}	255	190
Bande du signal B_s	40 MHz	29,7 MHz
Espace inter-porteuses Δ_f	156,25 kHz	
Durée d'un symbole OFDM	6,4 μs	
Longueur du PC L_{PC}	64	
Durée du PC	1,6 μs	
Durée totale d'un symbole OFDM	8 μs	
Modulation utilisée	BPSK	QPSK
Nombre de symboles OFDM par trame	8	1001

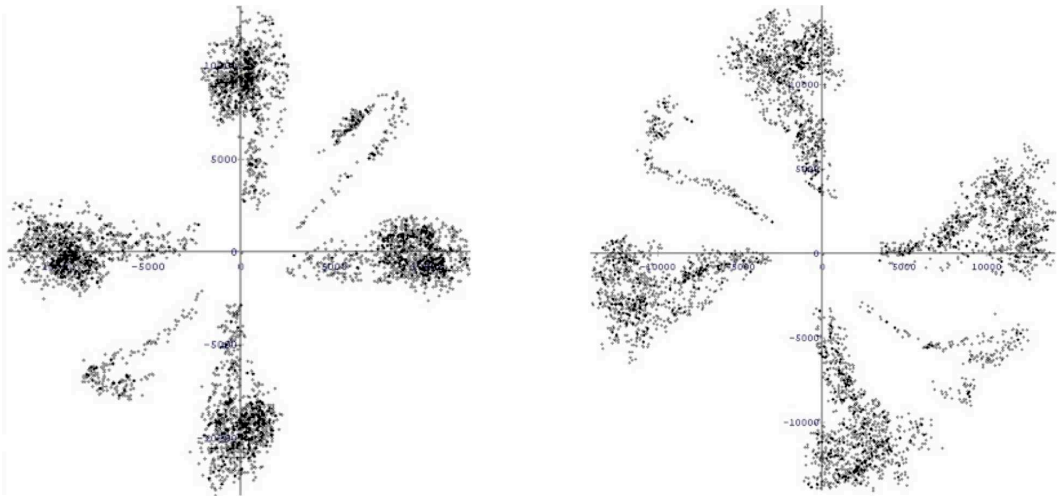
TABLE 5.9 – Paramètres des mesures effectuées à partir du prototype temps réel



(a) Cible (b) Espion

FIGURE 5.36 – Constellations reçues lorsque l'espion est éloigné de la cible

bien présents. Il est en effet impossible de distinguer les symboles BPSK des symboles QPSK. Dans la figure 5.36 qui présente les constellations reçues lorsque l'espion se trouve à proximité de l'utilisateur (environ 5 cm), nous pouvons noter que les effets du canal sont toujours compensés sur la constellation reçue par l'utilisateur. Cependant, contrairement à la configuration précédente, la constellation de l'espion est à peu près similaire à celle reçue par l'utilisateur. En effet, lorsque l'espion se trouve à proximité de l'utilisateur, leur canaux respectifs vis à vis du point d'accès sont quasiment identiques, ce qui explique que le précodage du RT pour l'utilisateur est également valable pour l'espion.
Ces résultats confirment la capacité de sécurité offerte par le RT. En effet, un espion qui essaierait d'intercepter un message radio ne recevrait qu'un signal brouillé tant qu'il ne se trouve pas à proximité du destinataire du message.



(a) Cible (b) Espion

FIGURE 5.37 – Constellations reçues lorsque l'espion se trouve à proximité de la cible

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre les différentes mesures expérimentales qui ont été mises en place en déployant les prototypes réalisés ont été présentées. Préalablement à la présentation des mesures, les prototypes en temps différé et en temps réel sont décrit. Le prototype en temps différé, dans lequel le traitement en bande de base est déporté sur un ordinateur distant, fonctionne dans une configuration MISO 4x1, et intègre toutes les solutions présentées dans les chapitres précédents. Le prototype temps réel dont la bande de base est réalisée dans le FPGA des cartes WARP fonctionne quant à lui uniquement dans une configuration SISO car la description matérielle de la calibration du point d'accès n'a pas encore été réalisée. La présentation des ressources consommée par la bande de base ont permis de montrer qu'il était possible de concevoir un système RT-OFDM à partir de solutions peu coûteuses d'un point de vue matérielle tout en respectant les contraintes de précision et de latence. Il a par exemple été vu que l'ajout de complexité au niveau de l'utilisateur par rapport à un récepteur OFDM est négligeable.

Ensuite les mesures effectuées en chambre réverbérante et en indoor ont permis la validation des solutions retenues lors de cette thèse, et des propriétés de focalisation du RT. Tout d'abord, les premières mesures effectuées ont montré que la solution de calibration du point d'accès présentée dans le chapitre 4 permet de se rapprocher des performances obtenues avec une réciprocité parfaite. La solution retenue dans le chapitre 2 concernant l'estimation de canal a également été validée par des mesures. On a pu vérifier qu'augmenter le nombre de symboles pilotes se traduit bien par une augmentation du SNR d'estimation et par conséquent par une amélioration des performances. On a également pu valider qu'une augmentation du nombre d'antennes du point d'accès se traduit bien par une augmentation des performances et de la puissance reçue. Des mesures effectuées sur la dispersion des retards du canal équivalent ont permis de montrer qu'une compression temporelle d'un facteur 2 était obtenue. Enfin, la focalisation spatiale du RT a pu être mise en évidence par l'utilisation de la dalle RWD qui permet de visualiser le champ électromagnétique à sa surface.

Chapitre 6

La modulation spatiale à la réception

Sommaire

6.1 Introduction 159
6.2 Les modulations spatiales 159
6.2.1 La modulation spatiale à l'émission 160
6.2.2 La modulation spatiale à la réception 161
6.3 Description du prototype RASK 161
6.3.1 Phase d'estimation des canaux 162
6.3.2 Phase de transmission des données 162
6.4 Mesures expérimentales 165
6.4.1 Mesures sur table 165
6.4.2 Mesures en environnement réaliste 167
6.5 Conclusion 169

6.1 Introduction

La propriété de focalisation spatiale a été validée expérimentalement a partir des mesures effectuées sur le prototype MISO RT-OFDM, et ce pour différentes configurations. Nous avons alors exploité cette propriété du RT pour la mise en œuvre d'un prototype basé sur un nouveau type de modulation récemment proposé dans la littérature et connu sous le nom de modulation spatiale à la réception.
Au cours de ce chapitre, le concept de la modulation spatiale, qu'elle soit appliquée à l'émission ou à la réception, est présenté. Ensuite, les différentes étapes de la mise en œuvre sont décrites, notamment les phases d'estimation et de transmission des données. Enfin, des mesures expérimentales sont présentées afin de valider le fonctionnement du prototype.

6.2 Les modulations spatiales

Les modulations spatiales sont basées sur les constellations spatiales, qui sont elles mêmes constituées des antennes de l'émetteur ou du récepteur suivant le type de schéma utilisé. Les modulations spatiales, qui sont utilisées dans des systèmes MIMO, font partie des techniques étudiées pour améliorer l'efficacité énergétique de la future génération de téléphonie mobile (5G). En effet, comparées aux systèmes MIMO classiques, elles permettent d'améliorer l'efficacité spectrale tout en présentant une faible consommation énergétique ainsi

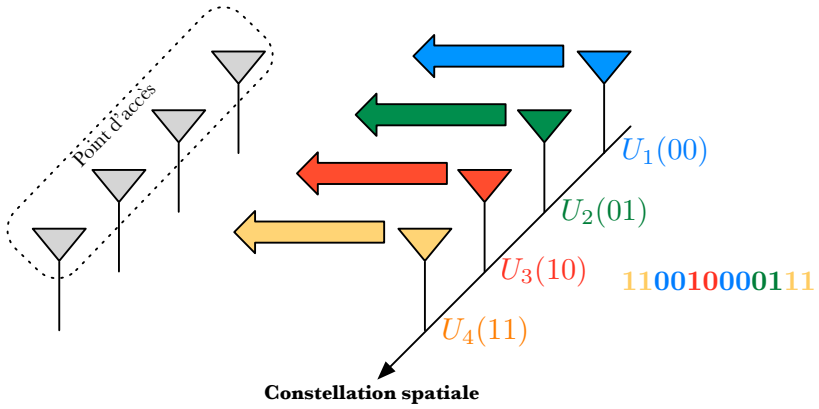


FIGURE 6.1 – Principe de la modulation spatiale à l'émission

qu'une faible complexité du récepteur [153]. Elles se présentent donc comme un sérieux candidat pour l'IoT. Suivant le type de schéma mis en œuvre, elles peuvent être appliquées à une communication UL ou DL. De façon à conserver une faible complexité au niveau de l'utilisateur, une communication UL utilisera généralement la modulation spatiale à l'émission, tandis qu'une communication DL aura plutôt recours à la modulation spatiale à la réception [154].
Dans la suite, nous présentons le principe de ces deux types de modulations spatiales.

6.2.1 La modulation spatiale à l'émission

Dans la modulation spatiale à l'émission, la constellation spatiale est composée des antennes d'émission, qui sont les antennes de l'utilisateur pour une transmission UL. Si l'on considère un utilisateur équipé de N_r antennes, il est possible de transmettre $\log_2(N_r)$ bits sur une durée symbole en utilisant la modulation spatiale. L'information transmise est alors codée par l'indice de l'antenne parmi les N_r qui envoie un signal.
Si l'on prend l'exemple, illustré dans la figure 6.1, avec $N_r = 4$, 2 bits peuvent être transmis à chaque temps-symbole. La transmission du mot binaire "0110" sera donc effectuée par la transmission d'un signal par l'antenne U_2 sur le premier temps-symbole, puis par l'antenne U_3 sur le deuxième temps-symbole. La démodulation consiste alors à détecter, à partir du signal reçu et à chaque temps-symbole, l'indice de l'antenne qui est la source de la transmission. Dans ce type de modulation, une seule antenne parmi N_r est active à la fois, il est donc envisageable d'alimenter les N_r antennes à partir d'une seule chaîne RF de transmission en utilisant un switch RF qui serait commandé par la modulation spatiale. L'amplificateur de puissance étant l'élément le plus consommateur dans un système de transmission sans-fil, c'est pour cette raison que la modulation spatiale à l'émission est présentée comme très efficace énergétiquement. La complexité de la modulation spatiale effectuée par l'utilisateur est également faible, car seule la gestion d'un switch RF est requis. Enfin, contrairement aux modulations classiques, les bits d'information de l'exemple ci-dessus ne conditionnent pas la forme d'onde transmise par les antennes, car l'information est codée par l'indice de l'antenne active sur la durée du symbole courant. Un gain d'efficacité spectrale peut donc être obtenu en combinant la modulation spatiale à l'émission avec une modulation traditionnelle (modulation QAM par exemple).

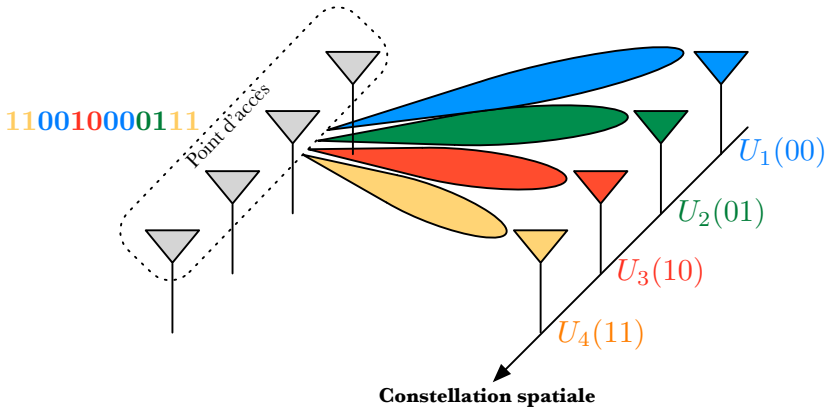


FIGURE 6.2 – Principe de la modulation RASK

6.2.2 La modulation spatiale à la réception

Les modulations spatiales à la réception sont basées sur le même principe que celles à l'émission. La constellation spatiale est cette fois composée des antennes du récepteur, qui sont les antennes de l'utilisateur pour une transmission DL. L'information transmise est alors codée par l'indice de l'antenne de l'utilisateur sur laquelle est focalisé le signal transmis. Il existe plusieurs schémas de modulations spatiales à la réception suivant qu'aucune, une ou plusieurs antennes peuvent être les cibles de la focalisation au cours d'un même symbole. Nous présentons ici la modulation spatiale RASK (*Receive Antenna Shift Keying*) [155] qui consiste à focaliser le signal vers une seule antenne parmi N_r à chaque symbole transmis. Le nombre de bit transmis à chaque symbole est donc de $\log_2(N_r)$. Un exemple d'une modulation RASK pour $N_r = 4$ est illustré dans la figure 6.2. La modulation RASK implique que le point d'accès soit capable de focaliser un signal vers une des antennes de l'utilisateur, elle peut donc être naturellement associée avec le RT qui présente de bonnes propriétés de focalisation spatiale. Au niveau de l'utilisateur, la démodulation RASK doit être effectuée en détectant l'indice de l'antenne qui est la cible de la focalisation. Plusieurs types de détecteur, plus ou moins complexes à mettre en œuvre ont été étudiés dans la littérature. Les auteurs dans [155], utilisent le critère de maximisation de la partie réelle du signal reçu par chaque antenne. Il est également possible d'identifier l'antenne cible en détectant quelle antenne a reçu la puissance maximale parmi les N_r.
Ce dernier type de détecteur, permettant d'aboutir à un récepteur faible complexité, a été retenu pour la mise en œuvre du prototype RASK.

6.3 Description du prototype RASK

Afin de réaliser le prototype RASK, nous sommes partis du prototype MISO RT-OFDM en temps différé tel qu'il est décrit dans la figure 5.6. Une carte radio «FMC-RF-2x245» a été ajoutée à l'utilisateur de façon à porter le nombre d'antennes N_r disponibles à quatre.
Le prototype MISO RT développé utilisant l'OFDM, nous avons choisi cette modulation comme support de la modulation RASK, bien que cette dernière puisse être également combiné avec une modulation de type monoporteuse. Ainsi, lorsque une antenne sera sélectionnée comme cible, un symbole OFDM entier sera focalisée sur celle-ci. Toutefois nous nous intéressons ici uniquement à la démodulation RASK.
Le débit binaire théorique D_{RASK} de la modulation RASK est donné par l'équation (6.1), où

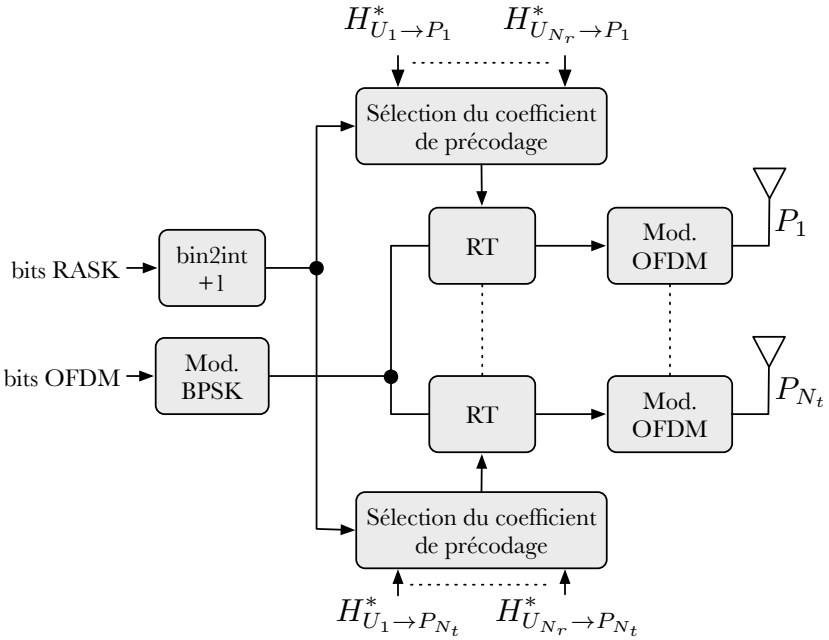


FIGURE 6.3 – Schéma du modulateur RASK-OFDM

T_{RASK} désigne la durée du symbole RASK, qui correspond pour notre prototype à la durée d'un symbole OFDM T_{OFDM}.

$$D_{\text{RASK}} = \frac{\log_2(N_r)}{T_{\text{RASK}}} \tag{6.1}$$

Cependant, ce débit ne prend pas en compte la durée de la phase d'estimation des canaux nécessaire pour obtenir la focalisation spatiale. En effet, tout comme pour le prototype MISO RT-OFDM, le prototype RASK fonctionne en deux étapes : une phase d'estimation des canaux, et une phase de transmission des données. Nous allons donc présenter dans la suite, la façon dont ont été mises en œuvre ces deux phases.

6.3.1 Phase d'estimation des canaux

Le rôle de la phase d'estimation des canaux UL est d'estimer les canaux entre chaque antenne de l'utilisateur et chaque antenne du point d'accès. On cherche donc à obtenir $H_{U_j \to P_i}$, avec $1 \leq i \leq N_t$ et $1 \leq j \leq N_r$.
Nous avons choisi d'utiliser la même procédure d'estimation que pour le prototype MISO RT-OFDM. Ainsi, pour une antenne de l'utilisateur, les canaux sont estimés simultanément par les N_t antennes du point d'accès à partir de la transmission d'une trame contenant n_p répétitions du symbole OFDM pilote $x_p(t)$ dont la construction est présentée dans la partie 2.5. Les canaux devant être estimés pour les N_r antennes de l'utilisateur, la procédure d'estimation présentée dans la partie 5.2.2.2 est répétée pour chaque antenne de l'utilisateur.

6.3.2 Phase de transmission des données

6.3.2.1 Le modulateur RASK-OFDM

Une représentation schématique d'un modulateur combinant la modulation RASK avec une modulation OFDM est illustrée dans la figure 6.3. Contrairement à une transmission MISO RT-OFDM où tous les bits de données sont véhiculés par la modulation OFDM, il

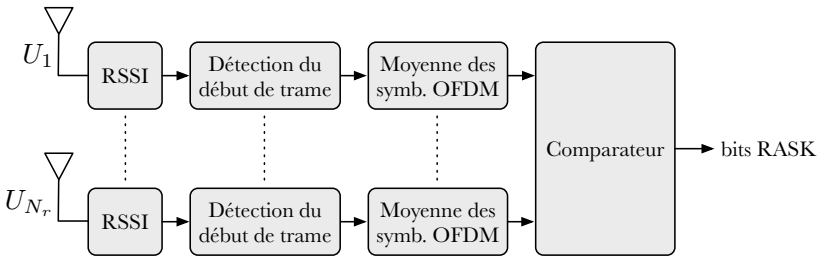


FIGURE 6.4 – Schéma du démodulateur RASK utilisant le critère de maximisation de la puissance reçue

convient ici de distinguer les bits transmis par la modulation OFDM de ceux transmis par la modulation spatiale. En effet, pour chaque symbole OFDM, le flux de bits à transmettre est scindé en deux vecteurs contenant respectivement N_{FFT} bits et $\log_2(N_r)$ bits.
Les N_{FFT} bits du premier vecteur, que nous appelons «bits OFDM» seront transmis sur les sous-porteuses du symbole OFDM. Les $\log_2(N_r)$ bits du second vecteur, que nous appelons «bits RASK» seront véhiculés par la modulation RASK. Leurs valeurs déterminent donc l'indice de l'antenne de l'utilisateur qui sera la cible de la focalisation du symbole OFDM courant.
Dans un premier temps, les N_{FFT} bits OFDM sont modulés en phase par un modulateur BPSK avant d'être injectés dans le précodeur de RT. La sélection des coefficients de précodage du RT est effectuée en fonction de l'indice de l'antenne cible et donc en fonction des «bits RASK». Les symboles en sortie du précodeur de RT sont ensuite injectés dans un modulateur OFDM avant d'être transmis à la carte WARP pour la transmission RF.
Préalablement à la transmission de la trame de données, une trame composée de N_r séquences de CAG est envoyée du point d'accès vers l'utilisateur. La première séquence de CAG transmise est focalisée vers l'antenne U_1, la seconde vers l'antenne U_2, et ainsi de suite. En réception, l'algorithme de CAG est appliqué sur la première antenne à la réception de la première séquence de CAG, puis sur la seconde antenne à la réception de la seconde séquence, jusqu'à avoir réalisé le CAG sur les N_r antennes de l'utilisateur. De cette façon, la puissance reçue par une antenne cible sera approximativement constante, et ce, peu importe l'indice de l'antenne cible.

6.3.2.2 Le démodulateur RASK

L'objet de cette étude portant sur la mise en œuvre de la modulation RASK, nous ne nous intéressons pas à la démodulation OFDM, mais uniquement à la démodulation RASK. Celle-ci consiste à détecter, pour chaque symbole OFDM reçu, l'antenne parmi les N_r antennes de l'utilisateur qui est la cible de la focalisation.
Nous avons choisi ici d'effectuer la démodulation RASK en utilisant le critère de maximisation de la puissance reçue. L'antenne cible est alors détectée comme étant l'antenne qui a reçu le maximum de puissance parmi les N_r antennes de l'utilisateur. Ce type de détection, que l'on peut qualifier de non-cohérente, présente l'avantage d'aboutir à un récepteur de faible complexité par rapport au critère de maximisation de la partie réelle par exemple, qui impliquerait un passage dans le domaine fréquentiel et donc l'utilisation d'une FFT.
Le schéma du démodulateur RASK utilisant le critère de maximisation de la puissance reçue est présenté dans la figure 6.4. L'estimation de la puissance instantanée reçue est obtenue à partir du détecteur de puissance (RSSI) présent dans la carte WARP Radio comme présenté dans la figure 5.3. Les valeurs de sorties du RSSI sont numérisées par un CAN d'une résolution

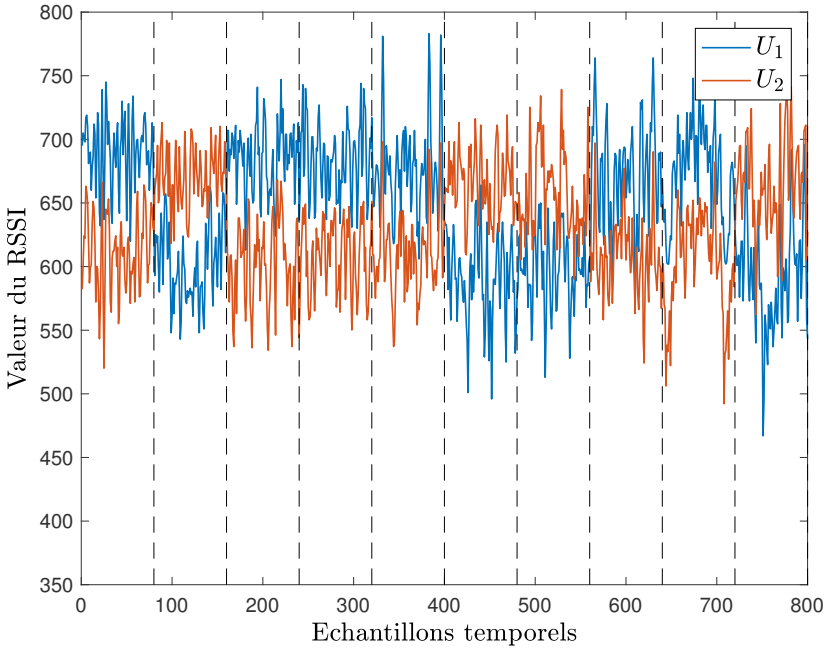


FIGURE 6.5 – Echantillons du RSSI pour les 10 premiers symboles OFDM reçus

de 10 bits et d'une fréquence d'échantillonnage de 10 MHz.
La première étape de la démodulation RASK consiste à réaliser une détection du début de trame en parallèle sur chacune des antennes de l'utilisateur. Pour cela, un seuil est placé à 10 dB au dessus du niveau de bruit. Un début de trame est alors détecté dès que la puissance reçue mesurée par le RSSI dépasse ce seuil.
Une fois le début de trame détecté, il est possible de découper les trames reçues par les N_r antennes de façon à isoler les symboles OFDM transmis. La figure 6.5 présente les échantillons du RSSI correspondants aux 10 premiers symboles OFDM reçus pour une transmission avec $N_r = 2$. Les traits horizontaux en pointillés délimitent les symboles OFDM reçus. Pour cette transmission, le nombre de sous-porteuses du signal OFDM N_{FFT} est de 256 et la longueur du PC L_{PC} est de 64, soit un nombre total de 320 échantillons par symbole OFDM et donc une durée symbole OFDM $T_{\text{OFDM}} = 8\mu$s pour une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz. Le RSSI étant échantillonné à une fréquence de 10 MHz, la puissance instantanée d'un symbole OFDM est donc composée de 80 échantillons de RSSI.
Nous pouvons remarquer à partir de la figure 6.5, que la puissance reçue par l'antenne U_1 est tantôt supérieure et tantôt inférieure à la puissance reçue par l'antenne U_2 suivant l'indice du symbole OFDM considéré. En outre, la modulation OFDM étant ici utilisée, la puissance d'un symbole OFDM reçu n'est pas constante sur la durée du symbole. C'est pourquoi, avant de chercher à détecter l'antenne avec la plus forte puissance reçue, une moyenne est effectuée au sein de chacun des symboles OFDM reçus et ce pour chaque antenne de l'utilisateur. Les valeurs du RSSI obtenues après la moyenne sont présentées dans la figure 6.6.
Enfin, après avoir effectué la moyenne, l'indice de l'antenne cible peut être obtenue, pour chaque symbole OFDM, en comparant les puissances reçues par chacune des antennes de l'utilisateur et en retenant l'antenne avec la puissance la plus élevée.
Nous pouvons voir ici que le récepteur RASK présente une très faible complexité. En effet, la démodulation ne nécessite qu'une mesure de la puissance reçue qui pourrait très bien être

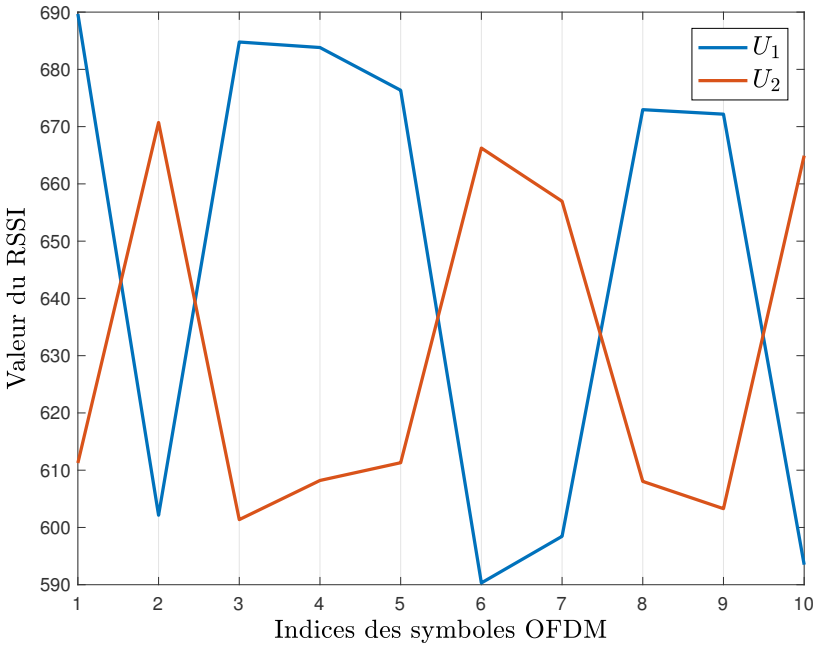


FIGURE 6.6 – Moyenne du RSSI pour les 10 premiers symboles OFDM reçus

effectuée sans l'utilisation de la démodulation RF. Seul un filtre RF serait alors requis pour isoler la bande de fréquence du signal transmis. De plus, les symboles I/Q n'étant ici pas utilisés, l'étape de synchronisation est grandement simplifiée par rapport à une démodulation OFDM par exemple.

6.4 Mesures expérimentales

Des premières mesures sur table ont été effectuées dans l'objectif de valider le fonctionnement du prototype RASK. Elles avaient également pour but d'identifier les paramètres qui impactent les performances de la transmission. Par la suite, afin d'évaluer le comportement du prototype dans un environnement réaliste, des mesures ont été conduites dans différentes configurations d'un environnement indoor.

6.4.1 Mesures sur table

Une photo du prototype RASK-OFDM tel qu'il a été utilisé pour ces mesures est présenté dans la figure 6.7.
La distance entre les antennes du point d'accès est de 20 cm, de même pour la distance séparant les antennes de l'utilisateur. La distance entre les antennes du point d'accès et celles de l'utilisateur est égale à 1,7 m.
Les mesures ont été réalisées en transmettant une trame de 400 symboles OFDM (et donc 400 symboles RASK) dans des configurations LOS et NLOS et pour un nombre d'antenne du point d'accès variant de 2 à 4.
La figure 6.8 présente, pour la configuration LOS 2x2, la puissance moyenne des symboles OFDM reçus par chacune des antennes de l'utilisateur, lorsque l'antenne U_1 est la cible (figure 6.8a), et lorsque l'antenne U_2 est la cible (figure 6.8b). Nous pouvons voir que dans les

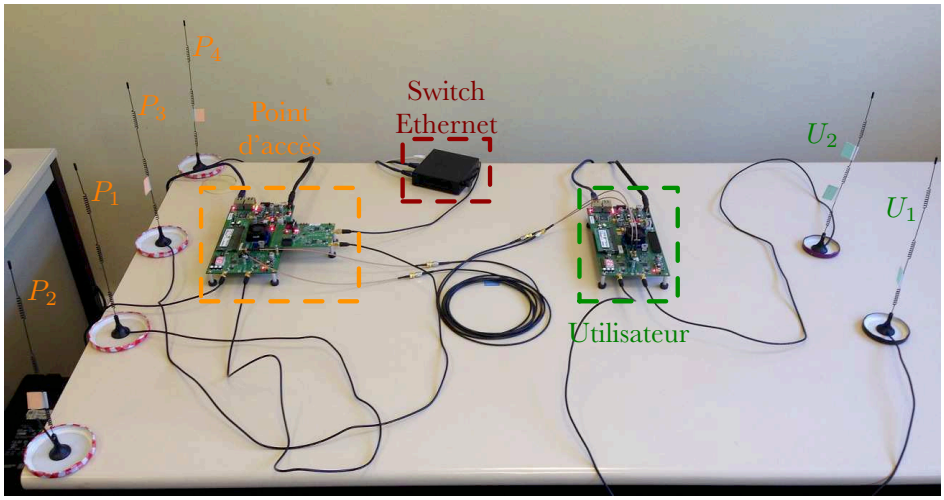
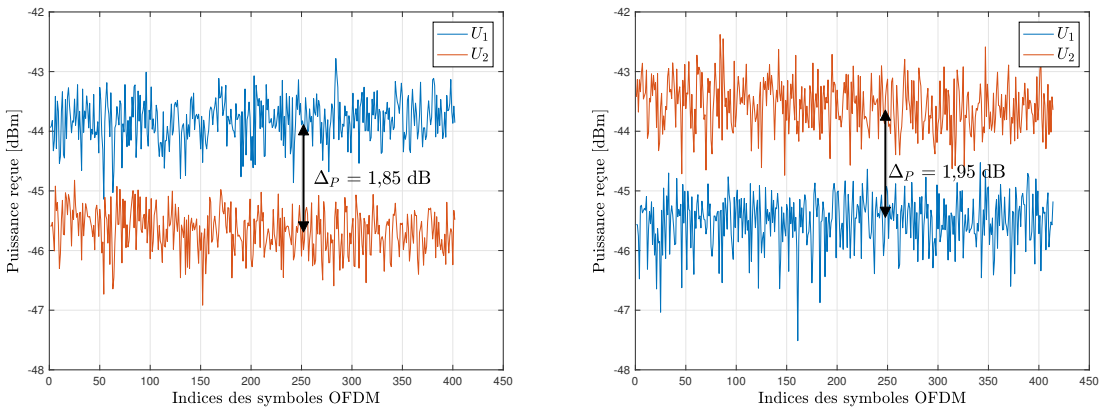


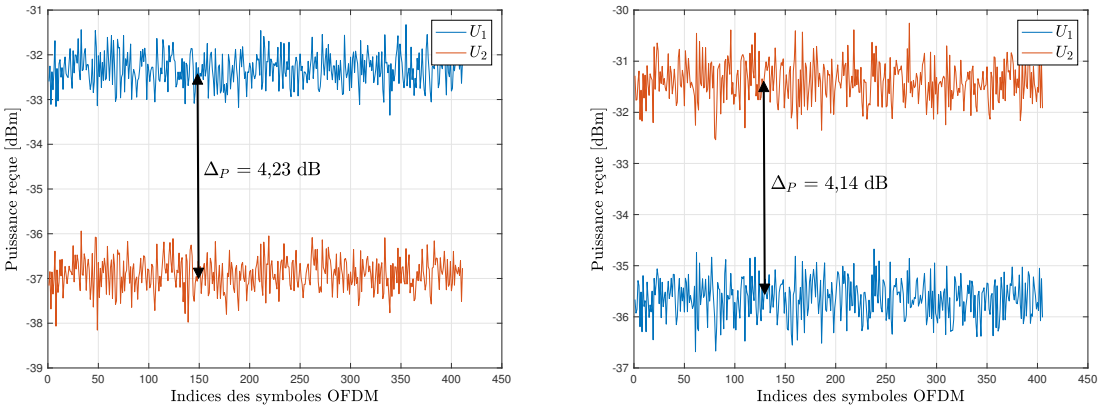
FIGURE 6.7 – Photo du prototype RASK-OFDM dans une configuration MIMO 4x2



(a) (b)

FIGURE 6.8 – Puissance moyenne des symboles OFDM reçus en LOS 2x2 lorsque U_1 est la cible (a), et lorsque U_2 est la cible (b)

deux cas, la puissance reçue par l'antenne cible est toujours supérieure à celle de l'antenne non cible. L'indice de l'antenne cible a donc été déterminé de façon exacte pour chaque symbole RASK lors de la démodulation, conduisant ainsi à un TEB nul. Lorsque l'antenne U_1 est la cible, le rapport de puissance moyenne Δ_P entre l'antenne cible et l'antenne non cible est de 1,85 dB, et de 1,95 dB lorsque la cible est l'antenne U_2.
Les résultats obtenus pour la configuration LOS 4x2 sont présentés dans la figure 6.9. On peut noter que dans le cas où $N_t = 4$, le rapport de puissance Δ_P a été augmenté de plus de 2 dB par rapport aux mesures avec $N_t = 2$. Ces observations sont en adéquation avec les propriétés du RT. En effet, augmenter le nombre d'antenne du point d'accès permet d'améliorer la finesse de la focalisation spatiale du RT, et par conséquent d'augmenter la différence de puissance reçue entre l'antenne cible et une antenne non cible.
Le rapport de puissance Δ_P est très utile pour évaluer la robustesse de la transmission RASK. En effet, plus il est grand, plus la transmission sera robuste au bruit thermique et donc aux erreurs de transmission. Nous avons donc choisi d'utiliser ce paramètre pour évaluer la qualité de la transmission RASK-OFDM. Dans les cas où $N_r \geq 4$, Δ_P correspond au rapport des



(a) (b)

FIGURE 6.9 – Puissance moyenne des symboles OFDM reçus en LOS 4x2 lorsque U_1 est la cible (a), et lorsque U_2 est la cible (b)

Configuration	U_1	U_2
LOS 2x2	1,85 dB	1,95 dB
NLOS 2x2	2,46 dB	2,22 dB
LOS 4x2	4,23 dB	4,14 dB
NLOS 4x2	4,22 dB	5,06 dB

TABLE 6.1 – Valeurs du rapport Δ_P en fonction des différentes configurations de mesures

puissances moyennes entre l'antenne cible et l'antenne avec le maximum de puissance reçue parmi les antennes non cible.
Les valeurs du rapport Δ_P obtenues dans les différentes configurations étudiées sont données dans le tableau 6.1. Nous pouvons noter, pour un même nombre d'antenne N_t, que le passage d'une configuration LOS à une configuration NLOS permet d'améliorer le rapport Δ_P et donc la robustesse de la transmission. En effet, les multi-trajets présents dans la configuration NLOS permettent d'améliorer le gain de focalisation spatiale du RT.

6.4.2 Mesures en environnement réaliste

Après les mesures effectuées sur table qui ont permis de valider le fonctionnement du prototype RASK-OFDM et d'identifier les paramètres qui influent sur la qualité de la transmission, des mesures ont été réalisées dans un milieu de propagation réaliste. Les mesures se sont déroulées au rez-de-chaussé du laboratoire IETR situé à l'INSA de Rennes, dont un plan est présenté dans la figure 6.10. Comme représenté dans la figure 6.10, plusieurs positions de l'utilisateur ont été considérées de façon à se placer dans des configurations LOS et NLOS.
Les réseaux d'antennes du point d'accès et de l'utilisateur, respectivement présentés dans les figures 6.11a et 6.11b, sont tous deux composés de quatre antennes espacées d'une distance de 6 cm correspondante à une demie longueur d'onde.
La figure 6.12 présente la puissance moyenne des symboles OFDM reçus par les quatre antennes de l'utilisateur dans la position «Pos.1», lorsque U_1 est la cible (figure 6.12a), lorsque U_2 est la cible (figure 6.12b), lorsque U_3 est la cible (figure 6.12c) et lorsque U_4 est la cible (figure 6.12d).
Nous pouvons voir que dans les quatre cas, la puissance des symboles OFDM reçus par

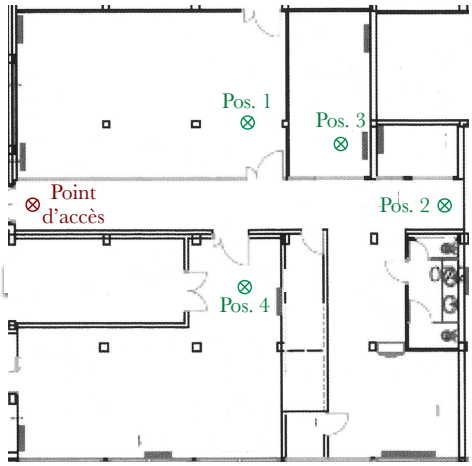
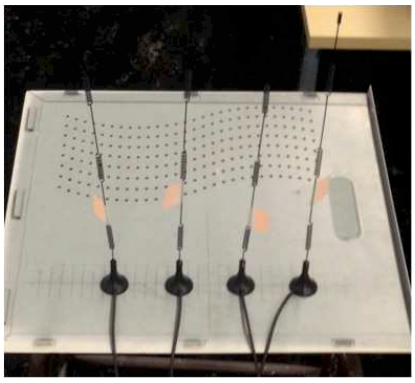
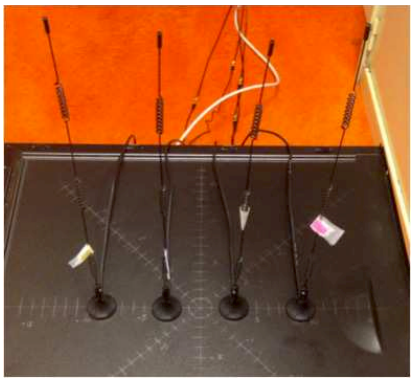


FIGURE 6.10 – Configuration des mesures indiquant la position du point d'accès et les 4 positions de l'utilisateur considérées



(a) Antennes du point d'accès



(b) Antennes de l'utilisateur

FIGURE 6.11 – Configurations d'antennes du point d'accès et de l'utilisateur pour les mesures indoor

l'antenne cible est toujours supérieure à la puissance reçue par les antennes non cible. Cette transmission s'est donc déroulée sans erreurs (TEB = 0).
Le tableau 6.2 présente, pour les quatre positions de l'utilisateur, le TEB mesuré, ainsi que les rapports $\Delta_P^{\max}$ et $\Delta_P^{\min}$ que l'on définit comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta_P^{\max} &= \max\left[\Delta_P(U_j)\right] \\ \Delta_P^{\min} &= \min\left[\Delta_P(U_j)\right] \end{aligned} \tag{6.2}$$

Le TEB mesuré est acceptable pour toutes les positions, excepté pour la position n° 2 qui

	Pos. 1	Pos. 2	Pos. 3	Pos. 4
$\Delta_P^{\max}$	6.95 dB	0.25 dB	1.38 dB	6.27 dB
$\Delta_P^{\min}$	4.13 dB	0.1 dB	0.004 dB	0.7 dB
TEB	0	0.22	$8.4.10^{-2}$	$2.5.10^{-3}$

TABLE 6.2 – Valeurs de $\Delta_P^{\max}$, $\Delta_P^{\max}$, et du TEB pour les quatre positions de l'utilisateur

représente la seule configuration LOS. Toutefois, ces piètres performances ne résultent pas

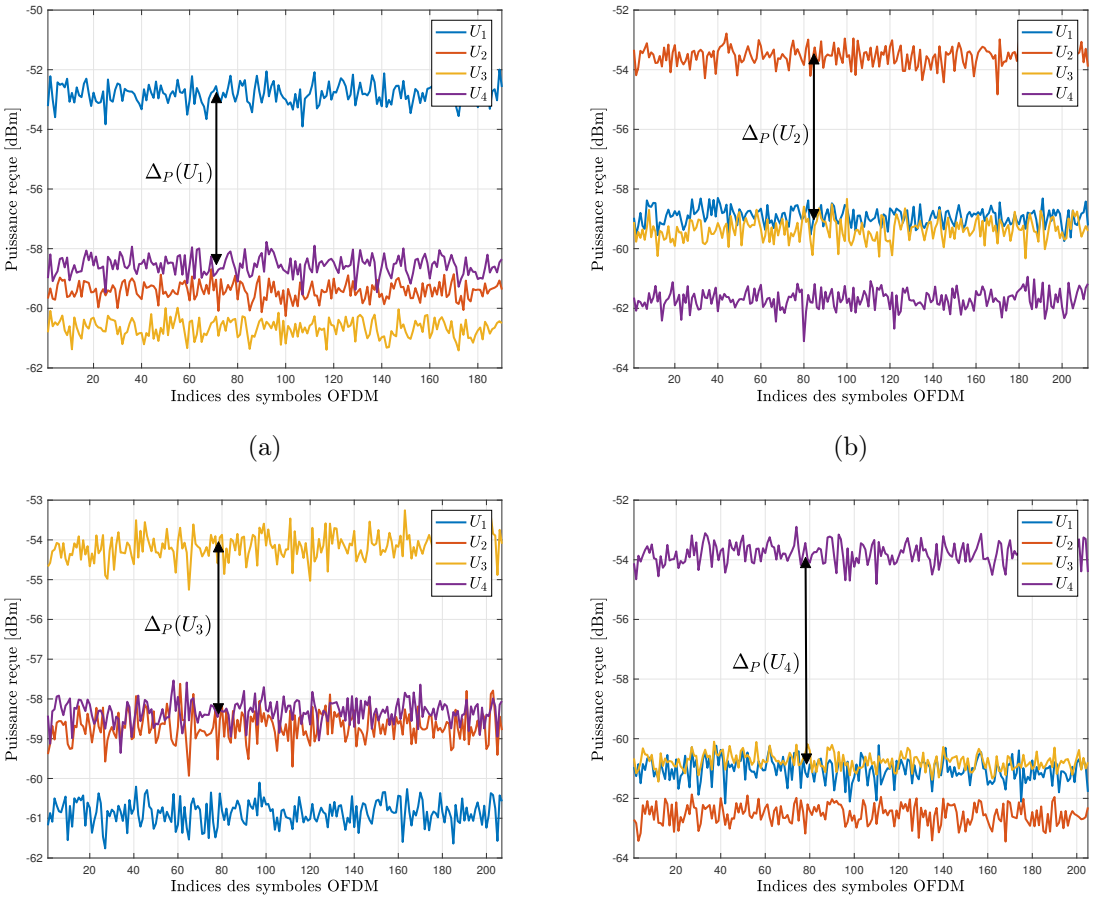


FIGURE 6.12 – Puissance moyenne des symboles OFDM reçus par chaque antenne de l'utilisateur lorsque U_1 est la cible (a), lorsque U_2 est la cible (b), lorsque U_3 est la cible (c) et lorsque U_4 est la cible (d)

uniquement de la configuration LOS mais proviennent de plusieurs facteurs. En effet, le nombre modéré d'antennes du point d'accès ($N_t = 4$) combiné avec la faible distance les séparant ($\lambda/2$), ne sont pas des conditions optimales pour le RT. Les multi-trajets présents dans les positions NLOS permettent d'améliorer ces conditions. En revanche, dans la position LOS, ces conditions génèrent un faisceau de faible directivité pointé vers l'utilisateur. La grande distance entre le point d'accès et l'utilisateur pour cette position (env. 15 m) et la faible distance séparant les antennes de l'utilisateur ($\lambda/2$), font que chaque faisceau généré englobe tout l'utilisateur, et explique donc les mauvaises performances obtenues pour cette configuration.

6.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le premier prototype mettant en œuvre la modulation RASK. Pour cela, le RT a été utilisé pour réaliser la focalisation du signal transmis vers une antenne cible. Les performances de notre prototype ont été évaluées dans différentes configurations (différents nombres d'antennes à l'émission et à la réception, LOS et NLOS, sur table et réaliste). Les mesures ont permis de valider le fonctionnement du

prototype RASK et d'atteindre un faible TEB. Cependant, elles ont également montré que les performances de la transmission étaient dépendantes des configurations de l'environnement, mais également des paramètres du systèmes de transmission. Il convient donc de choisir avec soins les paramètres de celui-ci et de les adapter en fonction de l'environnement considéré. Enfin, à travers la description du prototype RASK réalisé et les différentes mesures effectuées, nous avons montré que la modulation RASK basée sur le RT permettait d'aboutir à des récepteurs de faible complexité, faisant de la modulation RASK un candidat potentiel pour l'IoT.

Conclusion et Perspectives

Conclusion

De par ses propriétés de focalisation temporelle et spatiale, le RT est présenté comme une solution prometteuse pour la 5G, notamment pour les objets pour les objets connectés car il tire profit des multi-trajets, présente une bonne efficacité énergétique, et permet d'aboutir à des récepteurs de faible complexité. De plus, les études théoriques ont montré que sa combinaison avec l'OFDM possède des performances intéressantes. Dans cette thèse nous avons mis en œuvre un prototype combinant l'OFDM et le RT dans un contexte MISO dans le but d'en étudier les performances sous contraintes d'utilisation pratique. Le début du manuscrit a été consacré à l'identification et l'étude des différentes problématiques inhérentes à la réalisation pratique d'un système MISO RT-OFDM.
On s'est tout d'abord intéressé à l'estimation de canal qui est une étape cruciale pour un système à base de RT. Il a en effet été montré qu'une mauvaise estimation pouvait engendrer une dégradation significative des performances. En tenant compte des contraintes de précision et de latence, le choix de l'estimateur s'est porté sur l'estimateur LS. Deux techniques pour améliorer la précision de l'estimateur LS ont par la suite été présentées. La première consiste à sélectionner une séquence de symboles pilotes qui permet de maximiser la puissance de transmission de ceux-ci sans risquer une saturation de l'amplificateur de puissance, et la seconde permet de réduire le bruit d'estimation en effectuant une moyenne des estimations successives.
Par la suite, nous avons identifié les spécificités de la synchronisation d'un système MISO RT-OFDM par rapport à un système OFDM SISO, notamment la synchronisation temporelle. Pour celle-ci, deux cas sont à prendre en compte dans une transmission à base de RT : la synchronisation de la phase d'estimation et celle de la phase de transmission des données. Dans la phase d'estimation, la différence des délais de propagation dans les canaux a été prise en compte afin de positionner correctement la fenêtre FFT pour toutes les antennes du point d'accès. La solution retenue pour la détection du début de trame est la méthode d'intercorrélation car présentant de bonnes performances de détection. Une séquence de synchronisation répondant aux contraintes du RT mais également compatible avec les ressources matérielles disponibles a alors été proposée.
La technique de RT reposant fortement sur la propriété de réciprocité du canal, nous avons effectué des mesures pour vérifier si le principe de réciprocité pouvait s'appliquer à la plateforme de prototypage utilisée. Les étages RF des cartes n'étant pas réciproques, se traduisant par une dégradation des performances, nous avons proposé une solution de calibration qui consiste à compenser le SPO et le CPO entre une antenne du point d'accès prise comme référence et les autres antennes.
A partir des différentes solutions retenues, deux prototypes ont été proposés. Le prototype en temps différé, dans lequel le traitement en bande de base est déporté sur ordinateur distant, fonctionne dans une configuration MISO 4x1, et intègre toutes les solutions retenues. Le prototype temps réel dont la bande de base est réalisé dans le FPGA des cartes WARP

fonctionne quant à lui uniquement dans une configuration SISO car la description matérielle de la calibration du point d'accès n'a pas encore été réalisée. Ces deux prototypes ont été utilisés pour des campagnes de mesures expérimentales qui ont permis de valider l'efficacité des solutions retenues, ainsi que les différentes propriétés du RT (focalisation spatiale et temporelle).
Le prototype en temps différé présentant de bonnes performances en terme de focalisation spatiale, nous avons choisi d'utiliser ce prototype afin de réaliser le premier prototype mettant en œuvre la modulation spatiale à la réception. A travers la description du prototype RASK réalisé et les différentes mesures effectuées, nous avons montré que la modulation RASK basée sur le RT permettait d'aboutir à des récepteurs de faible complexité, faisant de cette modulation un candidat potentiel pour l'IoT.

Perspectives

Les travaux menés au cours de cette thèse ouvrent la voie à des perspectives nombreuses et variées.
Tout d'abord, le prototype en temps réel ne fonctionnant que dans une configuration SISO, le passage à une configuration MISO s'avère indispensable pour démontrer les propriétés du RT dans des conditions temps réel, lorsque l'utilisateur est en mouvement par exemple. Pour cela, il est nécessaire de réaliser l'implantation matérielle de la solution proposée pour effectuer la calibration du point d'accès.
Concernant l'estimation des canaux UL au niveau du point d'accès, la solution proposée pour améliorer le SNR d'estimation des canaux consiste à transmettre plusieurs symboles pilotes et d'en effectuer la moyenne en réception. Dans le cas d'une transmission UL à faible SNR, un nombre élevé de symboles pilotes serait nécessaire pour atteindre le SNR d'estimation souhaité, et cela se traduirait par une augmentation de la durée de la phase d'estimation et donc une diminution du débit de la transmission. Il serait donc opportun d'étudier des solutions alternatives pour améliorer le SNR d'estimation qui seraient moins coûteuses en temps, tout en présentant une faible complexité de mise en œuvre.
D'un point de vue de la synchronisation des prototypes, seule la synchronisation temporelle des transmissions UL et DL a été mise en œuvre, les synchronisations de la fréquence porteuse et de la fréquence d'échantillonnage étant câblées. Il serait donc judicieux de s'intéresser à la réalisation de ces dernières. Cela permettrait de réaliser des mesures expérimentales pour de grandes distances entre le point d'accès et l'utilisateur, ainsi que de faciliter les mesures en mobilité.
L'extension des prototypes à un contexte multi-utilisateurs devrait également être étudiée afin de conforter le RT comme candidat à la future génération de réseaux cellulaires. Le point principal de cette étude sera d'évaluer l'interférence entre les utilisateurs afin de mettre en œuvre des solutions pour la minimiser. Dans ce contexte, il serait également intéressant de mettre en œuvre les différentes techniques de précodage existantes (SVD, ZF, ...) afin de déterminer, à partir de mesures expérimentales, la technique la plus appropriée en fonction de la configuration de la transmission (nombre d'antennes du point d'accès, nombre d'utilisateurs, largeur de la bande du signal, ...).
Les prototypes ayant été réalisés pour des transmissions autour de la fréquence de 2,4 GHz, le passage vers les bandes millimétriques présenterait de nombreux avantages. En effet, la focalisation spatiale offerte par le RT étant directement dépendante de la longueur d'onde du signal utilisé, une transmission à base de RT pour de plus hautes fréquences permettrait d'obtenir une focalisation spatiale très fine. De plus, les bandes millimétriques autorisent l'utilisation de bandes de fréquences de largeur nettement supérieure à celle des prototypes actuels, la

résolution temporelle de l'estimation des canaux s'en trouvera donc améliorée, et aura pour conséquence d'augmenter l'efficacité du RT.
Concernant le prototype RASK, bien que la modulation spatiale puisse être combinée avec une modulation classique, nous nous sommes intéressés uniquement à la démodulation des symboles de la modulation spatiale. Il serait donc intéressant d'étudier la mise en œuvre d'une démodulation conjointe de la modulation spatiale et d'une modulation conventionnelle. Cela impliquerait une augmentation de la complexité du récepteur mais permettrait en contre partie une nette augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission. En effet, dans le cas d'une modulation mono-porteuse utilisant une BPSK et pour un utilisateur équipé de 2 antennes, l'efficacité spectrale pourrait être théoriquement doublée. Pour une modulation OFDM, l'amélioration de l'efficacité spectrale ne sera pas significative si l'on focalise un symboles OFDM entier vers une des antennes de l'utilisateur. Pour celle-ci, il faudrait donc s'intéresser à la faisabilité de focaliser indépendamment les sous-porteuses d'un même symbole OFDM vers une des antennes de l'utilisateur en fonction des bits de données à transmettre.

Publications et valorisations

Conférences Internationales avec comité de lecture :

— J.-C. Prévotet, Y. Kokar, M. Hélard and M. Crussière, *Implementation of a Time Reversal MISO OFDM Test-Bed*, Wireless World Research Forum (WWRF), Guildford, United Kingdom, 26-28 Sept. 2014.

— J.-C. Prévotet, Y. Kokar, M. Hélard and M. Crussière, *Implementation of a Time Reversal MISO OFDM Test-Bed*, European Workshop on Testbed based wireless research (EWT), Stockholm, Sweden, 19 nov. 2014.

— D.-T. Phan-Huy, Y. Kokar, T. Sarrebourse, N. Malhouroux-Gaffet, P. Pajusco, C. Leray, A. Gati and J. Wiart, *On the human exposure to radio frequency radiations expected from future small connected objects*, Globecom Workshops, Austin, Tx, USA, 8-12 dec. 2014.

— Y. Kokar, J.-C. Prévotet and M. Hélard, *Receive antenna shift keying modulation testbed for wireless communications systems*, Globecom Workshops, Washington, DC, USA, 4-8 dec. 2016.

— D.-T. Phan-Huy, Y. Kokar, J. Rioult, N. Malhouroux-Gaffet, J.-C. Prévotet, C. Buey, P. Ratajczak, M. Hélard, K. Rachedi, A. Ourir, C. Leray, J. de Rosny, A. Le Cornec, A. Gati, T. Sarrebourse, P. Pajusco and M. Di Renzo, *First visual demonstration of transmit and receive spatial modulations using the radio wave display*, ITG Workshop on Smart Antennas (WSA), Berlin, Germany, 15-17 march 2017.

— D.-T. Phan-Huy, N. Malhouroux-Gaffet, J. Rioult, Y. Kokar, J.-C. Prévotet, A. Le Cornec, A. Gati, T. Sarrebourse, P. Pajusco and M. Hélard, *The radio waves display : an intuitive way to show green techniques for 5G to the general public*, International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Paris, France, 21-25 may 2017.

— A. Mokh, Y. Kokar, M. Hélard and M. Crussière, *Time reversal receive antenna shift keying on MIMO LOS channel*, Sensors Networks Smart and Emerging Technologies (SENSET), Beirut, Lebanon, 12-14 sept. 2017.

Brevets :

— A. Mokh, M. Hélard, M. Crussière, Y. Kokar, J.-C. Prévotet, *Technique de modulation spatiale et dispositif de réception associé*, déposé le 5 février 2016, FR 3047621. Ext. PCT WO2017134403 le 10/08/2017.

— A. Mokh, M. Hélard, M. Crussière, Y. Kokar, J.-C. Prévotet, *Technique de modulation spatiale*, déposé le 13 septembre 2016, FR16/01344.

Tutoriaux :

— M. Hélard, M. Crussière, J.-C. Prévotet and Y. Kokar, *Application of time reversal principles to wireless communications : from single user SISO to multiple-user large scale MIMO scenarios*, Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, Croatia, 16-18 sept. 2015.

— M. Hélard, M. Crussière, J.-C. Prévotet and Y. Kokar, *Application of time reversal principles to wireless communications : from single user SISO to multiple-user large scale MIMO scenarios*, Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile (APWiMob), Bandung, Indonesia, 27-29 aug. 2015.

Démonstrations du prototype MISO RT-OFDM :

— Orange Salon De la Recherche 2014, Issy-les-Moulineaux, France, dec. 2014.

— Green 5G networks workshop, Rennes, France, may 2015.

— Inauguration de la cité des objets connectés, Angers, France, june 2015.

— European Conference on Networks and Communications (EuCNC), Paris, France, 29 june - 02 july 2015.

— ETSI workshop on Reconfigurable Radio Systems (RRS), Rennes, France, 10 mar. 2016.

Démonstrations du prototype de modulation spatiale à la réception :

— Open Innovation Camp, Rennes, France, 05 july 2016.

— ITG Workshop on Smart Antennas, Berlin, Germany, 15 mar. 2017.

— International Conference on Communications Workshops, Paris, France, 21-24 may 2017.

Bibliographie

[1] T. Dubois, "Application du retournement temporel aux systèmes multi-porteuses : propriétés et performances," Theses, INSA de Rennes, Feb. 2013.

[2] "Projet ANR TRIMARAN," https://recherche.orange.com/des-antennes-focalisantes-pour-une-5g-econome-en-energie-un-projet-recompense-par-le-prix-impact-economique-de-lagence-nationale-de-la-recherche/.

[3] "Projet ANR Spatial Modulation," https://spatmodulation.cms.orange-labs.fr/.

[4] T. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice, 2nd Edition*. Prentice Hal, 12 2001, vol. 2.

[5] W. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications : Analog and Digital Systems*, 2nd ed. McGraw-Hill Professional, 1995.

[6] H. Steendam and M. Moeneclaey, "Different guard interval techniques for OFDM : Performance comparison," in *Multi-Carrier Spread Spectrum 2007*. Dordrecht : Springer Netherlands, 2007, pp. 11–24.

[7] D. C. Shah, B. U. Rindhe, and S. K. Narayankhedkar, "Effects of cyclic prefix on OFDM system," in *Proceedings of the International Conference and Workshop on Emerging Trends in Technology*, ser. ICWET '10. New York, NY, USA : ACM, 2010, pp. 420–424.

[8] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.

[9] Y. Hristova, P. Kuchment, and L. Nguyen, "Reconstruction and time reversal in thermoacoustic tomography in acoustically homogeneous and inhomogeneous media," *Inverse Problems*, vol. 24, no. 5, p. 055006, 2008.

[10] A. Song, M. Badiey, A. E. Newhall, J. F. Lynch, H. A. DeFerrari, and B. G. Katsnelson, "Passive time reversal acoustic communications through shallow-water internal waves," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 35, no. 4, pp. 756–765, Oct 2010.

[11] L. P. Maia, A. Silva, and S. M. Jesus, "Experimental results of environmental-based passive time reversal in underwater communications," in *OCEANS 2017 - Aberdeen*, June 2017, pp. 1–6.

[12] G. Zhang, J. Zhu, Y. Song, C. Peng, and G. Song, "A time reversal based pipeline leakage localization method with the adjustable resolution," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 26 993–27 000, 2018.

[13] R. Gangadharan, C. Murthy, S. Gopalakrishnan, and M. Bhat, "Time reversal technique for health monitoring of metallic structure using Lamb waves," *Ultrasonics*, vol. 49, no. 8, pp. 696 – 705, 2009.

[14] C. Chen, Y. Han, Y. Chen, and K. J. R. Liu, "Indoor global positioning system with centimeter accuracy using Wi-Fi [Applications Corner]," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 6, pp. 128–134, Nov 2016.

[15] Q. Xu, Y. Chen, B. Wang, and K. J. R. Liu, "Radio biometrics : Human recognition through a wall," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 12, no. 5, pp. 1141–1155, May 2017.

[16] C. Chen, Y. Han, Y. Chen, and K. J. R. Liu, "Multi-person breathing rate estimation using time-reversal on wifi platforms," in *2016 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, Dec 2016, pp. 1059–1063.

[17] B. Bogert, "Demonstration of delay distortion correction by time-reversal techniques," *IRE Transactions on Communications Systems*, vol. 5, no. 3, pp. 2–7, December 1957.

[18] M. Fink, "Time reversal of ultrasonic fields. I. Basic principles," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 39, no. 5, pp. 555–566, Sept 1992.

[19] F. Wu, J. L. Thomas, and M. Fink, "Time reversal of ultrasonic fields. Il. Experimental results," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 39, no. 5, pp. 567–578, Sept 1992.

[20] D. Cassereau and M. Fink, "Time-reversal of ultrasonic fields. III. Theory of the closed time-reversal cavity," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 39, no. 5, pp. 579–592, Sept 1992.

[21] G. Lerosey, "Retournement temporel d'ondes électromagnétiques et application à la télécommunication en milieux complexes," Theses, ESPCI ParisTECH, Dec. 2006.

[22] A. Derode, P. Roux, and M. Fink, "Robust acoustic time reversal with high-order multiple scattering," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 75, pp. 4206–4209, Dec 1995.

[23] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink, "Time reversal of electromagnetic waves." *Physical review letters*, vol. 92 19, p. 193904, 2004.

[24] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, and M. Fink, "Time reversal of wideband microwaves," *Applied Physics Letters*, vol. 88, no. 15, p. 154101, 2006.

[25] A. Khaleghi, G. E. Zein, and I. H. Naqvi, "Demonstration of time-reversal in indoor ultra-wideband communication : Time domain measurement," in *2007 4th International Symposium on Wireless Communication Systems*, Oct 2007, pp. 465–468.

[26] L. Bellomo, S. Pioch, M. Saillard, and E. Spano, "Time reversal experiments in the microwave range : Description of the radar and results," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 104, pp. 427–448, 01 2010.

[27] P. Pajusco and P. Pagani, "On the use of uniform circular arrays for characterizing UWB time reversal," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 1, pp. 102–109, Jan 2009.

[28] D. Panaitopol, J. Fiorina, and M. G. D. Benedetto, "Trade-off between the number of fingers in the prefilter and in the rake receiver in time reversal ir-uwb," in *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept 2009, pp. 819–823.

[29] T. Dubois, M. Crussière, and M. Hélard, "On the use of time reversal for digital communications with non-impulsive waveforms," in *2010 4th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, Dec 2010, pp. 1–6.

[30] F. Han, Y. H. Yang, B. Wang, Y. Wu, and K. J. R. Liu, "Time-reversal division multiple access over multi-path channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 7, pp. 1953–1965, July 2012.

[31] A. Pitarokoilis, S. K. Mohammed, and E. G. Larsson, "Uplink performance of time-reversal MRC in massive MIMO systems subject to phase noise," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 2, pp. 711–723, Feb 2015.

[32] T. Dubois, M. Hélard, and M. Crussière, "Time Reversal in a MISO OFDM system : Guard Interval design, dimensioning and synchronisation aspects," in *WWRF29*, Berlin, Germany, Oct 2012.

[33] T. Dubois, M. Hélard, M. Crussière, and I. Maaz, "Time reversal applied to large miso-ofdm systems," in *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept 2013, pp. 896–901.

[34] T. Dubois, M. Hélard, M. Crussière, and C. Germond, "Performance of time reversal precoding technique for MISO-OFDM systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2013, no. 1, p. 260, Nov 2013.

[35] Z. Liu and T. C. Yang, "On the design of cyclic prefix length for time-reversed OFDM," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 10, pp. 3723–3733, October 2012.

[36] A. Aminjavaheri, A. Farhang, A. Rezazadehreyhani, L. E. Doyle, and B. Farhang-Boroujeny, "OFDM without CP in massive MIMO," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 11, pp. 7619–7633, Nov 2017.

[37] Y. Chen, B. Wang, Y. Han, H. Q. Lai, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Why time reversal for future 5G wireless ? [Perspectives]," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 17–26, March 2016.

[38] Y. Chen, F. Han, Y. H. Yang, H. Ma, Y. Han, C. Jiang, H. Q. Lai, D. Claffey, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Time-reversal wireless paradigm for green internet of things : An overview," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 81–98, Feb 2014.

[39] B. Wang, Y. Wu, F. Han, Y. H. Yang, and K. J. R. Liu, "Green wireless communications : A time-reversal paradigm," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 8, pp. 1698–1710, September 2011.

[40] Y. Han, Y. Chen, B. Wang, and K. J. R. Liu, "Realizing massive mimo effect using a single antenna : A time-reversal approach," in *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Dec 2016, pp. 1–6.

[41] X. Zhou, P. C. F. Eggers, P. Kyritsi, J. B. Andersen, G. F. Pedersen, and J. O. Nilsen, "Spatial focusing and interference reduction using miso time reversal in an indoor application," in *2007 IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing*, Aug 2007, pp. 307–311.

[42] I.-R. R. M.1225, *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, 1997.

[43] D. T. Phan-Huy, S. Ben Halima, and M. Helard, "Frequency division duplex time reversal," in *2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011*, Dec 2011, pp. 1–5.

[44] "Warp project," http://warpproject.org.

[45] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in ofdm systems," in *1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century*, vol. 2, Jul 1995, pp. 815–819 vol.2.

[46] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot assisted channel estimation for ofdm in mobile cellular systems," in *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*, vol. 3, May 1997, pp. 1639–1643 vol.3.

[47] M. K. Ozdemir and H. Arslan, "Channel estimation for wireless ofdm systems," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 9, no. 2, pp. 18–48, Second 2007.

[48] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, Mar 1986.

[49] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques - esprit," in *Military Communications Conference - Communications-Computers : Teamed for the 90's, 1986. MILCOM 1986. IEEE*, vol. 3, Oct 1986, pp. 41.6.1–41.6.5.

[50] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng, and Z. Cao, "Channel estimation for ofdm transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 3, pp. 467–479, Mar 2001.

[51] Y. Liu, Z. Tan, H. Hu, L. J. Cimini, and G. Y. Li, "Channel estimation for ofdm," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 1891–1908, Fourthquarter 2014.

[52] J.-T. Chen, A. Paulraj, and U. Reddy, "Multichannel maximum-likelihood sequence estimation (mlse) equalizer for gsm using a parametric channel model," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 1, pp. 53–63, Jan 1999.

[53] B. L. Saux and M. Helard, "Iterative channel estimation based on linear regression for a mimo-ofdm system," in *2006 IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, June 2006, pp. 356–361.

[54] F. Kadrija, M. Simko, and M. Rupp, "Iterative channel estimation in lte systems," in *WSA 2013 ; 17th International ITG Workshop on Smart Antennas*, March 2013, pp. 1–7.

[55] Z. He and Y. Xing, "Pilot aided channel estimation of mimo ofdm systems," in *2008 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Oct 2008, pp. 1–5.

[56] G. Auer and E. Karipidis, "Pilot aided channel estimation for ofdm : a separated approach for smoothing and interpolation," in *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, vol. 4, May 2005, pp. 2173–2178 Vol. 4.

[57] B. Muquet, M. de Courville, and P. Duhamel, "Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for ofdm systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 7, pp. 1699–1712, Jul 2002.

[58] C. Li and S. Roy, "Subspace-based blind channel estimation for ofdm by exploiting virtual carriers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 1, pp. 141–150, Jan 2003.

[59] S. Wu and Y. Bar-Ness, "Ofdm channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise," in *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, vol. 5, May 2003, pp. 3366–3370 vol.5.

[60] C. K. Ho, B. Farhang-Boroujeny, and F. Chin, "Added pilot semi-blind channel estimation scheme for ofdm in fading channels," in *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*, vol. 5, 2001, pp. 3075–3079 vol.5.

[61] W. Yang, Y. Cai, and Y. Xun, "Semi-blind channel estimation for ofdm systems," in *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, vol. 1, May 2006, pp. 226–230.

[62] L. Shi, B. Guo, and L. Zhao, "Block-type pilot channel estimation for ofdm systems under frequency selective fading channels," in *IET International Communication Conference on Wireless Mobile and Computing (CCWMC 2009)*, Dec 2009, pp. 21–24.

[63] L. U. Khan, N. Khan, M. I. Khattak, and M. Shafi, "Ls estimator : Performance analysis for block-type and comb-type channel estimation in ofdm system," in *Proceedings of 2014 11th International Bhurban Conference on Applied Sciences Technology (IBCAST) Islamabad, Pakistan, 14th - 18th January, 2014*, Jan 2014, pp. 420–424.

[64] V. Mishra, P. K. Tripathi, P. Rana, and H. D. Joshi, "Performance analysis of comb type pilot aided channel estimation in ofdm with different pilot sequences," in *2013 Tenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, July 2013, pp. 1–5.

[65] C. He, Z. Peng, Q. Zeng, and Y. Zeng, "A novel ofdm interpolation algorithm based on comb-type pilot," in *2009 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Sept 2009, pp. 1–4.

[66] Y. Abdelkader and E. Jamal, "Optimal spacing design for pilots in ofdm systems over multipath fading channels," in *Communications and Network*, vol. 2, 2010, pp. 221–229.

[67] S. Bae, Y. Jang, S. Shin, Z. Chengshi, and K. Kwak, "Two dimension channel estimations with reduced pilot arrangements for ofdm systems," in *2009 11th International Conference on Advanced Communication Technology*, vol. 01, Feb 2009, pp. 503–506.

[68] S. Colieri, M. Ergen, A. Puri, and B. A, "A study of channel estimation in ofdm systems," in *Proceedings IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, 2002, pp. 894–898 vol.2.

[69] V. Savaux, "Contribution to multipath channel estimation in an OFDM modulation context." Theses, Supélec, Nov. 2013.

[70] J. C. Lin, "Least-squares channel estimation for mobile ofdm communication on time-varying frequency-selective fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 6, pp. 3538–3550, Nov 2008.

[71] B. Zhou and Q. Chen, *A tutorial on Minimum Mean Square Error Estimation*, 09 2015.

[72] C. G. Priya and M. Suganthi, "Combined papr reduction and frequency offset estimation using precoded zadoff-chu ofdm in wlan system," in *2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology*, vol. 3, July 2010, pp. 461–465.

[73] B. Le Saux, "Channel estimation for MIMO-OFDM systems," Theses, INSA de Rennes, Oct. 2007.

[74] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in ofdm, golay complementary sequences, and reed-muller codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397–2417, Nov 1999.

[75] C. Rezgui, S. Jarboui, and K. Grayaa, "A papr reduction technique based on golay sequences and fractional fourier transform for ofdm systems," in *2012 Computing, Communications and Applications Conference*, Jan 2012, pp. 383–386.

[76] Z. Wang, M. G. Parker, G. Gong, and G. Wu, "On the pmepr of binary golay sequences of length 2^n," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 4, pp. 2391–2398, April 2014.

[77] F. Fiedler, J. Jedwab, and M. G. Parker, "A framework for the construction ofgolay sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 7, pp. 3114–3129, July 2008.

[78] K. G. Parker and K. G. Paterson, *Golay Complementary Sequences*. John Wiley & Sons, Inc., 2003.

[79] C. Shepard, J. Ding, R. E. Guerra, and L. Zhong, "Understanding real many-antenna mu-mimo channels," in *2016 50th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2016, pp. 461–467.

[80] J. I. Montojo and L. B. Milstein, "Effects of imperfections on the performance of ofdm systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 7, pp. 2060–2070, July 2009.

[81] S. Chen and C. Zhu, "ICI and ISI analysis and mitigation for OFDM systems with insufficient cyclic prefix in time-varying channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 78–83, Feb 2004.

[82] P. J. Tourtier, R. Monnier, and P. Lopez, "Multicarrier modem for digital hdtv terrestrial broadcasting," *Signal Processing : Image Communication*, vol. 5, no. 5, pp. 379 – 403, 1993, special Issue on Digital High Definition Television.

[83] C. L. Nguyen, A. Mokraoui, P. Duhamel, and L. T. Nguyen, "Improved Time and Frequency Synchronization Algorithm for 802.11aWireless Standard based on the SIGNAL Field," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 3, no. 1-2, pp. 40–49, Jun. 2013.

[84] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of ofdm systems in frequency selective fading channels," in *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*, vol. 3, May 1997, pp. 1807–1811 vol.3.

[85] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley Publishing, 2010.

[86] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for ofdm," in *Communications, 1996. ICC '96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow's Applications. 1996 IEEE International Conference on*, vol. 3, Jun 1996, pp. 1301–1306 vol.3.

[87] ——, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec 1997.

[88] A. Czylwik, "Synchronization for single carrier modulation with frequency domain equalization," in *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, vol. 3, May 1998, pp. 2277–2281 vol.3.

[89] B. Y. Prasetyo, F. Said, and A. H. Aghvami, "Fast burst synchronisation technique for ofdm-wlan systems," *IEE Proceedings - Communications*, vol. 147, no. 5, pp. 292–298, Oct 2000.

[90] A. J. Coulson, "Maximum likelihood synchronization for ofdm using a pilot symbol : algorithms," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 12, pp. 2486–2494, Dec 2001.

[91] K.-W. Yip, T.-S. Ng, and Y.-C. Wu, "Impacts of multipath fading on the timing synchronization of ieee 802.11a wireless lans," in *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, vol. 1, 2002, pp. 517–521.

[92] C. L. Nguyen, "Robust time and frequency synchronization in 802.11a communication wireless system," Theses, Université Paris-Nord - Paris XIII, May 2014.

[93] T. L. Kung and K. K. Parhi, "Frequency domain symbol synchronization for ofdm systems," in *2011 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRO/INFORMATION TECHNOLOGY*, May 2011, pp. 1–5.

[94] M. M. U. Gul, X. Ma, and S. Lee, "Timing and frequency synchronization for ofdm downlink transmissions using zadoff-chu sequences," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 1716–1729, March 2015.

[95] A. R. Khedkar and P. Admane, "Estimation and reduction of cfo in ofdm system," in *2015 International Conference on Information Processing (ICIP)*, Dec 2015, pp. 130–134.

[96] A. A. M. Al-Bassiouni, M. Ismail, and W. Zhuang, "An eigenvalue based carrier frequency offset estimator for ofdm systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 475–478, October 2013.

[97] M. A. Lombardi, "The use of gps disciplined oscillators as primary frequency standards for calibration and metrology laboratories," *NCSLI Measure*, vol. 3, no. 3, pp. 56–65, 2008.

[98] J. S. Sandenbergh and M. R. Inggs, "A common view gpsdo to synchronize netted radar," in *2007 IET International Conference on Radar Systems*, Oct 2007, pp. 1–5.

[99] N. Benvenuto and S. Tomasin, "On the comparison between ofdm and single carrier modulation with a dfe using a frequency-domain feedforward filter," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 6, pp. 947–955, Jun 2002.

[100] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for ofdm applications," in *1999 IEEE Communications Theory Mini-Conference (Cat. No.99EX352)*, Jun 1999, pp. 106–109.

[101] H. Minn, V. K. Bhargava, and K. B. Letaief, "A robust timing and frequency synchronization for ofdm systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 822–839, July 2003.

[102] H. Minn, X. Fu, and V. K. Bhargava, "Optimal periodic training signal for frequency offset estimation in frequency-selective fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 6, pp. 1081–1096, June 2006.

[103] X. N. Zeng and A. Ghrayeb, "A blind carrier frequency offset estimation scheme for ofdm systems with constant modulus signaling," in *2007 IEEE 8th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, June 2007, pp. 1–5.

[104] F. Classen and H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for ofdm systems suitable for communication over frequency selective fading channels," in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Jun 1994, pp. 1655–1659 vol.3.

[105] Y. Wu, Y. Zhao, and D. Li, "Sampling frequency offset estimation for pilot-aided ofdm systems in mobile environment," *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 1, pp. 215–226, Jan 2012.

[106] R. Heaton, S. Duncan, and B. Hodson, "A fine frequency and fine sample clock estimation technique for ofdm systems," in *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, vol. 1, 2001, pp. 678–682 vol.1.

[107] D. K. Kim, S. H. Do, H. B. Cho, H. J. Chol, and K. B. Kim, "A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for ofdm systems," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 1142–1149, Aug 1998.

[108] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for ofdm-based broadband transmission .ii. a case study," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 4, pp. 571–578, Apr 2001.

[109] T. Pollet and M. Peeters, "Synchronization with dmt modulation," *IEEE Communications Magazine*, vol. 37, no. 4, pp. 80–86, Apr 1999.

[110] S. Simoens, V. Buzenac, and M. D. Courville, "A new method for joint cancellation of clock and carrier frequency offsets in ofdm receivers over frequency selective channels," in *VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No.00CH37026)*, vol. 1, 2000, pp. 390–394 vol.1.

[111] M. Sliskovic, "Sampling frequency offset estimation and correction in ofdm systems," in *ICECS 2001. 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.01EX483)*, vol. 1, 2001, pp. 437–440 vol.1.

[112] C. Chen, Y. Chen, Y. Han, H. Q. Lai, and K. J. R. Liu, "High resolution carrier frequency offset estimation in time-reversal wideband communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.

[113] A. A. Nasir, S. Durrani, H. Mehrpouyan, S. D. Blostein, and R. A. Kennedy, "Timing and carrier synchronization in wireless communication systems : a survey and classification of research in the last 5 years," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2016, no. 1, p. 180, Aug 2016.

[114] F. Tufvesson, O. Edfors, and M. Faulkner, "Time and frequency synchronization for ofdm using pn-sequence preambles," in *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324)*, vol. 4, 1999, pp. 2203–2207 vol.4.

[115] C. Yan, J. Fang, Y. Tang, S. Li, and Y. Li, "Ofdm synchronization using pn sequence and performance," in *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003.*, vol. 1, Sept 2003, pp. 936–939 Vol.1.

[116] J. Zhao, W. Yang, and R. Xu, "Robust time-domain ofdm timing offset estimation based on pn sequence under multipath channels," in *2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, Sept 2010, pp. 1–4.

[117] J. Meng and G. Kang, "A novel ofdm synchronization algorithm based on cazac sequence," in *2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*, vol. 14, Oct 2010, pp. V14–634–V14–637.

[118] A. A. Nasir, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Performance of coarse and fine timing synchronization in ofdm receivers," in *2010 2nd International Conference on Future Computer and Communication*, vol. 2, May 2010, pp. V2–412–V2–416.

[119] M. Colombo, C. D. Marziani, A. Hernández, J. U. na, and M. Mayosky, "Low-complexity timing synchronization for ofdm based on cazac and golay sequences," in *2017 IEEE 17th International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, Sept 2017, pp. 1–5.

[120] D. D. A. Cuji, P. A. Chasi, F. Guerrero, and F. Rivera, "Frame synchronization through barker codes using sdrs in a real wireless link," in *2016 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*, Feb 2016, pp. 68–72.

[121] C. Altman and K. Suchy, *Reciprocity, Spatial Mapping and Time Reversal in Electromagnetics*, ser. Developments in Electromagnetic Theory and Applications. Springer Netherlands, 1991.

[122] W. M. G. Dyab, T. K. Sarkar, A. García-Lampérez, M. Salazar-Palma, and M. A. Lagunas, "A critical look at the principles of electromagnetic time reversal and its consequences," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 28–62, Oct 2013.

[123] V. Jungnickel, U. Kruger, G. Istoc, T. Haustein, and C. V. Helmolt, "A mimo system with reciprocal transceivers for the time-division duplex mode," in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, vol. 2, June 2004, pp. 1267–1270 Vol.2.

[124] M. Guillaud and F. Kaltenberger, "Towards practical channel reciprocity exploitation : Relative calibration in the presence of frequency offset," in *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, April 2013, pp. 2525–2530.

[125] M. Gast, *802.11ac : a survival guide*, 1st ed. Beijing : O'Reilly, 2013, oCLC : ocn851826586.

[126] H. Lou, M. Ghosh, P. Xia, and R. Olesen, "A comparison of implicit and explicit channel feedback methods for mu-mimo wlan systems," in *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept 2013, pp. 419–424.

[127] A. Bourdoux, B. Come, and N. Khaled, "Non-reciprocal transceivers in ofdm/sdma systems : impact and mitigation," in *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings*, Aug 2003, pp. 183–186.

[128] M. Wouters, A. Bourdoux, S. Derore, S. Janssens, and V. Derudder, "An approach for real time prototyping of mimo-ofdm systems," in *2004 12th European Signal Processing Conference*, Sept 2004, pp. 689–692.

[129] J. Liu, A. Bourdoux, J. Craninckx, P. Wambacq, B. Come, S. Donnay, and A. Barel, "Ofdm-mimo wlan ap front-end gain and phase mismatch calibration," in *Proceedings. 2004 IEEE Radio and Wireless Conference (IEEE Cat. No.04TH8746)*, Sept 2004, pp. 151–154.

[130] M. Guillaud, D. T. M. Slock, and R. Knopp, "A practical method for wireless channel reciprocity exploitation through relative calibration," in *Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and Its Applications, 2005.*, vol. 1, August 2005, pp. 403–406.

[131] F. Kaltenberger, H. Jiang, M. Guillaud, and R. Knopp, "Relative channel reciprocity calibration in mimo/tdd systems," in *2010 Future Network Mobile Summit*, June 2010, pp. 1–10.

[132] M. Petermann, D. Wübben, and K. D. Kammeyer, "Evaluation of encoded mu-miso-ofdm systems in tdd mode with non-ideal channel reciprocity," in *2010 International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, Jan 2010, pp. 1–6.

[133] X. Jiang, M. Cirkić, F. Kaltenberger, E. G. Larsson, L. Deneire, and R. Knopp, "Mimo-tdd reciprocity under hardware imbalances : Experimental results," in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, June 2015, pp. 4949–4953.

[134] J. Shi, Q. Luo, and H. Sun, "Channel reciprocity of compact antenna array and the calibration," in *2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept 2011, pp. 1953–1957.

[135] O. Raeesi, A. Gokceoglu, and M. Valkama, "Estimation and mitigation of channel non-reciprocity in massive MIMO," *arXiv preprint arXiv :1706.04626*, 2017.

[136] M. Petermann, M. Stefer, D. Wübben, M. Schneider, and K. D. Kammeyer, "Low-complexity calibration of mutually coupled non-reciprocal multi-antenna ofdm transceivers," in *2010 7th International Symposium on Wireless Communication Systems*, Sept 2010, pp. 285–289.

[137] M. Petermann, M. Stefer, F. Ludwig, D. Wubben, M. Schneider, S. Paul, and K. D. Kammeyer, "Multi-user pre-processing in multi-antenna ofdm tdd systems with non-reciprocal transceivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 9, pp. 3781–3793, September 2013.

[138] H.-S. Lui, H. T. Hui, and M. S. Leong, "A note on the mutual-coupling problems in transmitting and receiving antenna arrays," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 5, pp. 171–176, Oct 2009.

[139] C. Shepard, H. Yu, N. Anand, E. Li, T. Marzetta, R. Yang, and L. Zhong, "Argos : Practical many-antenna base stations," in *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, ser. Mobicom '12. New York, NY, USA : ACM, 2012, pp. 53–64.

[140] Y. Zou, O. Raeesi, and M. Valkama, "Efficient estimation and compensation of transceiver non-reciprocity in precoded tdd multi-user mimo-ofdm systems," in *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Sept 2014, pp. 1–7.

[141] H. Wei, D. Wang, H. Zhu, J. Wang, S. Sun, and X. You, "Mutual coupling calibration for multiuser massive mimo systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 606–619, Jan 2016.

[142] W. Zhang, H. Ren, C. Pan, M. Chen, R. C. de Lamare, B. Du, and J. Dai, "Large-scale antenna systems with ul/dl hardware mismatch : Achievable rates analysis and calibration," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 4, pp. 1216–1229, April 2015.

[143] J. Liu, G. Vandersteen, J. Craninckx, M. Libois, M. Wouters, F. Petre, and A. Barel, "A novel and low-cost analog front-end mismatch calibration scheme for mimo-ofdm wlans," in *2006 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan 2006, pp. 219–222.

[144] M. Stefer, M. Petermann, M. Schneider, D. Wübben, and K.-D. Kammeyer, "Enhanced adaptive downlink transmission in MIMOOFDM systems by hardware-based calibration," in *Intern. OFDM-Workshop*, 2011.

[145] R. Rogalin, O. Y. Bursalioglu, H. Papadopoulos, G. Caire, A. F. Molisch, A. Michaloliakos, V. Balan, and K. Psounis, "Scalable synchronization and reciprocity calibration for distributed multiuser mimo," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 1815–1831, April 2014.

[146] J. Vieira, F. Rusek, and F. Tufvesson, "Reciprocity calibration methods for massive mimo based on antenna coupling," in *2014 IEEE Global Communications Conference*, Dec 2014, pp. 3708–3712.

[147] Maxim Integrated, "MAX2829 RF transceiver," https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2828-MAX2829.pdf, 2004.

[148] "Chambre réverbérante de l'IETR," https://www.ietr.fr/spip.php?article89.

[149] P. Kyritsi, G. Papanicolaou, P.Eggers, and A. Oprea, "Miso time reversal and delay-spread compression for fwa channels at 5 ghz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 96–99, 2004.

[150] H. T. Nguyen, J. B. Andersen, G. F. Pedersen, P. Kyritsi, and P. C. F. Eggers, "Time reversal in wireless communications : a measurement-based investigation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 8, pp. 2242–2252, Aug 2006.

[151] D. T. Phan-Huy, N. Malhouroux-Gaffet, J. Rioult, Y. Kokar, J. C. Prévotet, A. L. Cornec, A. Gati, T. Sarrebourse, P. Pajusco, and M. Hélard, "The radio waves display : An intuitive way to show green techniques for 5g to the general public," in *2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, May 2017, pp. 234–240.

[152] LUXONDES. (2018) The radio waves display. http://www.luxondes.com/.

[153] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized mimo : Challenges, opportunities, and implementation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, Jan 2014.

[154] A. Mokh, M. Helard, and M. Crussiere, "Space shift keying modulations for low complexity internet-of-things devices," in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, Dec 2017, pp. 1–7.

[155] D. T. Phan-Huy and M. Hélard, "Receive Antenna Shift Keying," in *IEEE International Conference on Communications 2012 (ICC 2012)*, Ottawa, Canada, Jun. 2012.

INSA de RENNES
Service des Formations

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:
Etudes de la mise en oeuvre matérielle d'une transmission sans fil combinant retournement temporel et OFDM

Nom Prénom de l'auteur : KOKAR YVAN

Membres du jury :
- Monsieur CANCES Jean-Pierre
- Madame HELARD Maryline
- Monsieur PREVOTET Jean-Christophe
- Monsieur TERRE Michel
- Madame BAUDOIN Geneviève
- Monsieur ROS Laurent

Président du jury : G. Baudoin

Date de la soutenance : 15 Novembre 2018

Reproduction de la these soutenue

☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 15 Novembre 2018

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI

UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE / MATHSTIC

INSA RENNES

Titre : Etudes de la mise en œuvre matérielle d'une transmission sans fil combinant retournement temporel et OFDM

Mots clés : retournement temporel, OFDM, réciprocité du canal, focalisations temporelle et spatiale, preuve de concept

Résumé : L'essor spectaculaire des systèmes de communications sans fil a entrainé une forte augmentation du trafic des données qui ne devrait cesser de croître au cours des prochaines années. La future génération de réseaux cellulaires (5G) doit être capable de supporter cette croissance du trafic, tout en présentant une consommation énergétique réduite par rapport aux réseaux existants. Parmi les différentes technologies étudiées, le retournement temporel (RT) se présente comme un sérieux candidat pour répondre à ces contraintes. En effet, les nombreuses études théoriques sur le sujet ont montré que la combinaison du RT et de l'OFDM possède des performances intéressantes, notamment grâce à ses propriétés de compression temporelle et de focalisation spatiale. Cependant, les hypothèses prises dans les études théoriques ne sont pas toujours compatibles avec la réalisation pratique d'un tel système. L'objectif de ces travaux de thèse est donc de proposer des solutions aux hypothèses non réalistes, afin de les mettre en oeuvre dans la réalisation d'un prototype combinant RT et OFDM dans un contexte MISO. Dans un premier temps, la mise en oeuvre de l'estimation du canal au niveau de l'émetteur et de la synchronisation du système MISO RT-OFDM est étudiée. Ensuite, une solution de calibration au niveau de l'émetteur est proposée pour compenser le caractère non réciproque du canal de propagation vu de la bande de base. L'ensemble de ces solutions ainsi que les propriétés de focalisation du RT sont validés à partir de mesures expérimentales sur le prototype réalisé. Enfin, la mise en oeuvre du premier prototype de modulation spatiale à la réception utilisant le RT est présentée.

Title : Hardware implementation study of a wireless transmission combining time reversal and OFDM

Keywords: time reversal, OFDM, channel reciprocity, time and spatial focusing, proof of concept

Abstract: The spectacular growth of wireless communications systems has led to a sharp increase in data traffic, which should continue to grow over the next few years. The future generation of cellular networks (5G) must be able to support this growth of traffic, while presenting reduced energy consumption compared to existing networks. Among the different studied technologies, time reversal (TR) is a serious candidate to meet these constraints. Indeed, the numerous theoretical studies on the subject have shown that the combination of TR and OFDM has interesting performance, specifically thanks to its temporal compression and spatial focusing properties. However, the assumptions made in the theoretical studies are not always compatible with the practical implementation of a real system. The objective of this thesis is to propose solutions to unrealistic theoritical hypotheses, in order to implement them in a real hardware prototype combining TR and OFDM in a MISO context. First, the implementation of the channel estimation at the transmitter side, and the synchronization of the MISO TR-OFDM system is studied. Then, a calibration solution at the transmitter is proposed to compensate for the non-reciprocal nature of the baseband propagation channel. All these solutions as well as the focusing properties of TR are validated by experimental measurements using the developed prototype. Finally, the implementation of the first TR prototype of spatial modulation at the receiver side is presented.