

Université Lille
Sciences et Technologies
Ecole Doctorale SPI : Sciences Pour l'Ingénieur

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'Université de Lille Sciences et Technologies

Spécialité

Micro et nano technologies, acoustique et télécommunications

Pierre LALY

SONDEUR DE CANAL MIMO TEMPS RÉEL ET APPLICATIONS

Soutenue le 16 Décembre 2016

JURY

Mr Pierre DEGAUQUE, Professeur, Université de Lille

Mr Ghaïs EL ZEIN, Professeur, INSA Rennes

Mr Rodolphe VAUZELLE, Professeur, Université de Poitiers

Mme Anne FERREOL, Ingénieur de recherche, THALES C & S

Mme DINH THUY PHAN HUY, Ingénieur de recherche, Orange lab.

Mr Aziz BENLARBI-DELAÏ, Professeur, Sorbonne Université UPMC

Mr Wout JOSEPH, Professeur, Gent University

Mme Martine LIENARD, Professeur, Université de Lille

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examinatrice

Examinatrice

Examineur

Examineur

Directrice de thèse

REMERCIEMENTS

En pensant aux remerciements que je voulais exprimer, je me suis rendu compte, que je devais ma reconnaissance à beaucoup de personnes que j'ai rencontré au détour de ma carrière. Je vais donc essayer de n'oublier personne.

Je voudrais remercier en premier lieu, M. Lionel BUCHAILLOT et M. Gilles DAMBRINE, respectivement directeur et directeur adjoint de l'institut d'Electronique, de Micro-électronique et de Nanotechnologie (IEMN) de m'avoir permis de passer ma thèse au sein du groupe TELICE de l'IEMN.

J'étends mes remerciements à Mme Martine LIENARD, responsable du groupe TELICE, en tant que directrice de thèse de m'avoir fait confiance pour ce projet, pour son encadrement, ses conseils, ses remarques et le suivi de mon travail tout au long de mon doctorat, à l'équipe INTEC/WICA de l'université de GAND et particulièrement à Wout JOSEPH et Emmeric TANGHE d'avoir soutenu ce projet et pour leur sympathie.

J'exprime mon entière reconnaissance à l'attention Mr Ghaïs EL ZEIN et Mr Rodolphe VAUZELLE d'avoir accepté de prendre sur leur temps afin d'apporter leur expertise comme examinateurs de ce travail et de faire partie du jury.

Je remercie très sincèrement Mme Anne FERREOL, Mme DINH THUY PHAN HUY, Mr Aziz BENLARBI-DELAÏ, Mr Pierre DEGAUQUE, Mr Wout JOSEPH d'avoir accepté de faire partie des membres du jury.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Pierre DEGAUQUE qui avec Mme Martine LIENARD, m'ont fait confiance tout au long de ma carrière sur les différents projets que j'ai pu mener et qui m'ont permis d'avoir les compétences nécessaires à mener à bien ma thèse. Les manip terrain un peu partout sur le territoire à l'air libre et dans les différents tunnels, tous ces moments resteront à jamais gravés dans ma mémoire. Je n'oublierais jamais ce que vous avais fait pour moi.

Je tiens à remercier mes collègues de travaille avec lesquels nous avons établi une relation amicale et particulièrement,

Virginie DEGARDIN, avec qui j'ai apprécié de travailler sur les divers projets, je retiens particulièrement sa sympathie, sa compréhension, son soutien, sa gentillesse, ses compétences et ses conseils éclairés dans les diverses échanges que nous avons pu avoir. Merci Virginie pour la considération que tu m'as accordée.

Davy Gaillot et Eric SIMON, pour les conseils et avis éclairés prodigués durant l'étendue de ce projet, le soutien qu'ils m'ont apporté aux moments ou j'en avais le plus besoin. Leur sympathie et gentillesse. Davy, tu as toujours une réponse aux questions que j'ai pu te poser, tu n'es pas avare sur le temps pour m'aider, que ce soit sur un problème MatLab ou dans la compréhension de phénomènes divers et variés. Eric, toujours calme, gentil et posé, merci pour ton aide chaque fois que je t'ai sollicité et pour ta pédagogie lors de tes explications.

Lamine Koné, je ne pouvais pas terminer mes remerciements sans parler de toi, toutes les longues discussions très instructive que nous avons pu avoir sur des sujets passionnants, tes conseils éclairés, ton aide sur la mise en place de manip et autres, j'en garde un excellent souvenir.

Je remercie également Emmanuelle GILLMANN, gestionnaire du groupe TELICE, pour son aide dans les démarches administratives relatives à ma thèse.

Rose MAZARI, le petite dernière, voilà un an que nous travaillons ensemble, et j'ai pu apprécier ton professionnalisme, ton esprit d'analyse, ta persévérance et la qualité qui ressort le plus c'est la passion qui te permet d'avancer, tu as soif d'apprendre, tu es toujours prête à découvrir

de nouvelles choses. Tu as de grandes qualités d'adaptation en labo comme sur le terrain. Je garderais un excellent souvenir de ces derniers mois durant lesquels nous avons collaboré.

J'exprime ma gratitude à monsieur Jacques Baudet, qui m'a recruté et par qui j'ai acquis de solides connaissances et une rigueur dans mon travail.

J'adresse également mes remerciements à Madame Jocelyne LOUCHARD pour sa contribution à l'élaboration de ce mémoire.

Je tenais pour terminer, remercier ma famille et mes proches pour leur soutien et particulièrement SABRINA, la femme de ma vie, qui a su me motiver dans les moments les plus difficiles de cette aventure, qui a supporté et qui m'a motivé durant les soirées et les week-ends de rédaction. Merci pour ton soutien sans faille durant ces trois années.

SOMMAIRE

Liste des Figures.....	I
Liste des Tableaux.....	VII
Acronymes.....	IX
Introduction générale	1
Chapitre 1 Contexte des études et concept de base du sondage de canal	9
1.1 Introduction :.....	9
1.2 Rappel sur les canaux de propagation MIMO	10
1.2.1 Modèle de signal en contexte de mobilité.....	10
1.2.2 Modèle de canal large bande en présence de trajets multiples.....	11
1.2.3 Métriques caractérisant le canal de propagation.....	12
1.2.4 Canaux de propagation MIMO large bande.....	15
1.3 Les besoins actuels et futurs en sondage de canal.....	16
1.3.1 Localisation.....	17
1.3.2 Confidentialité des données	18
1.3.3 Cyber-sécurité dans les systèmes communicants pour les transports.....	20
1.3.4 Massive MIMO en liaison descendante.....	20
1.3.5 Communications "vehicle to vehicle » et « vehicle to infrastructure » (V2X)	23
1.4 Le dimensionnement d'un sondeur	24
1.5 Etat de l'art des sondeurs.....	26
1.5.1 Signal de sondage	26
1.5.2 Technique de sondage multi-antennes	27
1.5.3 Exemples de sondeur	28
1.5.3.1 Sondeur à commutation Tx et Rx.	28
1.5.3.2 Sondeur MIMO à commutation Tx basé sur le mode TDM	29
1.5.3.3 Sondeur MIMO parallèle	29
1.6 Discussion	29
1.7 Architecture générale du sondeur	33
1.8 Conclusion	33
Chapitre 2 Architecture du sondeur	37
2.1 Introduction :.....	37
2.2 Description générale du sondeur.....	38

2.2.1	L'émetteur (Tx)	38
2.2.2	Le récepteur (Rx).....	38
2.3	Les signaux transmis	39
2.3.1	La trame de base.....	39
2.3.2	Le PREAMBLE.....	40
2.3.2.1	Structure du PREAMBLE	40
2.3.2.2	Etude sur la forme d'onde du PREAMBLE	42
	A. La détection	42
	B. Le Peak to Average Power Ratio (PAPR)	46
	C. Synthèse des performances et choix du signal PREAMBLE	46
2.3.3	Le SYMBOL	46
2.3.4	La Trame transmise.....	48
2.3.4.1	Sondage polarimétrique MIMO (8,8)	48
2.3.4.2	La technique de sondage spatial	48
2.4	Architecture « matériel » et « logiciel » du sondeur	49
2.4.1	Notion de temps réel	49
2.4.2	Description de l'Unité de Transmission (UT).....	49
2.4.2.1	Traitement numérique dans l'UT	50
2.4.2.2	Modes de fonctionnement.....	51
2.4.3	Unité de réception (UR).....	51
2.4.3.1	Architecture.....	52
2.4.3.2	Traitement numérique dans l'unité de Réception	53
	A. Le Contrôle Automatique de Gain	53
	B. La détection	55
2.5	Conclusion	58
Chapitre 3	Étalonnage et performances du sondeur MIMOSA.....	63
3.1	Introduction	63
3.2	Étalonnage des signaux d'émission	64
3.3	Étalonnage du CAG	64
3.4	Étalonnage de la réponse fréquentielle de l'ensemble émission/réception	66
3.5	Test de linéarité	67
3.6	Test d'isolation entre les voies de l'UR.....	69
3.7	Test de sensibilité et dynamique.....	70
3.8	Test de la stabilité des sources :	71
3.8.1	L'horloge de référence CTL430.....	72
3.8.2	Le synthétiseur de fréquence ultra faible bruit (HSM12001B)	72

3.8.3	Estimation de l'écart de fréquence entre l'émission et la réception	73
3.9	Test de mesure Doppler	74
3.10	Comparaison sondeur de canal- analyseur de réseau.....	75
3.11	Conclusion	76
Chapitre 4	Caractérisation multidimensionnelle des canaux de propagation en présence de végétation	79
4.1	Introduction	79
4.2	Présentation des environnements de mesure	80
4.3	Description des expérimentations	81
4.3.1	Scénarii sol-sol dans la forêt de Merville	81
4.3.2	Scénarii sol-sol et sol-air statique dans la forêt de Monterfil	83
4.4	Scénario sol-sol et sol -air statique	86
4.4.1	Rapport signal sur bruit (SNR)	87
4.4.2	Atténuation du signal engendrée par la végétation, Tx et Rx étant à hauteur constante et copolarisés.....	90
4.4.2.1	Atténuation en forêt de Merville	90
4.4.2.2	Atténuation en forêt de Monterfil	91
4.4.2.3	Modèles d'atténuation due à la végétation	93
A.	-Modèle ITU 833	93
B.	- Modèle de Weissberger.....	94
4.4.2.4	Comparaison entre les valeurs mesurées et celles prédites par les modèles	95
4.4.2.5	Influence de la hauteur de Rx sur l'atténuation du signal engendrée par la végétation .	96
4.4.3	Etude de la dépolarisation du champ : Facteur de polarisation croisée	99
4.4.4	Etalement des retards (τ_{RMS}) et bande de cohérence (B_c)	101
4.4.4.1	Méthode de calcul	101
4.4.4.2	τ_{RMS} et B_c en fonction de la distance Tx-Rx en forêt	102
4.4.5	Analyse large bande : Direction d'arrivée des rayons	104
4.5	Scenario sol-air dynamique	106
4.6	Conclusion	109
	Conclusion et perspectives	113
1.	Conclusion	113
2.	Perspectives et évolutions	114
ANNEXE A	127
A.	Module PC embarqué	132
B.	Module de génération des signaux.....	133
C.	Module radio Fréquence	134
D.	Paramètres de la trame de mesure	135

E. Mode de fonctionnement	136
A. Module PC embarqué	141
B. Module de traitement numérique	142
C. Module radio fréquence	143

ANNEXE B **151**

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1 - CONTEXTE DES ETUDES ET CONCEPT DE BASE DU SONDAGE DE CANAL

FIGURE 1-1 : EFFET DOPPLER	10
FIGURE 1-2 : SCENARIOS SU-MIMO (A) ET MU-MIMO (B)	15
FIGURE 1-3 : SONDAGE DE CANAL AIR-SOL EN FORET	18
FIGURE 1-4 : CLUSTER ET DE TWIN CLUSTER DANS UN CANAL DE PROPAGATION	18
FIGURE 1-5 : EXEMPLE DE SCENARIOS DE COMPROMISSION ET SONDAGE DE CANAL ASSOCIE ENTRE TX ET LES DIFFERENTS RX. TX-RX1 CANAL LEGITIME. TX-RX{2-5} CANAUX ILLEGITIMES	20
FIGURE 1-6 : ILLUSTRATION DU CODAGE MRT DANS LE CAS D'UNE STATION DE BASE COMPORTANT 3 ANTENNES A L'EMISSION ET DESSERVANT 3 UES	21
FIGURE 1-7 : EXEMPLE DE SCENARIO DE COMMUNICATION V2V DANS UN ENVIRONNEMENT DE TYPE MANHATTAN GRID ET SONDAGE DE CANAL ASSOCIE. SUR LE DESSIN: DIFFUSION DE L'INFORMATION SUR L'ACCIDENT NECESSITANT LA COMMUNICATION ENTRE V ET A,B,C	24
FIGURE 1-8 : MULTIPLEXAGE EN TEMPS (TDM) POUR 3 ANTENNES D'EMISSION	27
FIGURE 1-9 : MULTIPLEXAGE EN FREQUENCE (FDM) POUR 3 ANTENNES D'EMISSION	27
FIGURE 1-10 : MULTIPLEXAGE PAR CODE (CDM) POUR 3 ANTENNES D'EMISSION	28
FIGURE 1-11 : SYNOPTIQUE D'UN SONDEUR MIMO 4X4 A COMMUTATION TX ET RX	28
FIGURE 1-12 : SONDEUR MIMO 4X4 A COMMUTATION TX	29
FIGURE 1-13 : SYNOPTIQUE D'UN SONDEUR MIMO 4X4 PARALLELE	29
FIGURE 1-14 : SYNOPTIQUE GENERAL DU SONDEUR MIMO A 8 PORTS DE SORTIE ET 16 PORTS D'ENTREE	33

CHAPITRE 2 – ARCHITECTURE DU SONDEUR

FIGURE 2-1 : SYNOPTIQUE SIMPLIFIE DU SONDEUR DE CANAL MIMO TEMPS REEL	38
FIGURE 2-2 : SYNOPTIQUE DE LA TRAME DE BASE	39
FIGURE 2-3 : STRUCTURE DU PREAMBLE	40
FIGURE 2-4 : PREAMBLE _{HPAVMOD} (A), PREAMBLE _{PRBS} (B) ET PREAMBLE _{NEWMAN} (C) DANS LE DOMAINE TEMPOREL	42
FIGURE 2-5 : RESULTAT DE CORRELATION POUR (A) PREAMBLE _{HPMOD} , (B) PREAMBLE _{PRBS} ET (C) PREAMBLE _{NEWMAN}	43
FIGURE 2-6 : AUTO CORRELATION DES FORMES D'ONDE AUTOUR DU PIC DE CORRELATION	44
FIGURE 2-7 : PERFORMANCES DE LA DETECTION EN CANAL GAUSSIEN	44
FIGURE 2-8 : PERFORMANCES DE LA DETECTION SELON LES SIGNAUX ENVISAGES EN FONCTION DU SNR DANS UN CANAL DE RICE AVEC K=4	45
FIGURE 2-9 : PERFORMANCES DE LA DETECTION SELON LES SIGNAUX ENVISAGES EN FONCTION DU SNR EN NLOS ET AVEC MULTI-TRAJETS	45
FIGURE 2-10 : AFFECTATION DES SOUS PORTEUSES SUR LES ANTENNES	47
FIGURE 2-11 : STRUCTURE DE LA TRAME POUR LE SONDAGE POLARIMETRIQUE	48

FIGURE 2-12 : ARCHITECTURE DE L'UNITE DE TRANSMISSION	50
FIGURE 2-13 : SYNOPTIQUE DU MODULE DE TRAITEMENT NUMERIQUE DE L'UT	51
FIGURE 2-14 : ARCHITECTURE SIMPLIFIEE DE L'UNITE DE RECEPTION	52
FIGURE 2-15 : SYNOPTIQUE SIMPLIFIE DU TRAITEMENT NUMERIQUE	53
FIGURE 2-16 : REPONSE DU CAG LORS DU PREMIER CALAGE DU SYSTEME POUR N=4 EN BLEU, N=8 EN VERT ET N=12 EN ROUGE	54
FIGURE 2-17 : REPONSE DU CAG A UN ECHELON DE TENSION DE 20 DB CORRESPONDANT A UN AJUSTEMENT DYNAMIQUE PENDANT CP2	55
FIGURE 2-18 : SYNOPTIQUE DE LA CORRELATION SUR 512 ECHANTILLONS DU SIGNAL DE RECEPTION	56
FIGURE 2-19 : REPRESENTATION GRAPHIQUE DE LA SELECTION DES 128 ECHANTILLONS LES PLUS SIGNIFICATIFS	57
FIGURE 2-20 : SYNOPTIQUE DE LA CORRELATION POUR 16 ECHANTILLONS.....	58

CHAPITRE 3 – ÉTALONNAGE ET PERFORMANCES DU SONDEUR MIMOSA

FIGURE 3-1 : SIGNAL MESURE EN SORTIE DU TRANSMETTEUR (A) VOIE 1 NON CORRIGEE (B) ENSEMBLE DES 8 VOIES AVANT CORRECTION (C) 8 VOIES CORRIGEEES.....	64
FIGURE 3-2 : RELEVÉ DE L'ÉTALONNAGE DE LA CAG POUR LA VOIE 1 DU RECEPTEUR POUR 3 FREQUENCES....	65
FIGURE 3-3 : SYNOPTIQUE DE LA MESURE POUR L'ÉTALONNAGE DU CAG.....	66
FIGURE 3-4 : SYNOPTIQUE DU "KIT" D'ÉTALONNAGE	66
FIGURE 3-5 : REPONSE FREQUENTIELLE AVEC ET SANS ETALONNAGE POUR LE MODULE (A) ET LA PHASE (B) ..	67
FIGURE 3-6 : CABLAGE POUR LA MESURE « BACK TO BACK » SIMO POUR LE TEST DE LINEARITE DU SONDEUR	68
FIGURE 3-7 : PDP DU SIGNAL REÇU SUR LES 16 VOIES POUR LE TEST DE LINEARITE	68
FIGURE 3-8 : VISUALISATION DES PDP AUTOUR DES ECHOS POUR 8 VOIES DE L'UR.....	69
FIGURE 3-9 : SYNOPTIQUE DE LA MESURE D'ISOLATION DE L'UNITE DE RECEPTION	69
FIGURE 3-10 : CARACTERISATION DE L'ISOLATION ENTRE LES VOIES 1 ET 2	70
FIGURE 3-11 COURBES DU SNR (A) ET DE LA SENSIBILITE (B) EN MODE SIMO.....	71
FIGURE 3-12 : PHOTO DE LA CARTE REFERENCE D'HORLOGE CTL430	72
FIGURE 3-13 : BRUIT DE PHASE DU SYNTHETISEUR HOLZWORTH HSM12001B	73
FIGURE 3-14 : (A) EVOLUTION DE LA PHASE DEROULEE SUR 1200 POINTS ENREGISTREE TOUTE LES 460 MS (B) ZOOM SUR 10 S NON DEROULE	74
FIGURE 3-15 : CANAL VIRTUEL POUR LA MESURE DOPPLER	74
FIGURE 3-16 : FONCTION DE DISPERSION RETARD-DOPPLER.....	75
FIGURE 3-17 : SYNOPTIQUE DE LA MESURE DE COMPARAISON ANALYSEUR DE RESEAU / SONDEUR DE CANAL	76
FIGURE 3-18 : PDP MESUREES A L'ANALYSEUR DE RESEAU (VNA) ET A L'AIDE DU SONDEUR DE CANAL DANS UN CANAL VIRTUEL (COULEURS).....	76

CHAPITRE 4 – CARACTERISATION MULTIDIMENSIONNELLE DES CANAUX DE PROPAGATION EN PRESENCE DE VEGETATION

FIGURE 4-1 : FORET DE MERVILLE- PHOTO DE LA PARCELLE ENTRE LE TX ET LE RX.....	80
FIGURE 4-2 : VUE AERIENNE DE LA FORET DE MONTERFIL ET IDENTIFICATION DES ZONES 1 ET 2	81
FIGURE 4-3 : CARACTERISTIQUES SIMULEES SUR ADS D'UNE ANTENNE PATCH 1.35 GHZ. (A) ISOLATION ENTRE VOIES, (B) COEFFICIENT DE REFLEXION. [SOURCE GENT UNIVERSITY/IMIND],- CARACTERISTIQUES MESUREES SUR 8 ANTENNES (C) ISOLATION ENTRE LES VOIES, (D) COEFFICIENT DE REFLEXION	82
FIGURE 4-4 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU PATCH A LA FREQUENCE DE 1.35 GHZ.....	82
FIGURE 4-5 : EXPERIMENTATIONS DANS LA FORET DE MERVILLE: A) POSITION DU PATCH D'EMISSION, B) VUE AERIENNE DE LA ZONE DU SITE DE MESURES ET C) DEPLACEMENT DU RECEPTEUR EN SCENARIO NLOS.....	83
FIGURE 4-6 : IMPLANTATION DES ANTENNES ELEMENTAIRES « PATCH » POUR FORMER LE RESEAU PLAN. LES PHOTOS MONTRENT LES 2 ORIENTATIONS POSSIBLES (A) ET (B) DE CE RESEAU QUI ONT ETE UTILISEES LORS DES EXPERIMENTATIONS	84
FIGURE 4-7 : VUE AERIENNE DE LA FORET DE MONTERFIL ET POSITIONS DU TX EN ZONE 1 ET 2. LES POINTS A, B, C, D ET E CORRESPONDENT AUX POSITIONS POUR LESQUELLES LES MESURES ONT ETE EFFECTUEES EN CHANGEANT DE FAÇON CONTINUE LA HAUTEUR DE LA NACELLE	85
FIGURE 4-8 : COUPE TRANSVERSE DE L'ENVIRONNEMENT DE MESURE: FORET DE MONTERFIL.....	85
FIGURE 4-9 : DIFFERENTES POSITIONS ET ORIENTATIONS DU RESEAU TX: A) RESEAU PERPENDICULAIRE AU SOL TX2 EN ZONE 2, B) RESEAU TX1 PERPENDICULAIRE AU SOL EN ZONE 1 ET C) RESEAU TX1 PARALLELE AU SOL EN ZONE 1	86
FIGURE 4-10 : RESEAU D'ANTENNES RX: A) VU DU RESEAU A UNE HAUTEUR DE 16M ET B) NACELLE ELEVATRICE DEPLIEE POUR ATTEINDRE UNE HAUTEUR MAXIMALE DU RESEAU DE 20 M.....	87
FIGURE 4-11 : SNR EN FONCTION DE LA DISTANCE TX-RX A) DANS LA FORET DE MERVILLE POLARISATION +45°/+45° ET +45°/-45°. SCENARIO NLOS. B) DANS LA FORET DE MONTERFIL- POLARISATION HH PERP ET XH PARA.....	89
FIGURE 4-12 : GAIN MESURE DANS LA FORET DE MERVILLE EN LOS ET NLOS ET COURBE DE REFERENCE EN ESPACE LIBRE.....	90
FIGURE 4-13 : PERTES DUES A LA VEGETATION: A) FORET DE MONTERFIL - DIFFERENTES HAUTEURS DU RESEAU DE RECEPTION ET B) COMPARAISON FORET DE MERVILLE ET FORET DE MONTERFIL POUR $H_2=3.5$ M ET $H_3=16$ M, POLARISATION VV	92
FIGURE 4-14 : ATTENUATION DUE A LA VEGETATION, POUR DEUX HAUTEURS DU RECEPTEUR ET EN FONCTION DE LA POLARISATION D'EMISSION/RECEPTION	92
FIGURE 4-15 : MODELES D'ATTENUATION DUE A LA VEGETATION ET COMPARAISON AVEC LES RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	96
FIGURE 4-16 : RESEAU TX PERPENDICULAIRE AU SOL: ETUDE EN FONCTION DE LA HAUTEUR, DE LA POLARISATION ET DE LA ZONE DANS LAQUELLE TX SE SITUE.....	97
FIGURE 4-17 : GAIN EN FONCTION DE LA HAUTEUR DU RESEAU DE RECEPTION, DE L'ORIENTATION DU RESEAU D'EMISSION ET DE LA POLARISATION DES ANTENNES DE RECEPTION: A) ZONE 1 ET B) ZONE 2	98

FIGURE 4-18 : GAIN OBTENU POUR UNE LIAISON ENTRE TX PARALLELE AU SOL ET RX PERPENDICULAIRE AU SOL ET POUR DIFFERENTES POLARISATIONS. COMPARAISON AVEC LE GAIN EN HH AVEC TX PERPENDICULAIRE AU SOL. A) ZONE 1, B) ZONE 2	99
FIGURE 4-19 : XPD EN FONCTION DE LA HAUTEUR DU RESEAU DE RECEPTION	100
FIGURE 4-20 : FONCTION CUMULATIVE DE DISTRIBUTION DU XPD	100
FIGURE 4-21 : EXEMPLE DE FONCTIONS DE TRANSFERT (A ET C) ET PDP (B ET D) MESURES DANS LA FORET DE MERVILLE.....	102
FIGURE 4-22 : BANDE DE COHERENCE A 0.9 ET ETALEMENT DES RETARDS EN CO-POLAR: A) FORET DE MERVILLE (POLARISATION +45°/+45°) ET B) FORET DE MONTERFIL (POLARISATION HH- HAUTEUR RX:3.5 M)	103
FIGURE 4-23 : CDF DE LA BANDE DE COHERENCE A 0.9 (A) ET ETALEMENT DES RETARDS (B) EN FORET DE MONTERFIL. POLARISATION HH POUR LE RESEAU PERPENDICULAIRE (PERP) ET XH RESEAU PARALLELE (PAR)	103
FIGURE 4-24 : EXEMPLE DE DOA ESTIMEES A $H_{RX}=20$ M: A) AZIMUT ET B) ELEVATION	104
FIGURE 4-25 : EXEMPLE DE DOA ESTIMEES A $H_{RX}=3.5$ M: A) AZIMUT ET B) ELEVATION	105
FIGURE 4-26 : DOA MOYENNE EN FONCTION DE H_{RX} : A) AZIMUT, B) ELEVATION ET C) CONFIGURATION DE L'EXPERIMENTATION.....	106
FIGURE 4-27 : CONFIGURATION DES EXPERIMENTATIONS POUR LE SCENARIO SOL-AIR DYNAMIQUE	107
FIGURE 4-28 : PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE LA POSITION DE L'AVION, TANT EN HAUTEUR QUE DANS LE PLAN HORIZONTAL. L'ULM SURVOLE UNE ZONE D'ENVIRON 3 KM X 3.4 KM ET UNE PLAGE D'ALTITUDE DE 260 M.	108
FIGURE 4-29 : PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE LA POSITION DE L'AVION DANS LE PLAN HORIZONTAL ET OBTENUE PAR PROJECTION, SUR CE PLAN, DES MESURES FAITES A DIVERSES ALTITUDES.	108
FIGURE 4-30 : XPD POUR UN SCENARIO SOL-AIR: LE CARRE ROUGE REPRESENTA LA POSITION DU RESEAU DE RECEPTION.	109

ANNEXE A

FIGURE A- 1 : STRUCTURE DU PREAMBLE AV DE LA NORME HOMEPLUG AV [HOM 05]	127
FIGURE A-2 : REPRESENTATION TEMPORELLE (A) ET FREQUENTIELLE (B) DE SSYNC + HP_MOD	129
FIGURE A-3 : REPRESENTATION TEMPORELLE (A) ET FREQUENTIELLE (B) DU PREAMBLE _{HPMOD}	129
FIGURE A-4 : REPRESENTATION TEMPORELLE (HAUT) ET FREQUENTIELLE (BAS) DE SSYNC + HP_MOD	130
FIGURE A-5 : REPRESENTATION TEMPORELLE (HAUT) ET FREQUENTIELLE (BAS) DU PREAMBLE _{NEWMAN}	130
FIGURE A-6 : REPRESENTATION TEMPORELLE (A) ET FREQUENTIELLE (B) DE SSYNC + PRBS	131
FIGURE A-7 : REPRESENTATION TEMPORELLE (A) ET FREQUENTIELLE (A) DU PREAMBLE _{PRBS}	131
FIGURE A-8 : SIGNAL PREAMBLE SUR ECHANTILLONNE	132
FIGURE A-9 : SIGNAL SYMBOL SUR ECHANTILLONNE A) TEMPOREL ET B) FREQUENTIEL	132
FIGURE A- 10 : SYNOPTIQUE DU MODULE DE GENERATION DES SIGNAUX DE MESURE	134
FIGURE A- 11 : CHAINE ANALOGIQUE AVANT ANTENNE DE TRANSMISSION	135

FIGURE A- 12 : MODE DE FONCTIONNEMENT MANUEL COMMANDE (A) VIA L'INTERFACE GRAPHIQUE ET (B) PAR UNE SOURCE EXTERNE.....	137
FIGURE A- 13 : FONCTIONNEMENT DU MODE CONTINU AVEC LA DUREE ENTRE LES TRAMES PARAMETREE A 1 MS	137
FIGURE A-14 : SYNOPTIQUE DU VPX-EPC.....	139
FIGURE A-15 : IHM POUR DEUX VOIES D'EMISSIONS	140
FIGURE A-16 : SYNOPTIQUE DE LA CARTE X6-400M	141
FIGURE A- 17 : SYNOPTIQUE DU MODULE DE TRAITEMENT NUMERIQUE	142
FIGURE A- 18 : SYNOPTIQUE DU MODULE RADIO FREQUENCE	143
FIGURE A-19 : ONGLET « MIMOSA_RX » DE L'INTERFACE GRAPHIQUE DU MODULE DE RECEPTION	145
FIGURE A-20 : SYNOPTIQUE DE LA CARTE X6-250M	146
FIGURE A-21 : PROCEDURE D'ETALONNAGE COTE UNITE DE TRANSMISSION	148
FIGURE A-22 : PROCEDURE D'ETALONNAGE POUR LE RECEPTEUR	148

ANNEXE B

FIGURE B-1 : PDP DU CANAL SIMULE A) LOS AVEC FACTEUR DE RICE=3- B) NLOS. SNR=20 DB	151
FIGURE B-2 : CDF DE L'ECART ENTRE LE SNR ESTIME ET LE SNR EXACT EN FONCTION DU SNR EXACT.	152
FIGURE B-3 : ERREUR SUR LE CALCUL DE L'ETALEMENT DES RETARDS (A) ET DE LA BANDE DE COHERENCE (B)	153
FIGURE B-4 : A) RESEAU 3X3 ORIENTATION 0°,B) RESEAU 3X3 ORIENTATION 45°,C) RESEAU 2+2X3 ORIENTATION 0°, D) RESEAU 2+2X3 ORIENTATION 45°	153
FIGURE B-5 : VARIANCE DE L'ERREUR D'ESTIMATION DE L'AMPLITUDE (VAR_{HH}), DU RETARD (VAR_{TOA}), DE L'AOA AZIMUT ($VAR_{AOA\ AZ}$), DE L'AOA ELEVATION ($VAR_{AOA\ EL}$) POUR LE RESEAU URA (3X3) ET RESEAU "NEW"(2+2X3)- A) CONFIGURATION A 0°, B) CONFIGURATION A 45°.....	154

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE 1 - CONTEXTE DES ETUDES ET CONCEPT DE BASE DU SONDAGE DE CANAL

TABLEAU 1-1 : BANDES DE FREQUENCES ET APPLICATIONS.....	30
TABLEAU 1-2 : SYNTHESE DES CARACTERISTIQUES DES SONDEURS EXISTANTS	31

CHAPITRE 2 – ARCHITECTURE DU SONDEUR

TABLEAU 2-1 : PAPR POUR LES SIGNAUX PREAMBLE ENVISAGES	46
TABLEAU 2-2 : EXEMPLE D'ATTRIBUTION DES PORTS D'ENTREE ET SORTIE DU SONDEUR POUR LE SONDAGE POLARIMETRIQUE	48
TABLEAU 2-3 : RESUME DES RESSOURCES NECESSAIRES POUR REALISER LA CORRELATION SUR UNE VOIE PAR LA METHODE STANDARD	56
TABLEAU 2-4 : RESSOURCES NECESSAIRES POUR REALISER LA CORRELATION SUR UNE VOIE PAR LA METHODE ECONOMIE DE RESSOURCES	58
TABLEAU 2- 5 : CARACTERISTIQUES DES CAN ET CNA	58
TABLEAU 2-6 : CARACTERISTIQUES DU SYMBOL EN BANDE DE BASE	59
TABLEAU 2-7 : CARACTERISTIQUES DU SONDEUR EN RF.....	59
TABLEAU 2-8 : CARACTERISTIQUES DE SONDAGE.....	60

CHAPITRE 3 – ÉTALONNAGE ET PERFORMANCES DU SONDEUR MIMOSA

TABLEAU 3- 1 : MESURES D'ISOLATION DE LA VOIE 1 PAR RAPPORT AUX VOIES 2 A 8.....	70
TABLEAU 3-2 : CARACTERISTIQUES DE LA CARTE CTL430.....	72
TABLEAU 3- 3 : CARACTERISTIQUES INTRINSEQUES DU SONDEUR	77

CHAPITRE 4 – CARACTERISATION MULTIDIMENSIONNELLE DES CANAUX DE PROPAGATION EN PRESENCE DE VEGETATION

TABLEAU 4-1 : SYNTHESE DES EXPERIMENTATIONS EFFECTUEES AU VOISINAGE DU SOL.....	88
TABLEAU 4-2 : SYNTHESE DES POURCENTAGES PR(SNR >14 DB) ET PR(SNR>6 DB)	89
TABLEAU 4-3 : STATISTIQUES DU RAPPORT P_{VV} / P_{HH} (DB) POUR LES 3 HAUTEURS DU RX	93
TABLEAU 4-4 : MODELES D'AFFAIBLISSEMENT DU A LA VEGETATION	95
TABLEAU 4-5 : VALEURS MEDIANES DE BC ET τ_{RMS} EN ZONE 1 ET 2 EN FONCTION DE LA HAUTEUR ET DE LA POLARISATION A MONTERFIL	103

ANNEXE

TABLEAU A-1 : LISTE DES PARAMETRES DE LA TRAME DE MESURE	135
TABLEAU A-2 : CONFIGURATION DE LA DUREE DE LA TRAME DE MESURE	135
TABLEAU A-3 : GAINS ET FACTEURS DE BRUIT DES ELEMENTS DE LA CHAINE DE RECEPTION.....	144
TABLEAU A-4 : REGLAGE DU GAIN DU CAG	147

ACRONYMES

3GPP	Third Generation Partnership Project
5G	5 ^{ème} génération de standards pour la téléphonie mobile
AOA	Angle Of Arrival
AOD	Angle Of Departur
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CAG	Contrôle Automatique de Gain
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CIR	Complex Impulse Response
CISIT	Campus International sur la Sécurité et l'Intermodalité des Transports
COST	Coopération européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique
CDF	Cumulative Distribution Fuction
CDM	Code Division Multiplexing
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discret Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
FUI	Fonds Unique Interministériel
GMACs	Giga Multiply ACcumulate operations
GPS	Global Positioning System
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IRACON	Inclusive Radio Communications
ISI	Interférence Inter Symbole
ITU	Intrenational Telecommunication Union
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output

MIMOSA	Multiple Input Multiple Output System Acquisition
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MRT	Maximum Ratio Transmission
MU-MIMO	Multi User MIMO
NF	Noise Figure
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OL	Oscillateur Local
PA	Power Amplifier
PA	Pseudo Aléatoire
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDP	Power Delay Profil
PCI	Peripheral Component Interconnect
PCI Express	Peripheral Component Interconnect Express
PHY	Couche PHYsique
PMR	Private Mobile Communication
RIMAX	Iterative MAXimum Likelihood estimation scheme
SDR	Software Defined Radio
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signla to Noise Ration
SU-MIMO	Single User MIMO
TDM	Time Division Multiplexing
TOA	Time Of Arrival
UCA	Uniform Circular Array
UE	User Equipment
URA	Uniform Rectangular Array
USRP	Universal Software Radio Peripheral
V2V	Vehicle To Vehicle
V2X	Vehicle To Anything
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WSS	Wide-Sense Stationary
XPD	Cross Polarization Decimation factor

Introduction générale

1. Introduction

L'évolution des télécommunications est régie par la volonté d'offrir aux consommateurs de plus en plus de services tout en réduisant le coût des infrastructures réseau. La solution à cette problématique est l'émergence de réseaux plus intelligents et surtout plus flexibles. Ce besoin de flexibilité est nécessaire pour permettre l'ajout de nouveaux services sans conséquence sur l'architecture réseau. Apparaît ainsi la notion de réseaux hétérogènes qui englobe toutes les technologies d'accès comme le WIFI ou les réseaux mobiles. Le mobile, apparu pour la 2G et 3G, devient désormais un terminal ou "user equipment (UE)" qui intègre l'ensemble de ces technologies. Pour dimensionner les différents réseaux de communications, des standards ont été définis à partir de travaux de synthèse présentés dans le cadre du 3GPP [3GPP] et maintenant du 5GPPP [5GPPP]. Pour atteindre avec la 4G des débits théoriques supérieurs à 100 Mb/s, un des nombreux axes innovants de ces dernières années a été d'exploiter toute la richesse du canal de propagation. C'est par ailleurs un des axes de recherche des membres des actions COST (259 [COR 95], 273 [COR 00], 2100 [VER 12], IC1004 [CAR 16]) dont les collaborations entre partenaires ont permis des caractérisations du canal à l'échelle macroscopique et microscopique dans différents environnements et pour différents scénarios de communication. Il ressort de ces phases d'analyse du canal, des règles d'ingénierie pour un dimensionnement optimal de la couche physique (PHY) des systèmes de communication. A titre d'exemple, les réseaux d'antennes ont fait leur apparition dans le dernier standard 4G, la stratégie d'allocation des antennes et le précodage des signaux transmis dépendent des caractéristiques spatio-temporelles du canal. Ainsi, lors de ces phases préliminaires de caractérisation du canal, des algorithmes de résolution de problèmes inverses (HRA), tels que RIMAX, MUSIC [TAN 12] appliqués aux signaux de sondage, permettent d'estimer toutes les caractéristiques des rayons reliant le réseau d'émission au réseau de réception et notamment les angles de départ (AOD) et d'arrivée des rayons (AOA) en élévation et azimut, les retards relatifs (TOA) entre les rayons et les gains polarimétriques associés à chaque rayon. Le degré de complexité de l'algorithme HRA va dépendre de la précision souhaitée sur les paramètres estimés. Ces paramètres renseignent également sur la dispersion des TOA, AOA ou encore AOD, la cohérence temporelle et spatiale du canal. L'objectif du sondage de canal est de déterminer tous ces paramètres afin de caractériser un canal entre une antenne ou réseau d'antennes d'émission et une antenne ou réseau d'antennes de réception.

Cependant pour les nouvelles applications émergentes, il reste encore des pistes peu ou non encore explorées dans le domaine de la caractérisation du canal. Celles-ci, décrites dans le chapitre 1 du document, sont basées sur une caractérisation multidimensionnelle du canal en "temps réel", toutes les dimensions spatiales (à l'émission et à la réception), temporelle, fréquentielle et polarimétrique devant donc être explorées simultanément.

Pour illustrer l'importance de cet aspect "temps réel", prenons l'exemple d'un système de goniométrie embarqué à bord d'un avion survolant une forêt dans laquelle est situé un émetteur (Tx) à localiser. L'algorithme de goniométrie doit tenir compte de la dispersion angulaire des rayons qui, au passage de la canopée, peut varier en fonction des positions respectives de l'avion par rapport à celle du Tx. Une phase préliminaire consiste à caractériser cette dispersion par une approche statistique et ceci en fonction du déplacement de l'avion. Cette analyse doit être effectuée en

s'assurant des conditions de stationnarité du canal, nécessitant ainsi un nombre très important de mesures dans un intervalle de temps très court.

De façon générale, le sondeur doit pouvoir s'adapter de façon optimum à différents scénarii de propagation, y compris à un contexte de haute mobilité pour une liaison sol-sol entre trains à grande vitesse par exemple. Une reconfiguration aisée de l'équipement de mesures est donc indispensable.

Nous nous sommes donc attachés à étudier et développer un système de communication qui puisse assurer en temps réel à la fois la transmission de données et le sondage de canal entre M_t antennes d'émission et N_r antennes de réception. Mentionnons cependant qu'il existe un temps de latence de quelques dizaines de μs , entre l'acquisition du signal reçu, le calcul des fonctions de transfert du canal et leur enregistrement mais que ce temps peut être considéré comme négligeable.

Organisation du document

Le document est composé de 4 chapitres et d'une conclusion. Les détails mathématiques, résultats de simulations et schémas fonctionnels sont répartis dans les Annexes A et B.

Le premier chapitre rappelle les différentes métriques pertinentes caractérisant le canal de propagation. C'est également dans ce chapitre que nous justifierons les besoins actuels et futurs en sondage canal et, pour certaines applications, en communication et sondage conjoint. Les problématiques et exigences y afférant ont permis d'élaborer un cahier des charges précis des performances que devra présenter le sondeur. Un état de l'art des techniques de sondage et des sondeurs existants sera ensuite présenté. Comme, à notre connaissance, aucun de ces sondeurs ne permet d'atteindre les performances souhaitées pour nos applications, nous présenterons à la fin de ce chapitre, les idées de base du sondeur « MIMOSA ¹ » que nous avons développé.

La description détaillée de l'architecture de ce sondeur est donnée dans le deuxième chapitre. Elle est basée sur l'utilisation de composants programmables de type FPGA permettant de disposer de 16 entrées en parallèle pour la réception et 8 sorties en parallèle pour l'émission. Dans ce chapitre, nous décrirons successivement le signal de sondage choisi et la structure des trames transmises. Les architectures des unités de traitement numérique et radio fréquence (RF) des signaux à l'émission et à la réception seront brièvement détaillées, l'accent étant mis sur l'algorithme de détection et de synchronisation des trames ainsi que sur le contrôle automatique de gain (CAG), ces points constituant les contributions originales liées à ce chapitre.

Le sondeur de canal étant un équipement du domaine de la métrologie, il est primordial de caractériser ses performances en laboratoire, notamment en termes de stabilité des horloges, isolation entre voies adjacentes et réponse du CAG. C'est donc dans le cadre du troisième chapitre que la description des tests et des résultats sera présenté.

Les premières campagnes de mesures de caractérisation du canal à l'aide du sondeur MIMOSA sont décrites dans le quatrième chapitre. Elles se sont déroulées dans le cadre d'un projet de recherche FUI SOSPEDRO concernant la localisation de personnes, situées en forêt, via leur

¹ C'est dans le cadre d'une collaboration informelle avec le groupe WICA de l'université de Gand, que nous avons décidé de fédérer nos moyens tant humains que financiers pour développer en commun ce sondeur de canal nouvelle génération du nom de MIMOSA (Multiple Input Multiple Output Sounding Acquisition).

téléphone portable. Dans le démonstrateur final de ce projet, la localisation de l'UE sera estimée par un récepteur-goniomètre équipé d'un réseau d'antennes qui, en fonction de la géométrie du terrain, sera embarqué dans un drone ou dans un véhicule. Pour ce type d'application, la caractérisation du canal permettra d'optimiser les algorithmes de goniométrie basés sur l'estimation des caractéristiques angulaires et temporelles des signaux. Dans ce chapitre, nous présenterons les caractéristiques principales du canal sol-sol et sol-air en forêt déduites des mesures et qui ont ainsi constitué la première application de MIMOSA.

Enfin, une conclusion générale permettra de synthétiser les performances actuelles du sondeur et les perspectives d'évolution à court et moyen terme seront développées.

2. Contributions originales

Les contributions de ces travaux portent essentiellement sur la conception du sondeur mais l'exploitation des premiers résultats de mesure a permis également d'obtenir des résultats originaux dans la caractérisation des liens sol-sol et sol-air en forêt.

Sondeur de canal

√ Développement d'un sondeur de canal MIMO temps réel reconfigurable faisant partie de la nouvelle génération de sondeur. Les fonctions de transfert visibles sur l'interface graphique du sondeur permettent de vérifier qualitativement le bon fonctionnement et la qualité des mesures. Le traitement temps-réel des données évite la phase de post-traitement.

√ Optimisation du traitement des données pour que les opérations effectuées soient compatibles avec les ressources disponibles des FPGA.

√ Module de détection et synchronisation originale des symboles OFDM permettant une synchronisation automatique des signaux

√ Intégrité du sondeur et des signaux. Diagnostique temps réel de l'état du sondeur. Détection de pannes.

Exploitation des résultats de mesure

√ Caractérisation polarimétrique MIMO du canal sol-air, l'émetteur étant embarqué à bord d'un ULM et le récepteur situé en forêt.

√ Caractérisation polarimétrique et multidimensionnelle du canal sol-air, l'émetteur étant situé en forêt et le récepteur embarqué à bord d'une nacelle élévatrice permettant des élévations supérieures à la hauteur de la canopée. Analyse des effets de dépolarisation des ondes à travers la canopée, influence de l'orientation du réseau d'antenne d'émission.

3. Liste des publications

Reuves internationales à comité de lecture [RI]

1. [RI 1] S. Cheng, D.P. Gaillot, E. Tanghe, P. Laly, T. Demol, W. Joseph, L. Martens, M. Lienard, "Polarimetric Distance-Dependent Models For Large Hall Scenarios," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 5, pp. 1907-1917, May 2016.

2. [RI 2] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Liénard, P. Degauque, " Overview of mobile localization techniques and performances of a novel fingerprinting-based method", *Comptes Rendus Physique 16 (9)*, 862-873, 2015.
3. [RI 3] D.P. Gaillot, E. Tanghe, W. Joseph, P. Laly, V.C. Tran, M. Liénard, L. Martens, "Polarization Properties of Specular and Dense Multipath Components in a Large Industrial Hall," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 7, pp. 3219-3228, July 2015.
4. [RI 4] M. Lienard, C. Sanchis-Borrás, J. M. Molina-Garcia-Pardo, D. P. Gaillot, P. Laly and P. Degauque, "Performance Analysis of Antenna Arrays in Tunnel Environment," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 122-125, 2014.
5. [RI 5] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Liénard, P. Degauque, ,"Multipath component distance-based fingerprinting technique for non-cooperative outdoor localization in NLOS scenarios", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no 9, pp. 4794-4798, 2014.

Conférences invitées [INV]

6. [INV 1] D.P. Gaillot, E. Tanghe, W. Joseph, P. Laly, V.C. Tran, M. Liénard, L. Martens, "Polarization properties of specular and dense multipath components in a large industrial hall," *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 2014 XXXIth URSI, Beijing, pp. 1-4, 2014.
7. [INV 2] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Liénard, P. Degauque, ," Outdoor mobile localization using a correlation technique between predicted and measured channel characteristics", *13th URSI Commission F Triennial Open Symposium on Radiowave Propagation and Remote Sensing*, Ottawa, Canada, April 30-May 3, 2013.
8. [INV 3] I. Vin, J. M. Molina-Garcia-Pardo, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard and P. Degauque, "Polarization diversity measurements and propagation characteristics in deep indoor environment," *Radio Science Conference (URSI AT-RASC)*, Gran Canaria, Spain, 2015.

Conférences internationales avec actes [CIA]

9. [CIA 1] P. Laly, D. Gaillot, M. Lienard, J. M. Floch, R. Mazari, P. Degauque and G. Grunfelder, " Polarimetric Ground-to-Ground and Ground-to-Air Channel Characterization in Forest Environment", *EUCAP 2017*, Mars 2017 (Soumis).
10. [CIA 2] P. Laly, D.P Gaillot, M. Lienard, P. Degauque, E. Tanghe and W. Joseph, "Radio Wave Penetration into Buildings – Polarization and Spatial Characteristics of the Rays", *15th Int.Conf. on Telecom. and Informatics*, Ischia, 17-19 July 2016, published in *Journal of Electromagnetics*, vol.1, pp. 1-4, 2016.

11. [CIA 3] P. Laly, D.P. Gaillot, M. Lienard, P. Degauque, E. Tanghe, W. Joseph, L. Martens, "Flexible real-time MIMO channel sounder for multidimensional polarimetric parameter estimation", *Proc. of IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, pp. 1-3, 1-3 June 2015.
12. [CIA 4] S. Cheng, D. P. Gaillot, P. Laly, M. Liénard, T. Demol, E. Tanghe, W. Joseph and L. Martens, "Polarimetric properties and modeling of the power delay profile in large hall scenarios," *Proc. European Conf. on Networks and Communications (EuCNC)*, Paris, pp. 113-117, 2015.
13. [CIA 5] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, J.M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, "Analysis of the polarization on the bidirectional channel characteristics in an outdoor-to-indoor office scenario", *Proc. 19th International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers*, pp 53-56, 2015.

Conférences internationales sans actes [CI]

14. [CI 1] D. P. Gaillot, P. Laly, M. Liénard, S. Cheng, P. Degauque, "Multidimensional Channel Characterization in Forested Environment", *24th European Conference on Networks and Communications EUCNC*, Athens, June 2016.
15. [CI 2] P. Laly, E. Tanghe, D.P. Gaillot, E.P. Simon, M. Lienard, W. Joseph, L. Martens, "Real-time MIMO channel sounder based on a highly flexible software architecture", *24th European Conference on Networks and Communications EuCNC*, Paris, France, paper P30, June 29-July 2, 2015.
16. [CI 3] E. Tanghe, D. P Gaillot, W. Joseph, I. K. Vin, P. Laly, V. Tran, M. Liénard, L. Martens, "Polarimetric characteristics of specular and dense multipath components in an industrial hall", *9th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2015.

Conférences de l'action COST IC1004 (2010-14) [CO] et IRACON (2015-19) [IR]

17. [CO 1] P. Laly, R. Mazari, G. Grunfelder, D. P. Gaillot, S. Cheng, J-M. Floch, M. Liénard, and P. Degauque, "Ground-to-X polarimetric radio channel characterization in forest scenarios", *IRACON, TD(16)02032*, Duhram, 4-6 October, 2016.
18. [CO 2] P. Laly, D.P. Gaillot, E. Simon, M. Liénard, E. Tanghe, W. Joseph, L. Martens, "Real-time MIMO channel Sounder based on a highly flexible Software Architecture", *IC1004*, TD(15) 12021, Dublin, 28-31 January, 2015.
19. [CO 3] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Pre-processing Technique for Increasing Localization Reliability in Non-Line-of-Sight Scenario and in Non-cooperative Mode", TD(14)09036, *IC1004 9th MC and Scientific Meeting*, Ferrara, Italie, 5-7 Feb. 2014.

20. [CO 4] I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, *“Polarization Properties of Specular and Dense Multipath Component in a Large Industrial Hall”*, TD(14)09028, IC1004 9th MC and Scientific Meeting, Ferrara, Italie, 5-7 Feb. 2014.

Chapitre 1 Contexte des études et concept de base du sondage de canal

1.1 Introduction :

Pour faciliter la lecture du document, ce premier chapitre débute par un rappel des principales caractéristiques du canal de propagation, des notations reprises dans la suite du document, et des métriques caractérisant le canal utilisées par ailleurs pour le dimensionnement de la couche PHY des systèmes de communications. Puis, dans une deuxième partie, les besoins en sondage de canal et, pour certaines applications, en communication et sondage conjoint sont détaillés. Ils justifieront la nécessité de disposer d'un sondeur " temps réel". C'est par rapport à ces besoins que les caractéristiques du sondeur ont été fixées. Un état de l'art des sondeurs existants, leurs atouts et faiblesses au regard des nouvelles applications permet de positionner les travaux qui font l'objet de cette thèse dans le contexte national et international.

1.2 Rappel sur les canaux de propagation MIMO

L'approche suivie consiste à considérer tout d'abord un canal de propagation composé d'un seul trajet reliant un émetteur Tx et un récepteur Rx se déplaçant sur une courte distance. La généralisation à un canal à trajets multiples est ensuite immédiate.

1.2.1 Modèle de signal en contexte de mobilité

Le signal $s_r(t)$ transmis par une source "S" étant réel, il peut se mettre sous la forme,

$$s_r(t) = \text{Re}(s(t) \cdot e^{2\pi j f_c t}) \quad 1-1$$

$s(t)$ est l'enveloppe complexe en bande de base et f_c est la fréquence porteuse. Ce signal émis par une antenne est reçu en un point 0 sur l'axe Ox tracé Figure 1-1, \vec{r} et \vec{k} étant les vecteurs unitaires orientés respectivement suivant l'axe Ox et suivant la direction de propagation de l'onde. Dans ce chapitre, on choisit, pour simplifier l'écriture, une représentation suivant le plan xOy et donc en 2 dimensions.

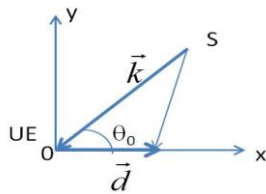


Figure 1-1 : Effet Doppler

Si l'UE se déplace à une vitesse constante v suivant l'axe Ox, la variation de phase de l'onde sur la distance d est $\Delta\psi = \vec{k} \cdot \vec{d} = \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \cos(\theta_0)$. Le signal reçu $y_r(t, d)$ à la position "d" se met sous la forme:

$$y_r(t, d) = \text{Re}(A_0 s(t - \tau_0) \cdot e^{2\pi j f_c (t - \tau_0) - j \vec{k} \cdot \vec{d}}) \quad 1-2$$

où $\vec{k} \cdot \vec{d}$ désigne le produit scalaire entre les vecteurs \vec{k} et \vec{d}

avec $A_0(d)$ et $\tau_0(d)$, respectivement l'amplitude et le retard du signal par rapport à l'instant d'émission "t" et à la position "d".

Cela suppose que l'hypothèse d'onde plane soit vérifiée sur la distance "d". Si T est l'intervalle de temps pour parcourir "d", la fréquence Doppler $f_{d,0}$ se déduit de l'expression suivante:

$$f_{d,0} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\psi}{T} \quad 1-3$$

ou encore:

2

On définit la pré-enveloppe du signal $s_r(t)$ par la fonction complexe $s_r^{IQ}(t) = s_r(t) + j\widehat{s_r}(t)$ avec $\widehat{s_r}(t)$ la transformée de Hilbert de $s_r(t)$. De plus, l'enveloppe complexe $s(t)$ est reliée à $s_r^{IQ}(t)$ par la relation $s_r^{IQ}(t) = s(t) \cdot e^{2\pi j f_c t}$

$$f_{d,0} = \frac{1}{\lambda} \cdot v \cdot \cos(\theta_0) \quad 1-4$$

Dans la suite, T est exprimé en L intervalles de durée ΔT .

1.2.2 Modèle de canal large bande en présence de trajets multiples

Les environnements concernés dans le cadre de cette thèse, sont des sites urbains ou des bâtiments dans lesquels le signal transmis va subir des réflexions sur des obstacles, des diffractions sur les arêtes ou de la diffusion à travers, par exemple, la végétation avant d'atteindre l'antenne réceptrice du destinataire. $y_r(t, l\Delta T)$ est donc la somme de plusieurs répliques retardées et atténuées de $s_r(t)$. Si on dénombre P trajets de propagation du signal, et si l'indice p se réfère à chacun de ces trajets, l'équation 1-2 peut s'écrire:

$$y_r(t, l\Delta T) = \sum_{p=0}^{P-1} \mathcal{R}e(A_p(l)s(t - \tau_p(l)). e^{2\pi j f_c(t - \tau_p(l)) - 2\pi j l\Delta T \cdot f_{d,p}}) \quad 1-5$$

où $f_{d,p} = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta_p)$ et θ_p l'angle d'incidence du p -ième trajet.

Sachant que $y_r(t, l\Delta T) = \mathcal{R}e(h(t, l\Delta T) * s_r(t))$, la réponse impulsionnelle complexe (CIR « channel impulse response ») du canal déduite de 1-1 et 1-5 est donnée par:

$$h(\tau, l\Delta T) = \sum_{p=0}^{P-1} A_p \delta(\tau - \tau_p) \cdot e^{-2\pi j f_c \tau_p - 2\pi j l\Delta T \cdot f_{d,p}} \quad 1-6$$

Avec $f_{d,p}$ la fréquence Doppler du $p^{\text{ième}}$ rayon. Notons que si l'environnement autour de l'UE ou de S varie, les paramètres des trajets, $A_p, \tau_p, f_{d,p}$ vont dépendre du temps et donc de $l\Delta T$.

L'équation 1-6 montre que sur un intervalle de temps sur lequel le canal est stationnaire, on peut estimer le cosinus des angles d'arrivée (AOA) des rayons par transformée de Fourier sur la variable $l\Delta T$, donc lorsque Rx se déplace. Une autre méthode consiste à utiliser un réseau de N_r antennes à la réception, la transformée de Fourier est réalisée dans ce cas sur la variable "d". Ce raisonnement peut aussi s'appliquer à la source en mouvement pour déterminer les angles de départ des rayons. Notons que des algorithmes de haute résolution plus sophistiqués tels que RIMAX [RIC 05] permettent une estimation plus précise de ces angles.

Les techniques de transmission actuelles telles que l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) utilisent une représentation en fréquence des signaux. C'est la raison pour laquelle l'approche suivie pour la formulation générale du canal est basée sur sa fonction de transfert. Les signaux sont transmis dans une bande passante B_p en équivalent bande de base donc autour de 0.

Dans le domaine fréquentiel, si le canal est invariant sur la durée de la CIR, la transformée de Fourier de sur τ s'écrit de la manière suivante:

$$H(f, l\Delta T) = TF_{\tau}\{h(\tau, l\Delta T)\} h(\tau, l\Delta T) \quad 1-7$$

avec $TF_x\{f(x)\}$ la transformée de Fourier de $f(x)$ sur la variable x . En remplaçant 1.6 dans 1.7, l'expression de la fonction de transfert à l'instant $l\Delta T$ devient:

$$H(f, l\Delta T) = \sum_{p=0}^{P-1} A_p(l\Delta T). e^{-2\pi j f \tau_p(l\Delta T)} e^{-(2\pi j l\Delta T \cdot f_{d,p}(l\Delta T))} \quad 1-8$$

avec A_p l'amplitude complexe associée au trajet p pour une polarisation des antennes d'émission et de réception donnée et f la fréquence. Dans la suite du document, f est une variable discrète variant de $(-\frac{N}{2} + 1)\Delta f$ à $\frac{N}{2}\Delta f$, Δf le pas fréquentiel et N le nombre de points en fréquence.

De ces fonctions de transfert, on définit la fonction de cohérence par la relation suivante:

$$R_H(f, f + k\Delta f, t, t + l\Delta T) \equiv R_H(k\Delta f, l\Delta T) \quad 1-9$$

avec

$$R_H(k\Delta f, l\Delta T) = \frac{E(H(f, t).H^*(f + k\Delta f, t + l\Delta T))}{E(|H(f, t)|^2)} \quad 1-10$$

où $f + k\Delta f < \frac{N}{2}\Delta f$ et $t + l\Delta T < \frac{l\Delta T}{2}$

et $E(x)$, la moyenne statistique de x .

A l'instant $l\Delta T$ dans le domaine des retards, les P trajets vont donc se répartir dans N intervalles de durée élémentaire $\Delta\tau$. La CIR en bande finie déduite de 1-7 sera échantillonnée sur N taps et se met sous la forme:

$$h(\tau, l\Delta T) = \sum_{n=0}^{N-1} \beta_n(l\Delta T). \delta(\tau - n\Delta\tau) \quad 1-11$$

avec β_n l'amplitude complexe de la CIR du $n^{\text{ième}}$ tap et $\Delta\tau = \frac{1}{Bp} = \frac{1}{N\Delta f}$

1.2.3 Métriques caractérisant le canal de propagation

Ces paramètres permettront de dimensionner le sondeur en termes de rapidité de sondage, bande passante, échantillonnage fréquentiel, nombre d'antennes au Tx et Rx, rapidité de synchronisation etc.

Le canal étant considéré comme un filtre linéaire variant dans le temps, on distingue ainsi les paramètres quantifiant [GUG 04]:

- √ **la variabilité du canal:** l'approche peut être menée dans le domaine temporel (en fonction de ΔT) en calculant le temps de cohérence du canal ou dans le domaine dual c'est à dire le domaine des fréquences Doppler ($f_{d,\rho}$) en calculant l'étalement Doppler.
- √ **la dispersion du canal** dans le domaine des retards avec l'étalement des retards ou encore la sélectivité fréquentielle dans le domaine des fréquences par le calcul de la bande de cohérence.
- √ **Le temps de cohérence (Tc)** est calculé à partir de $R_H(0, l\Delta T)$. La moyenne statistique est réalisée sur le domaine des fréquences. Tc correspond à la valeur $l\Delta T$ pour laquelle $R_H(0, l\Delta T) = 0.5$. En pratique, Tc correspond au temps pendant lequel les caractéristiques du canal varient peu. Dans un système de communication, la périodicité d'envoi des pilotes, signaux de référence ou trame d'estimation du canal est souvent de l'ordre de grandeur de Tc/2.
- √ **L'étalement Doppler (Bd).** En supposant des fréquences Doppler distinctes et identifiables avec la résolution offerte par le sondeur, et un canal stationnaire sur une durée $L\Delta T$ inférieure à Tc.

Ces différentes métriques du canal vont être successivement rappelées.

- √ Le profil retard-Doppler $S_d(\tau, \Delta v)$, calculé à partir de la transformée de Fourier dans le domaine discret sur l'axe ΔT soit

$$S_d(\tau, \Delta v) = |TF_t(h(\tau, t))|^2 \quad 1.12$$

En remplaçant 1.6 dans 1.12, le profil retard-Doppler devient:

$$S_d(\tau, \Delta v) = \left| \Delta T \sum_{l=0}^{L-1} h(\tau, l\Delta T) e^{-2\pi j l \Delta T \Delta v} \right|^2 \quad 1-12$$

Le profil de puissance-Doppler $P_d(\Delta v)$, déduit de 1-12 est donné par la relation:

$$P_d(\Delta v) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_d(n\Delta\tau, \Delta v) \quad 1-13$$

L'étalement Doppler est déduit de l'expression suivante:

$$Bd = \sqrt{\frac{\sum_{l=0}^{L-1} (l\Delta v - v_m)^2 P_d(l\Delta v)}{P_d}} \quad 1-14$$

avec

$$v_m = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} (l\Delta v) P_d(l\Delta v)}{P_d} \quad \text{et} \quad P_d = \sum_{l=0}^{L-1} P_d(l\Delta v) \quad 1-15$$

Δv est la résolution fréquentielle dans le domaine des fréquences Doppler. Cette valeur est reliée à ΔT par la relation,

$$\Delta v = \frac{1}{L\Delta T} \quad 1-16$$

Dans un canal à forte densité de trajets multiples, typiquement un canal de Rayleigh, $Bd = 2f_{dm}$. avec f_{dm} la fréquence Doppler maximale obtenue dans la relation (1-4) pour $\theta=0$. Une relation empirique entre T_c et f_{dm} est donnée par [RAP 10]:

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{dm}} \quad 1-17$$

- √ **La distance de cohérence (Dc)** Le calcul de Dc est similaire à celui du temps de cohérence en remplaçant l'échelle des temps (ΔT) par celle des distances.
- √ **L'étalement des retards (τ_{RMS})** Avec l'hypothèse d'un canal stationnaire au sens large (WSS), c'est à dire que la corrélation entre deux réponses impulsionnelles observées aux instants $l_1\Delta T$ et $l_2\Delta T$ ne dépend que de $(l_2 - l_1)\Delta T$ alors le profil de puissance -retard (*PDP*) se traduit mathématiquement par:

$$PDP(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |h(\tau, l\Delta T)|^2 \quad 1-18$$

L'étalement des retards est défini par la relation

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (n\Delta\tau - \tau_m)^2 PDP(n\Delta\tau)}{P}} \quad 1-19$$

avec

$$\tau_m = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (n\Delta\tau) PDP(n\Delta\tau)}{P} \quad 1-20$$

et

$$P = \sum_{n=0}^{N-1} PDP(n\Delta\tau) \quad 1-21$$

En pratique, si la durée du symbole transmis dans le canal est nettement supérieure à l'étalement des retards, des interférences entre symboles (ISI) apparaîtront à la réception. Dans les systèmes OFDM, le préfixe cyclique qui garantit aucune ISI entre deux symboles OFDM est généralement supérieur à 5 à 10 fois l'étalement des retards.

- √ **L'étalement angulaire (θ_{RMS})** est calculé sur les angles de départ des rayons (AOD) et sur les angles d'arrivée (AOA) de la même façon que l'étalement des retards donc en remplaçant les retards par les angles estimés par un algorithme tel que Rimax. En pratique, une distribution faible des AOD (un raisonnement similaire peut être mené pour les AOA) indique une direction

privilegiée de départ des rayons. Dans ce cas, l'utilisation d'une technique de formation de faisceau (beamsteering) peut s'avérer intéressante pour optimiser la liaison.

√ **La bande de cohérence (B_{c_c})** est calculée à partir de $R_H(k\Delta f, 0) = c$. La valeur de c dépend de l'application envisagée. Pour connaître la largeur de bande dans laquelle le canal est pratiquement plat, on choisira $c=0.9$, sachant que la limite entre le canal plat et le canal sélectif en fréquence est souvent choisie pour la valeur $c=0.7$. En pratique, si la bande passante du signal transmis est supérieure à la bande de cohérence à 0.7, le canal est sélectif en fréquence. Généralement, $B_{c_{0.9}}$ fixe l'espacement entre les sous porteuses d'un signal OFDM, garantissant ainsi un canal plat dans ces sous bandes et $B_{c_{0.7}}$ donne la bande de fréquence entre deux sous porteuses pilotes (ou signaux de référence) successives.

Une autre méthode de calcul de B_{c_c} consiste à calculer la TF de $PDP(\tau)$. Cette méthode n'est applicable que s'il n'existe pas de dépendance fréquentielle des propriétés statistiques de la réponse en fréquence et sous l'hypothèse de trajets non corrélés:

$$R_H(\Delta f) = TF_{\tau}(PDP(\tau)) \quad 1-22$$

1.2.4 Canaux de propagation MIMO large bande

Un canal de propagation MIMO comporte M_t entrées et N_r sorties. Les standards 4G [ETSI 09] utilisant les techniques MIMO ont défini deux techniques d'accès au réseau via une station de base ou routeur équipé de M_t antennes. Si l'UE dispose de N_r antennes, on parlera de communication dédiée à un seul utilisateur notée SU-MIMO (Single User MIMO) pour laquelle des techniques de multiplexage spatial, formation de faisceau ou encore de diversité spatiale sont applicables. Dans le cas du scénario MU-MIMO (Multi User MIMO) qui concerne N_r UEs équipés chacun d'une seule antenne ou plusieurs antennes, seules les techniques de diversité spatiale à l'émission peuvent être envisagées. La Figure 1-2 illustre ces deux scénarios. Le schéma de transmission MIMO (M_t, N_r) est un concept actuellement développé pour des canaux bande étroite.

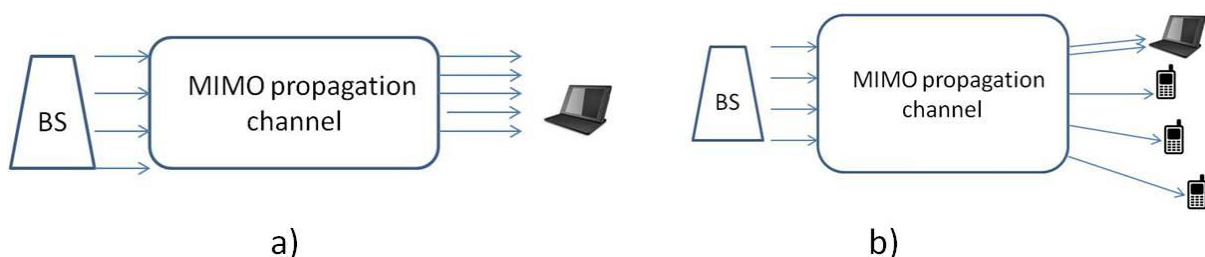


Figure 1-2 : Scénarios Su-MIMO (a) et MU-MIMO (b)

Actuellement l'OFDM est le procédé de modulation qui va de pair avec les techniques MIMO, le canal devant être plat dans chacune des N sous bandes espacées de Δf . Chacune des sous porteuses est repérée par un indice f variant entre 1 et N . Un modulateur/démodulateur OFDM est donc associé à chaque port d'antenne d'émission/réception. La réponse fréquentielle H_{nm}^f de la sous porteuse f entre l'antenne m d'émission et l'antenne n de réception est donc un coefficient complexe dont l'expression est donnée par 1-8. Le canal MIMO est représenté par une matrice de transmission de la forme:

$$\mathbf{H}^f = \begin{bmatrix} H_{1,1}^f & \dots & H_{1M_t}^f \\ \dots & H_{nm}^f & \dots \\ H_{N_r,1}^f & \dots & H_{N_r,M_t}^f \end{bmatrix} \text{ où } 1 \leq f \leq N. \quad 1-23$$

avec $H_{nm}^f \in \mathbb{C}$.

Bien entendu, pour effectuer une comparaison entre les efficacités des systèmes SISO et MIMO, la puissance totale P_T et la bande passante des signaux transmis doivent être identiques dans les deux cas, ce qui implique pour les systèmes MIMO une puissance transmise par antenne de P_T/M_t . Une métrique couramment utilisée pour qualifier les canaux MIMO est la capacité du canal exprimée en bit/s/Hz. En supposant la matrice \mathbf{H}^f connue à la réception, la capacité du canal est donnée par l'expression [TEL 95]:

$$C = \sum_{f=0}^{N-1} \log_2(\det \left[I_{N_r} + \frac{P_T}{P_n M_t} \cdot \mathbf{H}^f \cdot \mathbf{H}^{fH} \right]) \quad 1-24$$

Le bruit en sortie des antennes de réception est supposé blanc gaussien (AWGN) et indépendant entre les antennes de réception. P_n la puissance de bruit par antenne, \mathbf{x}^H étant la transposée Hermitienne de \mathbf{x} . I_{N_r} est la matrice identité de dimension N_r .

En décomposant la matrice équivalente du canal $\mathbf{H}^f \cdot \mathbf{H}^{fH}$ en R valeurs propres λ_r non nulles, le canal devient équivalent à R canaux orthogonaux, menant à une autre formulation de cette capacité:

$$C = \sum_{f=0}^{N-1} \sum_{r=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{P_n M_t} \cdot \lambda_r^f \right) \quad 1-25$$

λ_r^f est la $r^{\text{ème}}$ valeur propre déduite de la décomposition en valeurs singulières de la matrice $\mathbf{H}^f \cdot \mathbf{H}^{fH}$ à la sous porteuse f et R correspond également au rang de la matrice \mathbf{H}^f .

Dans le cas particulier d'un canal à forte densité de trajets multiples, les coefficients h_{nm}^f de la matrice \mathbf{H} sont indépendants, identiquement distribués, complexes, de moyenne nulle et de variance unitaire c'est à dire que $h_{nm}^f \in \mathcal{N} \left(0, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + j \cdot \mathcal{N} \left(0, \frac{1}{\sqrt{2}} \right)$.

1.3 Les besoins actuels et futurs en sondage de canal

Nous allons décrire les besoins en caractérisation du canal qui sont apparus au démarrage de la thèse et qui ont été remis à jour compte tenu de nouveaux challenges dans le domaine de la sécurité de transmission des données et des applications potentielles de la 5G.

Pour chacun des besoins identifiés, le contexte, la problématique et les caractéristiques du canal à extraire sont détaillés.

1.3.1 Localisation

Contexte: Afin d'aider les forces d'intervention et de secours dans leurs missions de surveillance de zone ou de personnes en difficulté, il est nécessaire de disposer de nouveaux moyens de vision et de localisation facilement transportables et utilisables dans le plus grand nombre de situations possibles. L'objectif du projet FUI ("Fonds interministériel d'investissement") SOSPEDRO est de faciliter la tâche des primo intervenants dans la connaissance de l'évolution des catastrophes naturelles (ou autres) et dans la recherche et détermination de la position de personnes civiles et des personnels de secours engagés. Un mini drone est proposé pour embarquer d'une part un système dédié à la localisation de personnes via leur portable (UE), ce système fonctionnant dans les bandes PMR (Private mobile communication) et 3G/4G et, d'autre part, des caméras à vision diurne et nocturne. La technique de localisation du téléphone portable proposée est basée sur la goniométrie et permettra ainsi de diriger le drone vers la zone dans laquelle se situe l'UE. Cette technique est performante en scénario de visibilité directe pour lequel le rapport entre la puissance des trajets multiples et celle du trajet direct est faible. En revanche, si l'UE se situe en forêt, la visibilité directe n'est plus assurée avec le drone et le signal transmis par l'UE arrivera suivant des directions plus ou moins étalées en angles d'arrivée. A notre connaissance, la littérature ne fait pas état de sondage polarimétrique multidimensionnel sol-air en présence de végétation entre l'émetteur et le récepteur.

Problématique: Les difficultés résident dans le choix de la structure du réseau d'antennes et dans le développement de l'algorithme de goniométrie qui vont dépendre des AOA et de leur dispersion angulaire, de l'étalement des retards en fonction de la position du drone au regard de celle de l'UE. Leur optimisation nécessitera d'introduire dans le simulateur ou modèle, les caractéristiques mesurées dans des scénarii représentatifs. Une étape préliminaire consiste donc à effectuer un sondage de canal sol-air en traversée de canopée. Une localisation précise par les équipes au sol peut également être nécessaire. Une caractérisation complète des canaux sol-sol et sol-air devra donc être effectuée. Les premiers résultats de cette étude seront décrits dans le chapitre 4.

Besoin en sondage de canal: Pour les tests in-situ sol-air, le nombre de vols d'essais étant limité dans le temps, il est important d'avoir en temps réel, un état du bon fonctionnement du sondeur, une estimation des directions d'arrivée des signaux reçus pour diriger le drone vers la zone dans laquelle se trouve l'UE. L'analyse des signaux doit donc être réalisée au niveau du récepteur. Cependant, pour des questions logistiques lors de cette phase de caractérisation, l'émetteur du sondeur sera embarqué à bord d'un aéronef, le récepteur étant situé dans la forêt, comme mentionné sur la Figure 1-3. La réciprocité du canal permet cet échange par rapport à l'implantation finale décrite au paragraphe précédent, et il suffira de permuter angles de départ (AOD) et angles d'arrivée (AOA) des rayons. Ceux-ci seront mesurés à l'aide de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception, fonctionnant en bipolarisation. Les mesures en co- et cross- polarisation donnent un degré de liberté supplémentaire dans l'estimation des angles [RIC 06], [GAI 11]. Afin d'obtenir un ordre de grandeur du temps de cohérence T_c du canal, nous supposons une vitesse de l'aéronef de 200 km/h soit 55 ms^{-1} et un étalement angulaire de $\pi/4$ correspondant plus ou moins à un étalement Doppler maximale f_{dm} de 168 Hz pour $f_0=1.35\text{GHz}$. Dans cet exemple, T_c serait d'environ 1.2 ms. En prenant une marge de sécurité, la matrice \mathbf{H}^f du canal doit donc être estimée à une période inférieure à ΔT de 0.6 ms. De plus, on peut s'attendre à avoir des dispersions en angle et en retard faibles pour des distances aéronef-UE grande, et dans ce cas les temps d'arrivée (TOA Time Of Arrival) ainsi que les

AOA/AOD risquent d'être corrélés. Ce scénario est illustré Figure 1-3, les angles de départ des rayons étant contenus dans θ_2 . La notion de *cluster* et *twin cluster* est introduite pour caractériser ces zones d'où semblent partir/arriver ces trajets dont les caractéristiques de propagation vues du réseau de réception ou d'émission sont similaires (Figure 1-4). En s'appuyant sur les résultats de l'étude paramétrique concernant les performances de l'estimateur Rimax [VIN 14], il est nécessaire de disposer d'une bande passante supérieure à $B_p = 50$ MHz pour distinguer des écarts entre trajets de quelques mètres. De plus, des réseaux uniformes rectangulaires (URA Uniform Rectangular Array) à 8 ou 9 éléments au Tx et Rx permettent de caractériser des angles en azimuth et élévation avec une précision de l'ordre de quelques degrés.

Enfin, il ne faut pas perdre de vue que le sondeur doit être le plus compact possible afin d'être compatible avec la place disponible dans l'aéronef.

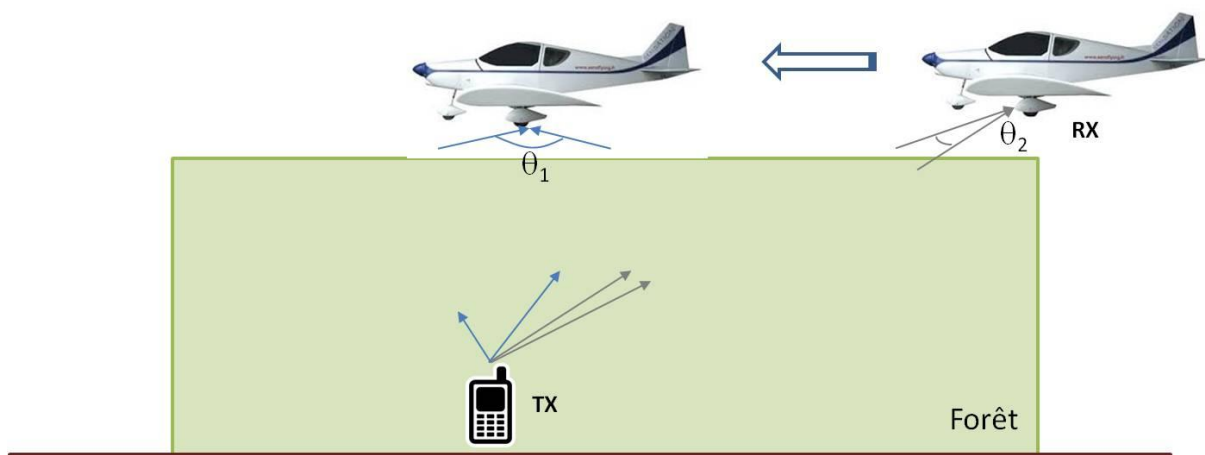


Figure 1-3 : Sondage de canal air-sol en forêt

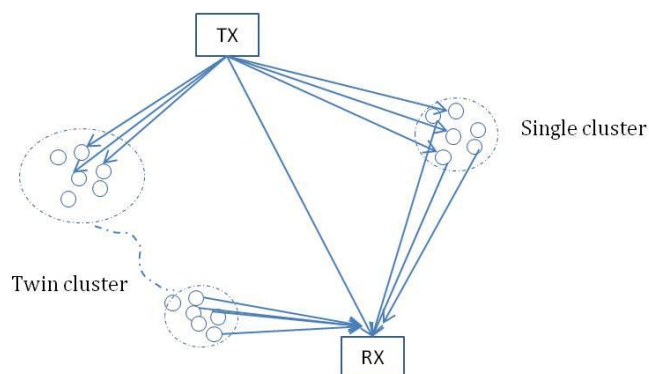


Figure 1-4 : Cluster et de twin cluster dans un canal de propagation

1.3.2 Confidentialité des données

Les réseaux de communications sans fil sont devenus ces dernières années un vecteur de communication incontournable pour beaucoup de services. Cependant, l'environnement dans lequel se propagent les signaux est ouvert à tous, rendant important le risque de compromission des

données. Les questions sur la confidentialité, l'authentification et l'intégrité des communications méritent donc d'être soulevées. Un scénario classique est par exemple deux UE "légitimes" souhaitant communiquer ensemble et des UE "illégitimes" situés dans leurs voisinages avec pour mission d'écouter la communication. Des auteurs [MAU 93], [MAZ 15] ont montré récemment qu'en exploitant la réciprocité du canal de propagation, l'information transmise entre deux UE légitimes (canal légitime) pouvait être codée à l'aide d'une information extraite du canal légitime. En d'autres termes (et simplement), ce codage consisterait à additionner au message à transmettre un mot-code ou clé secrète calculée à partir de la réponse fréquentielle exprimée sous forme d'une suite de symboles ou bits. Plus le canal sera sélectif en fréquence, donc une bande de cohérence très faible au regard de la bande passante, plus la clé secrète sera longue et difficile à décoder par un UE illégitime. Cela suppose également que la corrélation spatiale entre UE légitimes et illégitimes soit faible. Ce codage permettrait de rendre confidentielle la communication au regard d'un UE illégitime situé dans leur voisinage. La confidentialité et l'intégrité de la communication vont donc dépendre non seulement de la richesse du canal en trajets multiples garantissant ainsi l'immunité de la communication mais aussi des caractéristiques du canal de propagation au regard de celles du système. Cela a été mis en évidence dans les travaux de T. Mazloun dans [MAZ 16] qui a étudié en environnement indoor l'impact sur la qualité de la clé secrète, de la largeur de la bande passante, du nombre d'antennes de l'UE, du nombre de sous porteuses et de la corrélation spatiale entre canaux légitimes et illégitimes. La corrélation entre ces canaux a également été étudiée dans [PHA 15].

Problématique: Les travaux récents de [MAZ 16] sont essentiellement menés dans des canaux synthétiques. L'aspect expérimental est abordé à l'aide d'un analyseur de réseau et uniquement dans un environnement indoor statique. Or de nombreuses questions restent en suspens, comme par exemple, combien de temps cette clé peut-elle être partagée entre deux terminaux dans des environnements réels? Pour répondre à cette question, la stationnarité temporelle du canal doit être évaluée, la corrélation spatio-fréquentielle entre les canaux légitimes et illégitimes conditionnant la sécurité de la clé.

Sondage canal: Le sondage de canal doit être mené en mode MU-MIMO en environnement urbain et en indoor en présence de mobilité autour des UE légitimes et illégitimes. La **Figure 1-5** illustre un scénario possible. Les antennes de réception peuvent être séparées afin de simuler simultanément plusieurs canaux illégitimes. Le réseau d'antennes au Tx permettra d'analyser les directions de départ du signal. Cette information est pertinente pour l'optimisation du traitement d'antenne. Les temps de cohérence entre canaux légitimes et illégitimes doivent être évalués simultanément nécessitant des enregistrements à des intervalles de temps inférieurs au temps de cohérence du canal. La résolution fréquentielle du sondeur ΔF doit être inférieure à la bande de cohérence à 0.7 des canaux les plus sélectifs. Si on envisage un canal urbain, des résultats de campagnes de mesures point à point, publiés dans [VER 12] ont montré des bandes de cohérence et temps de cohérence minimum de l'ordre respectivement de 1 MHz et 20 ms pour $f_0=1.87$ GHz. Une mesure conjointe des temps de cohérence entre les différents canaux n'a pas, à notre connaissance, été reportée dans la littérature.

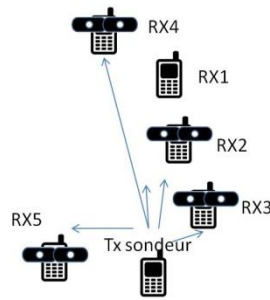


Figure 1-5 : Exemple de scénarios de compromission et sondage de canal associé entre TX et les différents RX. TX-RX1 canal légitime. TX-RX{2-5} canaux illégitimes

1.3.3 Cyber-sécurité dans les systèmes communicants pour les transports

Les enjeux de la cyber sécurité dans les systèmes de communications pour les transports résident dans l'apport de solutions qui pourront s'intégrer ou se coupler aux nouvelles technologies de l'information et de la communication pour les rendre fiables, sécurisées, robustes et adaptées à la prise en charge de fonction de sécurité au sein des infrastructures de transport. C'est précisément les objectifs du projet SECOURT³. L'attention sera portée sur les derniers réseaux émergents (WIFI et de la LTE à la 5G). Ces enjeux passent par la surveillance et les méthodes de détection des différents modes d'attaque : caractérisation et analyse d'environnements EM et des flux de données en situations normales et en présence d'attaques, analyse des flux de messages vers les systèmes automatisés, modélisation des environnements et des flux, méthodes de détection des usages illicites du spectre et des canaux de transmission.

Problématique: La susceptibilité de la communication à une attaque EM reste un challenge car quelles sont les conséquences du brouillage sur l'estimation du canal et la qualité de la transmission?

Communication et sondage conjoint: Le sondeur doit également pouvoir être utilisé en tant que système de communication. L'idée est de pouvoir injecter sur une antenne d'émission déportée un signal interférant, les autres antennes étant dédiées à la transmission de données pour un certain format de modulation. L'envoi successif des signaux de sondage et des données permettra d'effectuer une analyse de sensibilité des paramètres (corrélation, dispersion) du canal et des caractéristiques de l'interférence sur la qualité de la communication.

1.3.4 Massive MIMO en liaison descendante

Dans le LTE, le nombre maximum d'antennes au eNodeB (station de base) est fixé par la norme à 8. Dans la configuration MU-MIMO, si on souhaite communiquer simultanément dans la même ressource temps-fréquence, avec en théorie 8 UEs, une solution consisterait à précoder l'information transmise par la matrice $(\mathbf{H}^f)^H$ comme le suggère l'exemple illustré Figure 1-6 dans le cas de 3 antennes d'émission à la station de base et 3 utilisateurs UE équipés chacun d'une seule antenne de réception. Ce précodage est appelé dans la littérature MRT « Maximum Ratio Transmission » par analogie avec le Maximum Ratio Combining (MRC) développé pour la diversité

³ SECOURT :cyber-sécurité dans les systèmes COmmunicants pour les Transport, du contrat de plan état région ELSAT2020 pour le quadriennal 2016-2020. Porteur du projet S. Niar et V. Deniau.

spatiale en réception. Cela suppose que le canal reste stationnaire pendant l'estimation de \mathbf{H}^H et lors de la phase de précorrection avec cette matrice. En liaison descendante et en considérant 3 antennes à la station de base, le signal reçu par l'UE1 s'écrit:

$$y_{UE1}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{H}^f \cdot (\mathbf{H}^f)^H \cdot \mathbf{s}(t) + n_1(t) \quad 1-26$$

avec $n_1(t)$ l'amplitude du bruit à l'entrée de l'UE1. Si $s_i(t)$ est le signal transmis à l'UE "i", on forme $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), s_3(t)]^T$ le vecteur des signaux transmis respectivement aux 3 UEs. Cette configuration est décrite Figure 1-6.

En développant 1-26, on obtient:

$$y_{UE1}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_i |H_{1i}^f|^2 s_1(t) + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_k \sum_i H_{1k}^f (H_{2i}^f)^* s_2(t) + \sum_k \sum_i H_{1k}^f (H_{3i}^f)^* s_3(t) \right) + n_1(t) \quad 1-27$$

L'expression entre parenthèses représente les interférences multiutilisateurs. Certes, des algorithmes tels que Zero-forcing, MMSE ou l'algorithme à décision douce décrits dans [LAR 99] permettent de les réduire mais au prix d'une complexité de calcul importante et donc d'une augmentation de la consommation de l'UE.

Actuellement, les recherches portent sur des solutions permettant de réduire non seulement cette consommation des UE mais aussi de pouvoir assurer une augmentation de la capacité du canal d'au moins un facteur 20.

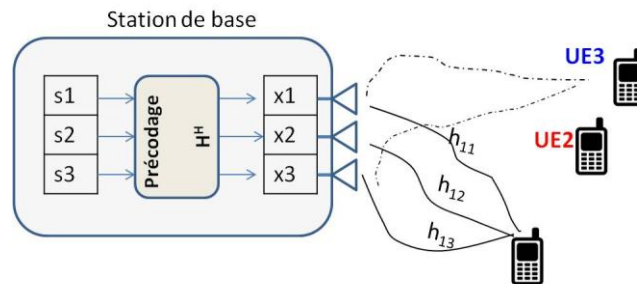


Figure 1-6 : Illustration du codage MRT dans le cas d'une station de base comportant 3 antennes à l'émission et desservant 3 UEs

Les auteurs dans [RUS 13] ont étudié les possibilités offertes par les réseaux massifs d'antennes pour servir simultanément plusieurs dizaines d'UEs dans la même ressource temps-fréquence par exemple du LTE. Le terme massif signifie que la taille du réseau peut, en théorie, atteindre une centaine d'antennes. Dans [LAR 14], les auteurs démontrent que dans un environnement riche en trajets multiples, l'utilisation du pré-codage MRT des données transmises avec la matrice $(\mathbf{H}^f)^H$ rend la matrice équivalente du canal $(\mathbf{H}^f \cdot (\mathbf{H}^f)^H)$ diagonale. En effet, on peut aisément montrer que si le canal est suffisamment riche en trajets multiples,

$$H_{ij}^f \in \mathcal{N}\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) + j \cdot \mathcal{N}\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \text{ alors } \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i,k=0}^{M_t} H_{mk}^f \cdot H_{ni}^{f*} = 0$$

En d'autres termes si $y_{UEi}(t)$ est le signal reçu par le ième UE à l'instant t, on forme

$\mathbf{y}(t) = [y_{UE1}(t), y_{UE2}(t) \dots y_{UE_{N_r}}(t)]^T$ le vecteur des signaux reçus sur les N_r UEs. $\mathbf{y}(t)$ s'écrit:

$$\mathbf{y}(t) = \frac{1}{\sqrt{M_T}} \begin{pmatrix} \sum_i |H_{1i}^f|^2 & \dots & 0 \\ 0 \dots & \sum_i |H_{ki}^f|^2 & \dots 0 \\ 0 & \dots & \sum_i |H_{N_r i}^f|^2 \end{pmatrix} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad \mathbf{1-28}$$

avec $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_{N_r}(t)]^T$ le vecteur des N_r messages à transmettre respectivement aux N_r UEs et $\mathbf{n}(t) = [n_1(t) n_2(t) \dots n_{N_r}(t)]^T$ le vecteur bruit.

Ainsi et sans traitement numérique au niveau des UEs, les interférences multi utilisateurs sont "naturellement" éliminées, le rapport signal sur bruit est maximisé à la réception et les récepteurs peuvent être de faible complexité.

Notons que par rapport à un système SISO, les puissances transmises par antenne sont divisées par M_T ce qui permet d'utiliser des amplificateurs de puissance avec un point de compression M_T fois plus faible. Enfin, pour un réseau de 100 antennes, les efficacités énergétique η et spectrale ζ définies par 1-27 et 1-28 mentionnées dans [LAR 14] sont respectivement 100 et 10 fois plus élevées que pour un système SISO.

$$\eta = \frac{\text{Débit maximum}(\frac{\text{Bit}}{s})}{\text{Puissance consommée}(W)} \quad \mathbf{1-29}$$

$$\zeta = \frac{\text{Débit maximum}(\frac{\text{Bit}}{s})}{\text{Bande passante}(Hz)} \quad \mathbf{1-30}$$

En théorie, le potentiel offert par les Massives MU-MIMO est donc important mais les performances vont dépendre fortement des propriétés de corrélation des canaux de propagation en contexte de mobilité.

Problématique: les modèles de canaux développés pour la LTE ne tiennent pas compte de la corrélation possible entre les canaux associés aux UEs en mobilité. Il est donc nécessaire de caractériser la durée de vie des clusters vus des UEs et vus du réseau massif d'antennes associé à la station de base, de caractériser la cohérence spatiale, temporelle et fréquentielle des canaux de propagation à partir du calcul de D_c , T_c et B_c . Ce dernier point est important car il conditionne la périodicité d'envoi des signaux de référence permettant l'estimation du canal.

Sondage de canal: Le sondeur de canal doit disposer de nombreuses sorties ou entrées pour simuler un réseau de grande taille. Le temps d'acquisition d'une matrice doit être rapide afin d'avoir une estimation fiable du temps de cohérence en environnement réel.

1.3.5 Communications "vehicle to vehicle » et « vehicle to infrastructure » (V2X)

Les solutions C-ITS (Cooperative Intelligent Transportation System) impliquant les technologies de communication V2X sont aujourd'hui évaluées généralement à travers des simulations car une évaluation à grande échelle engendre des coûts, une complexité du déploiement, et des problèmes de maintenance importants. Les projets français SCOOP@F en ou allemand simTD ont abouti aux premières mises en œuvre des communications V2X sur quelques milliers de véhicules et ont nécessité le déploiement d'une infrastructure routière sur des zones géographiques limitées. Si ces phases expérimentales sont indispensables pour valider les mécanismes de base, il est difficile de les appliquer à l'échelle d'une ville, où la simulation reste l'outil d'évaluation principal. A ce sujet, la majorité des articles de la littérature se base sur des scénarios canoniques simples qui ne reflètent pas la réalité du terrain. A titre d'exemple, le canal de propagation est souvent réduit au trajet direct, l'environnement dans lequel les véhicules évoluent n'étant pas pris en compte. En outre, des groupes de recherche industriels et universitaires ont souvent recours à des scénarios de simulation issus d'une seule mesure en site urbain et pour laquelle la base de données n'est pas disponible en "open source", ce qui implique que les évaluations des performances de leurs simulations sont non reproductibles et donc non vérifiables.

Au regard de la littérature [LED 09], il manque donc un ensemble de scénarios de référence communs qui serait mis à la disposition du public. Ces scénarios décriraient le trafic routier réaliste et la propagation du signal à différents niveaux de granularité, et permettraient ainsi des simulations fiables et reproductibles du réseau véhiculaire. Un exemple de scénario est décrit Figure 1-7.

Problématique: Il est donc indispensable d'effectuer en présence de trafic la caractérisation du canal de propagation entre deux véhicules dans des scénarios réalistes de l'environnement urbain, suburbain afin d'en extraire les directions de départ et d'arrivée des rayons au cours du parcours et d'évaluer les effets de masque sur le SNR à la réception. Ces informations permettraient également d'enrichir les modèles déterministes en contexte de mobilité.

Sondage canal: Pour permettre l'interprétation physique des phénomènes de propagation, le sondeur doit être en mode SU-MIMO et les matrices du canal doivent être référencées par rapport aux positions GPS des deux véhicules équipés chacun de caméras 3D. Des vitesses de l'ordre de 110 km/h engendrent des temps de cohérence du canal de l'ordre de 7 ms. L'enregistrement en continu sur une période de quelques minutes des données est indispensable.

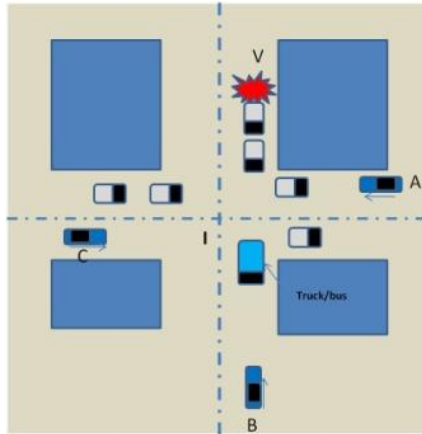


Figure 1-7 : Exemple de scénario de communication V2V dans un environnement de type Manhattan grid et sondage de canal associé. Sur le dessin: diffusion de l'information sur l'accident nécessitant la communication entre V et A,B,C

1.4 Le dimensionnement d'un sondeur

Les performances d'un sondeur reposent sur ses caractéristiques au regard des paramètres du canal à évaluer. Les quelques recommandations suivantes permettent de guider le concepteur et seront reprises dans les autres chapitres :

- √ **La résolution temporelle $\Delta\tau$ dans le domaine des retards** doit être choisie afin de décorréliser les trajets multiples. En d'autres termes, les algorithmes d'estimation des paramètres du canal seront d'autant plus performants que les différences entre les retards associés aux différents trajets sont supérieures à $\Delta\tau$.
- √ **La durée τ_{Max} de la CIR $h_{ij}(\tau)$** doit être au moins égale au retard maximal des trajets détectables par le système.
- √ **La durée d'acquisition de la matrice H , T_H** va dépendre de τ_{Max} , du nombre d'antennes d'émission, de réception et de la méthode de sondage détaillée par la suite.
- √ **La fréquence de répétition du signal de sondage** doit être supérieure à la fréquence Doppler maximale $2f_{d_{max}}$ égale à $2v/\lambda$.
- √ **La résolution fréquentielle du spectre Doppler $\Delta\nu$** est le plus petit décalage Doppler pouvant être mesuré. En théorie, c'est l'inverse de la fenêtre d'observation temporelle T d'un ensemble de matrices H .
- √ **Le nombre d'observations N_{obs} de la matrice H** possible pendant la durée $1/Bd$. Une observation de la matrice H est parfois appelée dans la littérature *snapshot*, de période T_H . Un nombre élevé d'observations de H apporte ainsi un gain en SNR de $10 \cdot \log_{10}(N_{obs})$ et donc une meilleure précision d'estimation des paramètres du canal [NAS 06]. Le paramètre $S = T_H \cdot Bd$ est un bon indicateur pour choisir N_{obs} et on estime généralement que la valeur maximum de S doit être de l'ordre de 0.1. A titre d'exemple, en site urbain, pour les canaux radiomobiles, si on considère une vitesse moyenne de véhicule de 50 km/h et $T_H = 100 \mu s$, S est de l'ordre de 0.01. On pourra donc raisonnablement envisager $N_{obs} = 10$.
- √ **La synchronisation des sources de référence Tx/ Rx pour des mesures non biaisées.** Pour des mesures de fréquences Doppler précises, il est important que la dérive de fréquence entre les

deux oscillateurs soit négligeable par rapport à Δv . Cette dérive en fréquence peut s'exprimer en fonction de la stabilité, notée D , des sources de référence [SAL 13] .

- √ **Stabilité et bruit de phase des sources de référence:** Une gigue peut apparaître sur la porteuse sinusoïdale générée par l'oscillateur. Ce bruit se manifeste dans le domaine fréquentiel par un élargissement de la raie spectrale. Les composantes Doppler situées dans cet élargissement spectral seront masquées, engendrant ainsi une valeur Δv effective plus grande. Ce bruit de phase doit varier lentement sur la durée d'observation T . En effet, il "module" également la réponse impulsionnelle du canal ce qui revient à introduire dans l'équation 1-7 le terme $e^{j\phi_l}$. Si ce bruit devient important et varie sur N_{obs} matrices H , l'estimation des AOD et AOA est alors biaisée. De plus, dans [BOL 09], les auteurs ont montré que pour des sondeurs basés sur le multiplexage temporel, le bruit de phase pouvait introduire des erreurs dans le calcul de la capacité du canal MIMO.
- √ **Localisation simultanée du Tx et Rx par GPS et référence en azimut et élévation des réseaux d'antennes.** Dans un contexte V2X ou de goniométrie air-sol, l'interprétation des AOA/AOD et le développement de modèles de propagation empiriques ne sont possibles que si on dispose des positions GPS exactes des réseaux d'antennes ainsi que de leurs orientations respectives en azimut et élévation. Il existe dans le commerce des modules permettant de réaliser ces mesures avec une précision allant de quelques mètres à 1 mètre pour les GPS et de quelques degrés à moins de 1 degré pour les modules gyroscopiques. Le critère décisif pour ce type de produit sera un compromis entre le besoin et le prix qui augmente rapidement pour les précisions les meilleurs.
- √ **Transfert et capacité de stockage des données.** L'enregistrement des matrices mesurées est un point délicat du sondage de canal et dépend du type de sondeur ainsi que de l'ajout de prétraitement intelligent qui permet de n'enregistrer que les données utiles de ces matrices. A titre d'exemple, un sondeur à commutation Tx et Rx, ayant une bande passante de 80 MHz nécessite une fréquence d'échantillonnage de 160 MHz. Avec des échantillons de profondeur 8 bits (1 octet), le débit d'enregistrement serait de 160 Mo/s. L'inconvénient majeur de ces sondeurs est qu'une augmentation du nombre de canaux engendre une augmentation de ΔT et donc une diminution du nombre L de matrices enregistrées ou en d'autres termes une diminution de la bande Doppler maximale. Une solution est de s'orienter vers un sondeur à commutation en Tx et la réception parallèle sur toutes les antennes. Dans ce cas, la bande passante de l'enregistrement des données augmente proportionnellement avec le nombre d'antennes à la réception, ce qui pour un sondeur MIMO 4x4 ayant un débit d'enregistrement de 160 Mo/s par voies de réception, nécessite un système d'enregistrement disposant d'une bande passante de 4×160 Mo/s, soit 640 Mo/s. Hormis le fait d'acquérir un enregistreur supportant ce débit, le post-traitement sera réalisé sur des fichiers de très grande capacité et va donc être chronophage. Une alternative proposée dans [RUS 01] est de réaliser un prétraitement intelligent des matrices acquises, permettant d'enregistrer exclusivement des données utiles à la mesure. Dans l'exemple cité, la bande passante a ainsi été divisée par 2. Un autre avantage d'intégrer le prétraitement est d'avoir un aperçu de la mesure en temps réel, offrant la possibilité d'ajuster au mieux la configuration de mesure.

Dans la suite, nous allons décrire les différentes méthodes de sondage ainsi que les caractéristiques de quelques sondeurs existants.

1.5 Etat de l'art des sondeurs

Un sondeur de canal multidimensionnel est un système de mesures qui permet, à partir de l'émission d'un signal de sondage, l'estimation de la CIR (ou de la fonction de transfert ou de la matrice du canal) dans les domaines retard (ou fréquence)-temps-spatial (AOA et AOD)-polarimétrique.

Plusieurs méthodes de sondage ont été proposées dans la littérature [COR 00]. Elles se distinguent entre elles par le type de signal de sondage transmis, la technique de sondage et enfin l'architecture matérielle qui va imposer des limites sur les paramètres du canal à évaluer.

1.5.1 Signal de sondage

Le choix de la forme d'onde va avoir un impact sur la complexité de mise en œuvre du récepteur pour en extraire la CIR, la fonction de transfert ou le spectre Doppler soit en temps réel ou en post traitement. De plus, l'intégrité du signal de sondage transmis à l'antenne doit être assurée. Sur ce point, il est important de transmettre un signal à enveloppe constante et de puissance élevée mais la plage de linéarité de l'amplificateur de puissance garantissant une puissance de sortie maximale est faible. La limite de fonctionnement linéaire est définie par le point de compression à 1 dB pour un signal monoporteuse. Le problème se pose pour des signaux par exemple de type multiporteuses pour lesquels la puissance instantanée du signal peut être importante entraînant ainsi des signaux transmis dont l'enveloppe est écrêtée. Un paramètre critique pour le choix du signal de sondage est le rapport PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) entre la puissance instantanée maximale sur la puissance moyenne du signal transmis qui doit être le plus faible possible.

Le signal de sondage utilisé dans les sondeurs est soit une séquence pseudo-aléatoire (PA) à longueur maximale, soit une rampe en fréquence de type *chirp* ou un signal multiporteuses.

- √ Dans le premier cas, l'enveloppe du signal est constante, le problème du PAPR ne se pose donc pas. Des filtres d'émission sont nécessaires car le spectre en *sinus cardinal* décroît lentement au delà de la bande passante à sonder. A la réception une fréquence d'échantillonnage élevée ou des filtres anti-repliement sont requis. La corrélation entre le signal reçu et le signal transmis est réalisée soit avec un filtre adapté à la séquence transmise soit avec un corrélateur glissant [FAR 09]. Cette opération est souvent réalisée dans des composants numériques programmables en post-processing. La durée de la CIR ou de la matrice du canal dépendra de la longueur de la séquence et de la résolution temporelle souhaitée.
- √ Le chirp est un signal dont la fréquence augmente (ou décroît) linéairement sur la bande B pendant un intervalle de temps T. Le facteur de dispersion BT permet d'évaluer la part d'énergie située en dehors de la bande [SAL 05]. Par exemple, si $BT=10$, 95% de l'énergie est contenue dans B, ce qui représente un avantage majeur de cette forme d'onde. Divers récepteurs sont possibles comme par exemple le filtre adapté ou un détecteur hétérodyne. Dans le premier cas, il s'agit d'une compression temporelle du signal à bande passante constante, le gain obtenu en sortie est $10\log(BT)$. Ce type de récepteur nécessite un système d'acquisition des données avec une bande passante importante. Dans le deuxième cas, le signal reçu est multiplié par une version retardée du signal transmis puis filtré, le retard introduit étant la valeur maximale des retards à observer. La compression est ici réalisée en fréquence et non en temps, la bande passante requise pour l'acquisition est plus faible [SAL 13(p207)].

- √ Différentes formes d'ondes permettent de générer un signal multiporteuses à PAPR faible dont le spectre est plat dans la bande passante. Ce signal permet de sonder simultanément le canal sur un certain nombre de fréquences discrètes. A la réception, une DFT (Discret Fourier Transform) appliquée au signal reçu permet d'estimer la fonction de transfert du canal. Une description détaillée de ces formes d'onde est donnée dans le chapitre 2.

1.5.2 Technique de sondage multi-antennes

De manière générale, il existe 3 méthodes qui permettent au récepteur d'identifier de quelle antenne le signal de sondage est transmis.

- √ Multiplexage en temps (TDM-Time Division Multiplexing): chaque antenne transmet successivement, dans un intervalle de temps déterminé, le signal de sondage comme illustré sur la Figure 1-8.

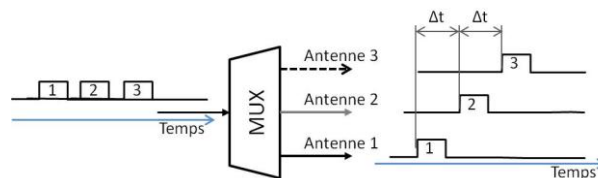


Figure 1-8 : Multiplexage en temps (TDM) pour 3 antennes d'émission

- √ Multiplexage en fréquence (FDM: Frequency division multiplexing): A chaque antenne est associé un signal de sondage transmis sur un ensemble de fréquences discrètes, distantes de Δf , et distinctes d'une antenne à l'autre. La Figure 1-9 illustre les porteuses entrelacées sur un exemple de $N_t=3$ antennes et 3 porteuses transmises par antennes. Les signaux de sondage sont transmis simultanément par toutes les antennes. Sur l'écart fréquentiel Δf , M_t porteuses équiréparties sont insérées. Certes, le canal n'est pas sondé aux mêmes fréquences par toutes les antennes mais si on choisit $\Delta f < B_{C_{0,9}}$, l'hypothèse du canal plat sur Δf doit être vérifiée c'est à dire $\Delta f \cdot \Delta \tau \ll 1$.

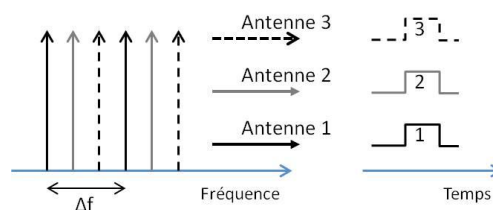


Figure 1-9 : Multiplexage en fréquence (FDM) pour 3 antennes d'émission

- √ - Multiplexage par code (CDM: code division multiplexing): Les signaux transmis par les antennes appartiennent à une famille de séquence pseudo aléatoires (PA). Les signaux de sondage sont transmis simultanément par toutes les antennes. L'inconvénient majeur de ces codes est qu'ils perdent leur propriété d'orthogonalité en présence de trajets multiples ayant des retards supérieurs à la durée d'un chip de la PA. Cette méthode n'est donc pas retenue dans la suite de l'étude. La Figure 1-10 représente les signaux CDM pour trois antennes d'émissions.

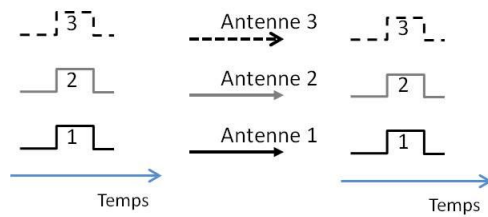


Figure 1-10 : Multiplexage par code (CDM) pour 3 antennes d'émission

1.5.3 Exemples de sondeur

Les performances, flexibilité, diversités d'utilisation d'un sondeur sont liées au choix de l'architecture matérielle envisagée qui elle-même dépend d'un facteur non négligeable: le coût de développement. Au début des années 2000, les sondeurs MIMO reposaient sur la méthode TDM et impliquaient donc une commutation d'antennes à l'émission et à la réception. Avec l'arrivée des composants numériques programmables tels que les FPGA, SDR (Software Defined radio), les systèmes ont acquis plus de flexibilité et de rapidité. Ainsi de nouvelles structures de sondeur permettent de transmettre et recevoir simultanément sur toutes les antennes Tx et Rx. Cependant, les coûts de développement et d'investissement de ces sondeurs parallèles sont importants.

Dans le paragraphe suivant, les grandes familles de sondeurs emblématiques du domaine du sondage de canal MIMO vont être décrites.

1.5.3.1 Sondeur à commutation Tx et Rx.

Un sondeur TDM à l'émission et à la réception ne nécessite qu'un seul système RF d'émission/réception. A titre d'exemple, les sondeurs développés par l'université d'Helsinki et l'IETR de Rennes [FAR 10] ou encore le "RUSK" [MED 01] développé par Medav rentrent dans cette catégorie. Dans les deux premiers cas, le signal de sondage est une séquence pseudo aléatoire d'horloge $T_s = 1/Bp$ et de longueur L paramétrable. La durée τ_{Max} de la réponse impulsionnelle est donc égale à $\tau_{Max} = L \cdot T_s$. Le temps d'acquisition T_H d'une matrice est égal à:

$$T_H = 2(\tau_{Max}) \cdot M_t \cdot N_r \quad 1-31$$

Le facteur 2 est lié à l'intervalle de garde fixé à τ_{Max} nécessaire après chaque commutation d'antennes de réception. L'avantage majeur de ce sondeur est sa flexibilité en termes de fréquence porteuse et bande passante. En revanche, le temps d'acquisition d'une matrice MIMO dépend du nombre d'antennes. La Figure 1-11 présente le synoptique d'un sondeur MIMO 4x4 à commutation Tx et Rx.

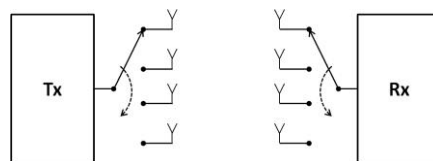


Figure 1-11 : Synoptique d'un sondeur MIMO 4x4 à commutation Tx et Rx

Il faut cependant noter que, durant l'acquisition de la matrice H, le bruit de phase varie. Il en résulte des incertitudes sur les éléments de cette matrice et donc des modifications des propriétés de H [BAU 04].

1.5.3.2 Sondeur MIMO à commutation Tx basé sur le mode TDM

Une autre possibilité est de considérer uniquement la commutation d'antennes à l'émission et d'avoir N_r récepteurs en parallèle, chacun de ces récepteurs étant associé à une antenne de réception. Il s'agit d'un sondeur SIMO à commutation partielle basé sur le mode TDM, la Figure 1-12 présente l'architecture d'un tel sondeur en MIMO 4x4. Le temps T_H d'une acquisition devient :

$$T_H = 2(\tau_{Max}).M_t \quad \text{1-32}$$

Le sondeur de l'Université de Durham rentre dans cette catégorie. Le signal de sondage est un chirp [SAL 05].

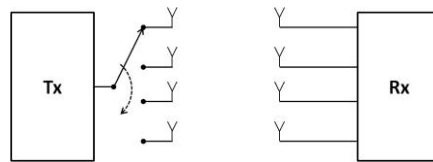


Figure 1-12 : Sondeur MIMO 4x4 à commutation Tx

1.5.3.3 Sondeur MIMO parallèle

La dernière solution est d'éviter la commutation et d'avoir en parallèle M_t systèmes RF à l'émission et M_r systèmes RF à la réception d'où le nom de sondeur MIMO parallèle (*Full parallel*) basé sur le mode FDM. DOCOMO a développé un tel sondeur [KON 11]. La Figure 1-13 montre le synoptique d'un sondeur MIMO parallèle 4x4.

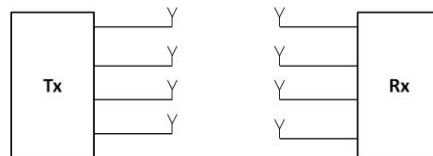


Figure 1-13 : Synoptique d'un sondeur MIMO 4x4 parallèle

La durée d'acquisition d'une matrice devient :

$$T_H = 2(\tau_{Max}) \quad \text{1-33}$$

Le Tableau 1-2 résume les caractéristiques de ces sondeurs. Il faut noter que pour tous ces sondeurs, un post traitement des données enregistrées est nécessaire pour extraire la matrice H.

1.6 Discussion

Les travaux réalisés au cours de cette thèse portent sur le développement d'un sondeur de canal pouvant répondre à court terme aux différents défis cités précédemment. Le cahier des

charges décrit par la suite reprend les caractéristiques minimales que doivent avoir le sondeur en fonction des différents scénarios envisagés.

Le choix de la fréquence porteuse est déterminant car la bande passante maximale des antennes en dépend fortement. Le Tableau 1-1 donne les bandes de fréquence utilisées par les standards pour les différentes applications mentionnées dans le paragraphe précédent. De ce tableau sont exclues toutes les applications en mmW qui ne rentrent pas dans le cadre de nos études. Pour les applications de localisation, une des difficultés pour la phase de sondage de canal est de transmettre à la fois dans des bandes libres et à proximité du spectre dédié aux réseaux mobiles. Ainsi pour répondre à la problématique de localisation de mobile en présence de la végétation, la fréquence porteuse est fixée à 1.35 GHz, fréquence située en milieu de bande pour les réseaux mobiles.

Tableau 1-1 : Bandes de fréquences et applications

Applications	Localisation de mobile	Massive MIMO	V2X	Confidentialité des données
Bande de fréquence	700 MHz-2.7 GHz	2-6-27 GHz	5-6 GHz	700 MHz-5 GHz

Si on envisage à court/moyen terme un sondeur qui puisse permettre à la fois la caractérisation multidimensionnelle du canal et la détermination de la variabilité spatio-temporelle du canal dans le cadre des Massive MIMO, on se trouve confronté à des exigences non compatibles.

Dans le premier cas, les campagnes de mesures par exemple pour des scénarios V2V ou sol-air, imposent un équipement de faible consommation, de taille relativement faible, une bande passante importante et un nombre de sorties/entrées suffisamment grand pour assurer une estimation des paramètres du canal la plus fiable possible.

Tableau 1-2 : Synthèse des caractéristiques des sondeurs existants

Paramètres \ Sondeurs	RUSK- University of Lund [KOL 10] [BER 14]	RUSK- University of Ilmenau [THO 06]	Rusk- Stanford [CZI 08]	University of Durham [SAL 05]	of DOCOMO [KON 11]	Orange Lab [CON 06]	IETR [FAR 09]
Fréquence porteuse (fc)	5.15 GHz	2.53 GHz	2.45 GHz	2.5/3.5/5.2/5.8 GHz	11 GHz	2-60 GHz	3.5 GHz
Sondage	TDM	TDM	TDM	TDM	FDM	TDM	CDM
Bande passante	10-240 MHz	2x40 MHz	70-240 MHz	60 MHz	400 MHz	62.5 MHz	12.5-100 MHz
Longueur de la CIR	1.6-25.6 μ s	6.4 μ s	3.2 μ s	40 μ s	4 μ s	8.192 μ s	1.27-81.84 μ s
Fréquence d'acquisition d'une matrice	300 Hz/600 Hz	75 Hz	3250 Hz	100-250 Hz	-	250 Hz	152 Hz
Taille matrice MIMO	30 x 30	16x48	4 x 8	1x8	24x24	1x10	4x16
Obtention de la matrice H	Post-trait. Max 65536 CIR	Post-trait. Max 65536 CIR	Post-trait. Max 65536 CIR	Post trait	Post-trait Max CIR-	Post-trait (SIMO mode)	-

Les applications Massive MIMO imposent quant à elles, un sondage simultané sur l'ensemble des M_t antennes d'émission. Dans la littérature, M_t varie en général entre 64 et 128. La solution "full parallel" est, dans ce cas, idéale pour le sondage temps-réel mais n'est réalisable qu'au prix d'un encombrement qui serait bien trop important pour des applications embarquées, sans compter le coût prohibitif du système. Des plateformes dédiées Massive MIMO ont été développées par l'université de Rice (USA) [SHE 12] ou sont en cours de développement par les universités de Bristol [BEA 16] et de Lund [DES 16]. Elles sont basées sur des architectures numériques de type USRP (L'Universal Software Radio Peripheral ou Périphérique universel de radio logicielle) développées récemment par National Instrument. A titre d'exemple, pour une configuration de 128 antennes à l'émission, 64 cartes USRP sont nécessaires. La bande passante maximale offerte par ces cartes est de 20 MHz.

La question qui se pose donc pour la réalisation du sondeur, est quelle architecture choisir pour pouvoir, dans un premier temps, assurer la caractérisation multidimensionnelle du canal à partir de systèmes embarqués et, ultérieurement, avoir la possibilité d'étendre ses fonctions aux études relatives aux réseaux massifs. Notons dès à présent que les solutions existantes basées sur des cartes USRP ne répondent pas à nos besoins en terme de bande passante.

En 2012, lors du début de la thèse (les investissements ayant été financés dans le cadre de CISIT –Contrat de plan Etat Région), les composants programmables à haute fréquence d'échantillonnage venaient d'être disponibles et correspondaient à nos applications en termes de bande passante et nombre de sorties/entrées disponibles. L'architecture parallèle de 8 voies à l'émission et 16 voies en réception a ainsi été décidée. Nous nous sommes orientés vers une mesure en temps réel de la matrice H , donc sans post traitement, pour faciliter les interprétations physiques sur le terrain. Le choix d'un système reconfigurable permettra une grande souplesse d'utilisation.

Une extension d'un tel sondeur aux applications Massive MIMO pourrait être faite grâce à une commutation des antennes d'émission, et ceci dans des temps restant inférieurs à la ms.

Le choix de la bande passante maximale envisagée et la taille des réseaux d'antennes va dépendre, entre autres, de la fréquence d'échantillonnage maximale de l'architecture matérielle considérée et de la précision souhaitée sur l'estimation par l'algorithme haute résolution RIMAX des caractéristiques des rayons.

Afin de finaliser les paramètres les plus critiques du sondeur, des simulations ont été effectuées à partir d'un logiciel de propagation basé sur la technique de lancer de rayons [CORR 09]. Ces simulations ont été menées en considérant un environnement suburbain et en envisageant de nombreuses positions des antennes d'émission et de réception. A partir des matrices H calculées, l'algorithme RIMAX a été appliqué pour extraire les angles de départ et d'arrivée des rayons ainsi que leurs retards. Ceci a permis de comparer les résultats prédits par RIMAX aux valeurs exactes issues du modèle de rayons, l'étude paramétrique ayant été menée en fonction notamment de la bande passante et du nombre d'antennes [VIN 14a]

A titre d'exemple, pour un SNR moyen de 20 dB, pour des réseaux rectangulaires uniformes (URA Uniform Rectangular Array) de 4 éléments en émission et en réception et pour une bande de 22 MHz, l'erreur médiane d'estimation du rayon le plus énergétique dans un environnement multi-trajets est de 1.2° pour l'AOA et de 2 ns pour le retard. Dans le cas d'un réseau circulaire uniforme

(UCA Uniform Circular Array) de 12 éléments et une bande de 100 MHz, l'erreur sur l'angle et le retard se réduisent respectivement à 0.4° et 0.3 ns.

Suite à ces études paramétriques, le choix s'est porté sur un réseau d'émission et de réception de 8 antennes à bi polarisation et sur une bande transmise de 100 MHz. Il faut signaler que tous ces travaux portant sur la simulation de la propagation et sur les performances de RIMAX ont été ou sont réalisés par d'autres membres du laboratoire [GAI 11].

1.7 Architecture générale du sondeur

Les composants programmables de type FPGA à sorties et entrées parallèles pilotés par un PC embarqué permettent un traitement temps réel des données. Au moment de la définition de l'architecture matérielle, les composants disponibles permettaient à l'émission une fréquence d'échantillonnage de 400 Méchantillons/seconde sur 2 voies de sortie et de 200 Me/s sur 8 voies d'entrée pour le module de réception. 4 FPGA en émission et 2 FPGA en réception fonctionnant en parallèle sont donc nécessaires à la caractérisation de canaux en mode MIMO (8, 16). Une version "commutée" au Tx permet également les mesures en mode polarimétrique MIMO (8,8). Le multiplexage se fait dans le domaine spatial (antennes) et fréquentiel avec un espacement fréquentiel de 12 kHz proche de celui préconisé dans le standard 4G. La Figure 1-14 présente le synoptique général du sondeur.

On rappelle que la fréquence centrale choisie est de 1.35 GHz, une migration vers 6 GHz est prévue dans le cadre des investissements du groupe IEMN/Telice et de IMinds/WICA.

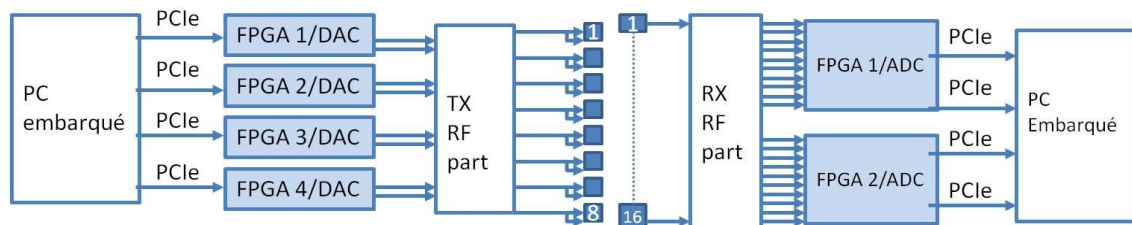


Figure 1-14 : Synoptique général du sondeur MIMO à 8 ports de sortie et 16 ports d'entrée

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes métriques caractérisant les canaux de propagation ont été rappelées et les notations reprises dans la suite du document, introduites. Un des objectifs de la thèse porte sur le développement d'un sondeur de canal polarimétrique MIMO "temps réel". Ainsi, le choix des paramètres et de l'architecture du sondeur ont été justifiés pour répondre dans un avenir proche à différents challenges pour lesquels la caractérisation du canal reste une étape incontournable. Dans l'inventaire des besoins actuels et futurs dressé dans ce chapitre, citons la modélisation des canaux temps-fréquence-espace dans le contexte des Massive MIMO proposés pour la 5G, la caractérisation de la variabilité et la corrélation spatio-temporelle du canal pour des applications de cybersécurité, l'optimisation d'algorithmes de traitement du signal comme par exemple ceux de goniométrie pour des besoins de localisation de mobiles.

Dans le chapitre suivant, l'architecture générale du sondeur est présentée et les solutions originales liées à son développement sont détaillées.

Chapitre 2 **A**rchitecture du sondeur

2.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons les différents modules constituant le sondeur de canal MIMO temps réel "MIMOSA". La première partie est consacrée à une présentation générale du sondeur. La forme d'onde des signaux transmis doit être choisie afin d'une part de minimiser le PAPR (Chapitre 1 paragraphe 1.5.1) et, d'autre part, de permettre une détection et une synchronisation des signaux reçus à faible SNR. Une étude paramétrique décrite dans la deuxième partie de ce chapitre permet de choisir la forme d'onde optimum qui sera utilisée par la suite. La troisième partie a trait à la description de l'architecture de l'unité de transmission en mettant en évidence les différentes options de signaux transmis et menant au choix qui a été fait. Nous insisterons également sur la flexibilité d'utilisation du système. Dans la quatrième partie dédiée à l'unité de réception, l'accent sera porté sur les développements originaux des modules de contrôle automatique de gain (CAG), et ceux de détection des symboles reçus qui assurent la synchronisation sur l'ensemble des 16 entrées du module de réception. Nous décrivons enfin une solution originale pour réduire les ressources utilisées dans les FPGA. Un tableau de synthèse des différentes caractéristiques du sondeur conclut ce chapitre.

2.2 Description générale du sondeur

Le sondeur, dont l'architecture est présentée Figure 2-1, est composé d'un émetteur comportant 8 ports d'émission et du récepteur ayant 16 ports de réception. Chacun des 8 ports d'émission sera associé à un commutateur de position permettant ainsi d'envoyer le signal sur 8 antennes choisies parmi 16.

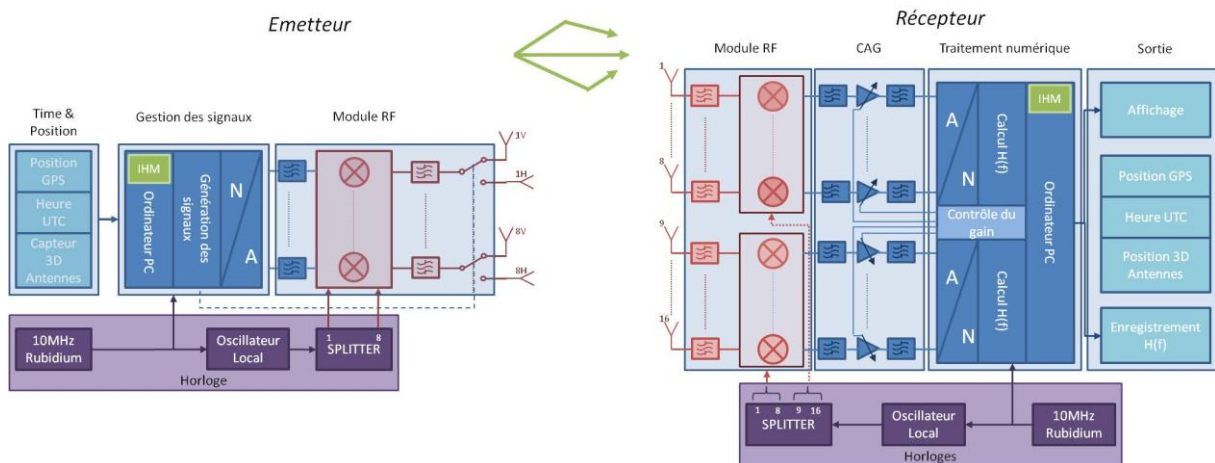


Figure 2-1 : Synoptique simplifié du sondeur de canal MIMO temps réel

2.2.1 L'émetteur (Tx)

L'émetteur est composé de quatre parties nommées respectivement "Time & position", "Horloges", "Gestion des signaux" et "Module RF (Radio Fréquence) d'émission" décrites ci-après:

- √ «Time and Position» enregistre les informations provenant de la station inertielle positionnée sur le réseau d'antennes. Les données concernent la position GPS et la position relative 3D (Assiette, Orientation ...) du réseau d'antennes d'émission, la référence correspondant à la position initiale du réseau au démarrage des mesures.
- √ « Horloges » comporte l'horloge de référence au Rubidium, permettant la synchronisation de tous les signaux générés au sein de l'émetteur. Un combineur 8 voies (Splitter) distribue l'oscillateur local au module RF.
- √ La « gestion des signaux » est organisée autour d'un PC embarqué dans un châssis comportant également les convertisseurs numériques-analogiques (CNA) et les cartes FPGA de traitement numérique chargées de la mise en œuvre et de l'envoi des signaux de mesure. Une interface utilisateur (IHM) permet de régler les paramètres du système d'émission.
- √ Le Module RF comporte le mélangeur RF chargé de transposer les signaux ainsi créés à la fréquence de 1350 MHz, les filtres passe bande, les amplificateurs de puissance, ainsi que les commutateurs (switchs) RF. Ce module RF est dupliqué sur chaque voie de sortie. La bande passante est de 100 MHz et la puissance sur chaque sortie est réglable de 0.01 à 1 W.

2.2.2 Le récepteur (Rx)

Le récepteur est composé de cinq parties nommées respectivement "Module RF", "CAG", "Traitement numérique", "Horloges" et "Sortie".

- √ "Module RF " comporte un filtre RF, un amplificateur faible bruit et enfin un mélangeur RF pour la transposition des signaux en bande de base.
- √ "CAG" dont le rôle est d'ajuster la puissance du signal pour être compatible avec la dynamique d'entrée des convertisseurs analogique numérique (CAN) et ceci doit être réalisé dans des temps très courts.
- √ Le module "Traitement numérique" dans lequel l'algorithme de "détection/synchronisation" détecte le début du signal de sondage reçu puis calcule à l'aide de FFT (Fast Fourier Transform) la fonction de transfert $H(f)$ en temps réel à l'aide des cartes de traitement numérique intégrées au châssis. Un PC embarqué a pour rôle de récupérer ces fonctions de transfert vers le module "Sortie". Une interface utilisateur permet de régler les paramètres du système de réception (nombre de matrices à enregistrer, périodicité d'acquisition des matrices etc.) et de visualiser les fonctions de transfert, les valeurs de gain des CAG, etc. Un synoptique du châssis est donné en A.6 .
- √ L'horloge de référence au Rubidium synchronise toutes les horloges et signaux nécessaires à la réception. Un splitter 16 voies distribue l'oscillateur local au module RF.
- √ «Sortie » enregistre les informations provenant de la station inertielle positionnée sur le réseau d'antennes. Les données enregistrées concernent la position GPS et la position relative 3D (Assiette, Orientation ...) du réseau d'antennes d'émission, la référence correspondant à la position initiale du réseau au démarrage des mesures.

2.3 Les signaux transmis

Dans le paragraphe suivant, nous allons décrire les signaux pour la mesure du canal MIMO et préciser sur quels critères ils ont été choisis.

2.3.1 La trame de base

L'émetteur transmet à intervalle régulier des signaux appelés "trame".

L'entête de la trame de base est composée de deux PREAMBLE, le calage du CAG s'effectuera pendant PREAMBLE A et la détection et synchronisation du signal de sondage (SYMBOL) pendant PREAMBLE B. Le canal présentant des trajets multiples, il est nécessaire d'insérer un préfixe cyclique (CP) avant le SYMBOL pour absorber les multiples répliques du signal. Il est une copie des N_{CP} derniers échantillons du SYMBOL. Sa durée doit être largement supérieure à l'étalement des retards dans le canal. Sa valeur doit donc être paramétrable dans le sondeur pour s'adapter à différents scénarii de propagation. Le synoptique d'une trame de base est présenté Figure 2.2.

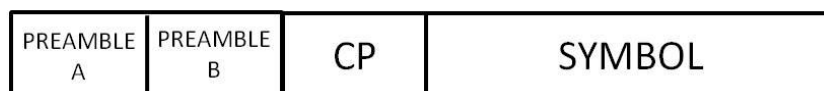


Figure 2-2 : Synoptique de la trame de base

Nous allons successivement décrire les signaux PREAMBLE et SYMBOL formant la trame de base. PREAMBLE A et PREAMBLE B étant identiques mais dédiés à des fonctions différentes, la notation générale PREAMBLE sera utilisée par la suite.

2.3.2 Le PREAMBLE

Une des principales difficultés à la réception est la synchronisation des symboles reçus. Une méthode efficace consiste à utiliser des formes d'onde dont l'autocorrélation présente des pics qui, en appliquant un seuil, permet une décision sans ambiguïté pour des faibles SNR et en présence de trajets multiples. C'est la raison pour laquelle nous avons proposé une forme d'onde pour le « PREAMBLE » appelée dans la suite "PREAMBLE_{PRBS}" que nous comparons à deux formes candidates décrites dans la littérature. Ces formes d'onde doivent également présenter des PAPR les plus faibles possibles.

2.3.2.1 Structure du PREAMBLE

Le PREAMBLE est composé de N_{SYNC} sous symboles réels, chacun d'eux appelé SYNC composé chacun de N_e échantillons temporels.

N_e doit être à la fois faible de façon à garantir l'aspect temps réel durant la phase de traitement numérique des données et à la fois grand pour pouvoir calculer la puissance totale du signal dans toute la bande passante. Ce dernier point prend tout son importance au moment du calage de CAG. Une étude paramétrique a montré que 256 sous porteuses réparties uniformément sur 100 MHz de bande passante donnaient une estimée de la puissance avec moins de 1% d'erreur, N_e étant égal à 512. Afin d'améliorer le filtrage du signal dans la bande transposée, on annule les sous-porteuses de 1 à 25 correspondant aux fréquences comprises entre 0 et 10 MHz. Une marge sur le critère de Nyquist est aussi retenue en annulant les sous-porteuses 231 à 256 situées entre 90 et 100 MHz, cela permet de respecter Shannon sachant que les filtres ne sont pas infiniment raides en fréquence. Il en résulte un signal occupant 80 MHz de bande dans la plage fréquentielle de 10 MHz à 90 MHz en bande de base. Il est composé de 204 sous porteuses non nulles.

On distingue deux sous-symboles, SYNC et -SYNC noté respectivement $s_{\text{SYNC}+}$ et $s_{\text{SYNC}-}$. La structure du PREAMBLE est présentée Figure 2-3. L'avantage de cette approche sera de disposer par la suite de "pics" de corrélation et le changement de signe permettra une synchronisation précise des trames quel que soit le canal de propagation.

Le signal PREAMBLE comporte 10 sous symboles, cette valeur de 10 sera justifiée dans le paragraphe 2.4.3.2A relatif au temps minimum de calage du CAG.

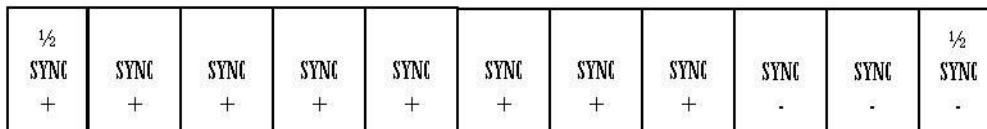


Figure 2-3 : Structure du PREAMBLE

Il est créé de la manière suivante :

$$s_{\text{PREAMBLE}}(k) = \begin{cases} s_{\text{SYNC}+}((k + 256)\text{mod}(512)) & \text{pour } 0 \leq k \leq 3839 \\ s_{\text{SYNC}-}((k + 256)\text{mod}(512)) & \text{pour } 3840 \leq k \leq 5119 \end{cases} \quad \text{2-1}$$

La fréquence d'échantillonnage est $F_s = 200$ MHz soit une période d'échantillonnage $T_s = 5$ ns.

La durée d'un sous-symbole, T_{SYNC} , est de **2.56 μ s** menant à une durée du PREAMBLE, $T_{PREAMBLE} = 25.6 \mu s$.

Dans la littérature, des formes d'onde spécifiques pour l'estimation du canal ont été proposées pour réduire le PAPR. Citons celles décrites dans la norme HomePlus AV [HOM 05] notée par la suite PREAMBLE_{HPMod} et la séquence de Newman décrite dans [BOY 86].

De façon générale, l'expression analytique de s_{SYNC+} s'écrit:

$$s_{SYNC+}(k) = \frac{1}{\sqrt{512}} \cdot \sum_{p=26}^{230} \cos\left(\frac{2\pi pk}{512} + \varphi(p)\right) \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 512 - 1 \quad \text{2-2}$$

$$\text{et } s_{SYNC-} = -s_{SYNC+} \quad \text{2-3}$$

p étant la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse.

Les diverses formes d'onde proposées se différencient par la façon dont $\varphi(p)$ est calculée.

√ Pour le PREAMBLE_{HPMod}, $\varphi(p)$ se détermine de façon régressive comme détaillée dans [HOM 05]. Sa forme générale est donnée par l'expression suivante:

$$\varphi(p) = A(\varphi(p-1) - (2\pi(p-26))\text{mod}(2\pi)) \quad \text{2-4}$$

A est un coefficient défini en Annexe A.1

√ Pour le PREAMBLE_{NEWMAN}, la forme d'onde est basée sur une variation quadratique de la phase (Annexe A-2):

$$\varphi(p) = \frac{\pi \cdot (p-1)^2}{204} \quad \text{2-5}$$

√ Pour le PREAMBLE_{PRBS}, que nous proposons, la phase est obtenue à partir d'une séquence pseudo-aléatoire binaire de longueur 2047 générée à partir d'un polynôme PRBS donné par l'équation 2-6.

$$PRBS(x) = x^{11} + x^9 + 1 \quad \text{2-6}$$

Les valeurs successives $V(j)$ des éléments de la séquence binaire pseudo aléatoire, sont regroupées par paquet de 6 pour former $\varphi(p)$. Le choix des valeurs 6 pour le codage du coefficient de la phase, et 2^{11} pour la longueur binaire du polynôme PRBS permet d'obtenir une séquence suffisamment longue pour créer 256 valeurs de coefficients de phase décorrélés. L'expression de $\varphi(p)$ s'écrit :

$$\varphi(p) = \frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^6 2^{(i-1)} V(j) \quad \text{2-7}$$

$$\text{Avec } j = i + 6(p-1)$$

Les représentations du sous-symbole $s_{SYNC+PRBS}$ et du $PREAMBLE_{PRBS}$ dans les domaines temporel et fréquentiel sont présentées en Annexe A.3

2.3.2.2 Etude sur la forme d'onde du PREAMBLE

La fonction la plus critique du système est sans aucun doute celle relative à la détection des signaux qui conditionne également la synchronisation des voies de réception. Cette fonction doit être indépendante des caractéristiques du canal (LOS ou NLOS) et fiable pour des faibles valeurs du SNR, la sensibilité du récepteur en dépendant.

Afin de choisir la forme d'onde qui garantit une détection optimale, trois critères de sélection sont choisis. Les premier et deuxième critères portent sur les erreurs de détection de l'amplitude des pics de corrélation et de l'instant de détection. Des simulations ont été réalisées en faisant varier le SNR dans un canal i) gaussien, ii) LOS avec un facteur de Rice de 3 et iii) NLOS. Les CIR de ces 2 derniers canaux sont décrites en Annexe B1. Le dernier critère porte sur le PAPR.

La Figure 2-4 présente dans le domaine temporel les 3 types de PREAMBLE décrits précédemment.

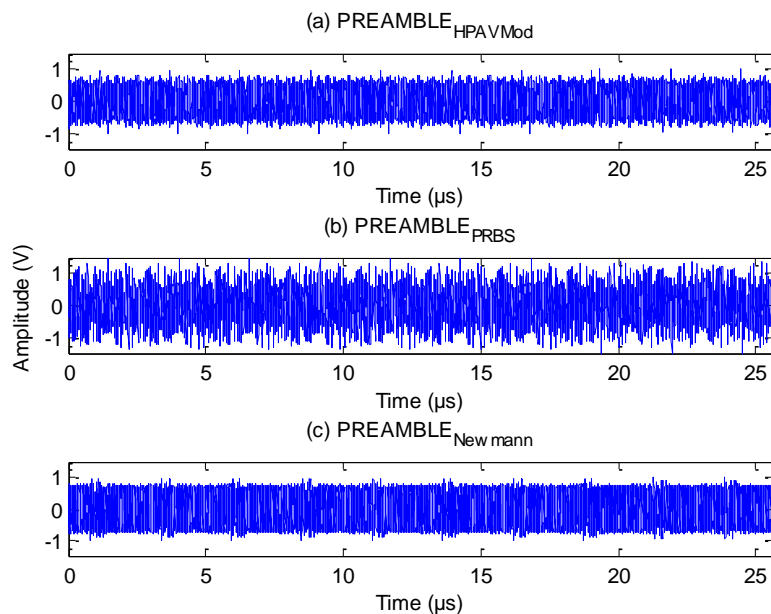


Figure 2-4 : $PREAMBLE_{HPAVMod}$ (a), $PREAMBLE_{PRBS}$ (b) et $PREAMBLE_{NEWMAN}$ (c) dans le domaine temporel

A. La détection

Le principe général de la détection repose sur une corrélation entre le signal réel reçu $y(k)$ et le sous symbole réel s_{SYNC+} , suivie d'une détection de pic par rapport à un seuil fixé à 75% de la valeur maximum de la corrélation. La détection est validée dès que le nombre d'échantillons entre pics successifs est égal à 512^4 et qu'une inversion du signe du pic de corrélation apparaît au 8^{ème} pic. Le module de décision connaît alors la position exacte du premier échantillon du SYMBOL.

⁴ 512 est le nombre d'échantillons qui composent le sous symbole SYNC+ ou SYNC-

Afin de diminuer le nombre de ressources utilisées pour le calcul dans le FPGA, nous avons proposé pour cette fonction de détection, d'effectuer la corrélation sur le signal reçu quantifié sur 3 bits.

Afin d'alléger la présentation, nous avons reporté le détail de la méthode utilisée au paragraphe 2.4.3.2B. La Figure 2-5 présente le résultat de la corrélation pour les différents types de PREAMBLE et en l'absence de bruit dans le canal.

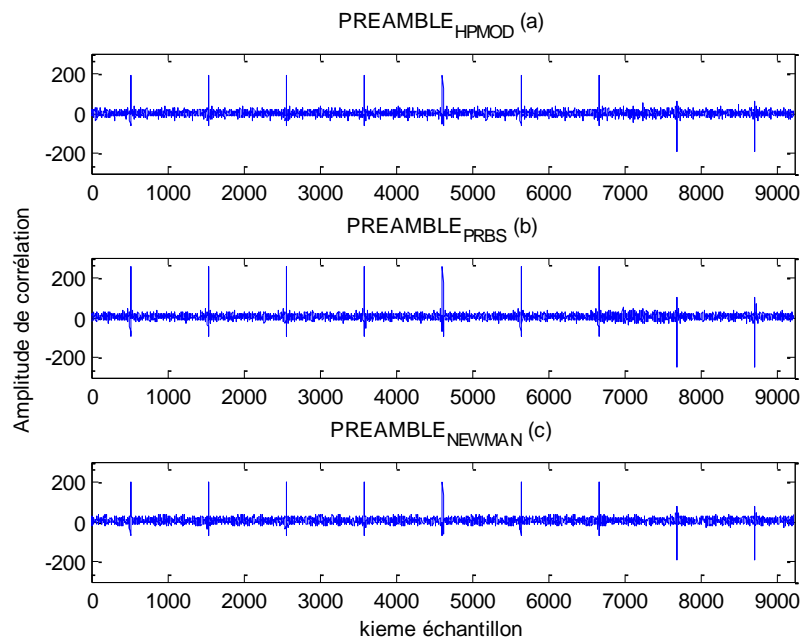


Figure 2-5 : Résultat de corrélation pour (a) PREAMBLE_{HPMOD}, (b) PREAMBLE_{PRBS} et (c) PREAMBLE_{NEWMAN}

La Figure 2-6 montre des amplitudes de pic de corrélation égales à 256 pour l'autocorrélation de PREAMBLE_{PRBS} et respectivement 198 et 194 pour PREAMBLE_{Newman} et le PREAMBLE_{HPMod}. L'écart observé entre ces différentes valeurs vient de l'algorithme développé pour réaliser la corrélation avec un minimum de ressources (paragraphe 2.4.3.2B).

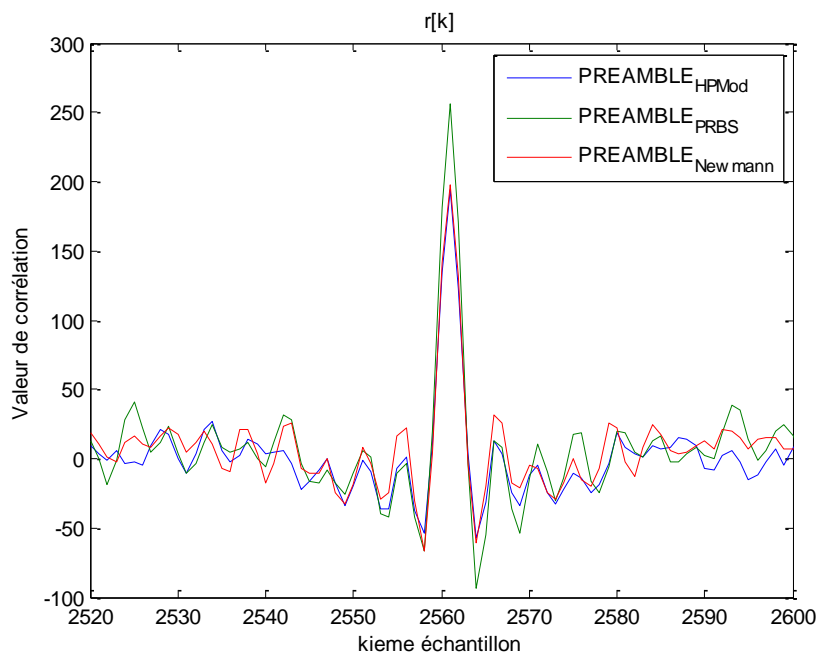


Figure 2-6 : Auto corrélation des formes d'onde autour du pic de corrélation

Un bruit blanc gaussien est ajouté à ces signaux et les performances de détection vont être comparées pour les 3 environnements cités précédemment. Pour chaque simulation, 100 réalisations du bruit sont effectuées.

La Figure 2-7 donne la probabilité de détection correcte du pic de corrélation calculée pour chaque valeur de SNR dans un canal gaussien. Les courbes montrent que le PREAMBLE_{PRBS} affiche une probabilité de bonne détection de 90% pour un SNR de -8 dB. Pour atteindre cette probabilité avec les PREAMBLE de type Newman et HPAV, il est nécessaire d'avoir un SNR de -4.5 dB.

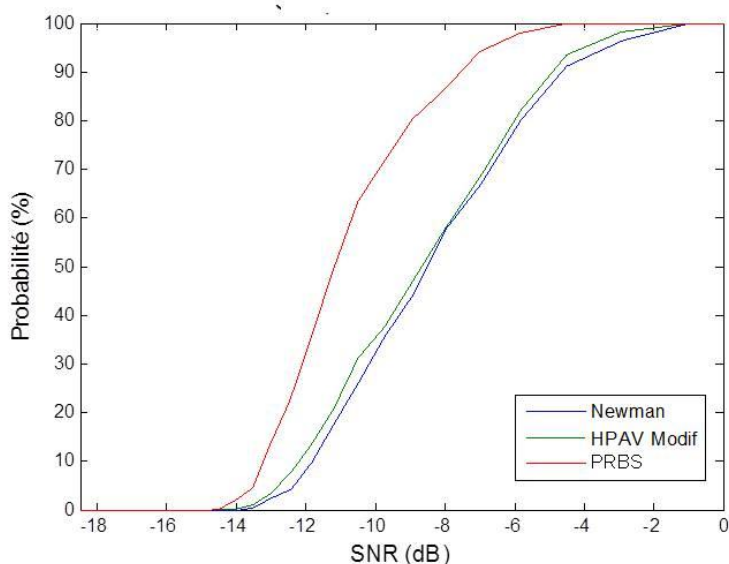


Figure 2-7 : Performances de la détection en canal gaussien

Dans l'environnement de type LOS avec un facteur de Rice $K=4$, les probabilités présentées Figure 2-8 sont similaires pour les 3 signaux.

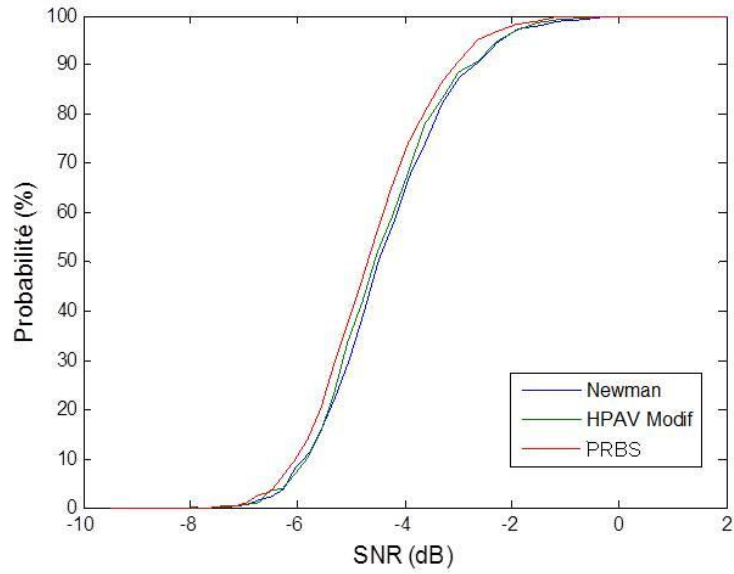


Figure 2-8 : Performances de la détection selon les signaux envisagés en fonction du SNR dans un canal de Rice avec $K=4$

En environnement NLOS, les courbes de la Figure 2-9 ont été calculées pour seulement 10 réalisations ce qui explique l'allure un peu hachée des courbes. On remarque que le $\text{PREAMBLE}_{\text{Newman}}$ nécessite un SNR minimum de 4 dB pour atteindre une probabilité de 90%, probabilité atteinte pour le $\text{PREAMBLE}_{\text{PRBS}}$ pour un SNR de 7 dB.

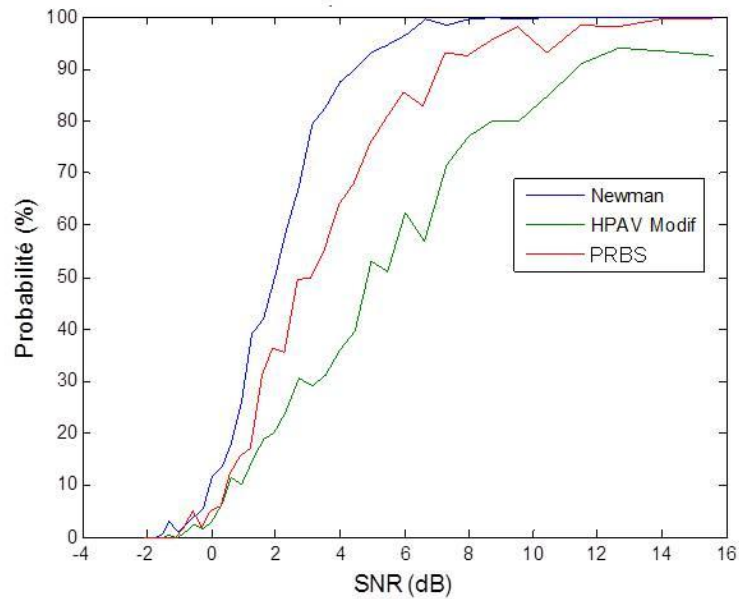


Figure 2-9 : Performances de la détection selon les signaux envisagés en fonction du SNR en NLOS et avec multi-trajets

En vue directe, les meilleurs résultats sont obtenus avec $\text{PREAMBLE}_{\text{PRBS}}$ mais en présence de multi trajets, $\text{PREAMBLE}_{\text{Newman}}$ est plus performant.

B. Le Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Le PAPR est donné par la relation suivante:

$$PAPR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\max(s_{SYNC+}(k)^2)}{P_{RMS}} \right) \quad 2-8$$

Avec P_{RMS} la puissance moyenne définie par

$$P_{RMS} = \sum_{k=1}^{512} \frac{s_{SYNC+}(k)^2}{512} \quad 2-9$$

Le Tableau 2-1 présente les différentes valeurs en décibel du PAPR obtenues pour les trois signaux envisagés

Tableau 2-1 : PAPR pour les signaux PREAMBLE envisagés

Formes d'onde	PREAMBLE _{H_{PM}Mod}	PREAMBLE _{PRBS}	PREAMBLE _{NEWMAN}
PAPR (dB)	7.26	9.63	5.73

Ce tableau montre que la forme d'onde de Newman présente le PAPR le plus faible.

C. Synthèse des performances et choix du signal PREAMBLE

L'étude menée sur les 3 signaux possibles pour le PREAMBLE mène aux conclusions suivantes:

- ✓ Après étude de la performance de la détection dans divers environnements, on peut constater que les signaux PREAMBLE_{Newman} et PREAMBLE_{PRBS} présentent de meilleurs résultats en conditions NLOS. Ce critère est déterminant pour la synchronisation de la trame de mesure.
- ✓ Le Tableau 2-1 a mis en évidence que le PREAMBLE_{Newman} présente le PAPR le plus faible.

La synthèse de ces simulations mène au choix du PREAMBLE_{Newman} pour la détection de la trame car notamment la valeur du PAPR pour le PREAMBLE_{PRBS} est importante.

2.3.3 Le SYMBOL

Le nombre total de sous porteuses choisi est $N=8192$ pour 8 antennes d'émission. Les sous porteuses seront entrelacées sur chacune des antennes d'émissions selon le principe de « l'interleaved OFDM » [PRA 04]. De même que pour le PREAMBLE, on supprime les sous-porteuses situées entre 0 et 10 MHz et entre 90 et 100 MHz. Il en résulte un signal occupant 80 MHz de bande dans la plage fréquentielle de 10 MHz à 90 MHz en bande de base, le nombre de sous porteuses non nulles étant de 6560 pour un réseau de 8 antennes, soit 820 sous porteuses par antenne.

Chacune des sous porteuses espacées de Δf est affectée successivement aux 8 antennes d'émission pour le SYMBOL [PRA 04]. Si on envisage une de ces antennes, l'espacement entre sous porteuses devient $\Delta F=8\Delta f$.

La figure 2.10 présente la distribution des sous-porteuses aux 8 antennes d'émissions.

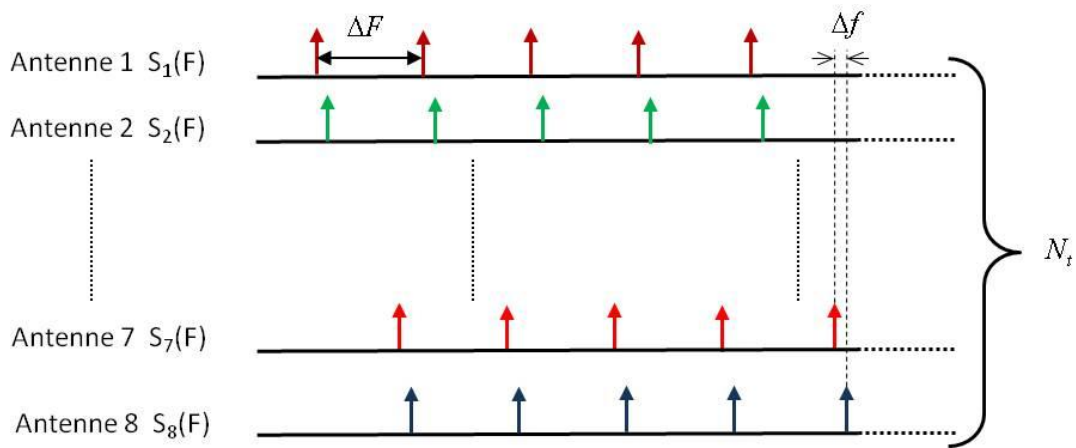


Figure 2-10 : Affectation des sous porteuses sur les antennes

Δf est l'écart fréquentiel entre 2 sous-porteuses consécutives, très proche de celui utilisé dans le standard 4G qui est de 15kHz :

$$\Delta f = \frac{100 \cdot 10^6}{8192} \approx 12.21 \text{ kHz} \quad \text{2-10}$$

ΔF est l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses envoyées successivement sur la même antenne et correspond à $M_t \Delta f$ où $M_t = 8$:

$$\Delta F = 97.66 \text{ kHz} \quad \text{2-11}$$

Le SYMBOL étant composé de 8192 sous porteuses soit 16384 échantillons, la durée du SYMBOL est donc :

$$T_{\text{SYMBOL}} = 16384 T_s = 81.92 \mu\text{s} \quad \text{2-12}$$

Le signal transmis avant CNA sur la $m^{\text{ième}}$ voie de sortie et à la sous porteuse p est créé dans le domaine fréquentiel de la manière suivante

$$S^m(p) = e^{j\varphi(p)} \quad \text{2-13}$$

$$\text{avec } p = 8p_1 + (m - 1)$$

l'étendue des sous-porteuses utiles est $102 \leq p_1 \leq 922$

et $m = 1, 2 \dots 8 \Rightarrow$ indice de l'antenne d'émission

$\varphi(p)$ est la phase de Newman dont l'expression est donnée dans 2-14.

$$\varphi(p) = \frac{\pi \cdot (p - 1)^2}{6560} \quad \text{2-14}$$

2.3.4 La Trame transmise

La trame de base décrite au début du chapitre comprend un seul SYMBOL. Elle permet de faire un sondage MIMO (8,16), les polarisations des antennes d'émission et réception pouvant être choisies arbitrairement. Nous décrivons dans ce paragraphe la possibilité de faire un sondage polarimétrique pour lequel les signaux émis par les diverses antennes ont simultanément ou successivement des polarisations différentes. Nous mentionnerons également une extension de cette approche qui sera appelée sondage « spatial ».

2.3.4.1 Sondage polarimétrique MIMO (8,8)

Dans le cas d'un sondage polarimétrique, un couple préfixe cyclique (CP2) / SYMBOL2 est ajouté à la trame, le réglage du CAG pour SYMBOL2 étant réalisé sur le début de CP2. Les 4 matrices de transfert (HH, HV, VH, VV) MIMO polarimétrique sont obtenues en envoyant successivement les SYMBOL1 et SYMBOL2 sur des antennes à polarisations différentes. A titre d'exemple, SYMBOL1 pourrait correspondre à une polarisation verticale, SYMBOL2 à une polarisation horizontale, le changement de polarisation étant réalisé par un commutateur placé en sortie du Tx. Les 16 voies de réception traitent les signaux reçus simultanément (architecture parallèle). Le Tableau 2-2 donne, pour cet exemple, l'attribution des ports d'entrée et sortie du sondeur. La Figure 2-11 présente la trame adaptée au sondage polarimétrique avec les durées associées à chaque couple CP/SYMBOL.

La durée totale de la trame pour le sondage polarimétrique est **279.04 μ s**

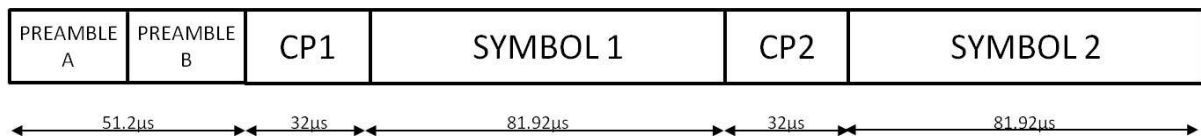


Figure 2-11 : Structure de la trame pour le sondage polarimétrique

Tableau 2-2 : Exemple d'attribution des ports d'entrée et sortie du sondeur pour le sondage polarimétrique

Polarisation T_x-R_x	HH	HV	VH	VV
Port de sortie Tx	$1 \leq m_t \leq 8$	$1 \leq m_t \leq 8$	$1 \leq m_t \leq 8$	$1 \leq m_t \leq 8$
N° du SYMBOL	1	1	2	2
Port d'entrée Rx	$1 \leq n_r \leq 8$	$9 \leq n_r \leq 16$	$1 \leq n_r \leq 8$	$9 \leq n_r \leq 16$

2.3.4.2 La technique de sondage spatial

Le mode « sondage spatial », s'applique à une architecture de réseau comprenant un très grand nombre d'antennes d'émission. Il n'a pas encore été mis en œuvre mais compte tenu de la reconfiguration aisée du sondeur, ce mode pourra être développé rapidement. Sa description est reportée dans le chapitre « Conclusion et Perspectives ».

Cette section ayant permis de justifier le choix de la forme d'onde et la structure des trames transmises, l'architecture « matériel » et « logiciel » du sondeur sont décrites dans les paragraphes suivants.

2.4 Architecture « matériel » et « logiciel » du sondeur

2.4.1 Notion de temps réel

Le traitement et l'enregistrement des fonctions de transfert sont réalisés au rythme de l'acquisition des signaux reçus. On peut ainsi parler de temps réel même s'il existe un retard de quelques dizaines de μs entre l'acquisition du signal et le traitement de celui-ci. Actuellement, les 2 FPGA de la réception permettent de stocker en temps réel 256 fonctions de transfert, soit une matrice de taille $16 \times 16 \times 1024$ incluant les porteuses nulles. L'occupation mémoire de cette matrice est de 1 Mo au format binaire, chaque donnée étant enregistrée sur 16 bits.

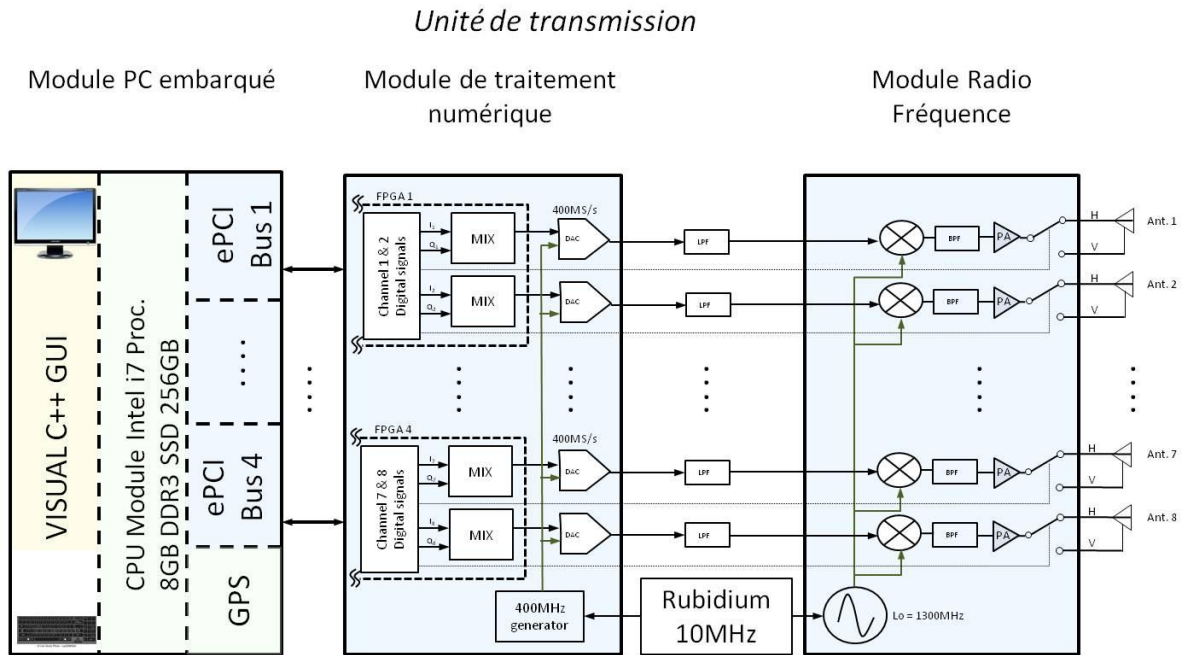
Cette approche évite de recourir à un post-traitement lourd et chronophage. Le traitement temps réel offre également la possibilité de visionner les fonctions de transfert, permettant ainsi, lors des campagnes de mesure, de vérifier le bon déroulement des essais et d'interpréter instantanément les signaux enregistrés. Cette étape de vérification in-situ est importante notamment lorsque les conditions d'expérimentation sur site imposent des mesures sur un temps limité.

Notons également que le transfert des 256 fonctions de transfert stockées sur les FPGA vers le disque dur est actuellement réalisé toutes les 400 ms, ce qui limite donc la période des acquisitions. Pour effectuer automatiquement ce transfert via une FIFO, une version "streaming" est en cours de développement. La capacité de cette FIFO est de 4 Go avec une vitesse de transfert sur disque dur de 200 Mo/s. Cette version "streaming" est discutée dans le chapitre "Conclusion et perspectives".

2.4.2 Description de l'Unité de Transmission (UT)

Le rôle de l'UT est de transmettre simultanément les trames de mesures synchronisées entre elles sur les 8 ports de sortie. L'architecture choisie est basée sur un PC embarqué qui contrôle 4 cartes numériques comportant chacune 1 FPGA et 2 convertisseurs numérique-analogique (CNA). 8 modules radiofréquences assurent le filtrage et la transposition des signaux autour de la fréquence porteuse de 1.3 GHz.

La Figure 2-12 présente l'architecture de l'UT sur laquelle on distingue les 3 modules "PC embarqué", "Traitement numérique" et "Radio Fréquence". La description détaillée de l'UT est reportée en Annexe A.5 et nous ne détaillerons ci-après que le traitement numérique effectué au sein de l'UT et les divers modes de fonctionnement de cette UT.



2.4.2.1 Traitement numérique dans l'UT

La Figure 2-13 présente le synoptique des diverses fonctions associées au Module de traitement numérique qui figure dans l'unité de transmission de la Figure 2-12. On distingue :

- √ « Registres échange PC – FPGA » qui par l'intermédiaire de registres que l'on peut assimiler à des cases mémoires accessibles coté PC et coté FPGA, permettent d'échanger des informations avec les autres modules pour la configuration, le transfert de données et l'envoi d'ordre de gestion et de synchronisation.
- √ « Gyro COM », dont le rôle est de communiquer avec le module Gyro, fournit les informations de positionnement 3D des antennes. Ces informations sont récupérées par le PC pour être enregistrées.
- √ « Synchro » par l'intermédiaire de l'entrée SYNC_{IN}, ce module déclenche l'envoi de la trame de mesure. Le signal de commande est fourni par le FPGA n°1 sur la sortie SYNC_{OUT} qui est connectée sur l'entrée SYNC_{IN} de chaque FPGA, permettant ainsi une parfaite synchronisation de l'envoi des trames.
- √ « Contrôle Commande », gère les mémoires, le multiplexeur, les commutateurs de polarisation et le déclenchement de l'envoi de la trame.
- √ « Mémoire PREAMBLE » et « Mémoire SYMBOL » contiennent les échantillons qui composent respectivement le PREAMBLE et le SYMBOL à émettre. Le PC permet de charger dans les mémoires des signaux de sondage et/ou de communication selon l'application envisagée.
- √ « Multiplexeur » dirigé par le module « Contrôle Commande », il génère la trame de mesure à transmettre. Comme pour les mémoires, ce module est dupliqué.
- √ « P ajuste » permet d'ajuster la tension en sortie des convertisseurs avec une dynamique de 20 dB.

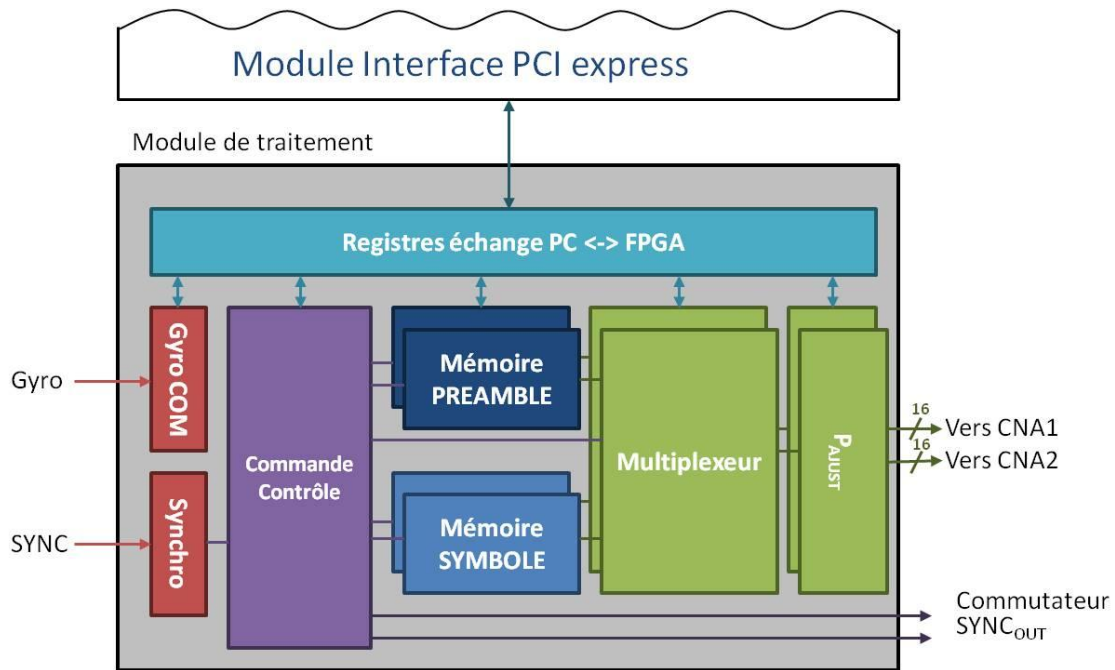


Figure 2-13 : Synoptique du module de traitement numérique de l'UT

2.4.2.2 Modes de fonctionnement

Le système de transmission du sondeur de canal dispose de différents modes de fonctionnement afin de s'adapter au mieux au type de mesure à réaliser.

√ Mode manuel

Dans ce mode, le déclenchement de l'envoi d'une trame soit de base (Figure 2-2) soit polarimétrique (Figure 2-11) est réalisé par l'intermédiaire de l'interface graphique ou par un signal externe. Dans ce dernier cas, la période de commande d'envoi des trames doit être évidemment supérieure à la durée d'une trame, soit 279 μ s.

√ Mode continu

Ce mode permettra d'envoyer non plus un seul CP/SYMBOL après le PREAMBLE mais une suite continue de CP/SYMBOL. Cette configuration utile pour le mode Doppler sera décrit dans le chapitre « Perspectives et évolutions futures ».

2.4.3 Unité de réception (UR)

Le rôle de l'UR est la détection, le calcul et l'acquisition des matrices H. Le traitement est effectué simultanément sur toutes les voies de réception. Dans cette section, nous présentons l'architecture générale de l'UR et mettons l'accent sur le module de CAG et de détection/synchronisation des SYMBOL.

2.4.3.1 Architecture

L'architecture générale de l'UR, représentée Figure 2-14, comprend 3 parties: le module RF, un module de traitement numérique et le PC embarqué. Les synoptiques des 3 modules sont détaillés en Annexe A.9 .

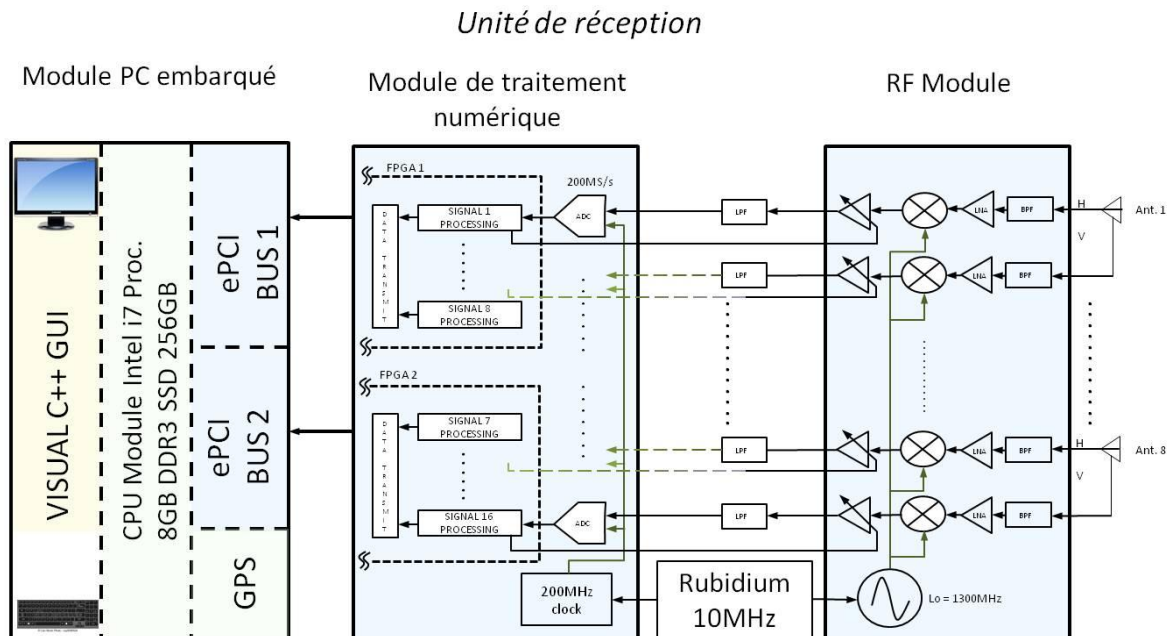


Figure 2-14 : Architecture simplifiée de l'unité de réception

- √ Le module de traitement numérique est composé de deux cartes numériques installées dans le châssis PXI express. Chacune des cartes intègre un FPGA de marque Xilinx - Virtex 6 SX475, 4Go de mémoire vive et 8 convertisseurs analogiques numériques 14 bits. Les FPGA regroupent toutes les fonctions s'étendant du traitement des trames reçues jusqu'à l'enregistrement des matrices H corrigées du gain de CAG et des informations de position des antennes. Ces différentes fonctions sont reprises sur le synoptique de la Figure 2-15
- √ Le module RF analogique est composé pour chacune des 16 voies de réception, d'un filtre RF, d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur et d'un amplificateur à gain variable dont le gain est contrôlé numériquement par le FPGA.
- √ Le module PC embarqué est identique à celui de l'UT.

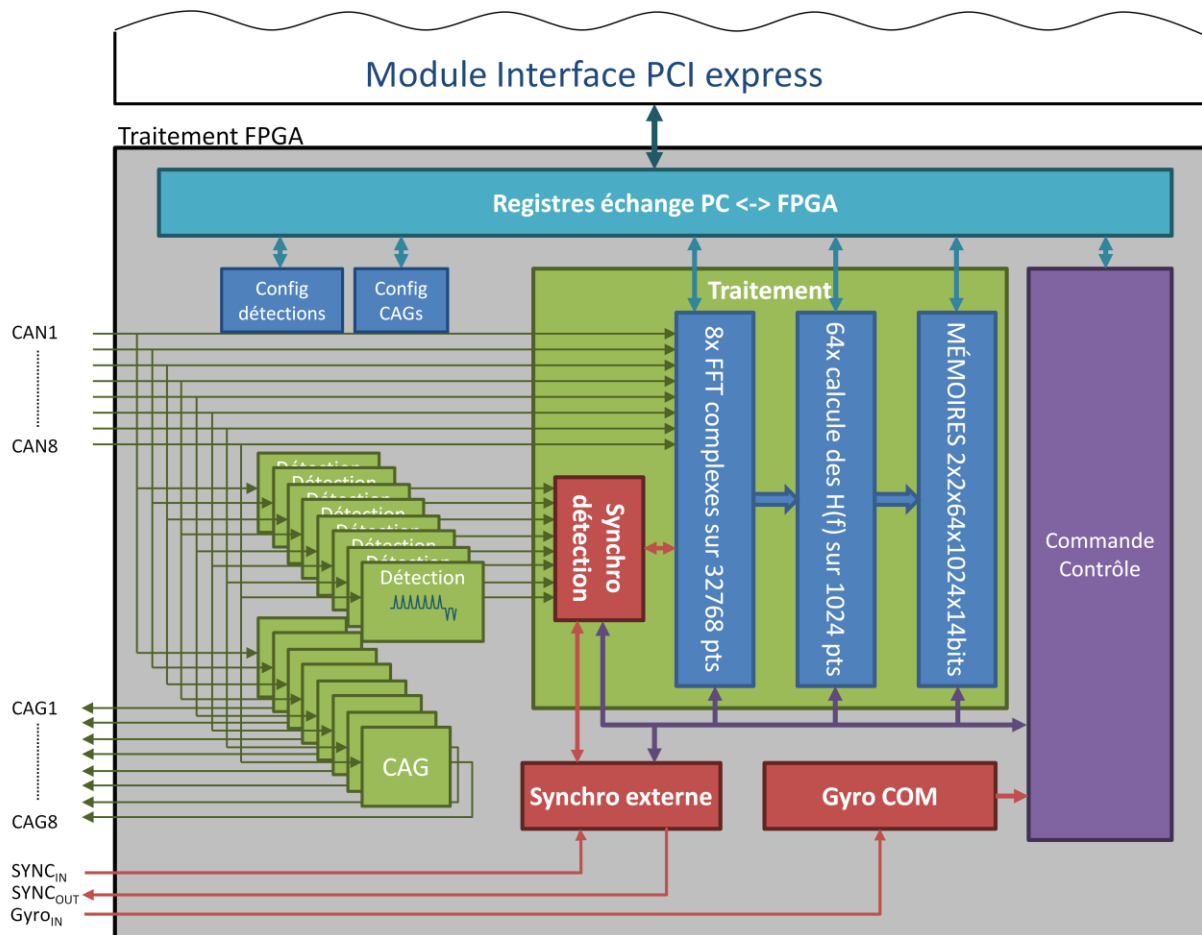


Figure 2-15 : Synoptique simplifié du traitement numérique

2.4.3.2 Traitement numérique dans l'unité de Réception

Les modules de CAG et de détection sont décrits dans ce paragraphe, nous insistons particulièrement sur la méthode proposée pour réduire de façon drastique l'utilisation des ressources du FPGA lors des calculs de corrélation.

A. Le Contrôle Automatique de Gain

Le CAG est un élément capital dans une chaîne de réception. Il doit permettre aux CAN de travailler à pleine échelle de tension. La plage de gain qui a été choisie pour les amplificateurs est de 63 dB, ce gain étant réglable par pas de 0.5 dB. Une autre caractéristique importante du CAG est son temps de réponse. Sa valeur, qui doit être la plus faible possible, va dépendre s'il s'agit d'un premier calage du CAG dans le PREAMBLE durant une phase d'initialisation notée avec l'indice "init", ou si il concerne un ajustement "dynamique" du gain de CAG effectué durant le CP2 pour le SYMBOL2. Dans le premier cas, le temps de réponse est celui d'un échelon de puissance de forte amplitude puisqu'il doit compenser les pertes de chemin (Path Loss) et les effets de masquage (shadowing). Dans le deuxième cas, par contre, la variation du gain ne doit compenser que les pertes liées aux évanouissements rapides du signal ou à un facteur de polarisation croisée, estimées à 20 dB

Dans tous les cas, le calcul du CAG est basé sur une moyenne glissante de la puissance du signal entrant pendant $2.56 \mu\text{s}$, équivalent donc à la durée d'un sous symbole SYNC+ occupant 80 MHz de bande. On a ainsi accès à la puissance moyenne dans toute la bande passante.

Le résultat de la moyenne est comparé à un tableau de valeurs, donné en Annexe A.12 qui détermine la correction à apporter au gain de l'amplificateur. Compte tenu du temps de réaction du CAG, cet ajustement du gain doit être fait par pas temporels adéquats, pour éviter soit des oscillations autour de la valeur de tension à atteindre, soit une convergence très lente.

Nous avons donc procédé à des essais successifs en changeant la période d'ajustement du gain donné par $R=n*160 \text{ ns}$. Pour des valeurs de $n = 4, 8$ et 12 , les courbes de la Figure 2-16 représentent la variation pour une voie : i) de la tension $V_{\text{MEAN CAG}}$ en sortie de la moyenne glissante, ii) de la tension efficace $V_{\text{RMS CAN}}$ à l'entrée du CAN et enfin, iii) le gain du CAG.

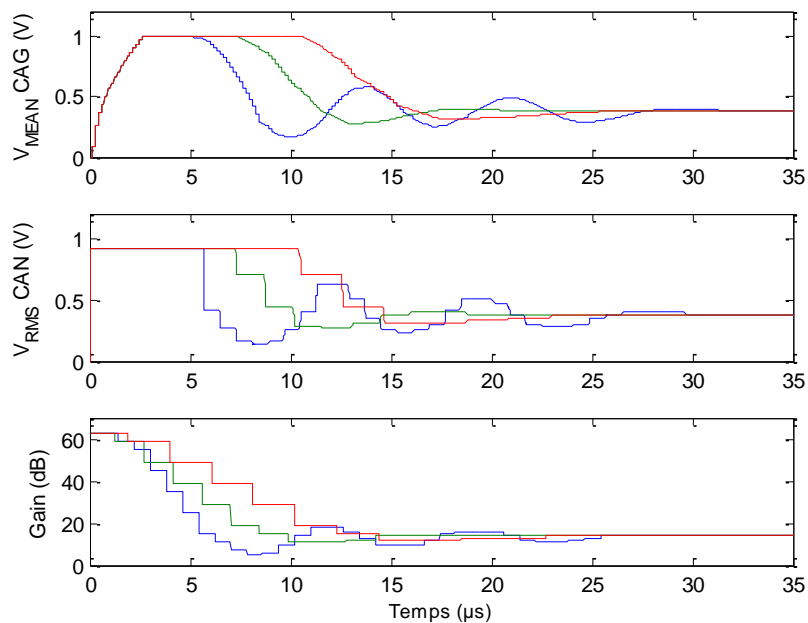


Figure 2-16 : Réponse du CAG lors du premier calage du système pour $n=4$ en bleu, $n=8$ en vert et $n=12$ en rouge

On remarque que, pour $n = 4$, la réaction du CAG est rapide mais mène à une ondulation du gain jusqu'à environ $30 \mu\text{s}$. Pour $n = 8$, le CAG répond plus lentement l'ondulation est vite amortie et la correction est réalisée après $19 \mu\text{s}$. Si $n = 12$, la réponse devient très lente, la valeur attendue du gain n'étant atteinte qu'au bout de $23 \mu\text{s}$. Le meilleur compromis correspond donc à $n = 8$ et $T_{\text{CAG init}} = 20 \mu\text{s}$. Sachant que la durée du PREAMBLE doit être supérieure à $T_{\text{CAG init}}$ et en prenant une marge d'incertitude, on fixe $T_{\text{preamble}} = 25 \mu\text{s}$ soit la durée de 10 sous symboles SYNC.

Pour la phase d'ajustement dynamique du gain durant CP2, les résultats de simulation sont donnés Figure 2-17. Une variation de la tension du signal d'entrée de 20 dB est appliquée au temps $t = 30 \mu\text{s}$, le gain de CAG étant initialement à 13 dB. Il faut au minimum $9.5 \mu\text{s}$, pour que le gain se stabilise à 33 dB. Dans la suite, on prendra $T_{\text{CAG dyn}} = 10 \mu\text{s}$.

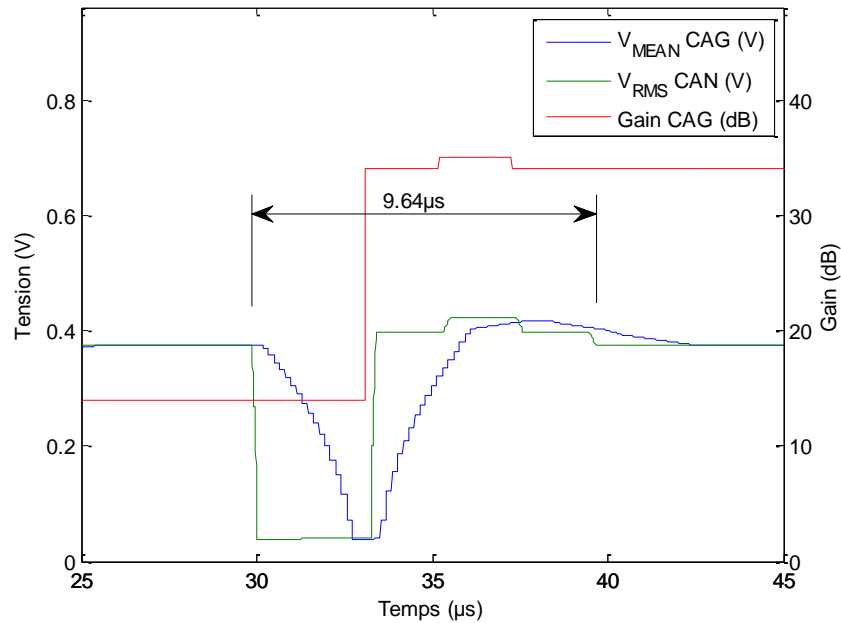


Figure 2-17 : Réponse du CAG à un échelon de tension de 20 dB correspondant à un ajustement dynamique pendant CP2

B. La détection

La détection est basée sur une corrélation entre un sous-symbole SYNC+ et le signal réel reçu $y(k)$. La fonction de corrélation de la détection est sous la forme :

$$r(k) = \sum_{n=1}^{512} y(n-k) s_{SYNC+}(n) \quad 2-15$$

√ Ressources nécessaires pour la corrélation

L'équation 2-15 montre que le calcul de la corrélation nécessite, à un instant donné, de réaliser la somme de 512 produits, opération qui ne peut se faire en une seule étape comme le montre la Figure 2- 18 qui illustre les différentes étapes du calcul. Chaque étape correspond à un rang, par exemple, la multiplication est l'opération qui est réalisée en premier, elle est donc de rang 1. Le passage des résultats d'un rang à un autre est réalisé au rythme de l'horloge soit toutes les 5 ns. Le tableau 2-3, résume le nombre nécessaire d'opérations pour effectuer la corrélation avec les 512 valeurs du signal S_{SYNC+} . Le nombre de bits indiqué dans le tableau correspond à la largeur du bus de données dont la taille à la fin du calcul est de 37 bits. On remarque que les produits sont calculés en un seul temps d'horloge alors que les additions nécessitent d'être décomposées en 9 temps d'horloge pour un total de 511 additions. Cette opération est appelée le « PIPELINE » et permet de réaliser des opérations très complexes en les décomposant en opération plus simples. Le temps de latence sera de 10 temps d'horloge soit 50 ns pour réaliser la corrélation.

Les ressources nécessaires pour une voie de réception sont donc de 512 multiplications et 511 additions et requièrent au total 8184 DSP (Digital Signal Processor) par FPGA. Or actuellement, un tel FPGA n'existe pas, le VIRTEX 6 SX475 [XIL 01] ne possédant que 2016 DSP. Une solution originale est proposée pour économiser les ressources du FPGA.

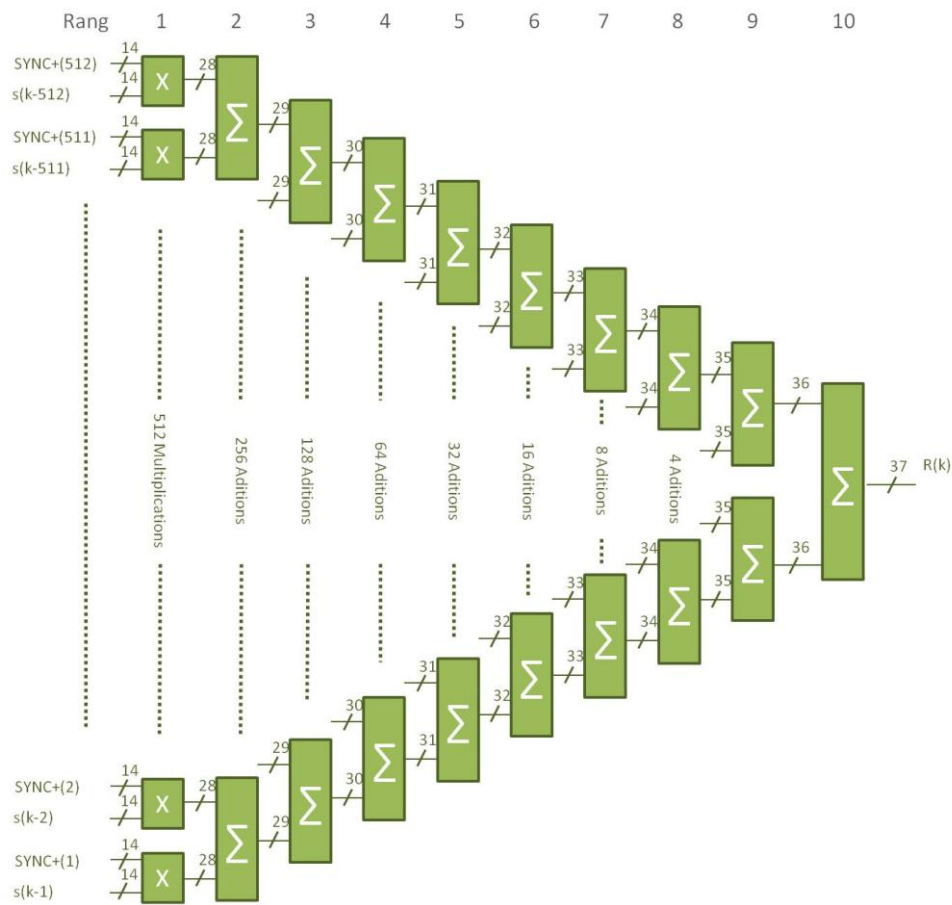


Figure 2- 18 : Synoptique de la corrélation sur 512 échantillons du signal de réception

Tableau 2-3 : Résumé des ressources nécessaires pour réaliser la corrélation sur une voie par la méthode standard

Opération	Mult.	Additions									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Rang	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Nombre d'opérations	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	511
Nombre de bits	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	37

√ Solution pour économiser les ressources

Afin de diminuer le nombre d'opérations à effectuer, la solution proposée consiste à effectuer la corrélation sur les 128 échantillons les plus significatifs. La sélection est établie sur le bit le plus significatif des valeurs binaires des échantillons. Les valeurs signées sont codées sur 14 bits et

évoluent de +8191 à -8192. Les bits sont numérotés de 0 à 13 où le bit 13 est le bit de signe, le bit 12 est un bit de marge qui permet un dépassement de valeur sans écrêtage et le bit 11 est le bit le plus significatif. Les 128 valeurs sélectionnées sont donc supérieures ou égales à +2048 ou inférieures à -2048. La Figure 2-19 présente la méthode de sélection des valeurs.

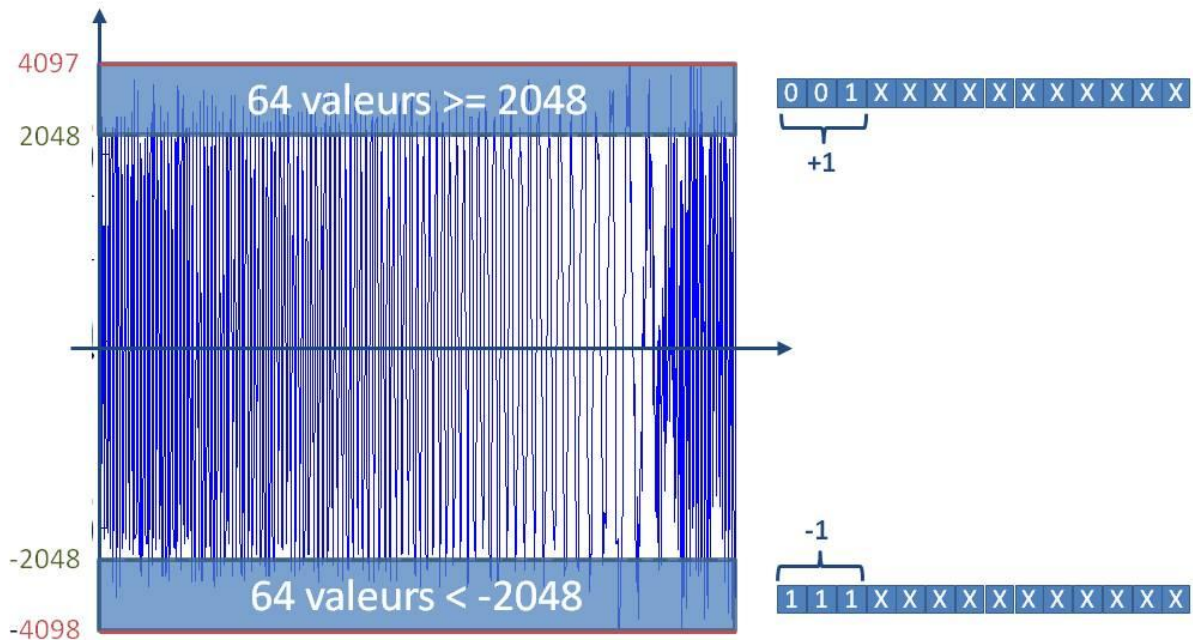


Figure 2-19 : Représentation graphique de la sélection des 128 échantillons les plus significatifs

Les valeurs retenues supérieures et inférieures à 2048 sont codées respectivement +1 et -1. Le calcul de la corrélation se simplifie en remplaçant les 512 multiplications par 64 soustractions entre les valeurs positives et les valeurs négatives. Les résultats sont ensuite sommés. La Figure 2-20 présente le synoptique de la corrélation à travers un exemple pour lequel le symbole de synchronisation est composé de 16 échantillons et la corrélation se calcule sur les 8 échantillons les plus significatifs. Si pour cet exemple, les ressources initiales étaient de 31 DSP, elles se résument désormais à 4 soustractions et 3 additions. La taille du bus de données est au final de 6 bits contre les 32 bit initiaux. L'optimisation proposée permet, sur cet exemple, de réduire d'environ 75% les ressources utilisées et diminue drastiquement la taille du bus de données.

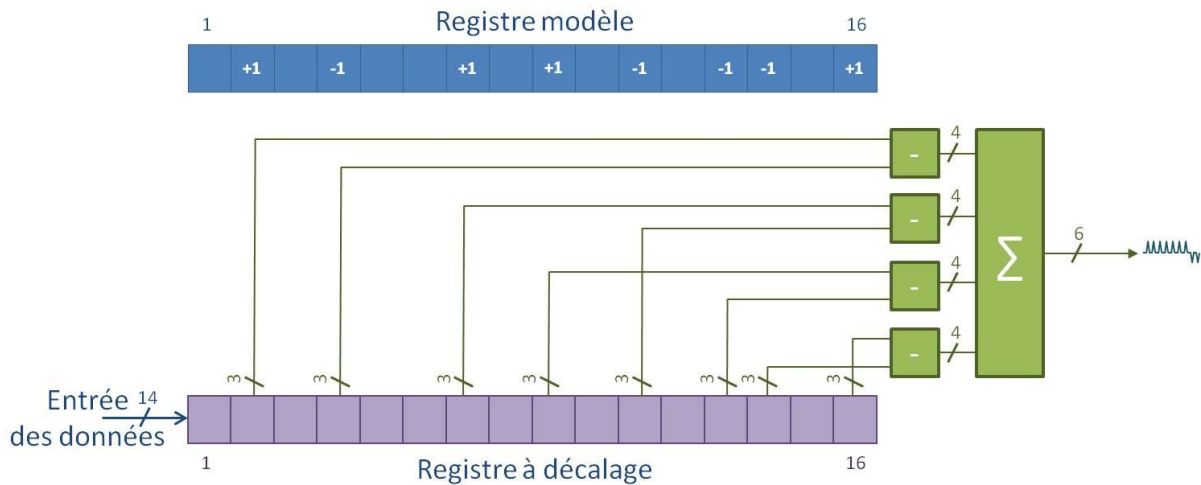


Figure 2-20 : Synoptique de la corrélation pour 16 échantillons

Cette optimisation des ressources appliquée aux calculs de 2-15 nécessite 127 opérations par voies et donc 1016 opérations au total avec un résultat codé sur 10 bits. Le Tableau 2-4 détaille les ressources nécessaires pour le calcul. Ces opérations étant réalisées sur peu de bits, elles sont aisément réalisables à l'aide des portes logiques du FPGA, disponibles en grand nombre (>470k pour le Vitex 6 SX475).

Tableau 2-4 : Ressources nécessaires pour réaliser la corrélation sur une voie par la méthode économie de ressources

Opération	Soustractions	Additions						Ressources
		2	3	4	5	6	7	
Rang	1	2	3	4	5	6	7	Total
Nombre d'opérations	64	32	16	8	4	2	1	127
Nombre de bits	4	5	6	7	8	9	10	10

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le dimensionnement du sondeur et les différentes phases de son développement ont été décrits. Les tableaux ci-dessous sont une synthèse des caractéristiques et performances du sondeur. Il s'agit de paramètres qui seront amenés à évoluer en fonction des différentes applications envisagées et décrites dans le chapitre "conclusion et perspectives".

Tableau 2- 5 présente les caractéristiques des CNA de l'UT et les CAN de l'UR.

Tableau 2- 5 : Caractéristiques des CAN et CNA

Caractéristiques CNA/CAN		
	UT	UR

Fréquence d'échantillonnage F_e	400 Me/s	200 Me/s
Bande passante	200 MHz	100 MHz
Codage des valeurs	16 bits	14 bits

Le Tableau 2-6 regroupe les caractéristiques relatives au SYMBOL de mesure dans l'état actuel du développement du sondeur.

Tableau 2-6 : Caractéristiques du SYMBOL en bande de base

Caractéristiques du SYMBOL en bande de base	
Technique de sondage	OFDM
Bande passante max.	100 MHz
Bande passante utile	80 MHz
Nombre de sous porteuses max	8192
Nombre de sous porteuses utiles / Δf	6560 / 12.21 kHz
Nombre de sous porteuses par antenne / ΔF	820 / 97.66 kHz
Durée du SYMBOL T_{SYMBOL}	81.92 μs

Les caractéristiques en Radio Fréquence des UT et UR sont résumées dans le Tableau 2-7.

Tableau 2-7 : Caractéristiques du sondeur en RF

Caractéristiques RF		
	UT	UR
Fréquence centrale	1.35 GHz	1.35 GHz
Bande passante	100 MHz	100 MHz
Puissance d'émission par canal	0.01 à 1 W	
Ports d'émission	8	
Ports d'émission en mode commuté	16	
Ports de réception		16
Dynamique du CAG		63dB
Facteur de bruit pour un gain maximum du CAG		2.6dB
Facteur de bruit pour un gain minimum du CAG		9dB

Les caractéristiques de sondage sont données dans le Tableau 2-8.

Tableau 2-8 : Caractéristiques de sondage

Caractéristiques du sondage	
Durée de la CIR	$\tau_{Max} = 10.24 \mu s$
Résolution temporelle de la CIR (80 MHz)	$\Delta\tau = 12.5 \text{ ns}$
Résolution fréquentielle des fonctions de transfert en mode SISO	$\Delta F = 12.21 \text{ kHz}$
Nombre maximum de porteuses non nulles par canal en mode SISO	6562
Résolution fréquentielle des fonctions de transfert pour Mt=8	$\Delta F = 97.66 \text{ kHz}$
Nombre de porteuses utiles par canal pour Mt=8	820
Durée d'acquisition d'une matrice polarimétrique (8,8)	$T_H = 163.84 \mu s + 2T_{CP}$ $0 \leq T_{CP} \leq 81.92 \mu s$
Taille de la matrice polarimétrique H (16,16,1024) incluant le porteuses nulles	1 Mo
Nombre maximum de CIR (temps réel)	50 M (Taille du disque dur)

Chapitre 3 **E**talonnage et performances du sondeur MIMOSA

3.1 Introduction

Ce chapitre a trait aux phases d'étalonnage et différents tests permettant de qualifier la fiabilité des mesures effectuées par le sondeur. L'étalonnage consiste à calibrer le sondeur tout d'abord sur le module d'émission pour tenir compte des réponses fréquentielles des filtres et amplificateurs, une précorrection pourra ainsi être appliquée sur les signaux transmis. L'étalonnage s'effectue également sur le module de réception pour corriger les écarts de phase et d'amplitude entre les différents CAG ainsi que sur la chaîne globale. Cette phase d'étalonnage est relativement complexe pour un sondeur MIMO car les $M_t N_r$ liaisons possibles entre M_t émetteurs et N_r récepteurs devant être étalonnées individuellement et simultanément pour éviter toute dérive de phase durant la mesure. Nous détaillerons les tests de performances du système portant sur la linéarité des entrées, la stabilité des sources et l'isolation entre les ports d'entrée du récepteur. Enfin, une

comparaison entre les mesures effectuées à l'analyseur de réseau et le sondeur est réalisée. Pour mener à bien ces différents essais, des bancs de tests ont été développés.

3.2 Étalonnage des signaux d'émission

Chacune des 8 voies de l'UT du sondeur est composée de composants électroniques, comme les filtres et les mélangeurs, ayant des caractéristiques identiques, mais à un facteur de tolérance près. De plus, les gains des amplificateurs de puissance ne présentent pas des réponses fréquentielles strictement identiques. Afin d'obtenir un signal de sortie indépendant de la voie de transmission, la méthode dans le domaine fréquentiel consiste à multiplier chaque signal transmis par l'inverse de la fonction de transfert de la chaîne analogique.

Le spectre du signal à la sortie 1 de l'UT, présenté Figure 3-1a, met en évidence à partir de 1350 MHz une puissance transmise qui décroît en fonction de la fréquence. Ce phénomène est également observé sur les spectres des signaux en sortie des 8 voies, représentés sur la Figure 3-1b. Après pondération, les spectres des signaux transmis (Figure 3-1c) montrent des puissances constantes sur toute la bande. La mesure réalisée à l'analyseur de spectre ne permet pas la mesure de la phase, la correction est réalisée à phase nulle.

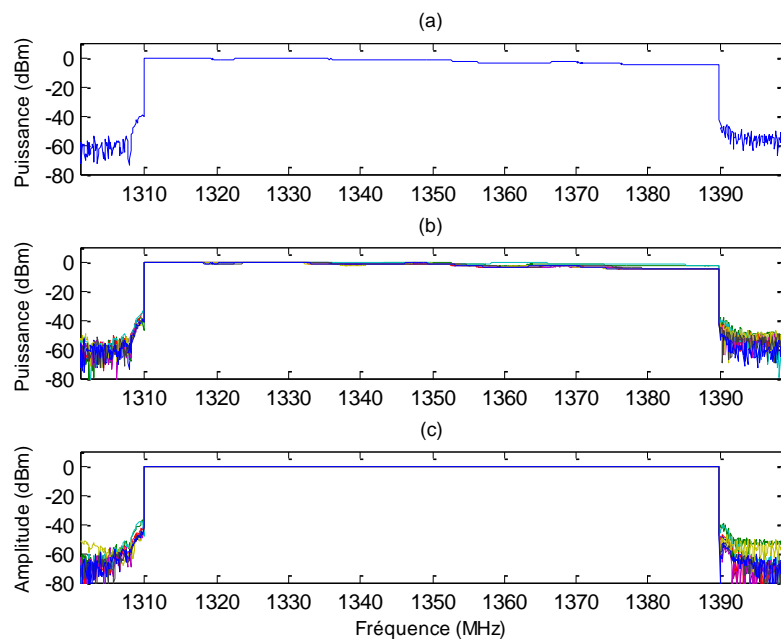


Figure 3-1 : Signal mesuré en sortie du transmetteur (a) voie 1 non corrigée (b) ensemble des 8 voies avant correction (c) 8 voies corrigées.

3.3 Étalonnage du CAG

Le sondeur dispose d'une fonction d'ajustement du gain (CAG) pour compenser la variation du niveau du signal à la réception, et ceci pour chacune des 16 voies de réception. L'amplificateur ayant un gain fixe, le CAG est réalisé grâce à un atténuateur variable, dont la dynamique est de 63 dB ajustable par pas de 0.5 dB.

Les courbes (a) de la figure 3.2 correspondent à l'étalonnage du CAG, l'atténuation mesurée étant tracée en fonction de l'atténuation attendue, et ceci pour 3 fréquences : 20, 50 et 80 MHz. Compte tenu de la dynamique de l'échelle des ordonnées, ces courbes semblent confondues. Cependant si on trace l'écart absolu entre commande et mesure, on se rend compte sur les courbes (b) que celui-ci peut atteindre 2 dB pour de fortes atténuations. De plus, comme le montrent les courbes (c), le CAG introduit également un déphasage qui dépend du facteur d'atténuation et de la fréquence.

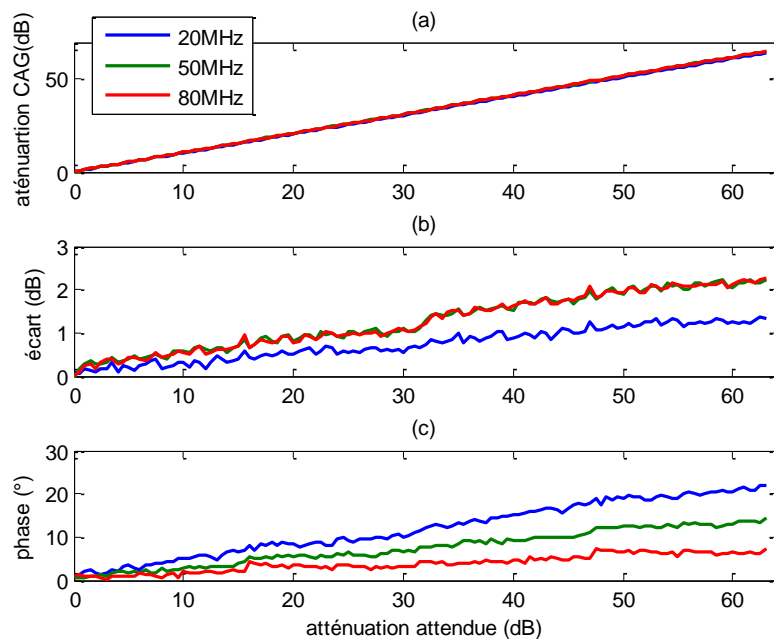


Figure 3- 2 : Relevé de l'étalonnage de la CAG pour la voie 1 du récepteur pour 3 fréquences

Un étalonnage du gain du CAG est donc nécessaire. Les 16 voies des unités d'émission et de réception sont connectées une à une aux 2 ports d'un analyseur de réseau comme le montre la Figure 3-3. Les coefficients de transmission S21 avec un pas fréquentiel de 97.66 kHz dans la bande passante sont enregistrés pour les 127 valeurs de gain. La correction, en amplitude et en phase, est réalisée à partir du fichier correspondant à la valeur du CAG. Les fichiers d'étalonnage du CAG ainsi créés permettront d'effectuer la correction nécessaire lors du traitement des données.

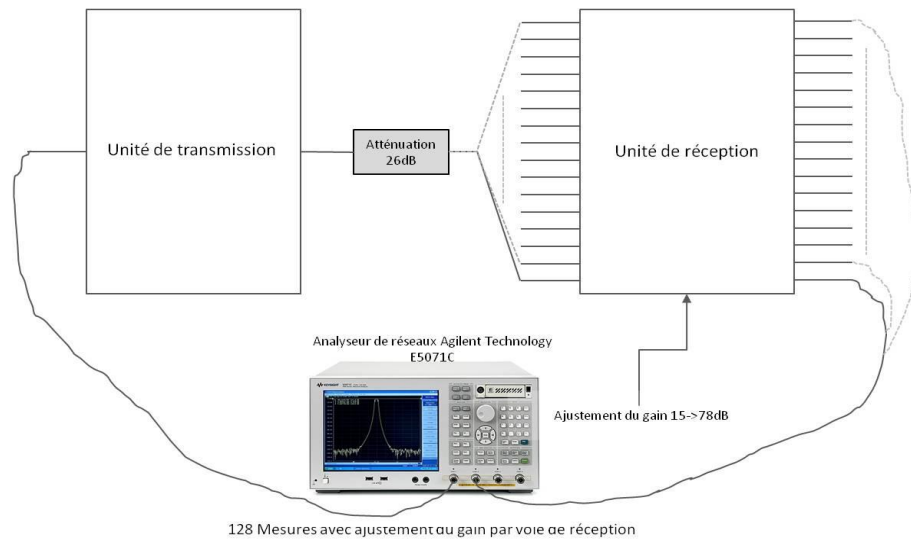


Figure 3-3 : Synoptique de la mesure pour l'étalonnage du CAG

3.4 Étalonnage de la réponse fréquentielle de l'ensemble émission/réception

L'étalonnage de la chaîne globale est particulièrement délicat, le sondeur possédant 8 étages d'émission et 16 de réception. De plus, les sorties de l'UT comportent un commutateur à 2 positions, permettant de choisir l'antenne sur laquelle le signal est envoyé. L'étalonnage doit être fait simultanément sur l'ensemble des 256 liaisons (2x8x16). La solution retenue consiste à simuler un canal de transmission idéal. Comme indiqué sur la figure 3-4, l'émetteur et le récepteur sont réunis entre eux par un « kit d'étalonnage », comportant successivement un splitter (combineur/séparateur) 16-1, un atténuateur de 20 dB évitant de saturer la chaîne de réception et un splitter 1-16 dont le rôle est de fournir le signal aux 16 entrées du récepteur. Le « kit » ayant été préalablement étalonné à l'analyseur de réseau, l'ensemble des coefficients de correction à appliquer est déduit des mesures, le détail de la procédure étant décrit en Annexe A.13.

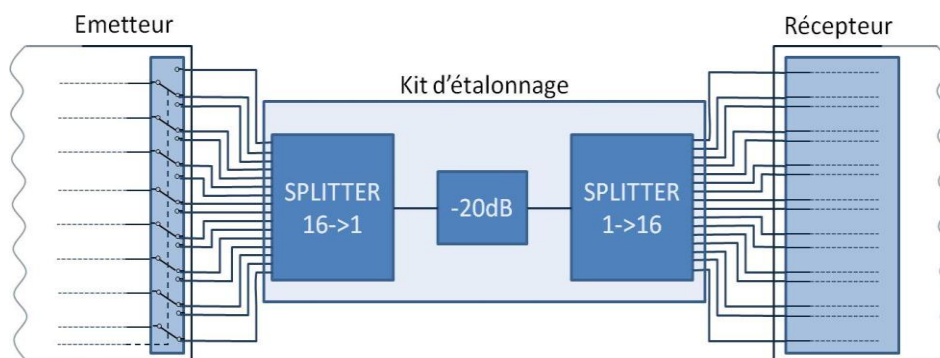


Figure 3-4 : Synoptique du "kit" d'étalonnage

La Figure 3-5 présente l'amplitude et la phase de la réponse fréquentielle obtenue sur une des liaisons, en introduisant ou non le facteur de correction obtenu par étalonnage.

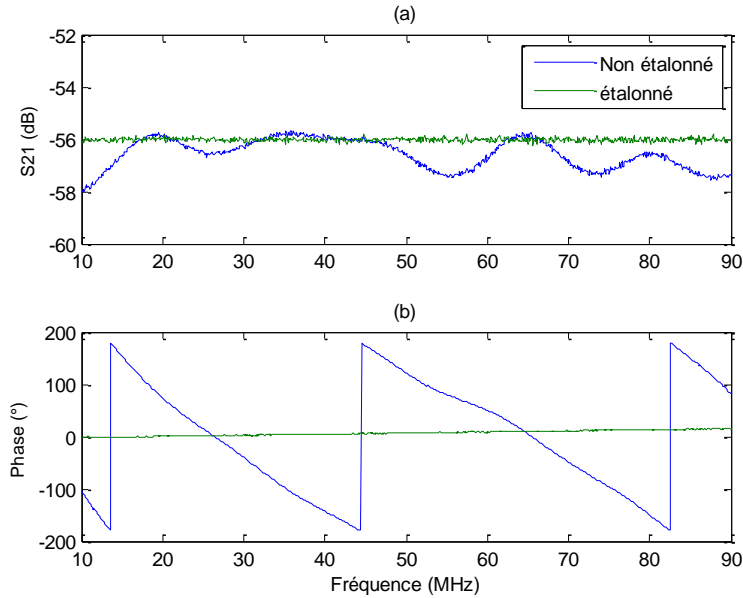


Figure 3-5 : Réponse fréquentielle avec et sans étalonnage pour le module (a) et la phase (b)

Ces courbes mettent en évidence la nécessité d'introduire ces facteurs de correction pour obtenir un gain plat dans la bande. On note cependant une légère pente sur la phase étalonnée due à l'écart de fréquence entre les sources d'émission et de réception. Cette différence de fréquence est estimée dans le paragraphe 3.8 de ce chapitre. La mesure étant simultanée sur les voies de réception, ce faible retard n'est pas gênant pour le sondage MIMO car il est identique sur toutes les voies. Ce retard est provoqué lors de la détection de la trame de réception et varie entre +5 ns et -5 ns.

3.5 Test de linéarité

Afin de vérifier la linéarité du récepteur [SAL 13], le test consiste à émuler un canal à 2 trajets de propagation ayant les mêmes atténuations dans le canal. Pratiquement, le premier est un atténuateur de 14 dB et le second, un câble coaxial de 18 m de long engendrant un retard d'environ 110 ns. Les atténuateurs en sortie de Tx1 et à l'entrée du splitter de réception permettent d'ajuster la puissance du signal dans l'unité de réception afin d'obtenir une puissance de -65 dBm, qui se situe au centre de la plage de fonctionnement du sondeur. Pour ce test, une sortie de l'unité de transmission est connectée à l'émulateur de canaux de propagation, la sortie de ce dernier est reliée via un splitter aux 16 entrées du module de réception. La Figure 3-6 illustre la configuration dite « back to back » [SAL 05] permettant de réaliser cette mesure.

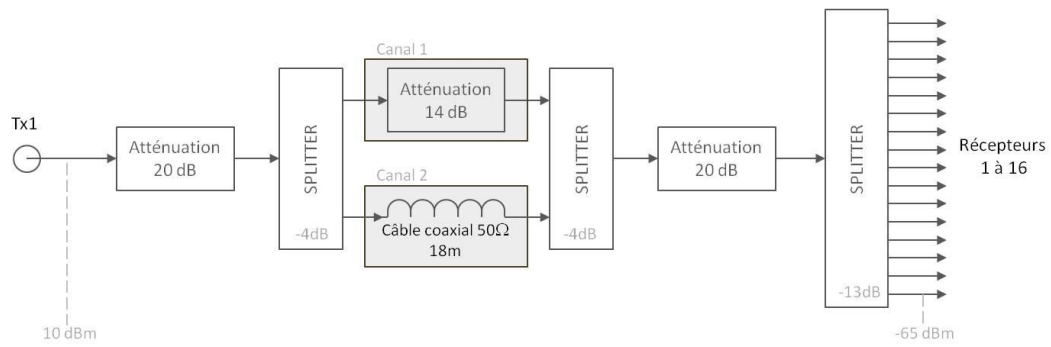


Figure 3-6 : Câblage pour la mesure « back to back » SIMO pour le test de linéarité du sondeur

La Figure 3-7 présente le PDP du signal sur les 16 voies du récepteur. Un retard arbitraire de 550 ns a été ajouté pour une meilleure visualisation. Pour permettre une meilleure visualisation des PDP autour des échos, une fenêtre d'observation de 400 μ s est proposée Figure 3-8.

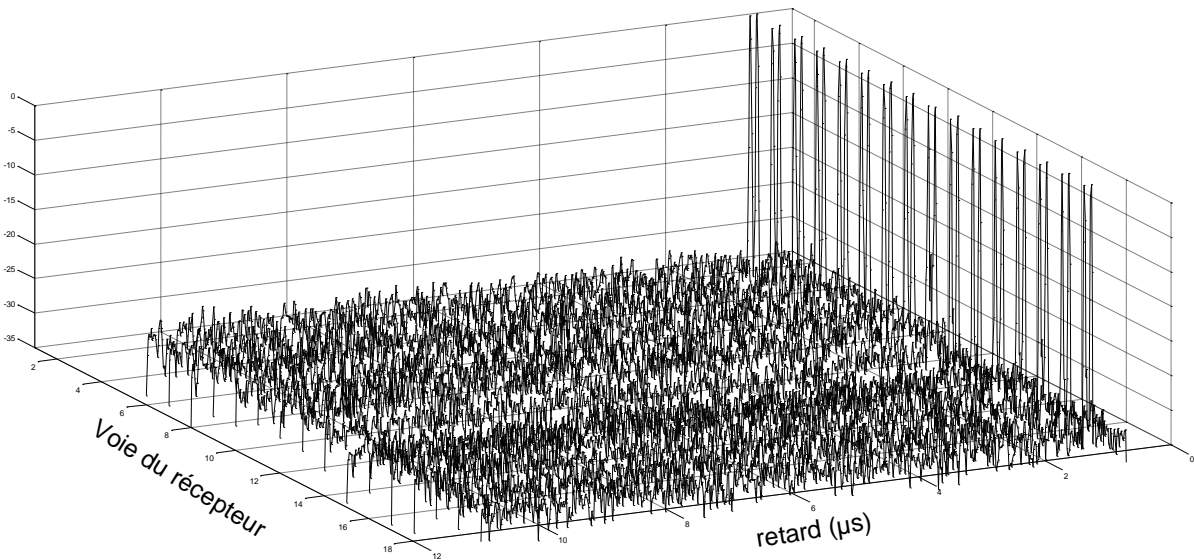


Figure 3-7 : PDP du signal reçu sur les 16 voies pour le test de linéarité

Les puissances des trajets sur la courbe ont été normalisées à 0 dB. Les PDP ne font apparaître aucun écho parasite traduisant l'absence de produit d'intermodulation.

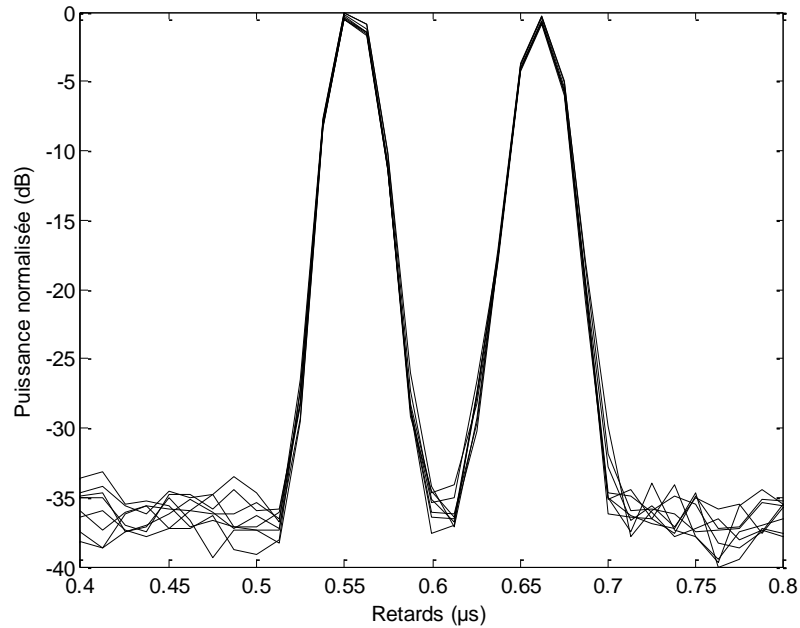


Figure 3-8 : Visualisation des PDP autour des échos pour 8 voies de l'UR.

3.6 Test d'isolation entre les voies de l'UR

Pour déterminer l'isolation entre les voies de l'UR, un signal sinusoïdal à 1315 MHz est injecté sur l'entrée 1 du module RF, les autres étant chargées sur 50 Ω. La mesure est réalisée simultanément en sortie du module RF sur les voies 1 et 2, le signal étant désormais en bande de base, à 15 MHz. Dans cet exemple, les gains des CAG sont réglés pour toutes les voies à la même valeur, soit 30 dB. A partir du banc de test, représenté Figure 3-9, les spectres des signaux, tracés Figure 3-10, font clairement apparaître une isolation d'environ 76 dB.

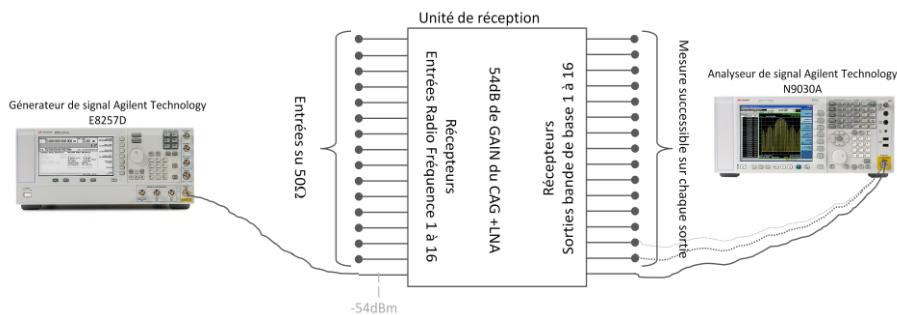


Figure 3-9 : Synthétique de la mesure d'isolation de l'unité de réception

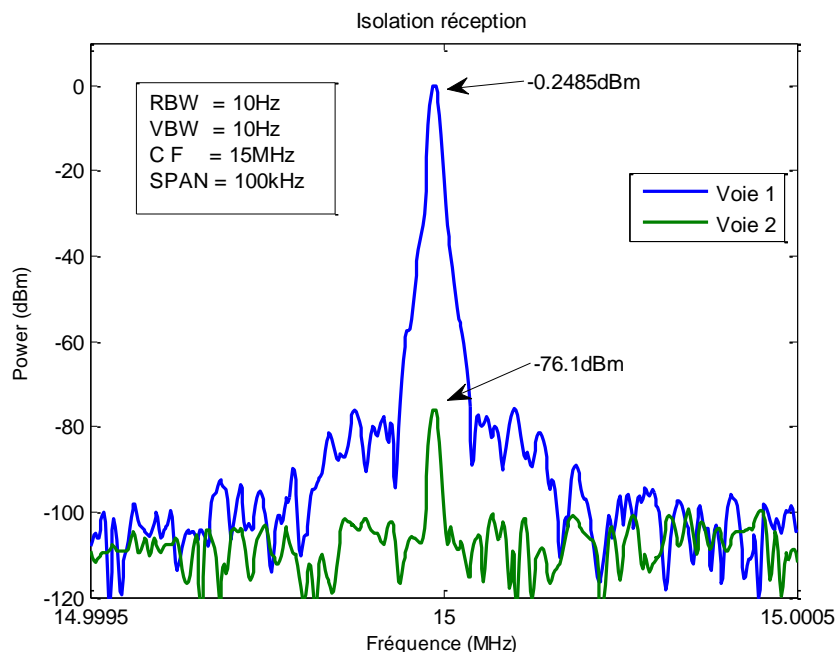


Figure 3-10 : Caractérisation de l'isolation entre les voies 1 et 2

L'isolation entre la voie 1 et toutes les autres voies est reportée dans le Tableau 3- 1. On remarque des valeurs supérieures ou égales à 76 dB, indépendamment de la position des voies dans l'architecture de câblage. Des résultats similaires ayant été obtenus pour une injection sur les autres voies d'émission, cette isolation est largement suffisante pour les applications du sondeur.

Tableau 3- 1 : Mesures d'isolation de la voie 1 par rapport aux voies 2 à 8

Voie	2	3	4	5	6	7	8
Isolation (dB)	75.85	>77	>78	>80	>80	>80	>80

3.7 Test de sensibilité et dynamique

La sensibilité fait référence au niveau minimum de signal qui peut être reçu pour une valeur particulière du rapport signal sur bruit. Son expression est donnée par 3- 1.

$$S = 10\log_{10}(kT_n B) + N_f - G_{TX} + SNR \quad 3- 1$$

Avec $10\log_{10}(kT_n B)$ la puissance du bruit dans la bande B, N_f le facteur de bruit du système dont la valeur varie entre 2.6 dB et 9 dB pour des gains de CAG respectivement maximum et minimum.

Le sondeur a été développé pour recevoir sur 16 voies simultanément, alors que l'émission est paramétrable et peut transmettre sur 1 à 8 voies. La sensibilité de réception va alors dépendre du nombre de voies utilisées pour la mesure. L'ajustement pour le calcul de la sensibilité théorique est réalisé à l'aide G_{TX} dont la valeur est obtenue par la relation suivante :

$$G_{TX} = 10 \log_{10} \left(\frac{8}{N_{TX}} \right)$$

3-2

Où N_{TX} représente le nombre de voies utilisées à l'émission. En mode SIMO ($N_{TX}=1$), G_{TX} vaut 9dB . La figure 3-9 présente les mesures pour le mode SIMO. En (a), on retrouve le SNR en fonction de la puissance à l'entrée du récepteur et en (b), la sensibilité mesurée et théorique, représentées en fonction de la dynamique. La mesure de la sensibilité du système est réalisée en faisant varier la puissance à son entrée à l'aide d'atténuateurs, de la puissance minimale admissible par le système jusqu'à saturation. Ces courbes, nous permettent de déduire de plus la dynamique du système en mode SIMO, pour un SNR donné.

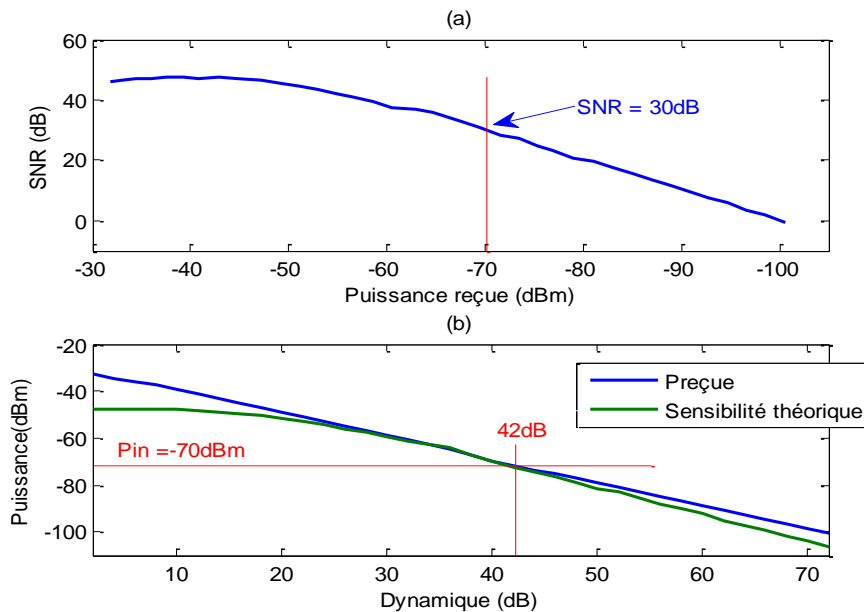


Figure 3- 11 Courbes du SNR (a) et de la sensibilité (b) en mode SIMO

La dynamique du système est relevée de la manière suivante. On relève sur la courbe (a), le niveau de puissance reçue pour atteindre le SNR désiré. La dynamique est obtenue sur la courbe (b) en reportant la puissance relevée en (a). A titre d'exemple, si pour une mesure, la valeur du SNR minimum nécessaire est de 30dB, la dynamique du signal sera de 42 dB, comme indiqué sur la Figure 3- 11.

3.8 Test de la stabilité des sources :

Les sources des horloges de référence à l'émission et à la réception ne sont pas synchrones ni cohérentes et ont un écart de fréquence qui dépend de leur précision. Un paramètre important du sondeur est l'évolution de la phase sur les mesures réalisées en fonction du temps. Cela représente l'écart de fréquence entre les sources et permet de déduire la durée de la validité de la mesure. Les caractéristiques de la carte d'horloge de référence et celles du synthétiseur ultra faible bruit utilisé dans la chaîne de transmission vont être décrites. Puis à partir des mesures de l'évolution de la phase, l'écart de fréquence entre l'émission et la réception est estimé.

3.8.1 L'horloge de référence CTL430



Figure 3- 12 : Photo de la carte référence d'horloge CTL430

Les unités de transmission et de réception sont synchronisées par une horloge de référence (CTL430) au Rubidium à 10 MHz. La CTL430 peut fonctionner dans un mode autonome en l'absence de signal GPS ou en mode synchronisé grâce aux signaux satellite. Le Tableau 3-2 présente les caractéristiques de cette source.

Tableau 3-2 : Caractéristiques de la carte CTL430

CTL430	
Précision	10^{-12} (moyenne sur 24 heures)
Précision de maintien	10^{-10} (plus connectée au satellite)
Bruit de phase	-130 dBc/Hz @ 1 kHz
Sensibilité satellite	-160 dBm

3.8.2 Le synthétiseur de fréquence ultra faible bruit (HSM12001B)

La fréquence porteuse est générée à l'aide d'un synthétiseur (Holzworth HSM12001B) ultra faible bruit de phase dont la plage de variation des fréquences s'étend de 10 MHz à 12 GHz avec une résolution de 0.01 Hz. La figure 3.3 présente son bruit de phase pour différentes fréquences.

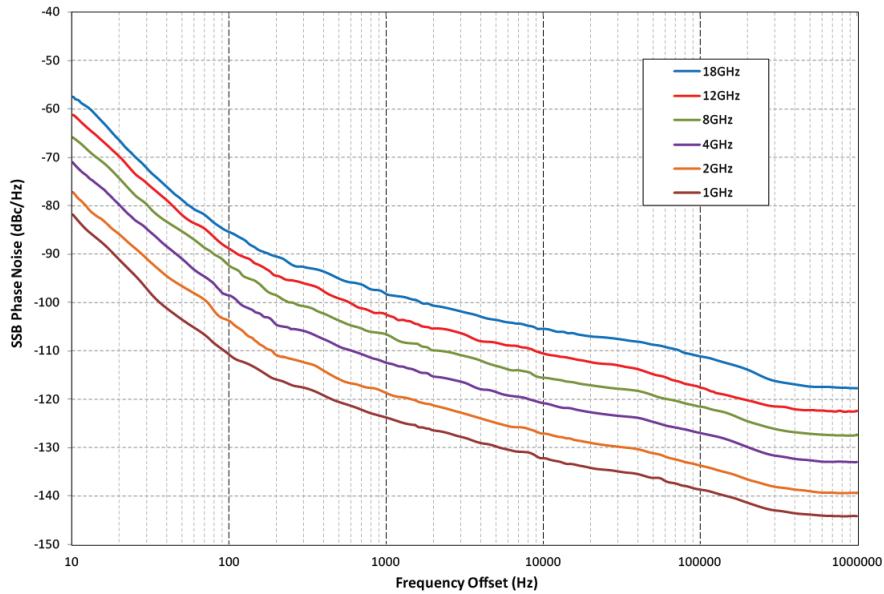


Figure 3- 13 : Bruit de phase du synthétiseur Holzworth HSM12001B

3.8.3 Estimation de l'écart de fréquence entre l'émission et la réception

Un paramètre important influant les performances du sondeur est l'évolution de la phase des horloges en fonction du temps, car elle est liée à la durée de validité de la mesure. La figure 3-14 (a) présente l'évolution du déphasage pendant 10 minutes à la fréquence centrale de 1.35 GHz. Cette mesure est réalisée en connectant directement une sortie de l'UT à une entrée de l'UR.

On remarque que la courbe est composée de droites dont la pente, liée à l'écart entre les fréquences d'émission et de réception, varie en fonction du temps. Nous allons étudier le cas pire pour lequel la pente est la plus raide, représentée en rouge sur la courbe. La figure 3-14 (b) représente la phase sur cette pente non déroulée entre 480 et 490 secondes soit pendant 10 secondes. L'équation 3-3 nous donne l'évolution de la phase en 1 seconde pour cette partie de la courbe et l'équation 3-4 l'écart de fréquence entre l'unité de transmission et l'unité de réception.

$$\Delta_{PHASE} = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{Phase(490) - Phase(480)}{490 - 480} = \frac{3448 - 2803}{10} \approx 64.5^\circ/s \quad 3-3$$

Soit un écart de fréquence de :

$$\Delta_F = \frac{\Delta_{PHASE}}{360} \approx 179 \text{ mHz} \quad 3-4$$

Le déphasage sur un symbole de mesure d'une durée de 81.92 μ s est donc de 5.3 10^{-3} degré, donc négligeable. Lors de mesures Doppler, l'erreur dépendra principalement de l'écart de fréquence porteuse entre les unités d'émission et de réception, qui sera au maximum de 179 mHz sur la fréquence centrale de 1.3 GHz et pour une durée d'enregistrement de 1 s. Cet écart de fréquence reste également compatible avec les applications visées.

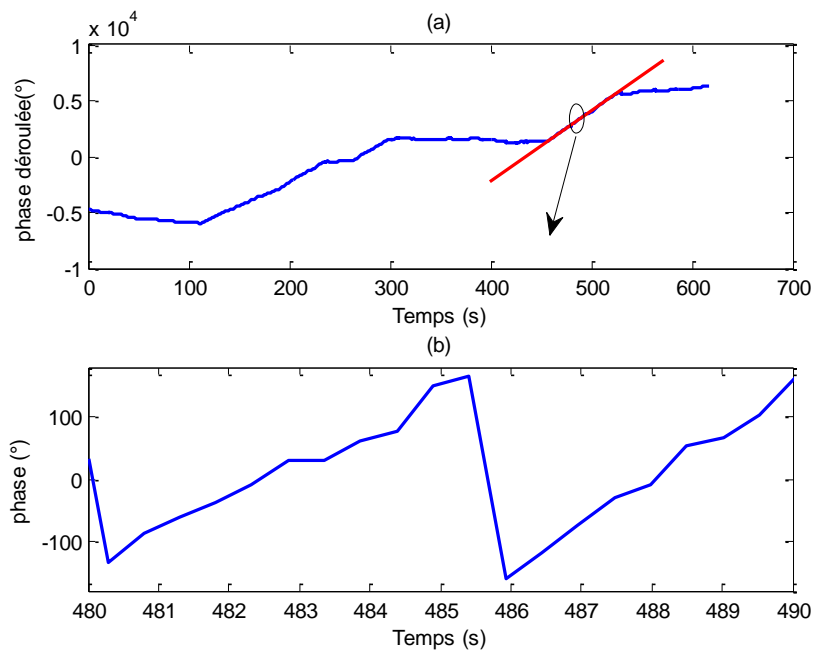


Figure 3- 14 : (a) évolution de la phase déroulée sur 1200 points enregistrée toute les 460 ms (b) zoom sur 10 s non déroulé

3.9 Test de mesure Doppler

Le sondeur de canal offre actuellement la possibilité d'enregistrer 16 symboles consécutifs dans une configuration SISO, donc sur une durée $T_{MES} = 16*(T_{CP}+T_{SYMB})$.

En choisissant $T_{CP} = 32 \mu s$, on obtient $T_{MES} = 1822.72 \mu s$, soit une résolution fréquentielle Doppler $F_{res} = 1/T_{MES} = 548 \text{ Hz}$ sur 16 points

Afin de valider la capacité du sondeur à effectuer des mesures Doppler, les essais suivants ont été menés. Un décalage de fréquence de 1500 Hz soit $v=1200\text{km/h}$ a été généré entre les fréquences de l'oscillateur de réception et d'émission. Les unités de transmission et de réception sont réunies entre elles par l'intermédiaire d'un T coaxial, 2 atténuateurs de 30 dB étant insérés dans le circuit. Le 3^{ème} port du T est connecté à un câble coaxial de 6 m de long, à extrémité ouverte. Cette configuration illustrée Figure 3-15 permet de simuler un canal de propagation à trajets multiples.

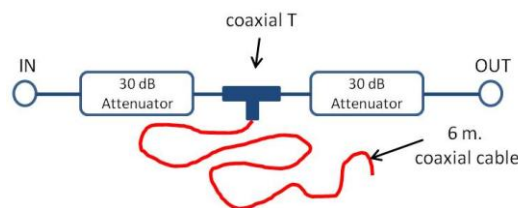


Figure 3-15 : Canal virtuel pour la mesure doppler

Pour visualiser l'écart Doppler, la fonction de dispersion retard-Doppler $S(\tau, \Delta\nu)$ donné par 1.11 a été calculée sur les échantillons des 16 réponses impulsionnelles consécutives mesurées. Cette

fonction présentée Figure 3-16 fait apparaître le trajet le plus énergétique à $f_d = -1.5 \text{ kHz}$, soit exactement la fréquence Doppler attendue. Ceci montre bien la capacité du système à mesurer les décalages Doppler.

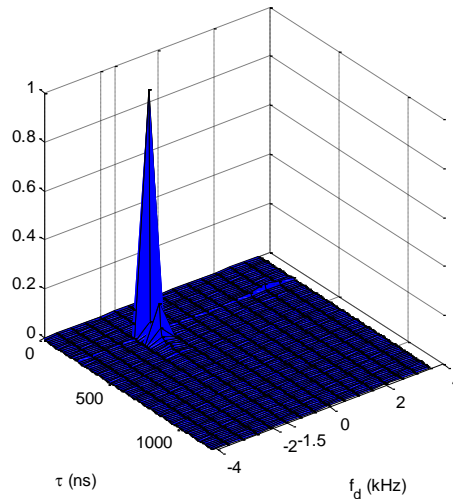


Figure 3-16 : Fonction de dispersion Retard-Doppler

3.10 Comparaison sondeur de canal- analyseur de réseau

La validation des mesures est maintenant nécessaire avant d'utiliser l'équipement lors des campagnes de mesures sur le terrain. Nous utilisons un canal virtuel identique à celui utilisé pour le test de mesure Doppler. Dans l'exemple illustré Figure 3-17, le sondeur est en configuration MIMO (8,2), soit 8 port d'émissions et 2 ports de réceptions sont utilisés. Les 16 PDP obtenus, sont comparés à la PDP du canal virtuel mesurée à l'analyseur de réseau. La Figure 3-18 montre un bon accord entre les PDP obtenus à l'analyseur de réseaux et ceux obtenus avec le sondeur de canal sur une dynamique de l'ordre de 45dB.

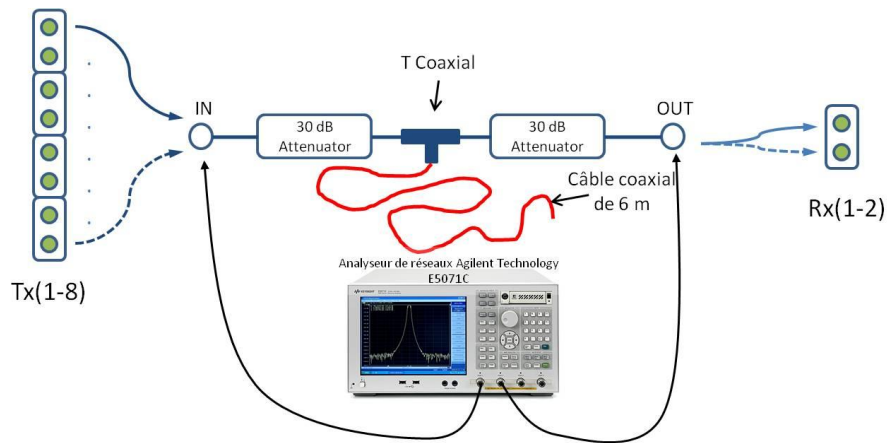


Figure 3-17 : Synoptique de la mesure de comparaison analyseur de réseau / sondeur de canal

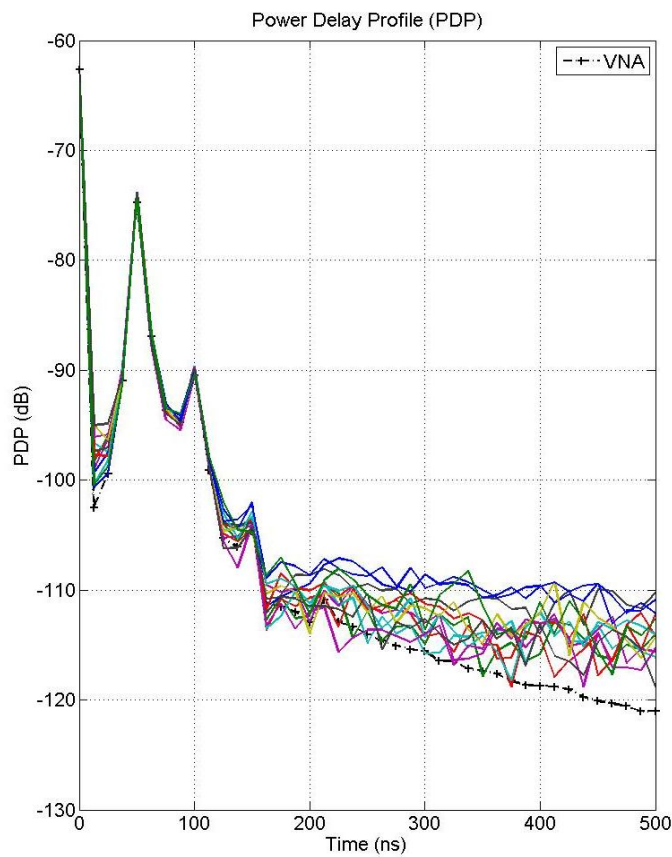


Figure 3-18 : PDP mesurées à l'analyseur de réseau (VNA) et à l'aide du sondeur de canal dans un canal virtuel (Couleurs)

3.11 Conclusion

Les différentes phases d'étalonnage et tests de performances du sondeur ont été successivement décrits. Face à un système à plusieurs entrées et sorties, les phases de calibrages peuvent vite s'avérer chronophages. Il a été ainsi nécessaire de mettre en œuvre

des bancs de tests pilotés par le sondeur pour automatiser les procédures. Le tableau 3-3 résume les principales caractéristiques intrinsèques du sondeur.

Tableau 3- 3 : Caractéristiques intrinsèques du sondeur

« Flatness » avec précorrection des signaux Tx		0.8dB
Sensibilité de l'UR à un SNR = 0dB pour $M_t=8$		-91dBm
Dynamique pour un SNR = 0dB pour $M_t=8$		63dB
Isolation des voies de l'UR		>75 dB
Correction coefficients calibration CAG		Post-Traitement
Bruit de phase de la source (10 MHz)		-130 dBc/Hz @ 1 kHz
Bruit de phase du synthétiseur (1.3 GHz)		-123 dBc/Hz @ 1 kHz
Evolution maximum de la phase @1.35 GHz	1 seconde	64.5°/s
	Durée d'un SYMBOL	5.3 m°
Ecart de fréquence UT/UR maximum		179 mHz

Chapitre 4 **C**aractérisation multidimensionnelle des canaux de propagation en présence de végétation

4.1 Introduction

Le projet Sospedro [PED 14], décrit au chapitre 1, concerne la localisation en milieu forestier de personnes via leur téléphone portable. En fonction de la géométrie du terrain, les systèmes dédiés à cette application peuvent être embarqués soit dans un drone pour des scénarii de communication sol-air, dans un véhicule pour des scénarii sol-sol. La technique de localisation mise en œuvre, basée sur la goniométrie, est efficace si l'UE est en visibilité directe. En forêt, cette condition est rarement vérifiée et lors d'essais préliminaires, le goniomètre indiquait parfois des directions très éloignées de celle de l'UE. L'étape de caractérisation multidimensionnelle du canal de propagation dans des forêts de caractéristiques différentes s'avère ainsi nécessaire pour évaluer entre autres les dispersions des directions d'arrivée des rayons, l'étalement des retards et l'orientation du mobile, l'algorithme de goniométrie étant sensible à ces trois paramètres. Dans la littérature, les travaux portent principalement sur les atténuations du signal en fonction de la distance [MEN 09]. Quelques auteurs se sont intéressés aux directions d'arrivée des rayons pour des distances Tx-Rx inférieures à 100 m dans la bande 1.9 GHz et des hauteurs Tx et Rx d'1.6 m [OES 09] pour des distances Tx-Rx n'excédant

pas 110 m. Dans [GOH 13], le sondage est réalisé à 2.22 GHz dans une forêt très dense, la hauteur du Tx variant de 4 à 15 m.

Très récemment, D. Matolak décrit dans [MAT 15], [MAT 16a] et [MAT 16b] les résultats de la caractérisation air-sol en mode SIMO pour des environnements urbains et montagneux. Il s'agit d'analyse bande étroite et large bande aux fréquences porteuses de 968 MHz et 5.06 GHz.

Dans ce chapitre, nous décrivons les deux campagnes de sondage de canal réalisées dans deux types de forêt. L'objectif de ce chapitre est non seulement de décrire les résultats préliminaires de ces campagnes mais aussi de tester les fonctionnalités et performances du sondeur sur le terrain. Dans une première partie de ce chapitre, nous décrivons les environnements de mesures et les expérimentations. La deuxième partie porte sur les résultats en scénario sol-sol puis en tenant compte de l'élévation du Rx pour analyser les caractéristiques de propagation lors de la traversée de canopée. La dernière partie concerne le scénario sol-air pour lequel le sondage s'effectue entre l'émetteur embarqué dans un ULM et un récepteur au voisinage du sol en forêt.

4.2 Présentation des environnements de mesure

Les campagnes de mesures se sont déroulées dans deux types d'environnement forestier: la forêt de Merville dans le Nord en octobre 2015 et la forêt de Monterfil en Bretagne en mai 2016.

La forêt de Merville est une chênaie charmée, c'est à dire que les essences forestières les plus représentées sont le chêne (pédonculé) suivi du charme. On y trouve également de nombreux frênes. Les arbres dont le diamètre moyen des troncs est d'environ 50 cm sont largement espacés comme le montre la Figure 4-1.



Figure 4-1 : Forêt de Merville- Photo de la parcelle entre le Tx et le Rx

La forêt de Monterfil est, quant à elle, moins organisée. Elle présente des dévers et une végétation variée. Lors des campagnes de mesures, deux zones ont été distinguées et sont mentionnées sur la Figure 4-2 représentant une vue aérienne de la forêt prise au moment des expérimentations. La première, nommée zone 1, est composée d'arbustes, futaies dont la hauteur au sol n'excède pas 13 m. La zone 2 est composée d'arbres et broussailles. Notons qu'au moment des expérimentations, les fortes pluies de la semaine précédente ont rendu les accès à l'intérieur de la forêt peu praticable.



Figure 4-2 : Vue aérienne de la forêt de Monterfil et identification des zones 1 et 2

4.3 Description des expérimentations

Le scénarii sol-sol consiste à faire varier la distance entre l'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) au sein de la forêt, les réseaux d'antennes Tx et Rx étant à une hauteur de 2 m.

Dans le scénario sol-air statique, on fait varier la hauteur du Rx embarqué sur une nacelle élévatrice afin d'étudier les caractéristiques de propagation lors du passage à travers la canopée, le Tx étant situé au sol dans la forêt.

Dans le scénario sol-air dynamique, pour des raisons logistiques, le Tx est embarqué à bord d'un avion type ULM volant au dessus de la zone d'intérêt dans laquelle se situe le Rx.

Les scénarii sol-sol ont été considérés dans les forêts de Merville et Monterfil et sol-air statique et dynamique dans la forêt de Monterfil.

4.3.1 Scénarii sol-sol dans la forêt de Merville

En octobre 2015, le sondeur ne fonctionnait qu'en mode SIMO 1X8, le retard dans la livraison de l'ensemble des amplificateurs nécessaires aux chaines RF à l'émission et à la réception en étant la principale cause. La décision fut prise d'entreprendre des campagnes de mesures préliminaires avec ce mode SIMO (1X8), la période hivernale proche ne permettant plus ultérieurement d'être dans les conditions optimales d'expérimentation.

Pour cette campagne de mesure, à l'émission, l'antenne, située à une hauteur de 2.2 m, est un patch à double polarisation -45° et $+45^\circ$. Les caractéristiques simulées sur ADS de ce patch (univ Gent) et les résultats obtenus par mesures sont donnés respectivement sur la Figure 4-3 courbes a), b) et c), d). On remarque que les caractéristiques prédites et mesurées sont en bon accord. Le coefficient de réflexion sur 72 MHz de bande autour de 1.3 GHz est inférieur à -10 dB d'après la simulation et à -8.3 dB en pratique. De même, l'isolation entre les polarisations $+45^\circ$ et -45° est respectivement inférieure à -17.5 dB et à -16 dB. La Figure 4-4 montre le diagramme de rayonnement qui a été mesuré dans le plan E et dans le plan H. On remarque, à titre d'exemple, que pour un angle de 45° , l'atténuation relative en azimut est de -5.2 dB et elle est de -2.4 dB en élévation.

A la réception, un réseau circulaire uniforme (UCA) positionné sur un mat à une hauteur de 2.2 m est composé de 8 patches identiques à celui utilisé à l'émission et polarisés +45° dans ces expérimentations préliminaires.

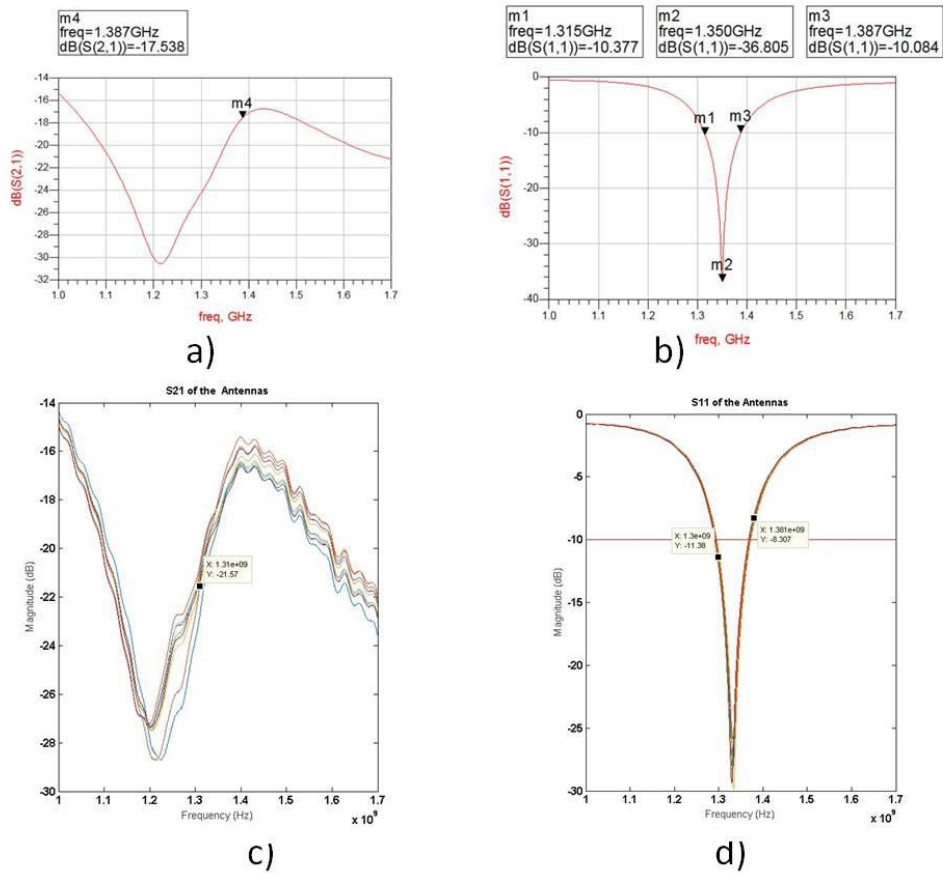


Figure 4-3 : Caractéristiques simulées sur ADS d'une antenne Patch 1.35 GHz. (a) isolation entre voies, (b) coefficient de réflexion. [Source Gent University/IMIND],- Caractéristiques mesurées sur 8 antennes (c) isolation entre les voies, (d) coefficient de réflexion

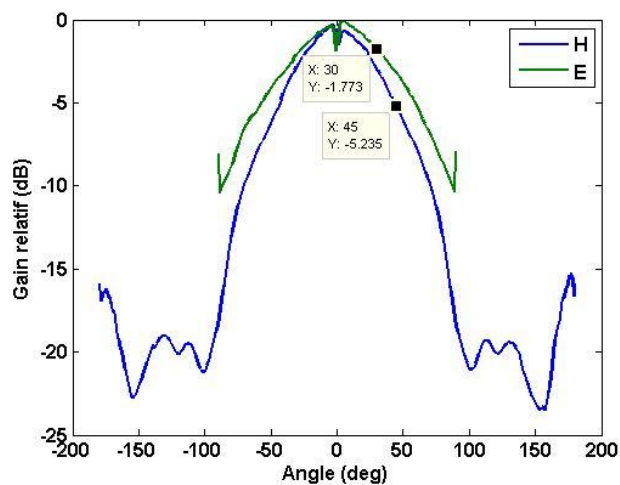


Figure 4-4 : Diagramme de rayonnement du patch à la fréquence de 1.35 GHz

Le récepteur du sondeur ainsi que le réseau UCA sont fixés sur un chariot dont une photo est présentée Figure 4-5c. Ce chariot emprunte la route forestière sur laquelle est positionné Tx puis une route perpendiculaire à cette dernière permettant ainsi d'obtenir les conditions LOS et NLOS mentionnées Figure 4-5b. Les distances Tx-Rx en LOS et NLOS varient respectivement de 16 à 450 m et 70 à 425 m. Il faut souligner que le parcours NLOS débute avant l'intersection avec le parcours LOS. Dans toutes les expérimentations, Tx est situé à 70 m du milieu de l'intersection entre les deux routes précédentes et le lobe principal de son diagramme de rayonnement est toujours orienté suivant la direction du récepteur. La matrice H du canal comporte 820 valeurs en fréquence pour chacune des 8 antennes de réception et pour chaque polarisation d'émission. Cette matrice, de taille (820x8x2) est enregistrée toutes les 1 s, Rx se déplaçant de façon continue le long du trajet. Il faut en effet rappeler que le temps d'acquisition d'une matrice n'est que de 280 μ s. Si on envisage un déplacement à une vitesse d'1 m/s, la distance parcourue pendant ce temps n'est que de 0.28 mm, donc a priori tout à fait négligeable par rapport à la stationnarité spatiale du canal.

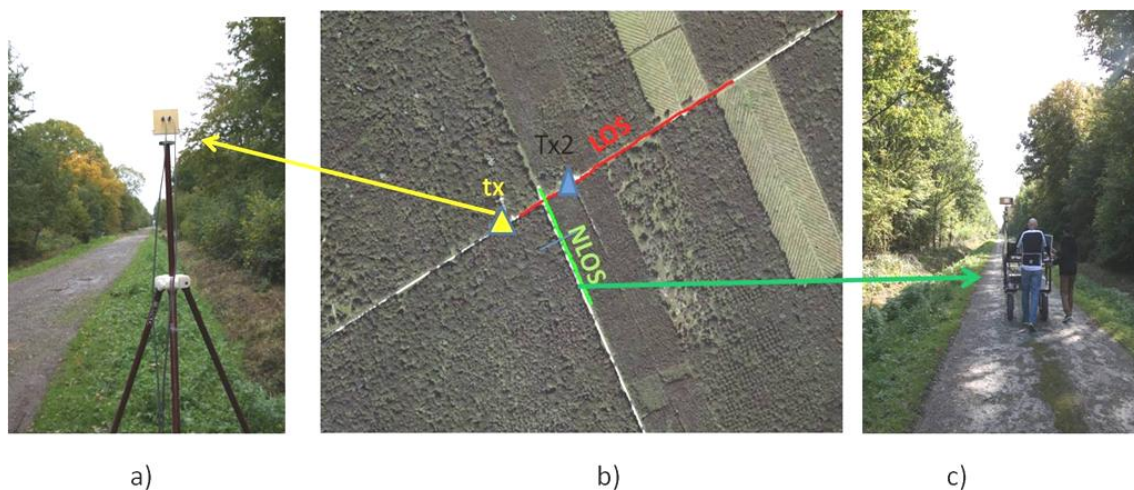


Figure 4-5 : Expérimentations dans la forêt de Merville: a) Position du Patch d'émission, b) Vue aérienne de la zone du site de mesures et c) Déplacement du récepteur en scénario NLOS

4.3.2 Scénarii sol-sol et sol-air statique dans la forêt de Monterfil

L'objectif des expérimentations préliminaires dans la forêt de Merville était, entre autres, de caractériser la dispersion angulaire sur 360° dans le plan azimutal grâce à l'utilisation d'un réseau UCA en réception.

Les expérimentations à Monterfil, préluant les essais avec le démonstrateur final de goniométrie, ont dû se faire avec des configurations de réseaux d'antennes similaires à celles du futur démonstrateur. Les informations utiles pour caractériser le canal et qui seront nécessaires pour optimiser les algorithmes de goniométrie, ont trait non seulement à l'azimut mais aussi à l'élévation, Rx devant être embarqué dans un drone. Nous nous sommes donc orientés vers l'utilisation de réseaux plans afin d'obtenir une meilleure précision sur la détermination des directions de départ/arrivée des rayons en élévation. Compte tenu du nombre d'entrées/sorties du sondeur, le réseau plan peut, au maximum, comporter 8 antennes à double polarisation. En partant d'une

structure rectangulaire, une étude paramétrique a été menée afin de déterminer la position optimum des éléments du réseau. Cette approche, certes non exhaustive, a été faite en simulant un environnement à trajets multiples et en évaluant les performances de l'algorithme de haute résolution Rimax en termes de précision sur les directions de départ/arrivée des rayons et de retard. Les détails sont donnés dans l'annexe B.2 On a ainsi abouti à la configuration donnée sur la Figure 4-6.

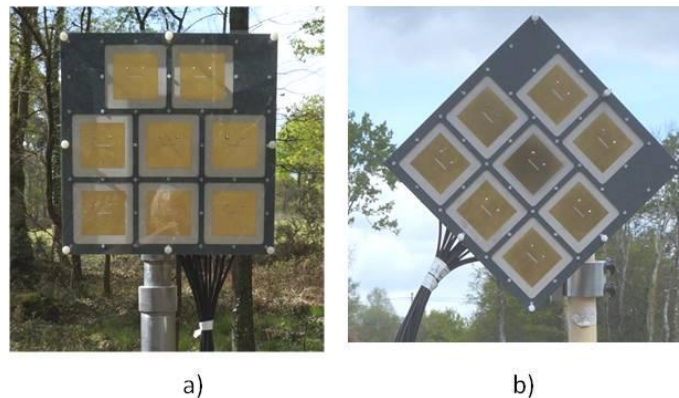


Figure 4-6 : Implantation des antennes élémentaires « patch » pour former le réseau plan. Les photos montrent les 2 orientations possibles (a) et (b) de ce réseau qui ont été utilisées lors des expérimentations

Lorsque le réseau est placé comme l'indique la Figure 4-6a, chaque patch émet sur une polarisation à $\pm 45^\circ$ par rapport à la verticale du lieu. Pour obtenir une polarisation verticale (V) et horizontale (H), le réseau est tourné de 45° (Figure 4-6b).

De plus, lors des applications pratiques de la technique de goniométrie, l'antenne d'émission du mobile à détecter peut se situer dans un plan quelconque. Nous avons donc également envisagé le cas où le plan du réseau d'émission est horizontal (parallèle au sol).

Cependant, afin d'éviter toute confusion entre les appellations se référant à l'orientation du plan des antennes et aux directions de polarisation, nous utiliserons les adjectifs « vertical » et « horizontal » pour désigner les directions de polarisation des ondes, les termes « parallèle au sol » (ou simplement « parallèle ») ou « perpendiculaire au sol » (ou « perpendiculaire ») étant choisis pour préciser le plan du réseau.

La polarisation des ondes émises pour un réseau parallèle au sol devrait être donnée dans un système d'axes horizontal lié au réseau, ce système étant repéré lui-même par rapport à une direction fixe, le nord géographique par exemple. Dans cette première phase de mise en œuvre du sondeur, nous n'avons pas pu utiliser cette approche et nous indiquerons simplement les 2 polarisations croisées par la notation x et y , sans précision sur l'orientation réelle.

3 positions fixes de Tx, mentionnées sur la Figure 4-7 par Tx1 en zone 1 et Tx2 et Tx3 en zone 2 sont considérées. La Figure 4-8 montre une coupe transversale du site sur laquelle la hauteur "0 m" représente la référence pour les hauteurs du Tx et Rx. Le centre du réseau Tx1 est ainsi à une hauteur de -3 m. La Figure 4-9a et Figure 4-9b montre le réseau dont le plan est positionné perpendiculairement au sol respectivement en zones 2 et 1, la Figure 4-9c correspondant à une

position du réseau Tx1 parallèle au sol en zone 1. En position perpendiculaire au sol, le lobe principal de Tx est dirigé vers le point A. Ce point est le départ du sentier longeant l'orée de la forêt sur 64 m et sur lequel une nacelle élévatrice, embarquant le récepteur, se déplace. La vitesse maximale de déplacement est de 1.5 km/h. Le déploiement maximum de la nacelle est de 19.5 m ce qui mène à une hauteur au sol du réseau Rx de 20 m. La Figure 4-10 montre la vue du réseau Rx pour une hauteur de nacelle de 16 m donc au dessus de la canopée.

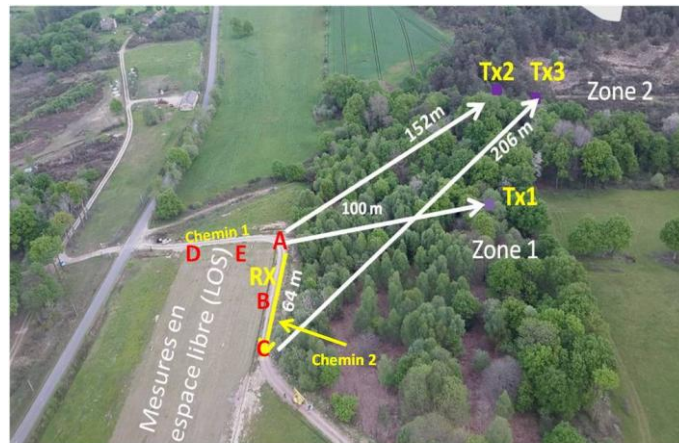


Figure 4-7 : Vue aérienne de la forêt de Monterfil et positions du Tx en zone 1 et 2. Les points A, B, C, D et E correspondent aux positions pour lesquelles les mesures ont été effectuées en changeant de façon continue la hauteur de la nacelle

Pour toutes les expérimentations, compte tenu de l'implantation du réseau dans la nacelle, cette orientation de Rx est restée fixe lors du déplacement, parallèle à la direction du chemin 2. Signalons enfin que la position Tx1 est située à environ 5 m en contre bas du sentier comme mentionné sur la coupe transversale du site illustrée Figure 4-8 .

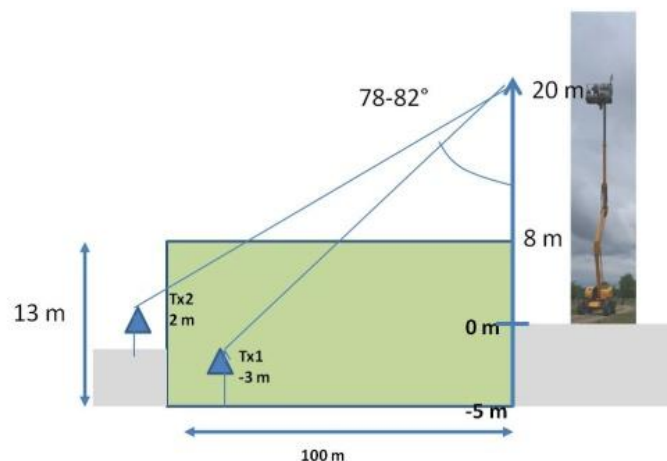


Figure 4-8 : Coupe transversale de l'environnement de mesure: forêt de Monterfil

Pour pallier à l'inconvénient d'utiliser un réseau dont l'orientation est fixe, et pouvoir effectuer les corrections nécessaires liées au diagramme de rayonnement des antennes, un système mesurant l'orientation du réseau Tx par rapport au nord géographique et associé à la position GPS de ceux-ci est seulement en cours d'implémentation. De plus, les diagrammes de rayonnement de chaque patch inséré dans le réseau n'étaient pas disponibles au moment de la rédaction de ce document. Nous allons donc présenter, dans la suite de ce chapitre, les résultats bruts concernant le gain du canal, défini comme la valeur absolue de la fonction de transfert de ce canal, donc non corrigée des diagrammes de rayonnement des réseaux.

Le sondeur est en mode MIMO (8x8) polarimétrique. La puissance délivrée à chaque patch du réseau est de 27 dBm. La matrice H du canal (820x8x8x2x2) comporte 820 valeurs en fréquence pour 8 antennes d'émission, 8 antennes de réception, 2 polarisations croisées aussi bien en émission qu'en réception. La périodicité d'acquisition d'une matrice H, donc l'intervalle de temps entre chaque enregistrement, est de 400 ms.



Figure 4-9 : Différentes positions et orientations du réseau TX: a) Réseau perpendiculaire au sol Tx2 en zone 2, b) Réseau Tx1 perpendiculaire au sol en zone 1 et c) réseau Tx1 parallèle au sol en zone 1

4.4 Scénario sol-sol et sol -air statique

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats obtenus en forêt de Merville et de Monterfil, en insistant dans une première partie sur la qualité du signal reçu en terme de SNR. Ce point est important et conditionne la validité des études statistiques déduites des mesures. Dans une deuxième partie, en ne considérant que les plans des réseaux Tx et Rx perpendiculaires au sol, nous comparons la décroissance du gain en fonction de la distance Tx-Rx à celle issue de divers modèles présentés dans la littérature. La dépolarisation, l'étalement des retards et la bande de cohérence seront successivement traités dans une troisième partie. Enfin, nous présenterons les estimations des paramètres (angles, retards) d'arrivée des rayons grâce à quelques exemples.



Figure 4-10 : Réseau d'antennes Rx: a) vu du réseau à une hauteur de 16m et b) Nacelle élévatrice dépliée pour atteindre une hauteur maximale du réseau de 20 m

Le Tableau 4-1 résume les différentes configurations des expérimentations.

4.4.1 Rapport signal sur bruit (SNR)

Le SNR moyen est estimé à partir du PDP dont une méthode de calcul est reportée en Annexe B.1. Les courbes de la Figure 4-11 présentent les fonctions de répartition (CDF) du SNR calculés en NLOS à Merville (a) et à Monterfil (b) sur les mesures effectuées lors du déplacement de la nacelle sur le chemin 2. A Monterfil, plusieurs paramètres interviennent: i) 3 hauteurs différentes du Rx nommées respectivement H1, H2 et H3 pour 3.5 m, 6.5 m et 16 m, ii) l'orientation du réseau Tx, perpendiculaire (Perp) puis parallèle (Par) au sol et enfin iii) les 4 combinaisons de polarisation. Pour chacun des paramètres précédents, le Tx est situé en zone 1 et 2 respectivement aux positions Tx1 et Tx2. Pour tracer les CDF, les valeurs correspondantes à ces 2 zones sont concaténées. La vitesse de déplacement de la nacelle n'étant pas rigoureusement constante, le nombre N de matrices enregistrées sur le chemin varie sensiblement d'une configuration à l'autre, les valeurs par configuration sont précisées dans le Tableau 4-2 de synthèse des SNR.

La Figure 4-11a montre qu'à Merville, le SNR varie en co-polarisation et en polarisation croisée respectivement entre 12.5 dB et 46 dB et entre 13.9 dB et 45 dB.

Pour l'ensemble des résultats de Monterfil présentés Figure 4-11b la marge de variation du SNR se situe pour le réseau perpendiculaire entre 6 dB et 35 dB et entre 1 et 35 dB pour le réseau parallèle au sol.

Tableau 4-1 : Synthèse des expérimentations effectuées au voisinage du sol

		Forêt Merville	Forêt Monterfil Zones 1 et 2	Forêt Monterfil Zone 1 et 2
Scénario		Sol-sol	Sol-Sol	Sol-Air statique
Configuration du sondeur		SIMO (1x8)	MIMO polarimétrique (8x8)	MIMO polarimétrique (8x8)
Périodicité d'acquisition d'une matrice T_H		200 ms	400 ms	1 s
Tx	Réseau	1 patch	Planaire	Planaire
	Plan du réseau et polarisations associées	Perpendiculaire au sol +45°	Perpendiculaire au sol V/H Parallèle au sol, x/y	Perpendiculaire au sol V/H Parallèle au sol, x/y
			3 positions	2 positions
Rx	Réseau	Circulaire	Planaire	Planaire
	Plan du réseau et polarisations associées	Patchs verticaux +45°/-45°	Perpendiculaire au sol, V/H	Perpendiculaire au sol, V/H
	Paramètre	Distance Tx-Rx	Distance Tx-Rx pour 3 hauteurs fixes du Rx sur la nacelle H1=3.5 m H2=6.5 m H3=16 m	Hauteur du Rx pour 3 positions fixes (A, B et C) de la nacelle sur le chemin 2
Dimension de H (sans les porteuses nulles)		820X8x2	820X16x16	820X16x16

En Annexe B.1, une étude sur l'erreur d'estimation de l'étalement des retards et de la bande de cohérence en fonction du SNR conclut sur la nécessité d'avoir un SNR minimum de 6 dB pour le calcul de l'étalement des retards et 14 dB pour celui de la bande de cohérence. Le Tableau 4-2 rassemble ainsi le pourcentage Pr de matrices qui sont utilisées par la suite pour l'étude statistique large bande. Si pour le réseau perpendiculaire au sol, les SNR sont suffisants, en revanche pour le réseau parallèle au sol et pour des hauteurs du Rx sous la canopée (H1 et H2), ce tableau montre que l'on ne retiendra environ que 50% des matrices pour le calcul de la bande de cohérence alors que le seuil à 6 dB permettra d'estimer l'étalement des retards sur environ 92% des matrices.

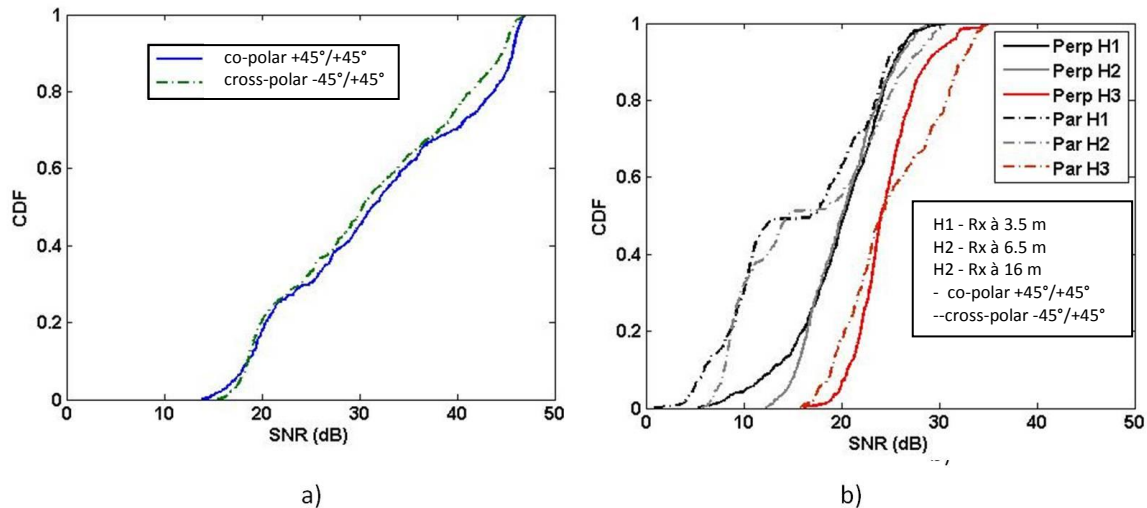


Figure 4-11 : SNR en fonction de la distance Tx-Rx a) dans la forêt de Merville polarisation +45°/+45° et +45°/-45°. Scénario NLOS. b) dans la forêt de Monterfil- Polarisation HH perp et xH para

Tableau 4-2 : Synthèse des pourcentages Pr(SNR >14 dB) et Pr(SNR>6 dB)

	Merville Co-polar X_polar	Monterfil Réseaux Tx et Rx perpendiculaire $\begin{bmatrix} HH & HV \\ VH & VV \end{bmatrix}^*$			Monterfil Réseaux Tx parallèle et Rx perpendiculaire $\begin{bmatrix} xH & xV \\ yH & yV \end{bmatrix}^*$		
		H1= 3.5m	H2=6.5 m	H3=16 m	H1=3.5 m	H2=6.5 m	H3=16 m
N	616	474	469	552	400	424	420
Pr (%) SNR>14 dB	93 99	$\begin{bmatrix} 88 & 76 \\ 71 & 91 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 97 & 71 \\ 80 & 96 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 51 & 51 \\ 53 & 51 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 52 & 50 \\ 61 & 50 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$
Pr (%) SNR>6dB	100	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 90 & 94 \\ 93 & 94 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100 & 100 \\ 100 & 100 \end{bmatrix}$

* Polarisation XY correspond à une polarisation respectivement du réseau Tx et Y du réseau Rx

4.4.2 Atténuation du signal engendrée par la végétation, Tx et Rx étant à hauteur constante et copolarisés.

4.4.2.1 Atténuation en forêt de Merville

La variation du gain du canal en fonction de la distance Tx-Rx a été tracée sur la Figure 4-12 pour les conditions LOS et NLOS. La polarisation des patchs de Tx et Rx est de +45°. Pour le parcours LOS avec un réseau UCA en réception, le gain a été calculé à partir de la puissance reçue sur 2 antennes patchs dont l'orientation est la plus proche de la direction Tx-Rx. Cette approche, bien que tout à fait arbitraire, permet de comparer l'allure de la décroissance de la puissance reçue à celle qui serait obtenue en espace libre, proportionnelle à $1/d^2$, d étant la distance Tx-Rx. L'expression choisie pour le gain est donc donnée par la relation:

$$Gain_{Merville}(d) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^2 \left(\frac{1}{820} \sum_{f=1}^{820} |H_m(f, d)|^2 \right) \quad 4-1$$

$H_m(f)$ est la fonction de transfert entre l'antenne m du réseau UCA et l'antenne d'émission à la fréquence discrète f .

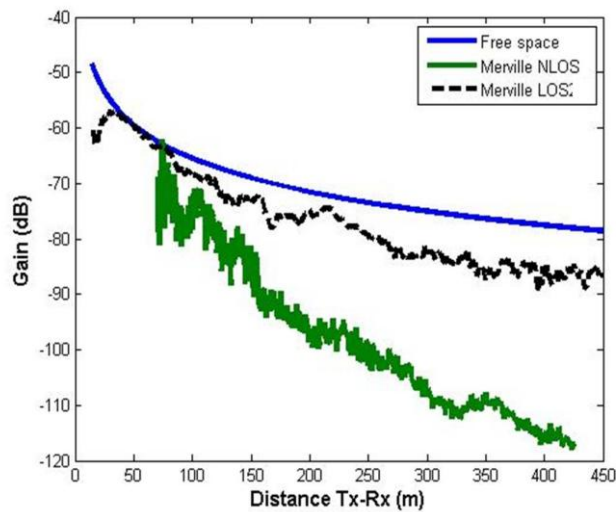


Figure 4-12 : Gain mesuré dans la forêt de Merville en LOS et NLOS et courbe de référence en espace libre

Pour le parcours dit « NLOS », il faut noter qu'au début de ce parcours, pour une distance Tx-Rx comprise entre 70 et 73 m, le réseau de réception est en visibilité directe de l'antenne d'émission (Figure 4-5). La courbe du gain en espace libre, également tracée sur la Figure 4-12, a donc été obtenue en choisissant une puissance de référence égale à la valeur moyenne mesurée dans cette zone, puis en appliquant la décroissance en $1/d^2$.

Lorsque la distance Tx-Rx devient supérieure à 73m, on se trouve en situation NLOS. Cependant, au voisinage immédiat de l'intersection, on peut supposer qu'une partie de l'énergie issue de Tx se propage en espace dégagé le long du chemin dans lequel Tx est implanté, puis se réfléchit/diffuse sur la végétation proche de cette intersection pour atteindre Rx. Nous allons supposer que ce phénomène devient négligeable dès lors que Rx se situe à une distance de plus de

30 m de cette intersection, ce qui correspond à une distance Tx-Rx de 78 m. Cette hypothèse pourrait être vérifiée ultérieurement en effectuant une nouvelle campagne de mesures avec un sondage MIMO et en extrayant les directions d'arrivée avec l'algorithme Rimax. Dans le cadre de nos travaux, cette distance de 78 m deviendra le point de départ des courbes NLOS suivantes montrant l'atténuation due à la végétation.

Pour la configuration LOS, on remarque sur la Figure 4-12 que l'atténuation supplémentaire à 450 m est de l'ordre de 8 à 10 dB. En situation NLOS, pour une distance de propagation à travers la végétation de 200 m, le gain est de -97 dB, ce qui représente une atténuation supplémentaire par rapport à l'espace libre de 24 dB. Cette atténuation atteint environ 40 dB pour des distances de l'ordre de 400 m.

4.4.2.2 Atténuation en forêt de Monterfil

Chacun des 8 éléments des réseaux planaires utilisés dans cette expérimentation ayant leur lobe principal orienté dans la même direction, nous avons choisi de calculer le gain du canal en effectuant la moyenne des puissances reçues sur chaque élément. De façon générale, pour une polarisation p à l'émission et q à la réception, le gain moyen du canal est donné par la formule suivante :

$$gain_{Monterfil}^{pq}(d) = \left(\frac{1}{64} \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 \frac{1}{820} \sum_{f=1}^{820} |H_{n,m}^{pq}(f, d)|^2 \right) \quad 4-2$$

Pour calculer l'atténuation due à la végétation, il est important de tenir compte de l'offset angulaire lors du déplacement du Rx le long du sentier. La courbe de gain en espace libre avec la normalisation précédente a donc été pondérée pour tenir compte du diagramme de rayonnement des patchs compte tenu des positions respectives de Tx et Rx (Figure 4-7) et de l'orientation des plans d'antennes. Dans un repère lié au chemin 2, les écarts angulaires varient de -10° à -46° et de -50° à -62° respectivement dans la zone 1 et zone 2. Cette approche suppose que l'ensemble des rayons issus de Tx1 et Tx2 arrivent avec un étalement angulaire faible autour de la direction Tx-Rx. Cette hypothèse sera validée ultérieurement lors de l'étude sur la distribution des AOA.

La Figure 4-13a présente l'atténuation engendrée par la présence de la végétation pour une polarisation VV et pour les hauteurs H_1 , H_2 , et H_3 du réseau de réception. La première partie des courbes, pour des distances comprises entre 100 et 140 m, a été obtenue pour Tx situé en zone 1, la deuxième partie étant associée à Tx en zone 2.

Ces résultats montrent que pour des hauteurs 3.5 m et 6 m, donc inférieures à la hauteur maximale de la canopée, les atténuations sont similaires. Elles augmentent en moyenne de 10 à 24 dB pour des distances parcourues dans la végétation variant de 100 m à 190 m. Au dessus de la canopée, sur ce même parcours, l'atténuation, plus faible que dans les cas précédents, varie de 5 dB à 10 dB. La différence d'atténuation pour une position de Rx respectivement sous et au dessus de la canopée est de 10 dB pour $d=140$ m et atteint 15 dB pour $d=190$ m, Tx étant dans ce cas en zone 2.

Sur la Figure 4-13b, ces valeurs sont comparées à celles obtenues dans la forêt de Merville. Les courbes se superposent, les atténuations observés sont donc similaires bien que la composition en essence des deux forêts soit un peu différente.

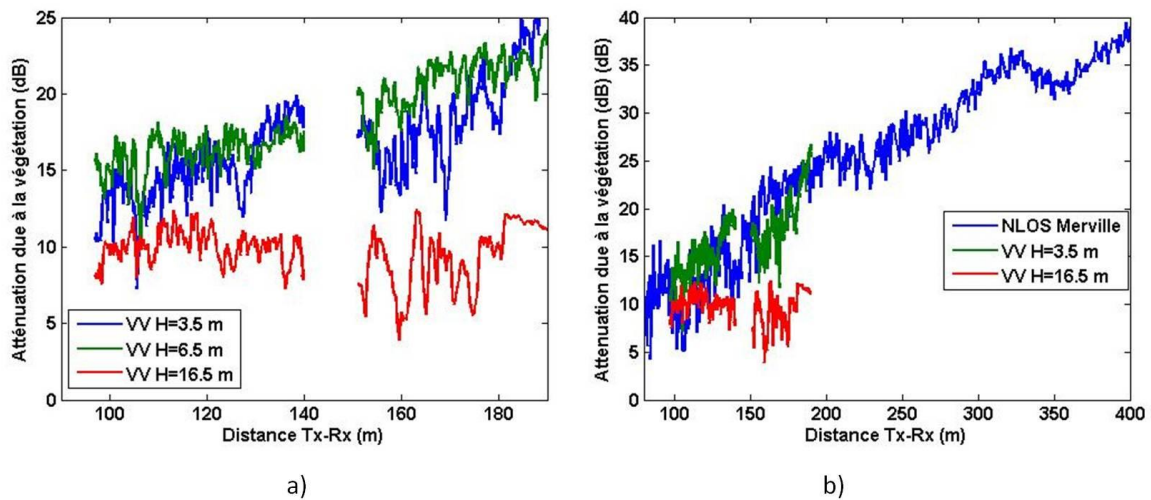


Figure 4-13 : Pertes dues à la végétation: a) Forêt de Monterfil - Différentes hauteurs du réseau de réception et b) comparaison forêt de Merville et forêt de Monterfil pour $H_2=3.5$ m et $H_3=16$ m, polarisation VV

La Figure 4-14 présente les atténuations calculées en fonction de la distance Tx-Rx pour les polarisations VV et HH et deux hauteurs du récepteur 6.5 m et 16 m, soit respectivement en dessous et au dessus de la canopée.

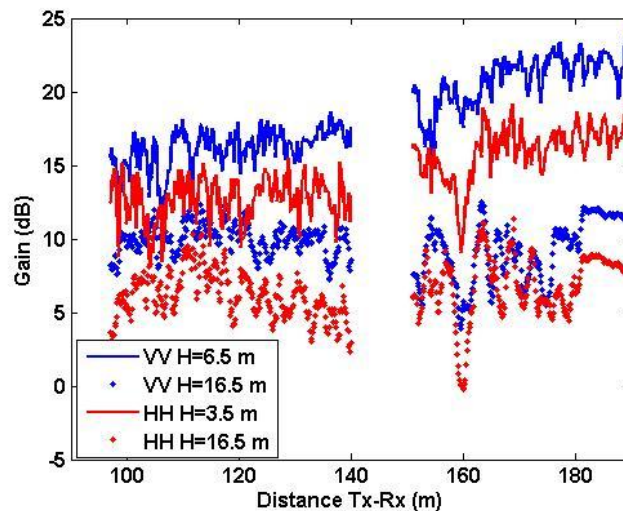


Figure 4-14 : Atténuation due à la végétation, pour deux hauteurs du récepteur et en fonction de la polarisation d'émission/réception

L'observation de ces courbes montre que le canal de propagation en polarisation HH est moins atténué qu'en polarisation VV et ceci quelle que soit la distance Tx-Rx et la hauteur du Rx. Pour quantifier de façon plus précise ces écarts, les percentiles du rapport P_{VV} / P_{HH} exprimé en dB à 10%, 50% et 90% sont donnés dans le Tableau 4-3. Les valeurs médianes du rapport P_{VV} / P_{HH} sont comprises en -3.2 dB et -4.2 dB et sont donc peu dépendantes de la hauteur. Cependant, si on

envisage le percentile à 90%, on remarque qu'à 6.5 m, donc juste au niveau de la canopée, ce rapport est encore de - 2 dB.

Les signaux à polarisation verticale sont donc plus atténués que ceux en polarisation horizontale. Cette conclusion rejoint celle formulée dans les recommandations de l'ITU 833 [ITU 13], même si celle-ci était valable essentiellement pour des ondes de fréquences inférieures à 1 GHz. Cette différence d'atténuation entre les polarisations H et V est attribuée au phénomène de diffraction sur les troncs des arbres. Ces recommandations soulignent également la variabilité de l'affaiblissement dû à la végétation en raison de l'hétérogénéité du milieu, des variétés d'arbres, de la teneur en eau et de la densité de feuilles.

Tableau 4-3 : Statistiques du rapport P_{VV} / P_{HH} (dB) pour les 3 hauteurs du Rx

Hauteur du Rx	Percentile P_{VV} / P_{HH} (dB)		
	10%	50%	90%
3.5 m	-6.2	-3.4	-0.2
6.5 m	-6.2	-4.2	-2.0
16 m	-5.1	-3.2	-0.5

4.4.2.3 Modèles d'atténuation due à la végétation

Divers « modèles » ou formules ont été proposés pour évaluer l'atténuation due à la végétation. Les plus fréquemment utilisés, valables dans notre bande de fréquences, sont ceux de l'ITU 833 et de Weissberger. Nous envisagerons également une variante du modèle de Weissberger, que nous appellerons « modèle fit », basé sur nos mesures à 1.3 GHz. Les distances parcourues dans la forêt de Monterfil étant trop faibles pour en déduire un comportement asymptotique, ce modèle sera basé sur les mesures dans la forêt de Merville. Les paragraphes suivants décrivent succinctement ces modèles et présentent ensuite une comparaison entre résultats prédits et mesures.

A. -Modèle ITU 833

Les recommandations de l'ITU 833 soulignent la difficulté de donner des valeurs précises des atténuations additionnelles dues à la végétation compte tenu de la grande diversité de celle-ci et du nombre limité d'expérimentations décrites dans la littérature. En revanche l'ITU propose un modèle paramétrable et donne quelques valeurs en fonction de la fréquence et de la polarisation. L'expression analytique du modèle est donnée par la relation:

$$Att_{dB} = A(1 - e^{-D\gamma/A})$$

avec D la longueur du trajet à l'intérieur de la zone boisée (m). Cette formule fait intervenir 2 paramètres spécifiques : γ et A . L'affaiblissement linéique γ (dB/m) traduit l'atténuation due essentiellement à l'énergie diffusée/diffractée au sein de la végétation et dans des directions très différentes de celles du trajet direct.

A (dB) est l'affaiblissement maximal pour un terminal situé dans une zone donnée. Supposons en effet que la distance Tx-Rx devienne très importante. Dans ce cas le signal reçu proviendra essentiellement de l'onde de surface se propageant au dessus de la canopée et non à l'onde ayant traversé complètement la forêt. Ce coefficient va donc dépendre de la densité de végétation, du diagramme de rayonnement des antennes et de la distance verticale entre l'antenne et le haut de la canopée.

Une relation empirique proposée par l'ITU pour une fréquence f (MHz) est donnée par :

$$A = A_1 f^\alpha \quad 4-3$$

Quelques valeurs possibles pour A_1 et α sont proposées par l'ITU et sont issues de 2 campagnes de mesures. Celles faites au Brésil dans un parc avec des arbres tropicaux d'une quinzaine de mètres de hauteur ont mené à choisir $A_1 = 0.18$ dB et $\alpha = 0.752$. D'autres mesures effectuées dans une forêt près de Strasbourg ont abouti à $A_1 = 1.15$ dB et $\alpha = 0.43$. On note la grande disparité des résultats en fonction du type de forêt. Pour appliquer ce modèle de l'ITU, nous avons choisi, dans un premier temps, les valeurs des paramètres A_1 et α associés à la forêt de Strasbourg qui devrait s'approcher davantage de celle de Merville. Pour une fréquence de 1.3 GHz, cela conduit à une valeur $A = 28$ dB. Celle de γ proposée par l'ITU pour cette même fréquence est de 0.26.

B. - Modèle de Weissberger

Ce modèle est basé sur l'hypothèse d'une décroissance exponentielle de l'atténuation. Une première formule avait été proposée dans la littérature et se mettait sous la forme:

$$Att_{dB} = 0.26 f^{0.77} D \quad 4-4$$

Cependant des confrontations théorie – expérience ayant montré des désaccords importants entre les résultats, une formule modifiée a été proposée par Weissberger [ROG 02], [WEI 81]. Pour des propagations dans la végétation sur des distances comprises entre 14 et 400 m, et pour une bande de fréquences s'étendant de 250 MHz à 95 GHz, cette formule s'écrit :

$$Att_{dB} = A. f^{0.284} D^{0.588} \quad 4-5$$

Ce modèle ne doit s'appliquer que dans le cas d'une forêt dense, comportant des arbres dont les feuilles sont présentes et pendant une période sèche. Dans le cas d'une végétation peu dense, les atténuations seraient surestimées.

√ - Modèle de Weissberger optimisé pour nos mesures (« modèle fit »)

Afin de diminuer l'écart entre nos valeurs mesurées et celles prédites et qui sera mis en évidence dans le paragraphe suivant, nous proposons une formule voisine de celle de Weissberger et qui se met sous la forme :

$$Att_{dB} = A \cdot D^C \quad 4-6$$

A partir des résultats de mesures en forêt de Merville, les coefficients A et C ont été trouvés en minimisant l'écart entre les courbes théoriques et expérimentales. La dépendance fréquentielle n'apparaît plus puisque les mesures n'ont été effectuées qu'à une fréquence voisine de 1.3 GHz. Cette formule proposée n'a donc pour objectif que de vérifier l'hypothèse d'une décroissance (en dB) en fonction de la distance de la forme D^C .

4.4.2.4 Comparaison entre les valeurs mesurées et celles prédites par les modèles

Le Tableau 4-4 présente une comparaison entre les résultats issus des différents modèles. Pour chacun d'entre eux, l'écart-type moyen (RMS) de l'erreur entre les valeurs déduites du modèle et les valeurs expérimentales est précisée. Compte tenu de la grande dynamique dans les atténuations, cet écart a été calculé sur les valeurs exprimées en dB et est donné par la formule suivante :

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e_i|^2} \quad 4-7$$

où N est le nombre de points de mesure et e_i l'erreur pour la $i^{\text{ème}}$ mesure entre les valeurs, en dB, prédites et mesurées.

Tableau 4-4 : Modèles d'affaiblissement du à la végétation

	Forêt de Merville 78 m à 420 m	
Modèle et paramètres du modèle	Paramètres optimisés	RMS de l'erreur
ITU 833 $Att_{dB} = A(1 - e^{-D\gamma/A})$ A=28 et $\gamma=0.26$		RMS=4.4 dB
ITU 833 A et γ optimisés	A=60 $\gamma=0.14$	RMS=2.0 dB
Modèle Weissberger $Att_{dB} = 1.33f^{0.284}D^{0.588}$		RMS=13.2 dB
Modèle fit $Att_{dB} = A \cdot D^C$	A=0.16 C=0.9	RMS=2.4 dB

Pour le modèle ITU 833, et avec les valeurs des paramètres tirés des mesures en forêt de Strasbourg, la valeur de RMS de 4.4 dB est importante. C'est la raison pour laquelle nous avons effectué une optimisation des paramètres A et γ permettant de minimiser l'erreur quadratique moyenne. Les valeurs de A et γ respectivement de 60 et 0.14, mentionnées dans le Tableau 4-4

donnent un RMS de 2.0 dB et montrent, une nouvelle fois, la difficulté de définir un modèle unique d'atténuation à travers la végétation.

On remarque ensuite dans ce tableau que le RMS issu du modèle de Weissberger est de 13.2 dB. Ce modèle ne semblant pas adapté à notre configuration, le modèle « fit » présenté dans le paragraphe précédent a été choisi. Dans ce cas les valeurs des coefficients A et C mentionnées dans le Tableau permettent de diminuer le RMS à des valeurs égales à 2.4 dB.

Les courbes de la Figure 4-15 permettent une comparaison entre les valeurs expérimentales obtenues à Merville et les valeurs déduites du modèle ITU 833 en utilisant soit les valeurs des paramètres issus des mesures à Strasbourg et indiquées par l'ITU833, soit celles obtenues par optimisation. Les valeurs mesurées à Monterfil sont également reportées sur cette figure qui met clairement en évidence la difficulté de proposer des valeurs uniques valables dans divers types de forêt, même si ces forêts se situent dans un environnement géographique similaire.

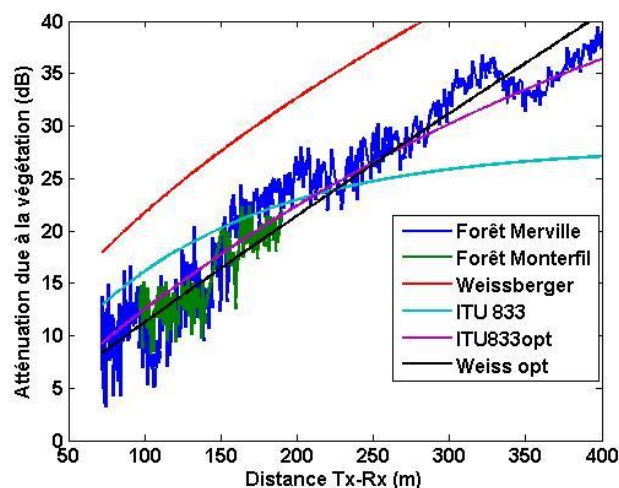


Figure 4-15 : Modèles d'atténuation due à la végétation et comparaison avec les résultats expérimentaux

4.4.2.5 Influence de la hauteur de Rx sur l'atténuation du signal engendrée par la végétation

Pour ces essais, Rx est embarqué dans la nacelle permettant, sur un point au sol fixe, d'augmenter la hauteur du réseau Rx de façon continue. Cette étude est effectuée pour 5 positions différentes de la nacelle sur les chemins 1 et 2. Dans ce paragraphe, la présentation se limitera aux résultats obtenus au point A, l'objectif étant de mettre en évidence la modification des caractéristiques de la propagation au passage de la canopée en fonction de la polarisation des réseaux Tx et Rx et de leur orientation.

Pour un réseau Tx perpendiculaire au sol, la Figure 4-16 présente l'atténuation engendrée par la végétation en fonction de la hauteur du réseau Rx et ceci pour les polarisations HH et VV.

En zones 1 et 2, une polarisation VV engendre une atténuation supplémentaire de 5 dB par rapport à la configuration HH, lorsque Rx se situe sous la canopée. Cela rejoint une conclusion précédente concernant l'influence de la polarisation des ondes sur l'atténuation. On note de plus que

pour toutes les configurations reprises sur cette figure, l'atténuation maximale est obtenue lorsque le réseau Rx est à la hauteur de la canopée, zone où la densité de feuillage est la plus importante.

Les Figure 4-17 a) et b) présentent les gains mesurés pour un réseau Tx dont le plan est parallèle (noté // sur la Figure) puis perpendiculaire au sol (« perp »), respectivement en zone 1 et 2.

Dans tous les cas, le plan du réseau Rx positionné sur la nacelle est perpendiculaire au sol.

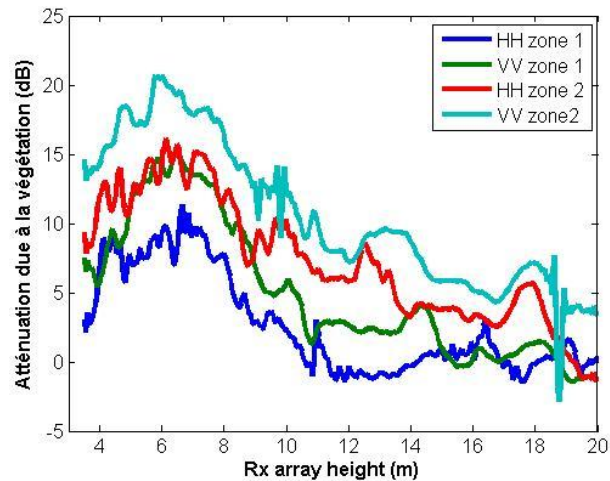


Figure 4-16 : Réseau Tx perpendiculaire au sol: étude en fonction de la hauteur, de la polarisation et de la zone dans laquelle Tx se situe. Le lobe principal de Tx est dirigé vers le point A (Figure 4-7).

Lorsque le réseau Tx est parallèle au sol, nous n'avons envisagé qu'une seule des 2 polarisations horizontales, notée x car non repérée par rapport au nord géographique. De plus, sa direction privilégiée de rayonnement est orientée vers la cime des arbres. Pour le plan du réseau Tx perpendiculaire au sol, nous considérerons les 2 polarisations, V et H. Dans les cartouches des figures, la 1^{ère} lettre correspond à la polarisation de l'onde émise par Tx et la 2^{ème} lettre à la polarisation de Rx.

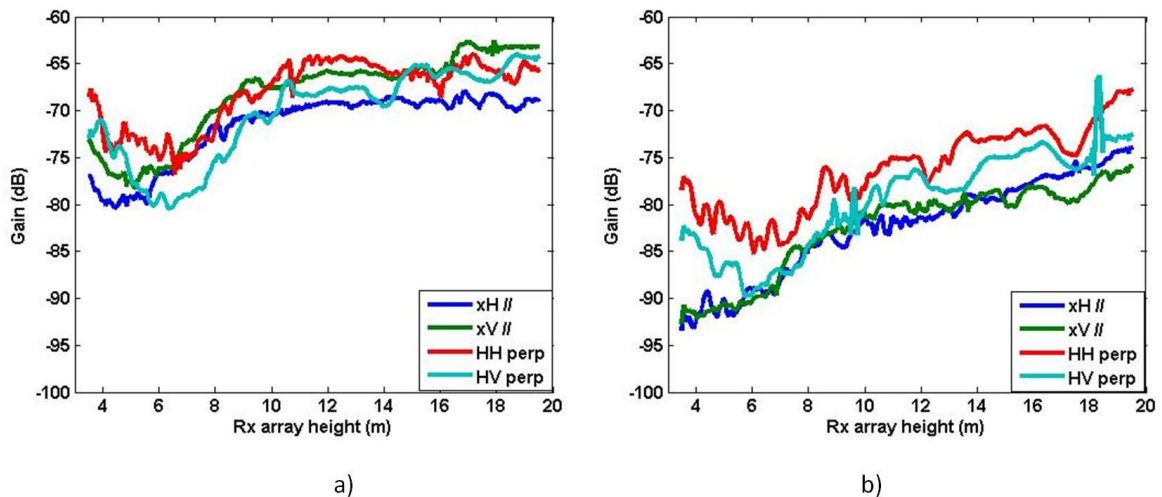


Figure 4-17 : Gain en fonction de la hauteur du réseau de réception, de l'orientation du réseau d'émission et de la polarisation des antennes de réception: a) zone 1 et b) zone 2

Si on s'intéresse tout d'abord à la zone 1, on remarque, de façon surprenante, qu'au delà de la hauteur maximum de la canopée soit 8 m, les gains en polarisation xV sont très peu différents des gains observés avec un réseau perpendiculaire, et restent constants lorsque la hauteur varie de 10 à 20 m. Par contre on note qu'en xH, les gains prennent une valeur plus faible, de l'ordre ou inférieure à 5 dB. Lorsque Rx se situe à des hauteurs proches de celles de la canopée, entre 4 et 8 m environ, la puissance reçue décroît de 10 dB. Enfin, quand Rx se rapproche de la surface du sol, entre 3 et 6 m, on remarque une augmentation de cette puissance.

En zone 2, l'évolution du gain est différente. Ces gains (en dB) en xH et xV augmentent linéairement en fonction de la hauteur. Par exemple pour une variation de hauteur de 16.5 m, cette augmentation est de 17 dB. Pour des hauteurs faibles de l'ordre de 4 à 6 m, les gains obtenus en polarisation xH et xV sont inférieurs à -91 dB donc très faibles. Ceci peut facilement se justifier en reprenant la géométrie du terrain et la position relative des antennes, les réseaux sont en fait orthogonaux entre eux et rappelons que les gains sont directement issus des mesures, sans aucune correction. Notons de plus que les gains en polarisation xH et xV sont similaires et restent inférieurs d'environ 5 dB aux gains obtenus avec des réseaux perpendiculaires au sol.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'influence des directions de polarisation lorsque le plan du réseau Tx est parallèle au sol. Les courbes de la Figure 4-18 ont donc été tracées pour les différentes polarisations possibles en émission et en réception : xV, xH, yV et yH, les axes x et y étant orthogonaux. A titre de comparaison les gains en polarisation HH lorsque le plan de Tx est perpendiculaire au sol et qui correspond à l'orientation optimum des antennes, ont également été reportés.

En zone 1, le gain yH est similaire au gain HH au dessus de la canopée mais il devient inférieur de 5 dB à celui-ci lorsque Rx se situe sous la canopée. En zone 2, les gains xH, xV et yH sont similaires et restent inférieurs à 5 dB au gain HH. Notons que dans les 2 zones le gain yV est inférieur de 12 dB au gain HH.

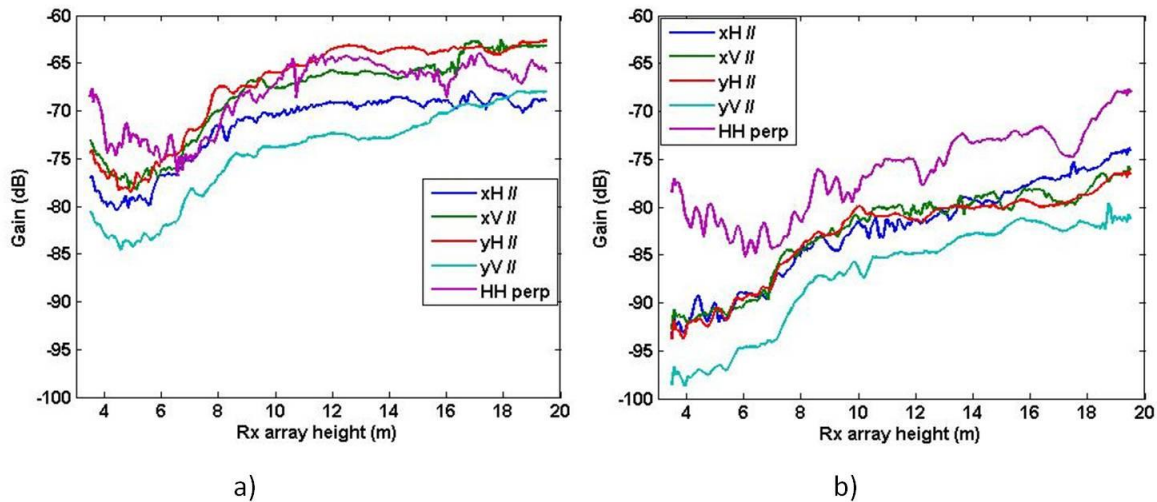


Figure 4-18 : Gain obtenu pour une liaison entre Tx parallèle au sol et Rx perpendiculaire au sol et pour différentes polarisations. Comparaison avec le gain en HH avec Tx perpendiculaire au sol. a) zone 1, b) zone 2

Ces résultats montrent que l'atténuation supplémentaire engendrée par un changement du plan d'antennes Tx de perpendiculaire à parallèle est dans la plupart des cas de l'ordre de 5 dB. Cette atténuation n'est pas prohibitive sur le bilan de liaison ce qui laisse à penser que la goniométrie pourra être effectuée quelle que soit la position du mobile à détecter. Il faut cependant noter que la configuration yV présentant une forte atténuation peut être évitée en utilisant de la diversité de polarisation à la réception.

4.4.3 Etude de la dépolarisation du champ : Facteur de polarisation croisée

On introduit habituellement le facteur de polarisation croisée, XPD (Cross Polar Discrimination Factor) comme étant le rapport, en dB, entre les puissances reçues lorsque Tx et Rx sont co-polarisées et celles obtenues dans des conditions de polarisation croisée. On notera XPDH et XPDV la valeur de XPD lorsque Tx émet respectivement en polarisation horizontale ou verticale. Leurs expressions se mettent sous la forme:

$$XPDH (dB) = 10. \log_{10} \left(\frac{gain_{Monterfil}^{HH}}{gain_{Monterfil}^{HV}} \right) \quad 4-8$$

et

$$XPDV (dB) = 10. \log_{10} \left(\frac{gain_{Monterfil}^{VV}}{gain_{Monterfil}^{VH}} \right) \quad 4-9$$

Les courbes de la Figure 4-19 représentent les variations de XPD en fonction de la hauteur de Rx, la nacelle étant située au point A (Figure 4-7).

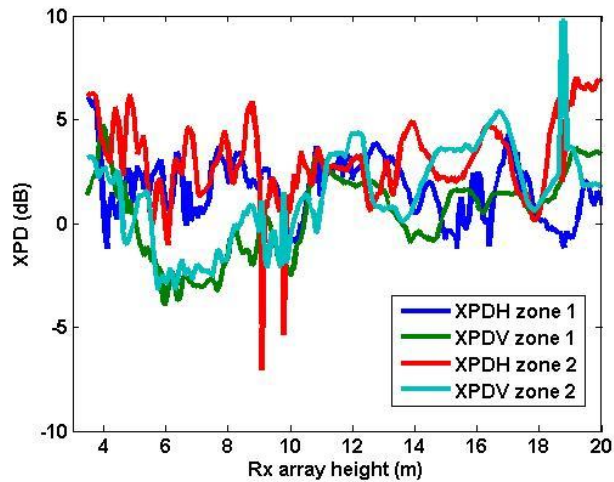


Figure 4-19 : XPD en fonction de la hauteur du réseau de réception

On remarque que pour une hauteur comprise entre 6 et 8 m, les ondes sont fortement dépolarisées, le XPD prenant même des valeurs négatives. Cela correspond à la zone où Rx se situe à une hauteur voisine de celle de la canopée. Il faut cependant souligner que ces résultats sont directement issus des mesures, sans aucune correction. Dans un traitement ultérieur, il faudrait tenir compte de la position et de l'orientation respective de Tx et Rx qui, d'un point de vue purement géométrique, jouent un rôle dans les puissances reçues en V et H.

La fonction cumulative de distribution du XPD est tracée sur la Figure 4-20 et est donc basée sur l'ensemble des points mesurés en fonction de la hauteur de Rx. On peut évidemment objecter qu'une telle représentation fasse abstraction du comportement différent de XPD en fonction de cette hauteur. Elle permet cependant de comparer les valeurs obtenues dans les 2 zones 1 et 2 de la forêt.

Pour une probabilité de 0.5, les valeurs de XPDV et XPDH sont très voisines dans les 2 zones, de l'écart étant de l'ordre de 1 dB, à l'exception du XPDH en zone 2 qui atteint 3 dB.

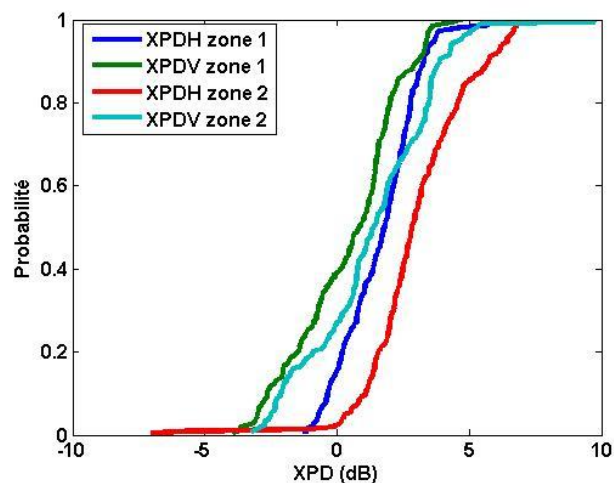


Figure 4-20 : Fonction cumulative de distribution du XPD

4.4.4 Étalement des retards (τ_{RMS}) et bande de cohérence (B_c)

Dans ce paragraphe, on analyse les variations de l'étalement des retards (τ_{RMS}) et de la bande de cohérence (B_c) en fonction de plusieurs paramètres. Nous nous focaliserons sur l'influence de la distance Tx-Rx en forêt, de la hauteur du récepteur par rapport à la canopée et enfin de la polarisation.

4.4.4.1 Méthode de calcul

Les réponses impulsionnelles sont calculées en appliquant une transformée de Fourier inverse sur la fonction de transfert pondérées par la fenêtre de Hanning. Les PDP sont déduites de l'équation 1-18.

L'étalement des retards a été calculé en ne tenant compte que des valeurs du PDP ayant une amplitude relative supérieure à -20 dB, valeur normalisée par rapport à la valeur du gain maximum. Pour la bande de cohérence, nous utilisons la définition basée sur le coefficient de corrélation fréquentielle, cette dernière étant indépendante de l'hypothèse des trajets non corrélés mentionnée au chapitre 1.

Un exemple de fonctions de transfert et de PDP extraits des mesures dans la forêt de Merville pour une distance Tx-Rx de 90 m est présenté Figure 4-21a et Figure 4-21b.

Les 2 courbes de la Figure 4-21a correspondent à 2 antennes du réseau UCA orientées suivant la direction de propagation. Ces fonctions de transfert sont peu sélectives, la bande de cohérence à 0.9 étant de 19 MHz. Les gains moyennés sur toutes les fréquences montrent un écart de 1 dB entre les fonctions de transfert observées sur les antennes. Sur la courbe du PDP (courbe Figure 4-21b) déduite des fonctions de transfert, est superposé le PDP obtenu en scénario LOS à une distance Tx-Rx beaucoup plus grande, égale à 350 m. Pour permettre une comparaison aisée, un gain de 10 dB a été ajouté au PDP en LOS afin d'ajuster les niveaux de bruit. De même, les deux PDP ont été retardés l'un par rapport à l'autre de telle façon à ce que les maximums des PDP se produisent au même instant. L'élargissement du PDP en NLOS par rapport au cas LOS traduit la présence de nombreux trajets multiples apparaissant avec des puissances inférieures de 10 dB par rapport à la valeur maximale de -77 dB. L'étalement des retards associé à ce PDP n'est que de 16 ns, la densité d'arbres entre Tx et Rx étant faible sur cette distance.

Les Figure 4-21c et Figure 4-21d sont obtenues pour une distance Tx-Rx en NLOS de 417 m. La dynamique de la fonction de transfert est de 30 dB et le SNR de 12.5 dB. Le SNR étant inférieur à 14 dB, la bande de cohérence n'a pas été calculée. En revanche, l'étalement des retards de 96 ns traduit un canal dispersif.

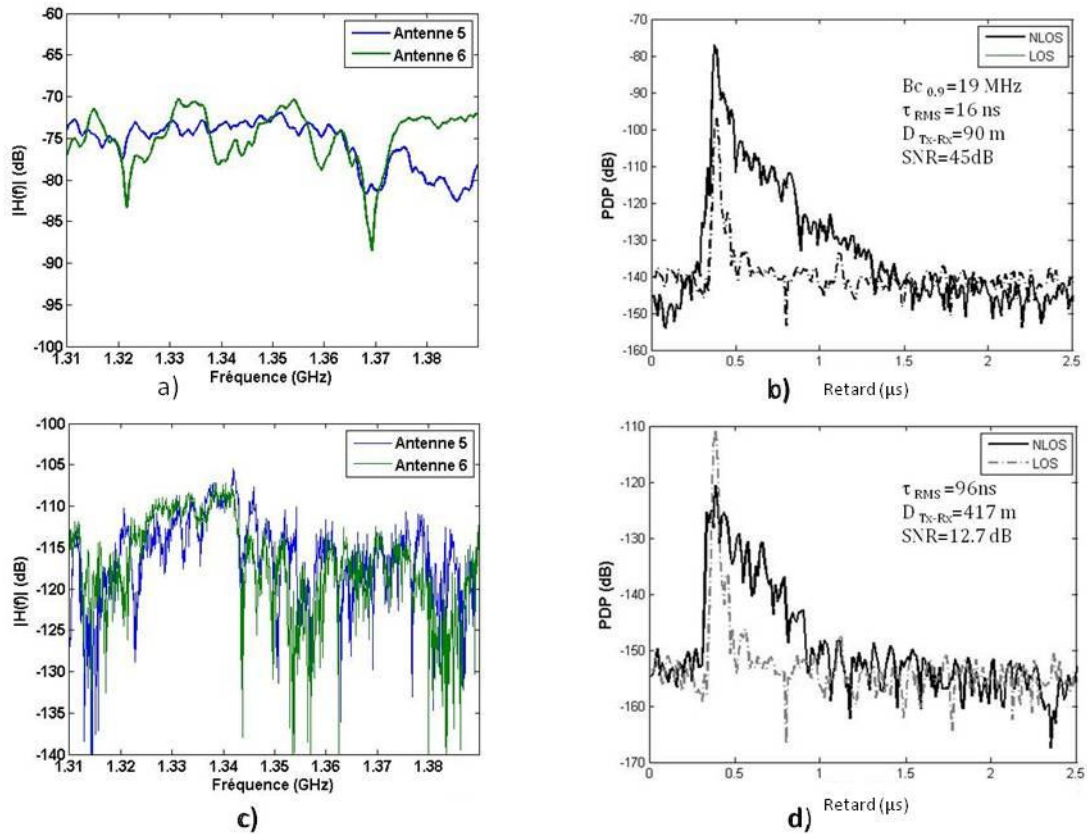


Figure 4-21 : Exemple de fonctions de transfert (a et c) et PDP (b et d) mesurés dans la forêt de Merville.

4.4.4.2 τ_{RMS} et B_c en fonction de la distance Tx-Rx en forêt

Pour la forêt de Monterfil, les résultats présentés dans ce paragraphe correspondent au scénario de la Figure 4-13a pour une polarisation HH des réseaux Tx et Rx, perpendiculaires au sol, la hauteur de Rx étant de 3.5 m. A Merville, la polarisation de l'antenne Tx et du réseau UCA Rx est de + 45°.

Les courbes de la Figure 4-22 montrent sur les échelles de droite et de gauche respectivement τ_{RMS} en ns et B_c en MHz calculée pour un coefficient de 0.9. B_c varie fortement entre 2 MHz et 50 MHz jusqu'à 150 m. Sur cette distance, la densité d'arbres (cf. Figure 4-1) est faible, favorisant localement des scénarii LOS avec des valeurs de B_c très élevées. Au delà de cette distance et sur 270 m, B_c décroît lentement de 2 MHz jusqu'à environ 400 kHz. Sur la première partie du parcours citée précédemment, τ_{RMS} varie de 5 ns à 40 ns puis, sur la deuxième partie, il augmente progressivement de 60 à 110 ns. Sur l'ensemble du parcours, l'évolution de τ_{RMS} est plus ou moins inversement proportionnelle à celle de B_c .

Pour la forêt de Monterfil, sur l'ensemble du parcours, B_c varie de 800 kHz à 20 MHz, ces valeurs sont plus ou moins du même ordre de grandeur que celles observées à Merville si on exclut les quelques valeurs associées au cas LOS.

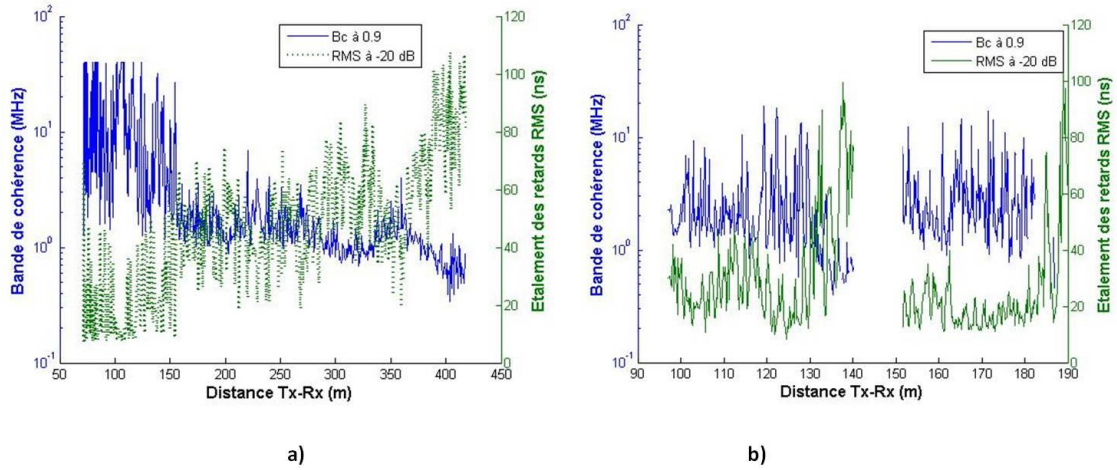


Figure 4-22 : Bande de cohérence à 0.9 et étalement des retards en co-polar: a) Forêt de Merville (polarisation +45°/+45°) et b) Forêt de Monterfil (polarisation HH- hauteur Rx:3.5 m)

Le Tableau 4-5 donne les valeurs médianes de τ_{RMS} et de la bande de cohérence Bc calculée pour les coefficients de corrélation de 0.9 et 0.7. Ces valeurs sont extraites des courbes de CDF tracées Figure 4-23. En polarisation HH, les valeurs de τ_{RMS} sont comprises entre 20 et 55 ns quelle que soient la polarisation et l'orientation des antennes, la valeur minimum étant obtenue pour la polarisation HH.

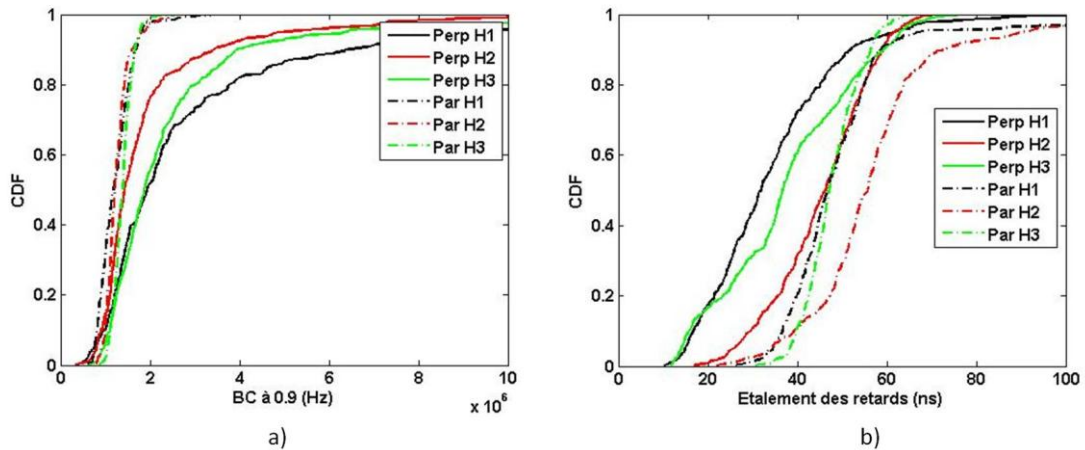


Figure 4-23 : CDF de la bande de cohérence à 0.9 (a) et étalement des retards (b) en forêt de Monterfil. Polarisation HH pour le réseau perpendiculaire (Perp) et XH réseau Parallèle (Par)

Tableau 4-5 : Valeurs médianes de BC et τ_{RMS} en zone 1 et 2 en fonction de la hauteur et de la polarisation à Monterfil

	Merville Copolar +45°	Monterfil Réseau perpendiculaire $\begin{bmatrix} HH & HV \\ VH & VV \end{bmatrix}$			Monterfil Réseau parallèle $\begin{bmatrix} xH & xV \\ yH & yV \end{bmatrix}$		
		H1= 3.5m	H2=6.5 m	H3=16 m	H1=3.5 m	H2=6.5 m	H3=16 m

BC (MHz) 0.9 10%	0.88 0.88	$\begin{bmatrix} 1 & 0.8 \\ 0.6 & 0.9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.9 & 0.8 \\ 0.7 & 0.8 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.1 & 1.0 \\ 1.0 & 1.1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.8 & 0.9 \\ 0.9 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0.9 \\ 1.2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1.2 & 1 \end{bmatrix}$
BC (MHz) 0.7 50%	5.1 4.3	$\begin{bmatrix} 9 & 5 \\ 4 & 5.7 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 7 & 3.6 \\ 3.2 & 3.7 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 8.0 & 4 \\ 4.2 & 4.8 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3.5 & 3.7 \\ 5.1 & 3.7 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3.5 & 3 \\ 5.4 & 3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3.7 & 3.5 \\ 3.5 & 3.2 \end{bmatrix}$
τ_{RMS} (ns) 50%	73 82	$\begin{bmatrix} 21 & 30 \\ 31 & 32 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 31 & 46 \\ 46 & 46 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 27 & 36 \\ 36 & 36 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 39 & 46 \\ 46 & 46 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 47 & 55 \\ 55 & 55 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 42 & 47 \\ 47 & 47 \end{bmatrix}$

* Polarisation XY correspond à une polarisation X au Tx et Y au Rx

4.4.5 Analyse large bande : Direction d'arrivée des rayons

Les directions d'arrivée des rayons aux différents points de réception ont été obtenues avec l'algorithme Rimax mis en œuvre par Davy Gaillot au laboratoire. A titre d'illustration, pour montrer tout l'intérêt du sondeur de canal que nous avons développé, nous avons représenté sur les Figure 4-24 et Figure 4-25, les directions d'arrivée (DOA – Direction Of Arrival) des rayons les plus énergétiques reçus au point de réception, Rx se trouvant respectivement à une hauteur de 20 m et de 3.5 m. Un seuil de 20 dB par rapport au rayon le plus énergétique est appliqué. Dans chacune de ces figures, les DOA sont données pour l'azimut et l'élévation, la position de Tx étant indiqué par un point jaune.

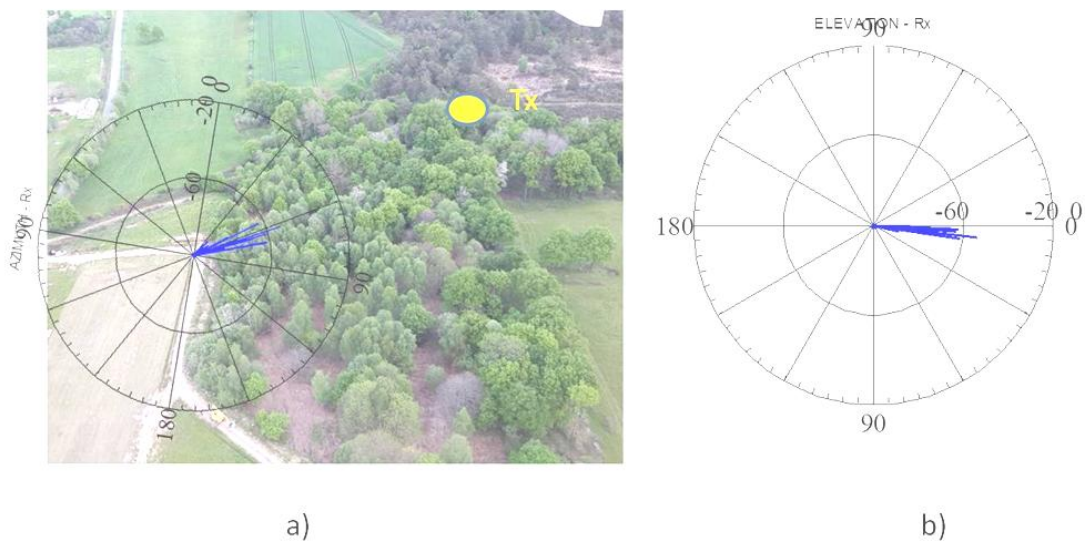


Figure 4-24 : Exemple de DOA estimées à $H_{Rx}=20$ m: a) Azimut et b) élévation

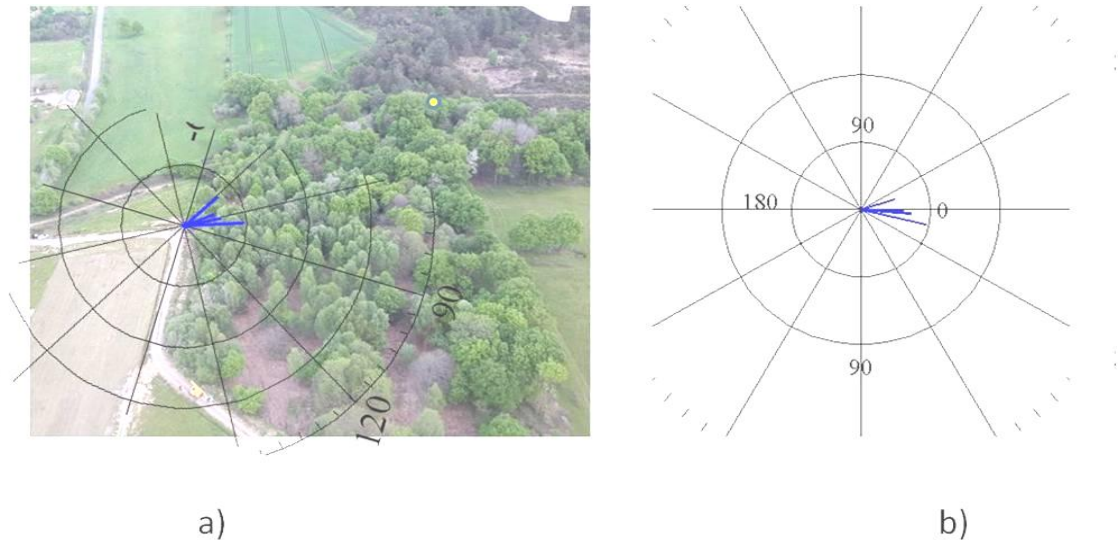


Figure 4-25 : Exemple de DOA estimées à $H_{RX}=3.5$ m: a) Azimut et b) élévation

A grande hauteur au dessus de la canopée, ces rayons arrivent presque dans la direction Tx-Rx. Par contre, à plus faible hauteur, on remarque une dispersion marquée des DOA. De plus, si on note sur la Figure 4-25b des valeurs positives et négatives de l'élévation qui correspondent respectivement à une diffusion par la canopée et à une réflexion/diffusion sur le sol.

Pour les applications liées à la goniométrie, il est intéressant de comparer la direction vraie Tx-Rx à celle, par exemple, de la DOA moyenne des rayons. Celle-ci a été calculée en pondérant la direction de chaque rayon par la puissance de celui-ci. Les résultats présentés Figure 4-26 montrent l'évolution de cette DOA moyenne en fonction de la hauteur, que l'on peut comparer avec la direction exacte, donnée par un trait rouge sur cette Figure. Pour l'azimut, Figure 4-26a, on note un écart entre ces directions, écart qui diminue lorsque Rx s'élève au dessus de la canopée. Il faut cependant souligner que ces résultats sont issus d'une pré-étude qui ne prend pas en compte le diagramme de rayonnement propre de chaque élément du réseau en présence des autres éléments, celui-ci n'étant pas encore disponible. De plus, l'orientation du réseau Rx n'est connu que de façon approximative, le dispositif de mesure des orientations des antennes Tx et Rx n'était pas disponible au moment des mesures. Le diagramme de rayonnement du réseau introduit dans Rimax est donc celui d'une antenne patch isolée, ce qui peut amener à des erreurs d'estimation des DOA.

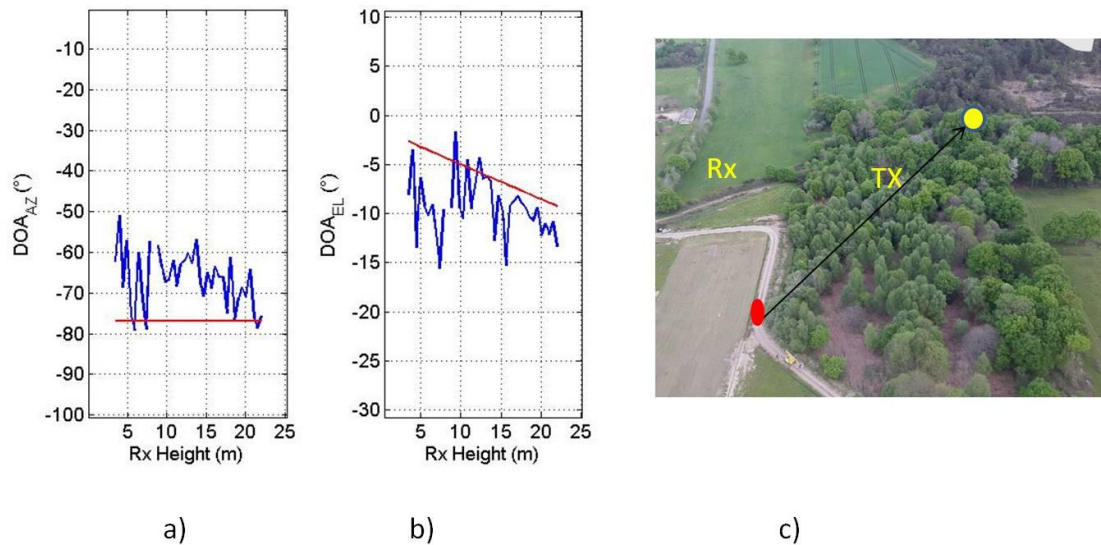


Figure 4-26 : DOA moyenne en fonction de H_{RX} : a) azimut, b) élévation et c) configuration de l'expérimentation

4.5 Scénario sol-air dynamique

La dernière série d'expérimentations entreprise à Monterfil était associée à une validation des caractéristiques du sondeur de canal pour les applications finales de goniométrie, donc utilisant un drone. Dans cette étape, le drone n'étant pas encore disponible, les mesures ont été effectuées grâce à un petit avion, propriété de l'IETR, dont la photo est donnée sur la Figure 4-27b. En dessous de celui-ci, un coffre ouvrant sur l'extérieur est disponible et c'est dans cette zone que le réseau d'antennes planaires a été implémenté (Figure 4-27a). On remarque que le plan de ce réseau est pratiquement parallèle à la surface du sol.

Il faut noter que, compte tenu de la présence du sondeur, seul un pilote peut être à bord de cet avion. Pour que les personnes impliquées dans ces mesures aient la possibilité de suivre « en direct » les résultats donnés par le sondeur, donc par le récepteur, c'est Rx qui a été placé au sol, Tx étant donc dans l'avion.

On se trouve évidemment dans une configuration opposée à celle du cas réel pour lequel le mobile émetteur à détecter est au sol. Cependant cela ne pose aucune difficulté compte tenu des propriétés de réversibilité du canal. Il suffit d'extraire des mesures, faites par le sondeur, les directions de départ des rayons et de les affecter aux DOA recherchés.

Pour ces essais, nous avons choisi une configuration du réseau Rx parallèle à la surface du sol. En effet un réseau perpendiculaire au sol aurait eu un diagramme de rayonnement dont le lobe principal est orienté dans une direction bien précise. Ceci mènerait à une interprétation plus complexe des résultats, l'avion survolant successivement la zone en suivant des directions différentes. La position de Rx dans la forêt est indiquée sur la Figure 4-27c.

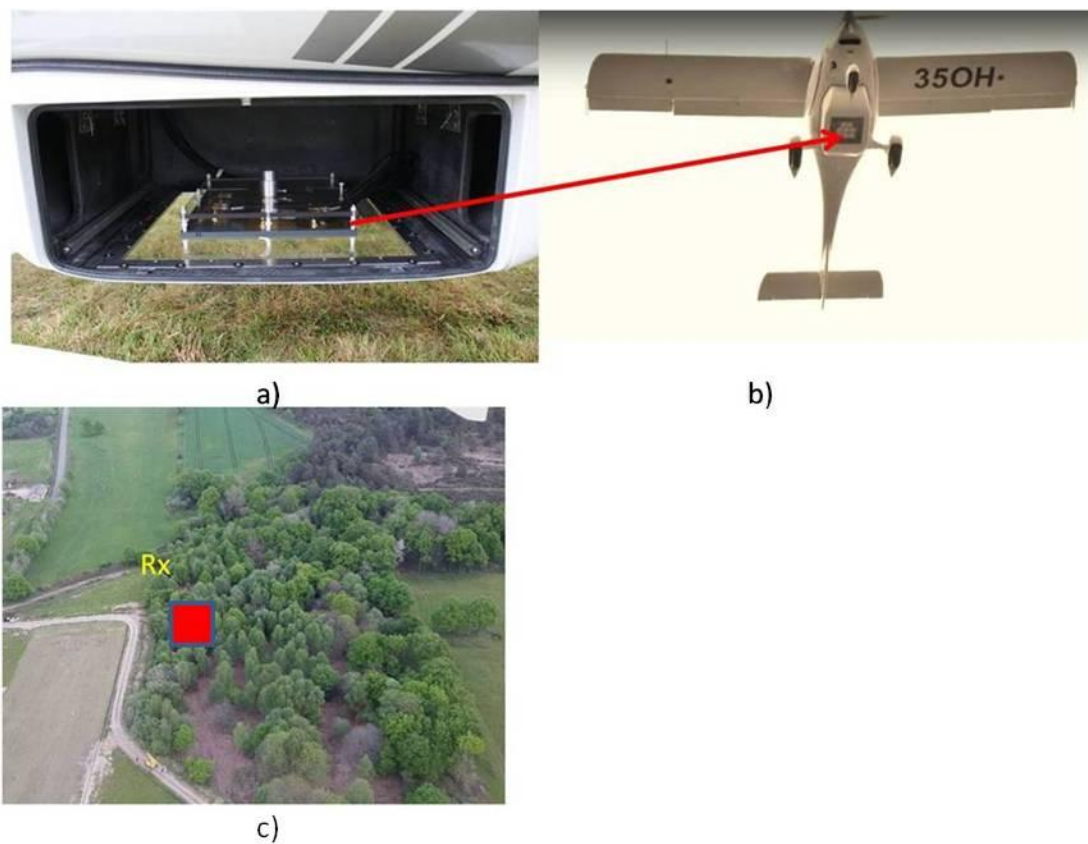


Figure 4-27 : Configuration des expérimentations pour le scénario sol-air dynamique

Les différents points de la Figure 4-28 donnent la puissance reçue en fonction de la position horizontale de l'avion et de son altitude. Divers passages ont été effectués à 3 hauteurs différentes, 300, 600 et 1000 pieds, et suivant des axes Est-Ouest, Nord-Sud ou en évoluant au dessus de Rx. La position du récepteur est indiquée par un carré rouge.

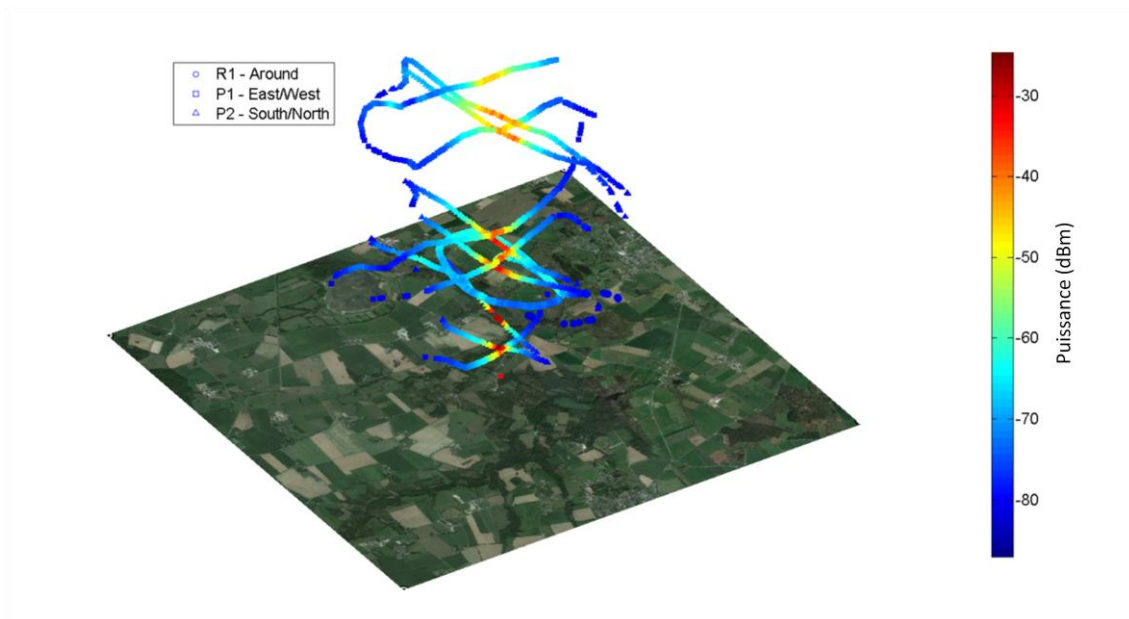


Figure 4-28 : Puissance reçue en fonction de la position de l'avion, tant en hauteur que dans le plan horizontal. L'ULM survole une zone d'environ 3 km x 3.4 km et une plage d'altitude de 260 m.

Le maximum de puissance reçue est obtenu évidemment lorsque Rx se situe à la verticale de Tx, mais le point le plus important de ces résultats est, en ce qui nous concerne, la mise en évidence de la possibilité qu'a le récepteur du sondeur à se recalibrer rapidement sur l'émetteur dès que le niveau du signal devient suffisant.

La Figure 4-29 est similaire à la précédente mais nous avons choisi dans ce cas une projection des puissances mesurées sur un plan parallèle à la surface du sol. Cette Figure montre bien les différents trajets, les zones de perte du signal puis le nouvel accrochage du sondeur MIMO lorsque l'avion se rapproche de Rx.

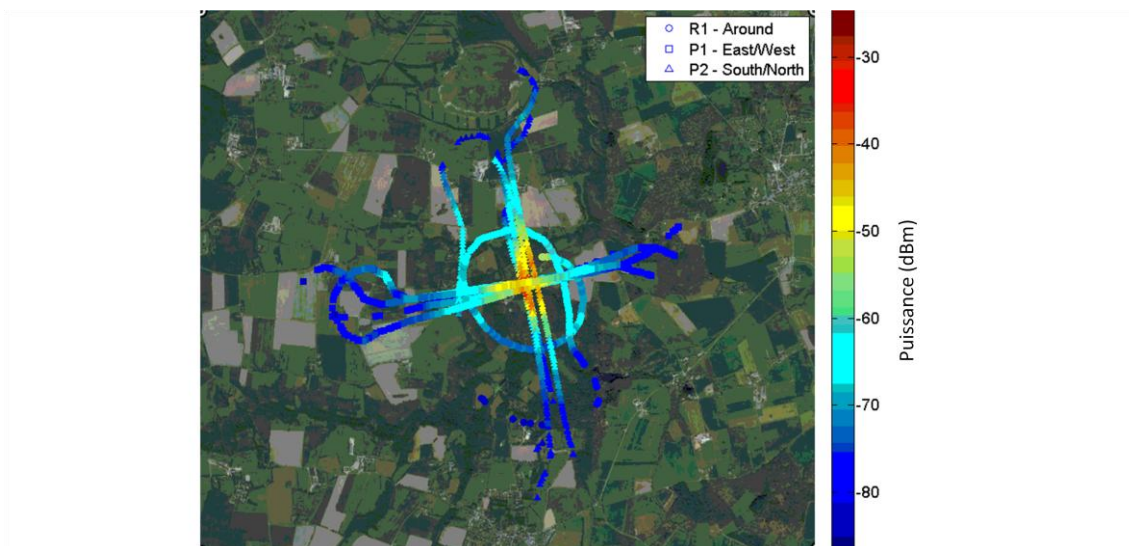


Figure 4-29 : Puissance reçue en fonction de la position de l'avion dans le plan horizontal et obtenue par projection, sur ce plan, des mesures faites à diverses altitudes.

Pour ces divers trajets de l'avion, le facteur de dépolarisation XPD a été calculé. Il faut rappeler que dans ces essais les plans des réseaux Tx et Rx sont parallèles à la surface du sol. Les directions de polarisation, notés x et y précédemment, ont été grossièrement repérées par rapport au Nord géographique, ce qui permet d'identifier les trajets pour lesquels les antennes sont co-polarisées ou en polarisation croisée.

La Figure 4-30 donne cette valeur de XPD calculée pour les divers trajets. On remarque que suivant le parcours de l'avion, donc de l'orientation de son réseau, les XPD peuvent prendre au même point des valeurs faibles ou importantes. Cela se produit respectivement si les orientations respectives de Tx et Rx mènent à une configuration en co-polarisation ou en polarisation croisée.

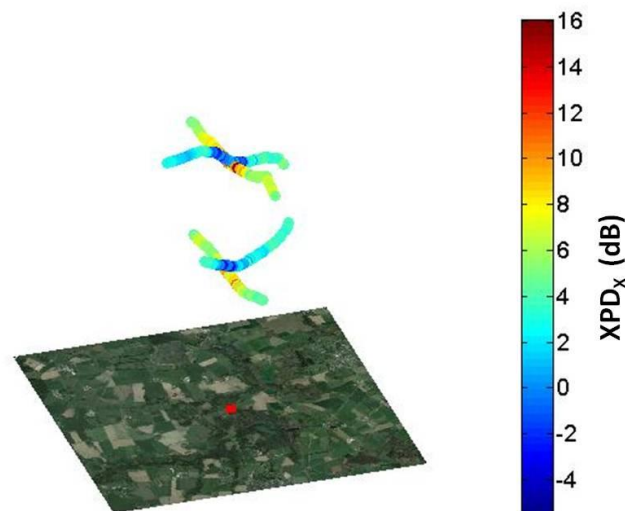


Figure 4-30 : XPD pour un scénario sol-air: le carré rouge représente la position du réseau de réception.

Une étude est actuellement en cours au laboratoire pour étudier la distribution statistique des DOAs.

4.6 Conclusion

Toutes ces expérimentations ont été menées afin de répondre à différents objectifs. En effet, il était important d'analyser d'une part les performances du sondeur dans des conditions "terrain" et, d'autre part, d'effectuer une caractérisation multidimensionnelle du canal afin d'optimiser les algorithmes de goniométrie développés par les partenaires du projet Sospedro.

Les campagnes de mesures sol-air au dessus de la forêt de Monterfil ont permis d'apprécier les performances du sondeur en termes de resynchronisation automatique du récepteur. Ceci est obtenu grâce aux CAG individuelles sur chaque voie de réception qui se calent en moins de 25 μ s sur la pleine échelle et moins de 10 μ s entre deux symboles consécutifs. La sensibilité et la dynamique de l'unité de réception ont été appréciées, mais aussi la flexibilité du paramétrage des signaux utilisés pour les mesures, du choix de la vitesse d'acquisition des matrices, de visualisation en temps réel des fonctions de transfert du canal.

Bien que les corrections liées aux diagrammes de rayonnement du réseau n'étaient pas disponibles au moment de la rédaction, les 2 campagnes de mesures menées dans 2 forêts distinctes ont permis de mettre en évidence une atténuation plus importante du signal pour les signaux en polarisation verticale qu'en polarisation horizontale et un facteur de polarisation croisée XPDV variant entre 0 et -3 dB au passage de la canopée. L'analyse des directions d'arrivée des rayons révèle des écarts angulaires moyens en azimut et élévation pouvant atteindre 15° dont il faudra analyser l'origine.

Conclusion et perspectives

1. Conclusion

Ces travaux de thèse portaient sur le développement d'un sondeur de canal MIMO nouvelle génération basé sur une architecture numérique de type FPGA. La puissance de calcul de ces nouveaux composants programmables offre désormais la possibilité de sondage temps réel sans post-traitement. Dans le paragraphe suivant, nous résumons les différentes contributions originales apportées non seulement dans la conception du sondeur mais aussi lors de la caractérisation du canal MIMO polarimétrique sol-air.

La reconfigurabilité "logiciel" aisée du sondeur permettra d'envisager de nouvelles applications originales qui nécessiteront cependant quelques adaptations de la couche RF. Le paragraphe « perspectives » mettra ainsi en évidence les orientations futures que nous souhaitons donner au sondeur et à son utilisation.

√ Le sondeur MIMOSA

La principale contribution repose sans aucun doute sur la conception et le développement d'un sondeur de canal MIMO temps réel reconfigurable, la technique mise en œuvre étant basée sur des sous porteuses orthogonales entrelacées spatialement. L'allocation et le nombre de sous porteuses, le préfixe cyclique, la durée du symbole transmis par antenne qui conditionne la réponse impulsionnelle et le mode de transmission sont aisément modifiables. Cela permettra d'optimiser les caractéristiques de sondage pour s'adapter au mieux à différents scénarios. La fréquence centrale est de 1.35 GHz et la bande passante utile de 80 MHz. Le traitement temps-réel des données évite la phase de post-traitement et permet d'acquérir, de traiter le signal et de stocker une matrice MIMO polarimétrique (8,8) en moins de 300 μ s.

Mentionnons tout d'abord que, pour réaliser un tel sondeur, nous avons utilisé la dernière famille de module numérique pourvu de FPGA de dernière génération. En contre partie, très peu de recul existant sur ces modules, nous avons collaboré étroitement avec la société INNOVATIVE, fournisseur de ces modules aux USA, pour résoudre des problèmes de mise en œuvre matériel et logiciel non identifiés par INNOVATIVE.

Si l'électronique numérique permet désormais le traitement temps réel des données, les fonctions mathématiques telles que les 16 FFT et corrélations nécessaires lors du traitement des données imposaient un grand nombre d'opérations qui s'avérait incompatible avec les ressources du FPGA. En utilisant des techniques de sous quantification, nous avons pu ainsi diminuer le nombre d'opérations instantanées en remplaçant les 8184 multiplications/additions par 1016 additions sans dégradation de l'estimation de l'instant de synchronisation.

Les performances du sondeur dépendent de sa rapidité à se synchroniser. La technique de synchronisation originale des symboles OFDM qui a été développée a permis de faire une synchronisation immédiate du symbole avec une probabilité proche de 100% pour un SNR de 6 dB et dans un canal NLOS.

Pour la partie RF, les réponses fréquentielles des filtres et amplificateurs n'étant pas rigoureusement identiques et plates dans la bande de fréquence, une calibration du sondeur fut nécessaire. Elle consiste à apporter une précorrection aux signaux transmis pour compenser variations fréquentielles. L'étalonnage s'effectue également sur le module de réception pour corriger les écarts de phase et d'amplitude entre les 16 voies de réception. Enfin les tests de fiabilité du sondeur affichent une isolation entre deux ports de réception voisins de 75 dB et une sensibilité de -91 dBm pour un SNR=0 dB. La dérive de phase est de $\sim 2^\circ$ sur une durée de 30 ms correspondant à l'acquisition de 100 matrices polarimétriques (8,8) successives.

Pour toutes ces phases de calibration et de tests, un banc de test piloté par le sondeur a été développé spécifiquement. Il permet ainsi de calibrer individuellement et simultanément les 256 canaux durant une trame de mesure polarimétrique.

Enfin, les campagnes de mesure terrain requièrent un diagnostic temps réel de l'état du sondeur afin de localiser rapidement une panne éventuelle. Les fonctions de transfert visibles sur l'interface graphique du sondeur, l'état des 16 CAG, les informations des capteurs de température permettent ainsi de vérifier qualitativement le bon fonctionnement et la fiabilité des mesures.

√ Caractérisation MIMO polarimétrique des canaux sol-sol et sol-air en environnement forestier.

Le projet FUI Sospedro fut une opportunité pour, d'une part, apprécier sur le terrain les performances et souplesse d'utilisation du sondeur et, d'autre part, effectuer des campagnes de mesures sol-air qui, à notre connaissance, n'avaient pas encore été explorées.

L'exploitation préliminaire des mesures sol-sol obtenues en plaçant le récepteur (RX) dans une nacelle élévatrice a montré que l'atténuation du signal est maximale lorsque RX se situe à la hauteur de la canopée. Dans cette zone, les ondes sont fortement dépolarisées puisque le facteur de polarisation croisée XPD varie entre 0 et -3 dB. L'analyse des directions d'arrivée des rayons révèle des écarts angulaires moyens en azimut et élévation pouvant atteindre 15° .

Le sondage polarimétrique en configuration sol-air n'avait jamais, à notre connaissance, été réalisé. L'analyse des données est actuellement en cours mais les résultats ont d'ores et déjà montré la fiabilité et la souplesse d'utilisation du sondeur. Cela a été mis en évidence grâce à la représentation de la puissance reçue et du XPD en tout point de la trajectoire de l'avion.

2. Perspectives et évolutions

Les besoins actuels et futurs en sondage de canal décrits dans le chapitre 1 corroborent une réflexion d'E. Bonek dans [SIB 11]: "*the propagation channel sets the ultimate limit of other fields of communication engineering. We can devise methods to exploit opportunities that the channel offers*". En effet, de nouvelles applications émergentes nécessitent une connaissance approfondie du canal de propagation dans des dimensions qui n'ont pas encore été exploitées. A titre d'exemple, le cryptage des données par la signature du canal pourrait minimiser les risques de compromission ou

encore le "massive MIMO" qui, grâce à l'orthogonalité spatiale des nombreux canaux mis en jeu, est une solution sérieusement envisagée pour satisfaire la demande en capacité de ces prochaines années. Une analyse conjointe des propriétés de corrélation dans le domaine spatial-temps-fréquence s'avère indispensable pour, dans le premier cas, s'assurer de la décorrélation parfaite entre les canaux légitimes et illégitimes (cha1 1.3.2) et dans le cas du Massive MIMO, de développer des stratégies optimales d'allocation et de traitement des antennes du réseau à un mobile en fonction des propriétés du canal.

La caractérisation multidimensionnelle du canal est l'étape préliminaire au développement de ces applications. Le sondeur MIMOSA a été développé pour répondre non seulement à une problématique actuelle de localisation de mobile pour l'aide aux services de secours mais aussi pour répondre à ces challenges. Néanmoins, comme nous l'avons signalé dans le document, il reste à développer, pour la partie numérique, le transfert et stockage des données en temps réel nommé "streaming", ainsi que les modes de transmission « moyennage » et « continu ». Ces points seront détaillés dans un paragraphe suivant. Pour la partie RF, si rien n'est encore figé au moment de la rédaction du document, il semblerait que pour le Massive MIMO, les bandes de fréquence candidates soient autour de 6 GHz et 27 GHz. Une transposition de la partie RF et une modification de l'interface qui permettra de distinguer différentes stratégies d'allocation des antennes sont développées dans un deuxième paragraphe dédié au sondage spatial. Le sondeur est également un système de communication et à ce titre, pour des applications de cyber-sécurité, il pourrait permettre d'avoir une approche conjointe de la fiabilité d'une communication de type OFDM en présence d'un brouilleur intentionnel. La structure des trames et le traitement à la réception devront être adaptés en conséquence. Ce dernier point est décrit dans un dernier paragraphe.

1. Version streaming et modes de transmission

Dans le mode actuel, les données issues du traitement numérique sont sur 28 bits et sont stockées dans une mémoire vive de taille 8 k. Le schéma actuel est décrit, pour une voie de réception sur la Figure 5-1. L'idéal serait de transférer directement les données dans une FIFO dont le rôle est de faire tampon entre le FPGA et l'interface PCI express. La taille du bus de cette FIFO est verrouillée par le constructeur à 16 bits. Nous envisageons 2 pistes pour régler ce problème de format et flux de données.

La première piste consiste à réaliser une compression des données (Figure 5-1b) afin des les ajuster à la taille du bus des FIFO. Cette solution est en cours d'étude et des simulations doivent être réalisées avant validation.

La deuxième solution est d'insérer un module réalisant la transformation des données provenant du prétraitement afin de les adapter au format des FIFO ((Figure 5-1c). La difficulté de réalisation de ce module concerne la gestion des flux et donc de l'ordonnancement des données, la cadence de sortie des données étant différente de la cadence d'arrivée.

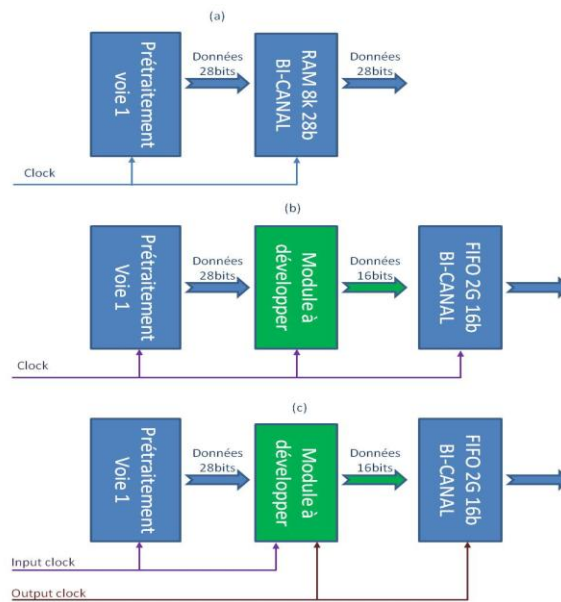


Figure 5-1 : Illustration du transfert des données (a) état actuel, (b) solution de compression des données et (c) solution d'adaptation cadence/taille des données

Dans la version "Streaming", la capacité de cette FIFO étant de 4 Go avec une vitesse de transfert sur disque dur de 200 Mo/s. Compte tenu des débits d'acquisition et de transfert, aucun délai ne sera nécessaire si la durée d'acquisition est inférieure à 2s, ce qui correspond à un enregistrement d'environ 8200 matrices polarimétrique (8,8) successives. Pour des enregistrements sur des durées plus longues, il faudra attendre 4 s avant que la FIFO se vide. Ce mode qui consiste à transmettre une trame composée au maximum de 16400 SYMBOL est nommé "mode continu". C'est à partir de ce mode de transmission que l'estimation des spectres Doppler pourra être réalisée. La version streaming permettra également d'effectuer une moyenne sur plusieurs SYMBOL successifs composant une trame dont la durée devra être inférieure au temps de cohérence du canal (« mode moyennage »). Il faut noter que cette approche n'a aucune incidence sur la capacité de stockage des informations car seul le résultat de la moyenne est enregistré.

2. Sondage spatial

Le mode "spatial", qui sera envisagé ultérieurement, s'appliquera à une architecture de réseau comprenant un très grand nombre d'antennes d'émission qui pourrait être arbitrairement divisé en 8 groupes de M antennes. Pour effectuer un sondage à partir de ce réseau, il suffirait d'insérer à chacun des 8 ports d'émission un commutateur ayant une entrée et M sorties.

Pour détailler un peu cette approche, envisageons le cas d'antennes monopolarisées. Dans cet exemple, M SYMBOL identiques étant successivement transmis, les notations introduites dans le chapitre 2 deviennent:

$$S_r^m(p) \text{ avec } \begin{cases} 1 \leq m \leq 8 \\ p = 8q + m \text{ et } 0 \leq q \leq 1023 \\ 1 \leq r \leq M \end{cases}$$

5- 16

En fonction de la structure du réseau d'antennes, une stratégie d'allocation des antennes aux sorties du commutateur pourrait consister, par exemple, à choisir les antennes les plus éloignées l'une de l'autre si elles transmettent simultanément le même SYMBOL, et ceci afin de diminuer le couplage entre elles.

La Figure 5-2 illustre le synoptique de transmission.

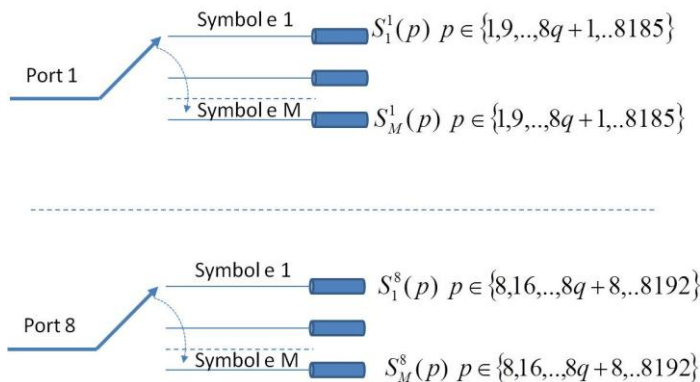


Figure 5-2 : Exemple de transmission des signaux en sondage « spatial ». Réseau à 8.M éléments

Ce sondage spatial peut être réalisé à la fréquence actuelle mais il est également envisagé à court terme une transposition RF à la fréquence centrale de 6650 MHz.

3. Etude de la susceptibilité d'une communication OFDM en présence de brouillage EM.

En raison des possibilités offertes par les nouvelles solutions de communications sans fil et du catalogue chaque jour plus étoffé d'objets connectés, les nouvelles technologies de communication supportent de plus en plus d'applications au sein de nos infrastructures vitales (énergie, transport, industries, hôpitaux, services de sécurité...).

Cependant, si la disparition du lien filaire offre une grande flexibilité d'installation, elle rend également les transmissions plus vulnérables aux cyberattaques. Aujourd'hui, on distingue deux grandes familles d'attaques:

- les attaques dites intelligentes dont l'objectif est de faire du déni de service, une prise de contrôle à distance, du vol de données, etc.

- le brouillage électromagnétique (jamming en anglais) dont le but est de dégrader la qualité de la communication, se traduisant par une rupture du service. Le signal de brouillage est dans ce cas un signal de puissance comparable ou supérieure au signal de communication sur tout ou partie de la bande de communication. La notion de rapport signal sur bruit plus interférence (SINR) prend ici toute son importance.

Pour le brouillage électromagnétique, MIMOSA serait utilisé à la fois comme sondeur et système de communication. Grâce à l'interface numérique, il sera possible de transmettre sur une

antenne ou plusieurs antennes, un signal de brouillage au gabarit souhaité et, sur les autres antennes, les signaux de communication et/ou de sondage.

En fonction des stratégies de brouillage dans les espaces temps-fréquence-spatial, le récepteur sera en mesure de fournir les fonctions de transfert des canaux interférents et celles des canaux de communication afin d'estimer le SINR. Parallèlement, l'acquisition des signaux brouillés permettra d'évaluer en post traitement les algorithmes de traitement du signal optimum.

BIBLIOGRAPHIE

- [BAU 04] D. S. Baum and H. Bölcskei, "Impact of Phase Noise on MIMO Channel Measurement Accuracy", in Proc. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Fall 2004, Los Angeles, USA, September 26–29, Volume 3, pp.1614–1618, 2004.
- [BER 14] L. Bernadó, T. Zemen, F. Tufvesson, A.F. Molisch, C.F. Mecklenbräuker "Delay and Doppler Spreads of Non-Stationary Vehicular Channels for Safety Relevant Scenarios", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 1, pp. 82-93, January 2014.
- [BOY 86] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 33, no. 10, pp. 1018–1022, October 1986.
- [CAR 16] N. Cardona "Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments" *River Publishers*, 2016.
- [CON 06] J. M. Conrat, P. Pajusco and J. Y. Thiriet, "A Multibands Wideband Propagation Channel Sounder from 2 to 60 GHz", *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2006. IMTC 2006. *Proceedings of the IEEE*, Sorrento, pp. 590-595, 2006.
- [CORR 09] Y. Corre, Y. Lostanlen, "Three-Dimensional Urban EM Wave Propagation Model for Radio Network Planning and Optimization Over Large Areas", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.58, no.7, pp.3112,3123, Sept. 2009.
- [CZI 08] N. Czink, B. Bandemer, G. Vazquez-Vilar, A. Paulraj, and L. Jalloul, "July 2008 radio measurement campaign: Measurement documentation", Tech. Rep., *COST 2100 TD(08)620*, Lille, Oct. 2008.
- [DES 16] C. Desset, S. Blandino, L. Van der Perre, E. Björnson, E. G. Larsson, B. Debaillie, A. Bourdoux, S. Pollin, W. Dehaene, O. Edfors, L. Liu, F. Tufvesson, D. Franz, J. Lorca, E. Karipidis, K. Koch, T. Marzetta, "Massive MIMO: The Scalable 5G Technology", *EUCNC 2016*, pp 1-5, June 2016.
- [ETS 09] Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation *ETSI TS 136 211 V8.7.0*, 2009
- [FAR 09] H. Farhat, " Mise au point d'un sondeur de canal bidirectionnel Caractérisation du canal de propagation MIMO à 3,5 GHz " *Thèse soutenue à Rennes le 8 juillet 2009*
- [GAI 11] D.P. Gaillot *et al.*, "Accuracy of specular path estimates with ESPRIT and RiMAX in the presence of measurement-based diffuse multipath components," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, pp. 3619-3622, 2011.
- [GHO 13] M. Ghoraishi, J. Takada, T. Imai, "Radio Wave Dispersion Through Vegetation," Chapter 6 of the book "Wave propagation theories and applications", pp. 155-174, *Intech Ed.*, 2013.
- [GUG 04] G. Guguen, G. El zein, "Les techniques Multi antennes pour les réseaux sans fil", *Lavoisier*, 2004.

[HAR 16] P. Harris, S. Zhang, A. Nix, M. Beach, S. Armour and A. Doufexi, "A Distributed Massive MIMO Testbed to assess Real-World Performance & Feasibility", *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp1-2, 2015.

[HOM 13] HomePlug Green PHY Specification Release Version 1.1.1, homeplug.org, 2013.

[HOM 05] HomePlug AV Baseline Specification Version 0.7.00 July 26, 2005.

[HIN 07] V. Hinostroza, H. Garces and G. Flores, "Review of Frequency Selectivity Parameters for Broadband Signals," *Wireless Technologies, 2007 European Conference on*, Munich, pp. 173-176, 2007.

[INN 11] : Site internet du fabricant INNOVATIVE INTEGRATION.

VPX ePC : <http://www.innovative-dsp.com/products.php?product=VPXI+ePC>

X6-400M : <http://www.innovative-dsp.com/products.php?product=X6-400M>

X6-250M : <http://www.innovative-dsp.com/products.php?product=X6-250M>

[KOL 10] V. M. Kolmonen et al., "A Dynamic Dual-Link Wideband MIMO Channel Sounder for 5.3 GHz," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 4, pp. 873-883, April 2010.

[KON 11]Y. Konishi, M. Kim, M. Ghoraiishi, J. Takada, S. Suyama and H. Suzuki, "Channel sounding technique using MIMO software radio architecture," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)* , Rome, pp. 2546-2550, 2011.

[LAR 99] E. G. Larsson, "MIMO Detection Methods: How They Work [Lecture Notes]," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 3, pp. 91-95, May 2009.

[LAR 14]Larsson, E.; Edfors, O.; Tufvesson, F.; Marzetta, T., "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol.52, no.2, pp.186-195, February 2014

[LED 09] J. Ledy, H. Boeglen, B. Hilt, A. Abouaissa and R. Vauzelle, "An enhanced AODV protocol for VANETs with realistic radio propagation model validation," *Intelligent Transport Systems Telecommunications,(ITST), 2009 9th International Conference on*, Lille, pp. 398-402, 2009.

[MAU 93] U. Maurer, "Secret key agreement by public discussion from common information," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 39, pp. 733-742, May 1993.

[MAZ 15] T. Mazloum, F. Mani, and A. Sibille, "Analysis of secret key robustness in indoor radio channel measurements," in *Proc. 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC-Spring)*, May 2015.

[MEN 09] Y. S. Meng, Y. H. Lee, and B. C. Ng, "Study of propagation loss prediction in forest environment", *Progress in EM Research B*, vol. 17, pp. 117-133, 2009.

[MAT 15] D. W. Matolak, "Unmanned aerial vehicles: Communications challenges and future aerial networking," *Computing, Networking and Communications (ICNC), 2015 International Conference on*, Garden Grove, CA, pp. 567-572, 2015.

- [MAT 16a] D. Matolak, R. Sun, "Air-Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems—Part I: Methods, Measurements, and Models for Over-water Settings," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2016.
- [MAT 16b] R. Sun, D. Matolak, "Air-Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems—Part II: Hilly & Mountainous Settings," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2016.
- [NAS 06] A. Nasr, M. Lienard and P. Degauque, "Pre-processing technique for improving estimation of number of paths embedded in noisy observations," in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1443-1445, Dec. 6 2007.
- [OES 09] C. Oestges, B. Villaceros, D. Vanhoenacker-Janvier, "Radio channel characterization for moderate antenna heights in forest areas," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 4031-4035, Oct. 2009.
- [PHAN 15] D.T. Phan Huy, "Retournement temporel: application aux réseaux mobiles", *Thèse, INSA Rennes*, soutenue le 14 décembre 2015.
- [PRA 04] V. G. S. Prasad and K. V. S. Hari, "Interleaved orthogonal frequency division multiplexing (IOFDM) system," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 6, pp. 1711-1721, June 2004.
- [RIC 06] A. Richter, "Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms," Ph.D. dissertation, *Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik*, Ilmenau, Germany, 2005.
- [RUS 01] RUSK: "Broadband vector channel sounder for MIMO channels", *MEDAV GmbH Germany*, 2001.
- [RUS 13] F. Rusek et al., "Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," *IEEE Sig. Proc. Mag.*, vol. 30, , p. 40–60, Jan. 2013.
- [SAL 05] S. Salous, P. Filippidis, R. Lewenz, I. Hawkins, N. Razavi-Ghods, M. Abdallah, "Parallel receiver channel sounder for spatial and MIMO characterisation of the mobile radio channel", *IEE Proceedings Communications*, vol. 152, no. 6, pp. 912-918, 9 Dec. 2005.
- [SAL 13] Salous, S, "Radio Propagation measurements and channel modelling", *Wiley ed.*, 2013.
- [SHE 12] C. Shepard, H. Yu, N. Anand, E. Li, T. Marzetta, R. Yang, L. Zhong. "Argos: Practical Many-Antenna Base Stations," in *Proc. ACM Int. Conf. Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, 2012.
- [SIB 11] A. Sibille, C. Oestges, A. Zanella, "MIMO: From Theory to implementation"., Elsevier ed., 2011.
- [TAN 12] E. Tanghe, L. Martens, W. Joseph, D. P. Gaillot, M. Liénard and P. Degauque, "Specular path estimation errors with ESPRIT, SAGE, and RiMAX in the presence of dense multipath," *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2012 IEEE-APS Topical Conference on*, Cape Town, pp. 315-316, 2012.
- [THO 06] R.S. Thomä, M. Landmann, A. Richter, U. Trautwein, "Multidimensional High-Resolution Channel Sounding, in T. Kaiser et. al. (Ed.), *Smart Antennas in Europe State-of-the-Art, EURASIP Book Series on SP&C*, Vol. 3, Hindawi Publishing Corporation, pp. 241-270, 2006.

[VER 12], R. Verdone, A. Zanella, "Pervasive mobile and ambient wireless communications", *Springer*, 2012.

[VIN 14a] I. Vin, D. P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard and P. Degauque, "Multipath Component Distance-Based Fingerprinting Technique for Non-Cooperative Outdoor Localization in NLOS Scenarios," *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4794-4798, Sept. 2014.

[VIN 14b], I. Vin, "Algorithme de localisation en milieu urbain et en mode non-coopératif", *Thèse soutenue à l'Université de Lille*, le 24 novembre 2014.

[WEI 81] M.A Weissberger.: "An initial critical summary of models for predicting the attenuation of radio waves by trees", ESD-TR-81-101, *EMC Analysis Center*, Annapolis, MD, USA, 1982.

[XIL 01] : Site internet du fabricant Xilinx

Virtex 6 FPGA: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds150.pdf

ANNEXE A

A.1 Les signaux PREAMBLE_{HPMod}

Dans la norme HomePlug AV [HOM 015]. Le PREAMBLE a la structure donnée Figure A- 1.

SYNCP AV (Last Half)	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV	SYNCP AV (Last Half)
-------------------------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------------------------

Figure A- 1 : Structure du PREAMBLE AV de la norme HomePlug AV [HOM 05]

SYNCP AV et SYNCM AV sont des sous symboles comportant 192 porteuses dont 143 sous porteuses utiles dans la bande 1.8 MHz à 30 MHz. Le signal temporel de ces sous-symboles composés de 384 échantillons est défini comme ci-après :

$$S_{SYNCP_AV}[n] = \frac{10^{\frac{3}{20}}}{\sqrt{384}} \cdot \sum_{c \in C_{HP1.0}} \cos\left(\frac{2\pi cn}{384} + \varphi(c)\right) \quad \text{pour } 0 \leq n \leq 384 - 1 \quad \text{A- 1}$$

$$S_{SYNCP_AV}[n] = -S_{SYNCP_AV}[n] \quad \text{pour } 0 \leq n \leq 384 - 1 \quad \text{A- 2}$$

Ou $C_{HP1.0}$ est l'ensemble des sous-porteuses non masquées et c est l'indice correspondant à chaque sous-porteuse. L'indice $c=0$ correspond à la composante continue. $\varphi(c)$ représente un tableau de phases défini par la norme Homeplug 1.0. Le facteur $10^{\frac{3}{20}}$ correspond à une adaptation de la puissance afin que le PREAMBLE soit compatible à la norme HomePlug 1.0.

Pour notre application, nous avons ajusté ce préambule à nos caractéristiques fréquentielles ; le sous-symbole de synchronisation sera composé de 256 sous-porteuses réparties sur une bande de 100 MHz avec les sous-porteuses de 0 à 10 MHz et de 90 MHz à 100 MHz éteintes.

On rappelle que l'écart entre les sous-porteuses est :

$$\Delta_{SP} = \frac{100 \cdot 10^6}{256} = 390.625 \text{kHz} \quad \text{A- 3}$$

Les indices de la première et de la dernière sous-porteuse non éteintes sont:

$$Idx_{10MHz} = \frac{10 \cdot 10^6}{\Delta_{SP}} = 26 \quad \text{A- 4}$$

$$Idx_{90MHz} = \frac{90.10^6}{\Delta_{SP}} = 230 \quad \text{A- 5}$$

Le nombre de sous-porteuses utiles N_{SP} est ainsi :

$$N_{SP} = Idx_{90MHz} - Idx_{10MHz} = 204 \quad \text{A- 6}$$

L'ensemble des sous porteuses utiles est donc $C_{HPMOD} = \{26,27,\dots,230\}$

Il résulte de 204 sous-porteuses réparties sur 80 MHz de bande. Il sera composé de 512 échantillons temporels. La forme du PREAMBLE HomePlug AV adapté à notre configuration devient :

$$S_{SYNC+HP_MOD}[k] = \frac{1}{\sqrt{512}} \cdot \sum_{p=26}^{230} \cos\left(\frac{2\pi pk}{512} + \varphi(p)\right) \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 512 - 1 \quad \text{A- 7}$$

$$S_{SYNC-HP_MOD}[k] = -S_{SYNC+HP_MOD}[k] \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 512 - 1 \quad \text{A- 8}$$

$\varphi(p)$ est obtenu par la relation suivante

$$\varphi(p) = \left\lfloor \frac{\varphi_{Flt}(p)}{\frac{\pi}{4}} \right\rfloor \cdot \frac{\pi}{4} \quad \text{pour } 26 \leq p \leq 229 \quad \text{A- 9}$$

$$\varphi_{Flt}(p) = \left(\frac{(\varphi_{Flt}(p-1) - (p-26) * 2\pi)}{230 - 26 + 1} \right) \text{Mod} 2\pi \quad \text{A- 10}$$

pour $26 \leq p \leq 229$

$$\varphi(p) = \frac{7\pi}{4} \quad \text{pour } p = 230 \quad \text{0-1}$$

Et

$$\varphi_{Flt}(p-1) = 0 \quad \text{quand } p = 26$$

La Figure A-2 présente le sous-symbole $S_{SYNC+HP_MOD}$ et la Figure A-3 le $PREAMBLE_{HPMOD}$ dans les domaines temporel (a) et fréquentiel (b).

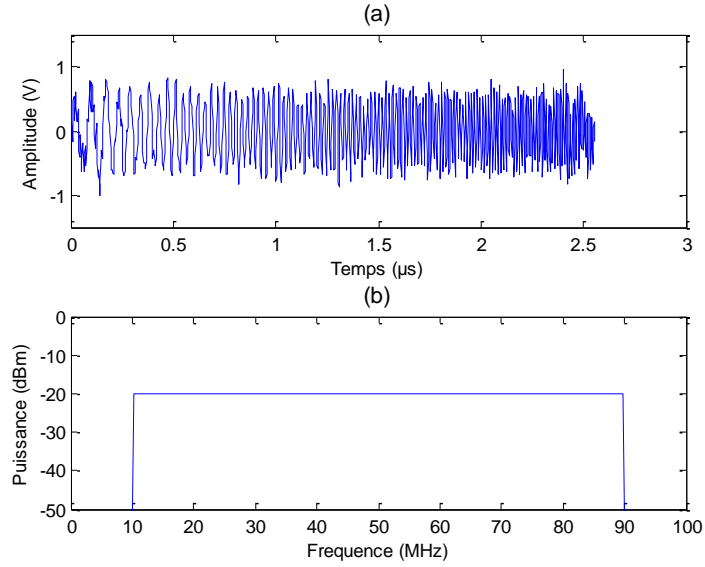


Figure A-2 : Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) de $S_{SYNC+HP_MOD}$

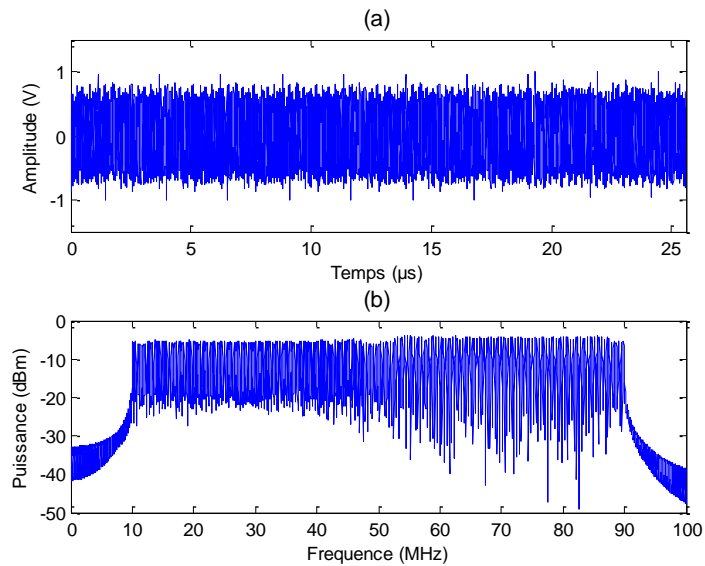


Figure A-3 : Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) du $PREAMBLE_{HPMod}$

A.2 Le signal $PREAMBLE_{Newman}$

Chaque sous-symbole $S_{SYNC+Newmann}$ composé de 512 échantillons réels est représenté par l'équation ci-dessous :

A- 11

$$S_{SYNC+Newmann}(k) = \frac{1}{\sqrt{512}} * \sum_{p=26}^{230} \cos\left(\frac{2\pi \cdot p \cdot k}{512} + \varphi(p)\right)$$

Et

$$S_{SYNC-Newmann} = -S_{SYNC+Newmann}$$

A- 12

φ_k est la phase de Newman dont l'expression est donnée dans l'équation (15). Cette phase de Newman permet de diminuer le PAPR (Peak to Average Power Ration).

$$\varphi(p) = \frac{\pi \cdot (p - 1)^2}{N}$$

A-13

La figure 2.3-10 montre le sous-symbole $S_{SYNC+Newmann}$ et la figure 2.3-11 présente le PREAMBLE_{NEWMAN} complet.

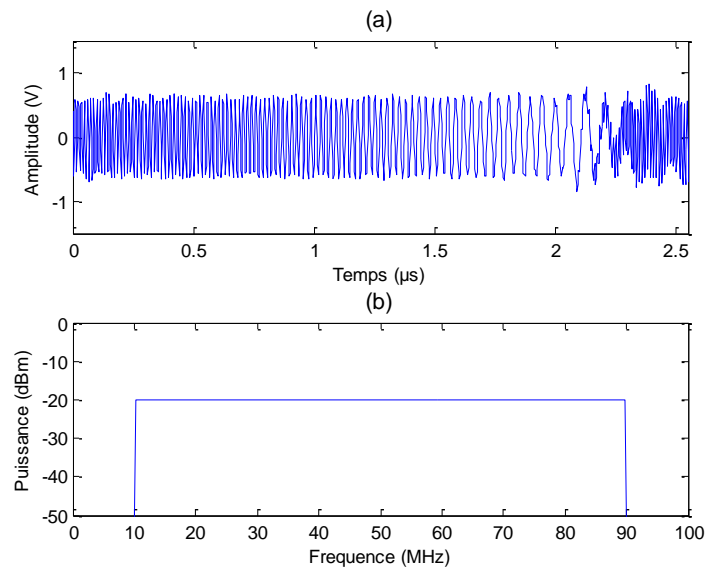


Figure A-4 : Représentation temporelle (haut) et fréquentielle (bas) de $S_{SYNC+HP_MOD}$

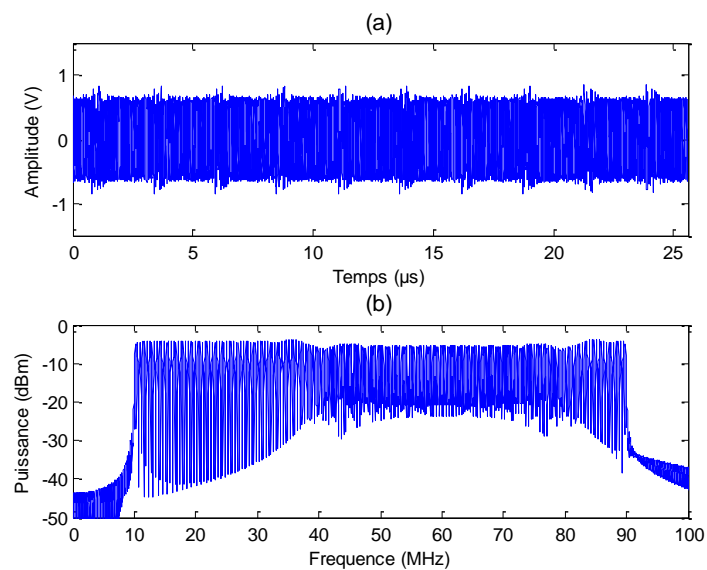


Figure A-5 : représentation temporelle (haut) et fréquentielle (bas) du PREAMBLE_{Newman}

A.3 Représentation des signaux pour le PREAMBLE_{PRBS}

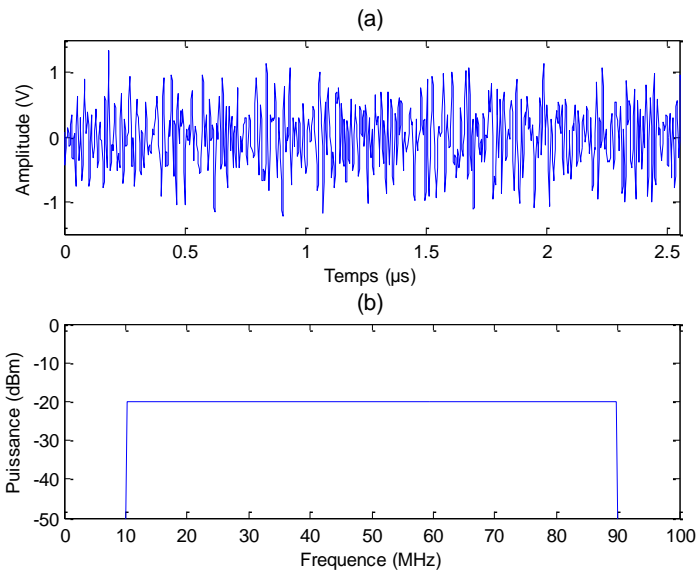


Figure A-6 : Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) de $S_{SYNC+PRBS}$

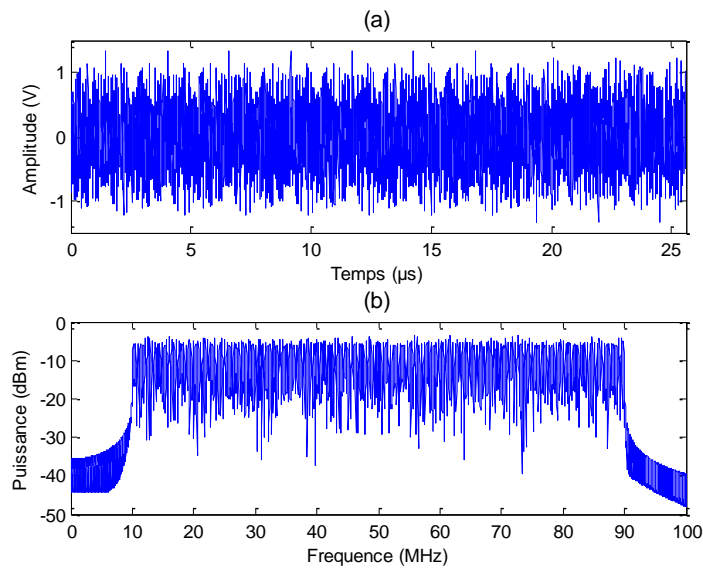


Figure A-7 : Représentation temporelle (a) et fréquentielle (a) du PREAMBLE_{PRBS}

A.4 Suréchantillonnage des signaux

Les CNA de l'UT ont une fréquence d'échantillonnage maximum de 400 MHz. Le PREAMBLE_{Newman} et les SYMBOLE de mesure sont sur-échantillonnés à 400 MHz permettant ainsi d'augmenter la bande du signal à 200 MHz et d'effectuer un filtrage de Hilbert qui va supprimer les fréquences allant de 90 MHz à 200 MHz. On obtient de cette manière, un spectre propre dans la bande de 0-200 MHz facilitant dans le même temps, le filtrage en bande de base. Le nombre d'échantillons sera doublé, mais les caractéristiques des signaux ne changent pas. La figure 2.3-21 et 2.3-22 présentent respectivement le PREAMBLE et le SYMBOL.

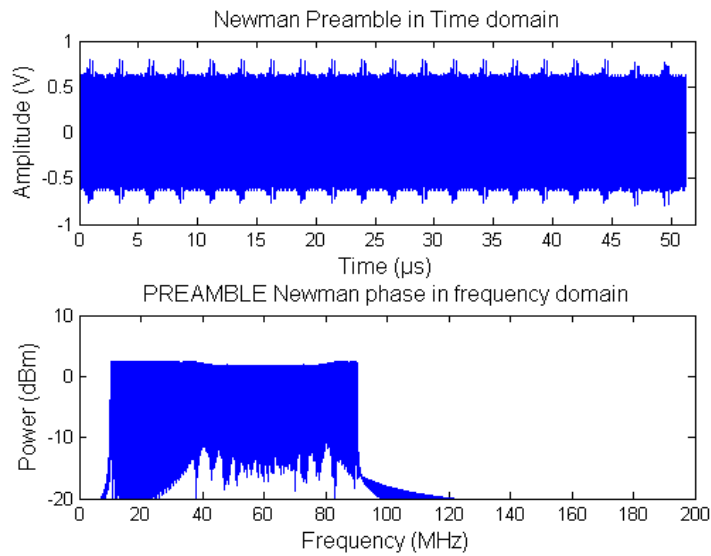


Figure A-8 : Signal PREAMBLE sur échantillonné

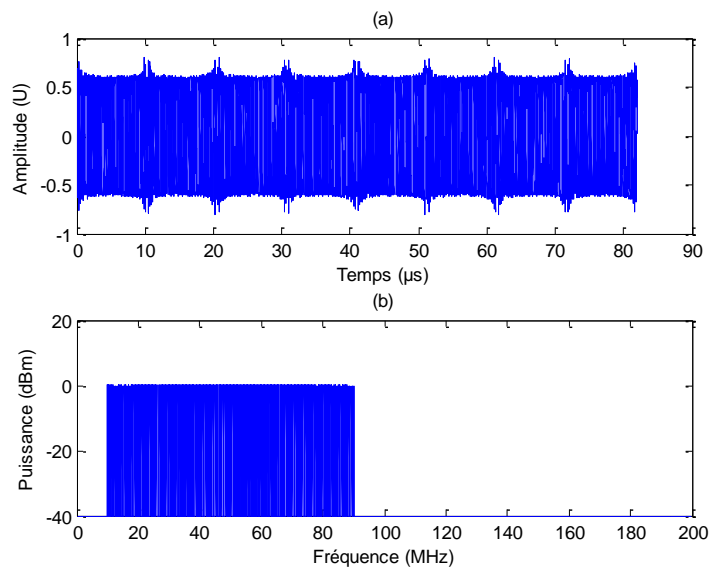


Figure A-9 : Signal SYMBOL sur échantillonné a) temporel et b) fréquentiel

A.5 Description de L'unité de transmission

A. Module PC embarqué

√ L'ordinateur embarqué

Celui-ci est intégré à un châssis PXI express. Cet ordinateur permet grâce à une application développée en Visual C++ 2010 de communiquer par l'intermédiaire des ports PCI express avec les 4 cartes numériques. Les principaux rôles de ce module concernent le paramétrage et la gestion de l'UT, la communication entre le module de génération des signaux et le PC, l'enregistrement des positions GPS et de la position relative des réseaux d'antennes à chaque enregistrement de matrice.

La description détaillée des caractéristiques et fonctionnement du châssis PXi sont reportés en Annexe A.6 .

√ L'Interface Homme Machine (IHM)

L'IHM est développée en Visual C++ 2010. Ce langage de programmation orienté objet offre la possibilité de communiquer avec les périphériques intégrés au châssis. L'interface homme machine qui permet de simplifier l'accès au paramétrage des signaux transmis et à la gestion de l'unité. A titre d'exemple, en Annexe A.7 , montre les menus accessibles pour la gestion de deux voies d'émission.

B. Module de génération des signaux

Les cartes X6-400M dont le synoptique est représenté Annexe A.8 . Sont utilisées pour la génération des signaux à transmettre. Elles sont chacune équipées d'un FPGA Virtex 6 (X6LX240) [XIL 01] et disposent de deux convertisseurs numériques analogiques de 400 Mech/s sur 16 bits, de deux convertisseurs analogique numérique de 400 MEch/s sur 14 bits. 4 Go de mémoire vive basse consommation (Low Power Dual Data Rate génération 2 /LPDDR2) sont installés sur chaque carte. Des lignes d'entrée sorties digitales permettent l'accès au monde extérieur. La liaison avec le PC embarqué utilise l'interface PCI Express, interface à haut débit permettant des transferts jusqu'à 1 Go/s. La Figure A- 10, montre le synoptique du module de génération des signaux de mesure.

Une des principales difficultés porte sur la synchronisation des différentes cartes FPGA entre elles et la réalisation du design à des fréquences élevée, 400 MHz dans notre cas. Le développement est réalisé en VHDL (Very high speed integrated circuit Hardware Description Langage), langage puissant de description comportementale.

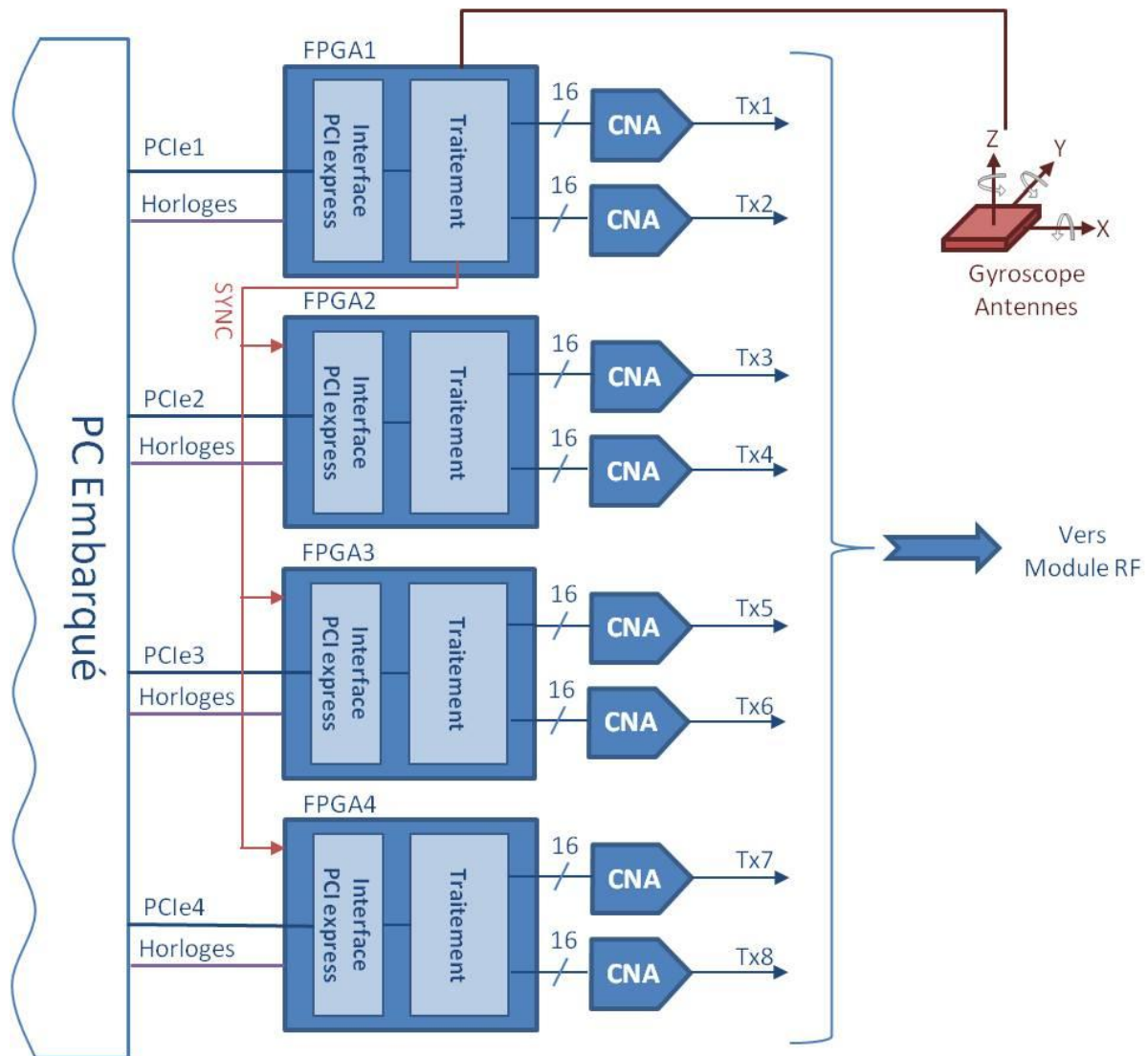


Figure A- 10 : Synoptique du module de génération des signaux de mesure

C. Module radio Fréquence

Ce module doit assurer la transposition du signal issu du module numérique autour de la fréquence porteuse de 1300 MHz. Il est composé de 8 cartes électroniques de transposition RF du signal bande de base (une par antenne d'émission). Le synoptique est présenté Figure A- 10. Le signal en sortie des CNA est successivement filtré par un filtre passe bas de fréquence de coupure 100 MHz, transposé à la fréquence centrale de 1350 MHz puis filtré en RF par un filtre passe bande de fréquence centrale 1350 MHz et de bande passante 80 MHz, le signal est ensuite amplifié. Les amplificateurs de puissance ont des gains de 26 dB. La sortie est reliée à 8 commutateurs 1 vers 2, laissant ainsi le choix de doubler le nombre d'antennes à l'émission ou de transmettre sur une autre polarisation. La puissance nominale de chaque sortie est de 1 W.

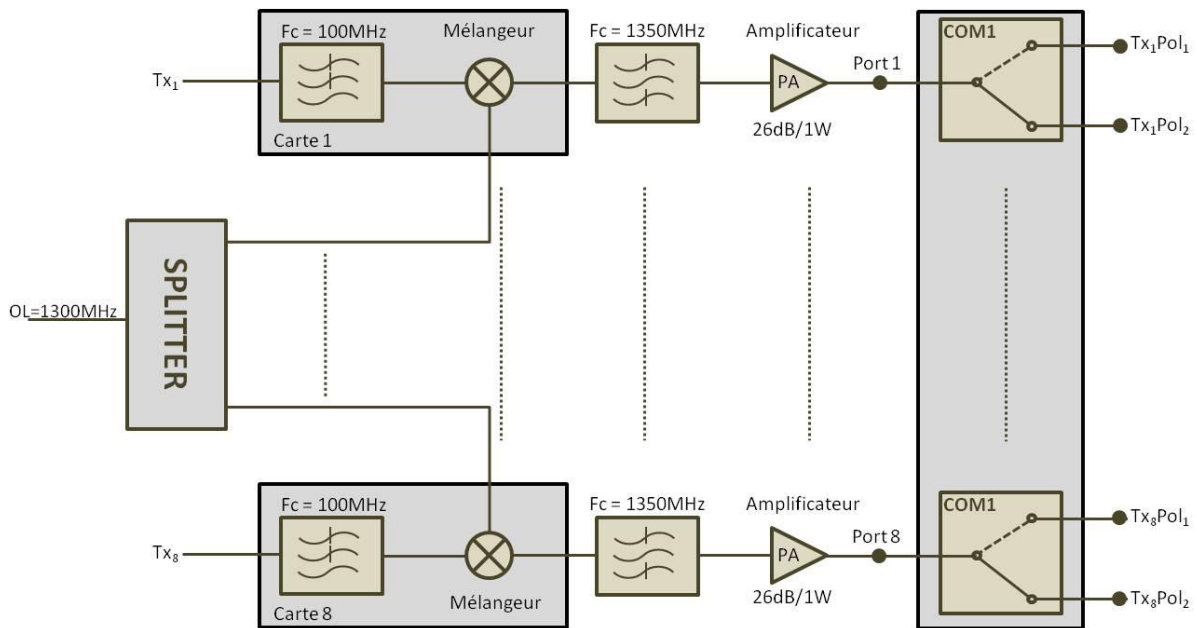


Figure A- 11 : Chaine analogique avant antenne de transmission

D. Paramètres de la trame de mesure

Plusieurs paramètres permettent de configurer la trame. Ces paramètres sont modifiables dans l'interface graphique du logiciel développé dans le PC embarqué. Le Tableau A-1 résume les différentes configurations possibles.

Tableau A-1 : Liste des paramètres de la trame de mesure

Le préfixe cyclique (CP)	$0 \leq CP \leq 81.92 \mu s$
Le nombre de symbole (N_{SYMBOL})	$1 \leq N_{SYMBOL} \leq 256$
La polarisation (POL)	Paramétrages de la polarisation transmise H_H : Uniquement en polarisation H H_V : Alternance en polarisation H puis V V_V : Uniquement en polarisation V V_H : Alternance en polarisation V puis H
Puissance d'émission (P_{OUT})	$0.01 W \leq P_{OUT} \leq 1 W$

La durée de la trame d'émission dépend de son paramétrage. Le Tableau A-2 présente les différentes valeurs pour chaque élément selon la configuration.

Tableau A-2 : Configuration de la durée de la Trame de mesure

PREAMBLE ($T_{PREAMBLE}$)	25.6 μs
Préfixe Cyclique N_{CP}	De 0 à 16384
SYMBOLE (T_{SYMBOL})	81.92 μs

Sachant qu'une trame de mesure sera composée de 2 PREAMBLE, d'un préfixe cyclique composé de N_{CP} échantillons d'une durée $T_S=5$ nS et de N_{SYMBOL} symboles de mesure. L'équation 2-17 représente la durée de la trame en fonction de la configuration de celle-ci :

$$T_{TRAME} = 2 * T_{PREAMBLE} + N_{SYMBOL}(N_{CP}T_S + T_{SYMBOL}) \quad \text{2-17}$$

Exemple : Nous désirons mesurer la fonction de transfert d'un canal dont l'étalement des retards estimé est de 10 μ s. Nous allons considérer deux cas, un premier où nous désirons réaliser une mesure ponctuelle en mono-polarisation et un second où la mesure sera en bipolarisation. Cette trame nécessite deux symboles de mesure, de ce fait, le couple préfixe cyclique + Symbole sera doublé.

Pour un préfixe cyclique de 10 μ s qui correspond à un environnement indoor habituel. Le nombre d'échantillons nécessaire pour le préfixe cyclique est :

$$N_{CP} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-9}} = 2000$$

Cas 1 :

$$T_{TRAME1} = 51.2 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6} + 81,92 \cdot 10^{-6} = 134.12 \mu s$$

Cas 2 : Le système de réception devra ajuster le CAG entre chaque symbole et le temps minimum nécessaire est de 10 μ s (voir détail du CAG paragraphe 2.4.3.2A). Dans ce cas, le temps du préfixe cyclique est suffisant pour le recalage dynamique du CAG, donc il n'est pas nécessaire de l'augmenter. La durée de la trame devient alors :

$$T_{TRAME2} = 51.2 \cdot 10^{-6} + 2 * (10 \cdot 10^{-6} + 81,92 \cdot 10^{-6}) = 255.04 \mu s$$

E. Mode de fonctionnement

Le système de transmission du sondeur de canal dispose de différents modes de fonctionnement afin de s'adapter au mieux au type de mesure à réaliser.

√ Mode manuel

Dans ce mode, le déclenchement de l'envoi d'une trame de mesure peut être réalisé de deux manières. Soit par l'interface graphique (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.a**), soit par un signal externe, relié à l'entrée SYNC de la carte FPGA (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.b**).

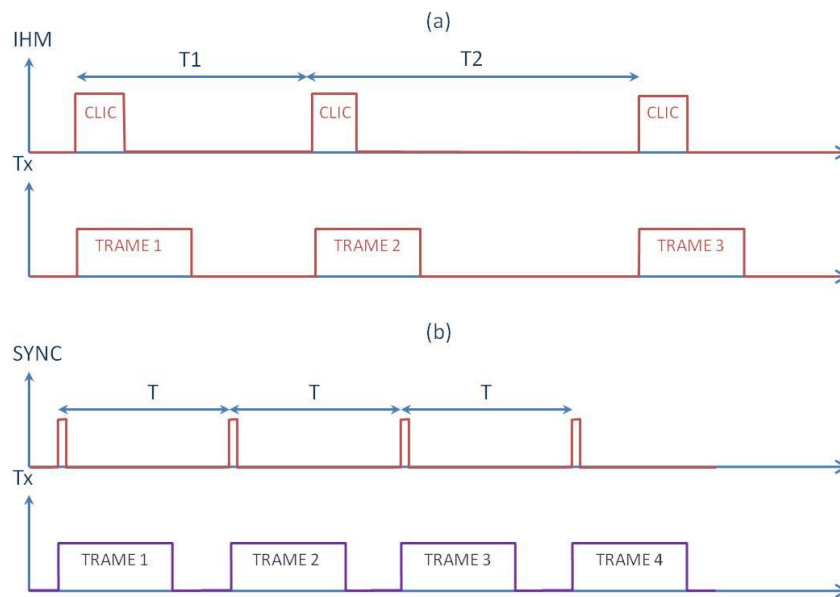


Figure A- 12 : Mode de fonctionnement manuel commandé (a) via l'interface graphique et (b) par une source externe

√ Mode continu

Ce mode est prévu pour des mesures en continu ou déclenchées à la réception. Le transmetteur envoie des trames de mesures en continu à intervalle régulier. La durée entre deux trames est paramétrée dans l'interface graphique. Cette durée doit être supérieure à la durée d'une trame et supérieure à 400 μ s. Dès l'actualisation de la fonction « SEND », la transmission en continu démarre. La figure 2.4-7 présente le fonctionnement de ce mode pour une durée de 1 ms entre les trames de mesure.

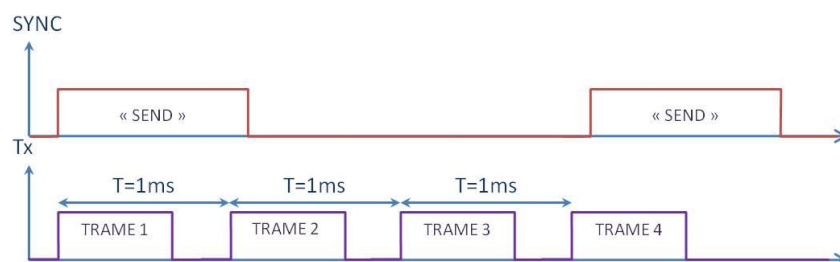


Figure A- 13 : Fonctionnement du mode continu avec la durée entre les trames paramétrée à 1 ms

√ Mode streaming pour la mesure Doppler

Ce mode est en cours de développement, il permettra l'envoi en continu de SYMBOL, la Trame de mesure commence par un PREAMBLE de synchronisation puis suivent le N préfixes Cycliques + SYMBOL successifs nécessaire à la mesure Doppler. Ce mode de fonctionnement sera décrit

A.6 Synoptique du châssis PXI

√ Le Châssis VPXI-ePC

Le Châssis VPXI-ePC de Innovative Integration présenté Figure A-14, est un châssis VPX 5-slot qui fournit un emplacement pour la carte processeur (VPX-Com-Ex) [INN 11] et 4 emplacements pour cartes VPX-3U. La particularité de ce châssis est d'assurer des liaisons Horloge et Trigger par le fond de panier, d'où son appellation VPXI.

Le châssis VPXI-ePC intègre une CPU originale, assurant également une fonction Horloge programmable de 125 kHz à 1 GHz. La CPU dispose d'un processeur i7 et supporte les OS Windows, Linux ou VxWorks. Elle peut recevoir jusqu'à 8 Go de mémoire et un disque SSD (Solid State Drive) jusqu'à 256 Go. On retrouve aussi 4 ports usb et 1 port ethernet 10/100/1000.

Le châssis intègre une alimentation AC de 400 W de puissance. Un châssis supplémentaire d'expansion peut être connecté via une liaison PCIe 8x.

√ Ordinateur embarqué (VPX-ComEx)

Le VPX-ComEx est un ordinateur embarqué dans le châssis VPXI-ePC. Il dispose d'une carte contrôleur de processeur qui intègre un processeur Intel I7. Ce contrôleur est équipé de 4Go de mémoire vive et d'un disque dur SSD (Solid State Disk) de 256 Go. Il fournit 4 sorties de déclenchement synchrone (Trigger x4) ainsi que 4 sorties de génération d'horloges synchrones et cohérentes (Clock x4). Le VPX-ComEx dispose de quatre slot d'extension au format PCI Express (A B C et D), permettant l'ajout de modules diverses. Pour l'UT du sondeur de canal, quatre cartes FPGA (INNOVATIVE X6-400M) dont le détail sera fourni plus loin sont installées dans le châssis. Chaque emplacement dispose d'une horloge dédiée, d'une entrée de déclenchement ainsi que de plusieurs signaux partagés pour la coordination des périphériques. Ces slots PCI Express 4 canaux fournissent chacun un débit maximum de 1 Go/s en GEN1 (PCI Express Génération 1) ou 2 Go/s en GEN2. On retrouve aussi tous les ports d'entrée sortie disponibles sur un PC standard avec en plus la possibilité d'en ajouter au besoin. Une entrée d'horloge de référence est disponible afin de synchroniser les horloges internes du système à une horloge externe. Une alimentation 350 Watt assure le bon fonctionnement de l'ensemble.

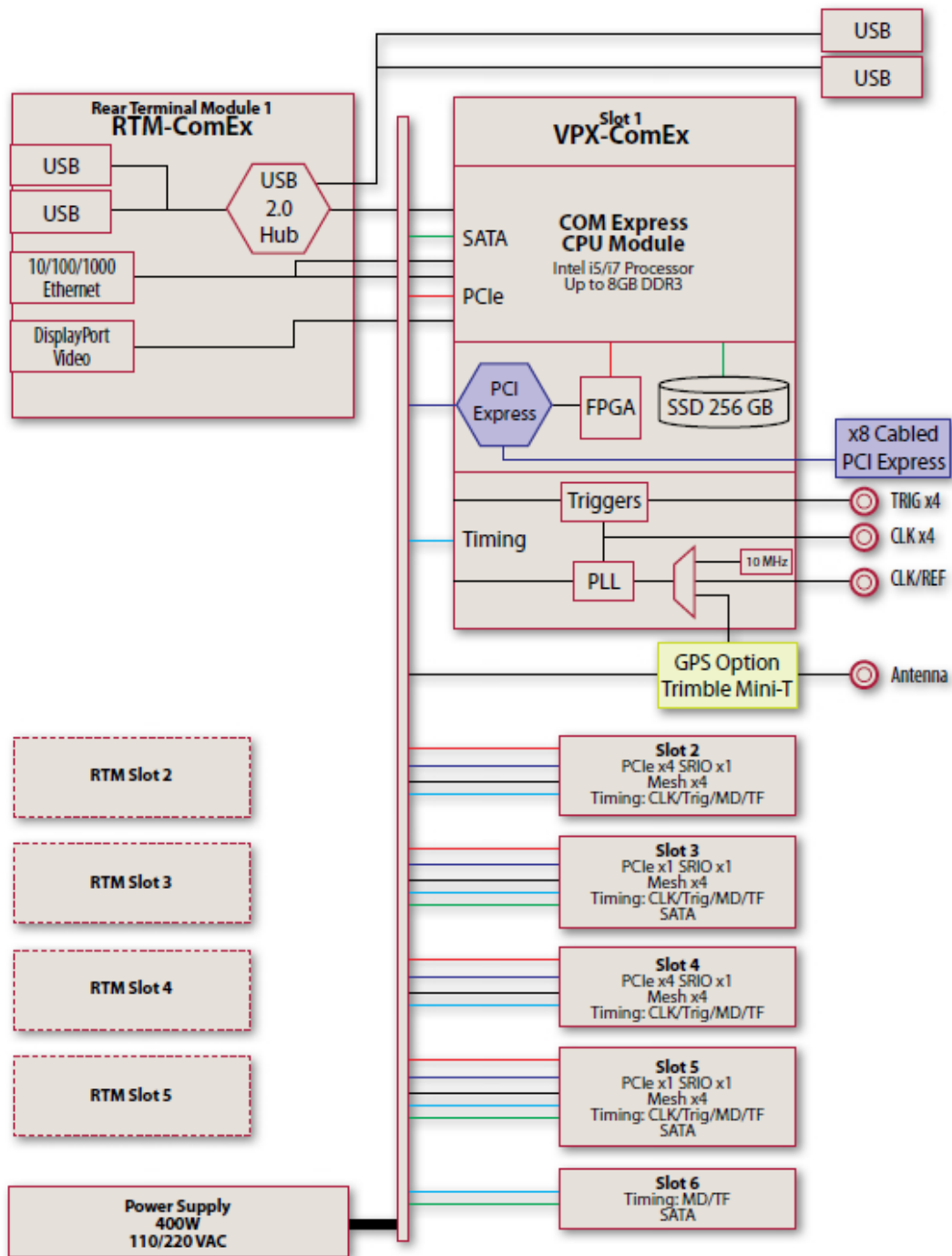


Figure A-14 : Synoptique du VPX-ePC

A.7 Interface graphique pour deux voies d'émission

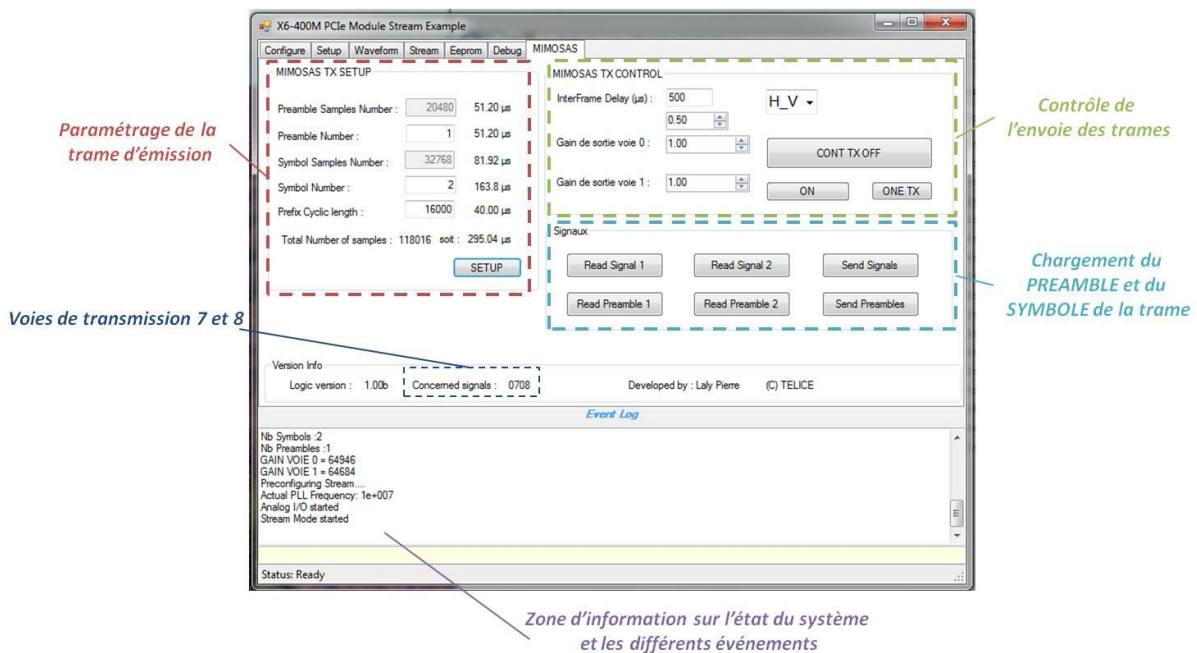


Figure A-15 : IHM pour deux voies d'émissions

Le programme de gestion de l'unité de transmission gère deux voies d'émission. L'interface graphique qui permet la configuration des trames d'émission est décomposée en plusieurs zones dont voici le détail :

Paramétrage de la trame d'émission, dans cette zone, il est possible de modifier la configuration de la trame de mesure comme le nombre de symbole que l'on désire envoyer par trame ou la taille du préfixe cyclique. Une fois le paramétrage réalisé, il faut les valider en appuyant sur le bouton « setup ». A cet instant, les valeurs introduites dans les différents champs, sont converties et envoyées au FPGA. La durée de la trame est calculée puis affichée.

Contrôle de l'envoi des trames, il peut être soit manuel, à chaque activation de la fonction « ONE Tx » soit automatique, dans ce cas, il faut saisir le temps en μs entre deux trames consécutives dans le champ « InterFrame Delay (μs) » et la transmission démarre en continue dès l'activation de « CON TX ON », s'arrête en actualisant « CON TX OFF ». Un fichier enregistre alors la position GPS ainsi que l'orientation de l'antenne dans l'espace. Ces enregistrement sont accompagnés d'un marquage horaire et ont lieu toutes les 200 ms. Il est aussi possible de régler la puissance du signal transmis en modifiant la valeur du gain de la voie n dans le champ « Gain de sortie voie n »

Chargement du PREAMBLE et du SYMBOLE de la trame, dans cette zone, il est possible de changer les signaux pour le PREAMBLE et le SYMBOLE composant la trame. Cela permet de tester d'autres types de signaux pour réaliser la mesure.

A.8 Synoptique de la carte INNOVATIVE X6-400M

La carte X6-400M est un module PMC/ XMC disposant de deux CAN de 400 Me/s avec 14-bit de résolution et de deux CNA de 500 Me/s avec 16-bit de résolution combinés avec un FPGA Virtex 6 et une interface Host PCI Express 8x Gen2.

Le FPGA Xilinx Virtex 6VLX240 avec 4 x 1 Go de mémoire DRAM fournit un cœur DSP très hautes performances pour les nouvelles applications telles que les nouveaux standards de télécommunication sans fil. L'intégration très proche des composants d'entrée/sortie, de la mémoire et de l'interface Host avec le FPGA permet la réalisation des traitements temps réel à des vitesses élevées dépassant 300 GMACs (Giga Multiply ACcumulate operations) par seconde.

Le module PMC/XMC X6 combine l'architecture Innovative Velocia avec l'interface Host avec 8 canaux PCI Express Gen2, ce qui permet des transferts vers le PC à des vitesses soutenues supérieures à 2 Go/s. Des liaisons privées, avec une capacité > 2 Go/s sont également intégrées. La famille de cartes X6 logique FPGA peut être entièrement personnalisée à l'aide de VHDL et le « FRAME WORK » fourni par INNOVATIVE.

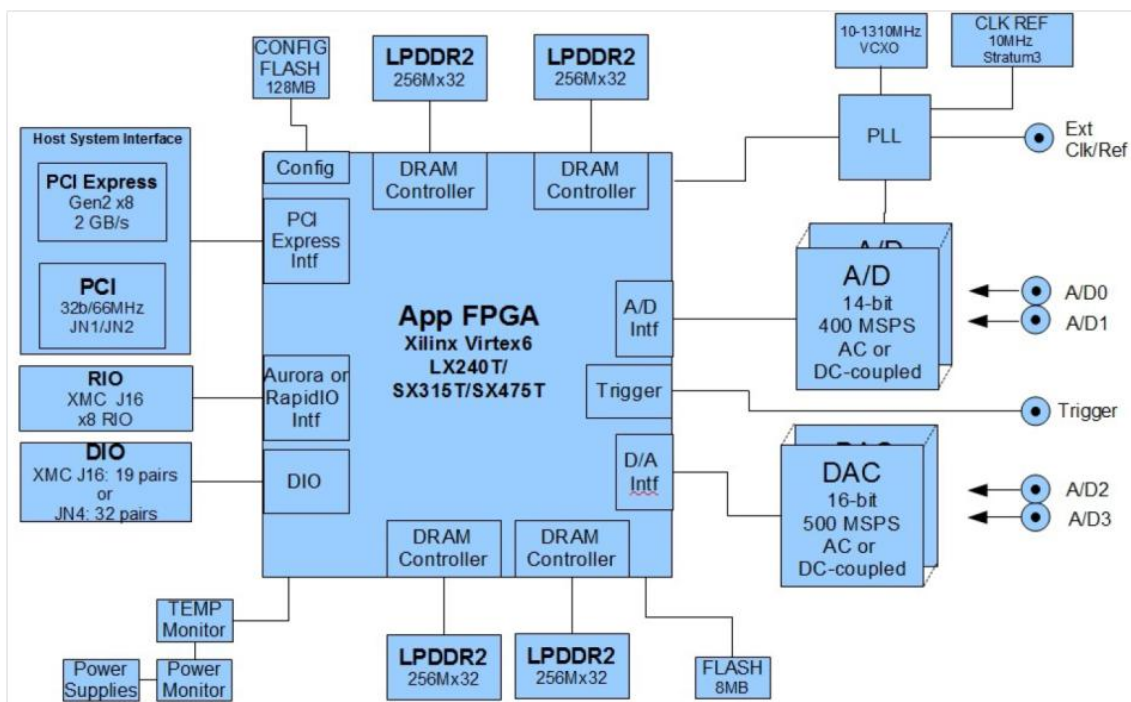


Figure A-16 : Synoptique de la carte X6-400M

A.9 Description de L'unité de réception

A. Module PC embarqué

√ L'ordinateur PC

Il est identique à celui utilisé pour le module de transmission et le synoptique du châssis ainsi que du PC installé dans ce même châssis sont présentés en Annexe A.6 . Il assure en outre l'enregistrement de données fournies par le module numérique.

√ L'Interface Homme Machine (IHM)

Comme pour l'UT, le programme de gestion de l'unité de réception, est développé dans le but d'accéder le plus aisément possible aux fonctions développées dans les FPGA. L'annexe A.10 présente la page de gestion des mesures de l'interface graphique.

B. Module de traitement numérique

Le module de traitement numérique est le cœur de système de réception, il est composé de deux cartes FPGA INNOVATIVE X6-250M [INN 11] dont le synoptique est présenté en Annexe A.11 . Chacune des cartes dispose de 8 CAN, qui fournissent au FPGA les signaux sous 14 bits à la fréquence de 200 MHz. Le FPGA effectue les traitements nécessaires qui sont décrits dans le paragraphe 2.4.3.2 « Traitement numérique dans l'unité de Réception ». Des lignes d'entrée sortie sont disponibles et sont utilisées pour la synchro entre les deux cartes FPGA, la commande du gain pour les CAG et la récupération des informations de position des antennes. Les cartes FPGA sont reliées au PC embarqué sur l'interface PCI express qui permet le transfert des données pour le paramétrage et la récupération des résultats des mesures.

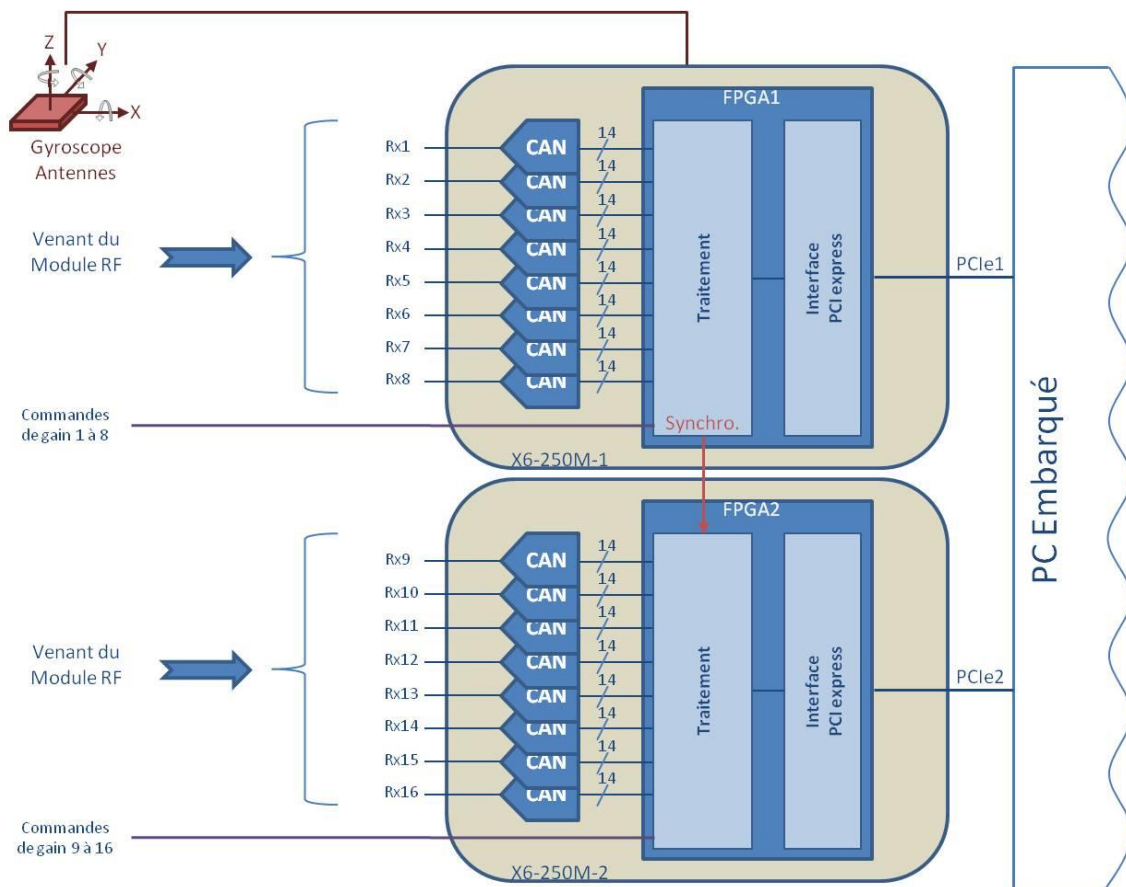


Figure A- 17 : Synoptique du module de traitement numérique

C. Module radio fréquence

Ce module qui assure la transposition du signal RF issu des antennes en bande de base est présenté Figure A- 18.

Le module RF de réception comporte 16 voies, chacune d’entre elles est composée des éléments suivant (de la sortie de l’antenne à l’entrée des CAN) :

Un filtre RF permettant la suppression des signaux indésirables hors bande sa fréquence centrale est à 1.35 GHz et il a une bande passante de 80 MHz. Ce filtre est suivi d’un amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier LNA) dont le rôle est d’amplifier le signal provenant de l’antenne tout en minimisant le facteur de bruit du récepteur. Les LNA, ont un facteur de bruit inférieur à 1 dB. Les signaux issus du LNA, entrent dans une carte électronique de transposition, celle-ci intègre, un filtre passe bande RF centré sur 1.35 GHz avec une bande passante de 100 MHz, puis un mélangeur chargé de transposé le signal en bande de base entre 10 et 90 MHz. Ce signal passe dans un premier filtre passe haut dont la fréquence de coupure est 100 MHz, puis est amplifié par un amplificateur à gain variable. Le gain est ajusté par le module de contrôle automatique de gain qui est réalisé dans le FPGA. Le signal obtenu est à nouveau filtré puis envoyé vers le convertisseur analogique numérique du module de traitement numérique.

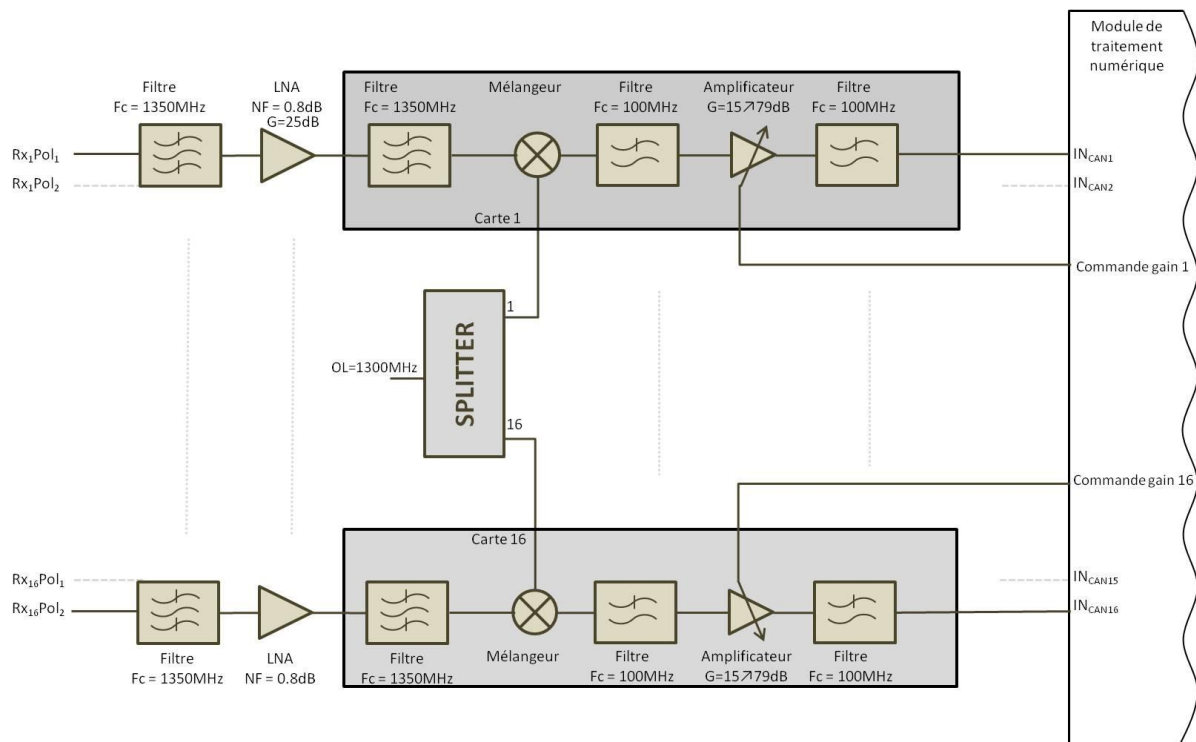


Figure A- 18⁵ : Synoptique du module radio fréquence

√ Le facteur de bruit de la chaîne de réception

⁵ Chaque voie à été développées strictement à l’identique afin de minimiser les éventuels différences des signaux à l’entrée du module de traitement numérique

La sensibilité des voies de réception est directement liée au facteur de bruit (NF) de la chaîne de réception, l'évaluation de celui-ci (A- 14) est de ce fait primordiale afin d'optimiser les caractéristiques de la chaîne de réception.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad \text{A- 14}$$

où $F_1, F_2, F_3 \dots F_n$ sont respectivement et dans l'ordre d'apparition les facteurs de bruit en linéaire des éléments de la chaîne et $G_1, G_2, G_3 \dots G_{n-1}$ correspondent aux gains en linéaire de ces même éléments.

Le Tableau A-3 résume les éléments de la chaîne de réception et leurs gains et facteurs de bruit respectifs.

Tableau A-3 : Gains et Facteurs de Bruit des éléments de la chaîne de réception

	Filtre Rx 1	LNA	Filtre Rx 2	Mixer	Filtre BB 1	AGV ⁶	Filtre BB 2
Gain	-0.5dB	26	-0.5dB	-10dB	-0.5dB	79dB/15dB	-0.5dB
NF	0.5dB	0.8	0.5dB	10dB	0.5dB	4dB/20dB	0.5dB

Le facteur de bruit calculé lorsque le gain de la chaîne est au maximum, pour des signaux les plus faibles est de 2.6 dB. Pour le cas d'un signal fort en réception, le facteur de bruit est de 9 dB. Le facteur de bruit va donc évoluer entre 2.6 dB et 9 dB en fonction de la valeur de gain du CAG.

A.10 Interface graphique pour 8 voies de réception

Le programme de gestion de l'unité de réception gère 8 voies de réceptions, il est donc nécessaire d'exécuter deux programmes pour gérer les 16 voies de réceptions. L'interface graphique comporte plusieurs onglets qui sont utilisés une première fois pour le paramétrage général du système et un onglet « MIMOSA_RX » pour les mesures qui est présentée Figure A-19.

⁶ Amplificateur à gain variable

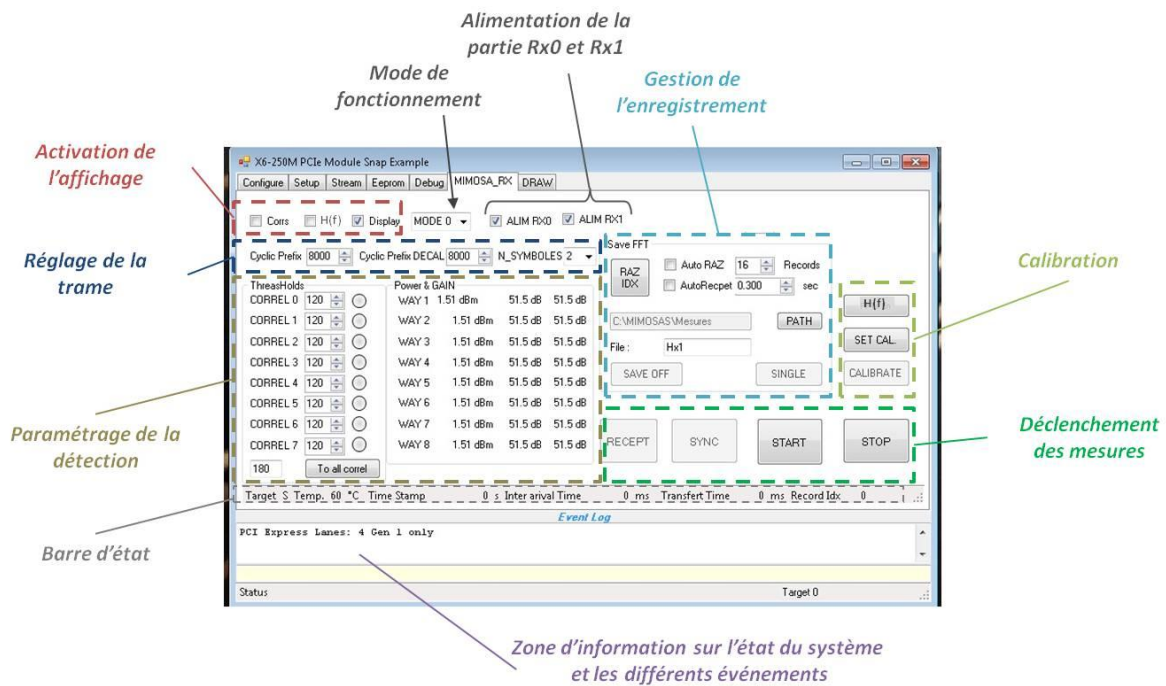


Figure A-19 : Onglet « MIMOSA_RX » de l'interface graphique du module de réception

L'onglet « MIMOSA_RX » de l'interface graphique est décomposée en plusieurs zones dont voici le détail :

Activation de l'affichage, les cases à cocher, permettent d'activer ou pas l'actualisation de l'affichage de « Corrs », « H(f) » et « Display » qui correspondent respectivement à : l'affichage du résultat de corrélation sur les huit voies de réception, l'affichage des fonctions de transferts (de 1 à 128 réglable dans la fenêtre d'affichage) et l'actualisation des informations de puissance du signal, gain des CAG.

Réglage de la trame, permet le réglage de la taille du préfixe cyclique, d'un décalage temporel de celui-ci et du nombre de SYMBOL en réception.

Paramétrage de la détection, dans cette zone, on fixe le seuil de détection pour les valeurs des pics de corrélation. La fonction « To all Correl » permet d'allouer la même valeur à toutes les détections.

Calibration, « H(f) » donne accès au menu de sélection du nombre de voies d'émission et de réception. « SET CAL » affiche la fenêtre d'activation du mode de calibration et « CALIBRATE » effectue le calcul des coefficients de calibration du système lorsque la calibration est activée.

Déclenchement des mesures, « START » active le système en réception et « STOP » désactive le système en réception. « RECEPT » déclenche la mesure à l'arrivée d'une trame. « RECEPT » se transforme en « START » ou « STOP », quand le système est en mode « Autorecept » et dans ce cas, le déclenchement de la mesure est réalisé à intervalle régulé paramétré dans la zone « Gestion de l'enregistrement ».

Gestion de l'enregistrement, dans cette zone, toutes les informations nécessaires à l'enregistrement des mesures sont accessibles. On y retrouve, le chemin d'enregistrement des

fichiers, le nom de fichier qui sera terminé par l'index correspondant à la mesure. Le bouton « SAVE ON », active l'enregistrement à chaque déclenchement de mesure. Le bouton single permet d'enregistrer un nombre de mesures défini dans le champ à gauche de « Records ». « RAZ IDX » remet à zéro l'index des mesures enregistrées.

Barre d'état, celle-ci fournit des informations sur l'état du système comme la température, la valeur du TimeStamp, la durée entre deux mesures, le temps de transfert des données et la valeur de l'index d'enregistrement.

A.11 Synoptique de la carte INNOVATIVE X6-250M

La carte X6-250M est un module PMC/ XMC disposant de huit convertisseurs analogiques numériques de 250 Me/s avec 14-bit de résolution combinés avec un FPGA Virtex 6 et une interface Host PCI Express 8x Gen2. Les huit convertisseurs sont synchronisés ensemble permettant des acquisitions simultanées sur les huit voies. Le de Virtex6 SX475 [XIL 02] de Xilinx avec 4 bancs de 1Go de DRAM fournit une base DSP très performant avec plus de 2000 Mac. L'intégration très proche de l'interface e/s, mémoire et hôte analogique avec le FPGA permet un traitement du signal en temps réel extrêmement élevée. La logique FPGA peut être entièrement personnalisée à l'aide de VHDL et le « FRAME WORK » fourni par INNOVATIVE.

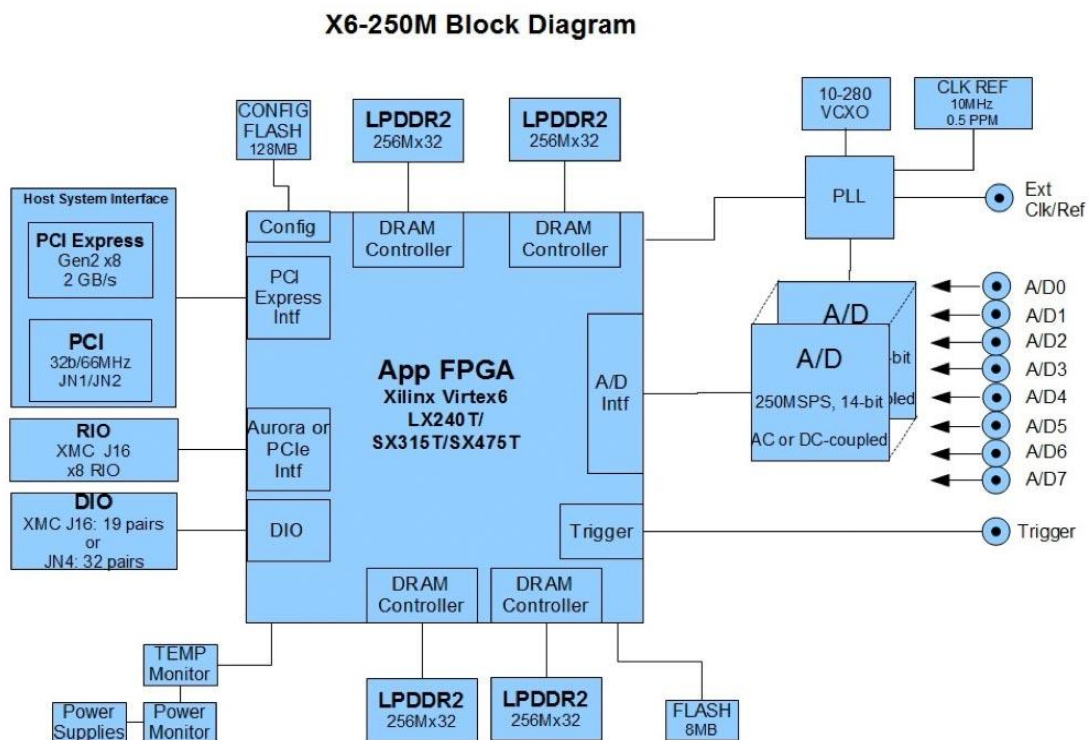


Figure A-20 : synoptique de la carte X6-250M

A.12 Tableau de gain de CAG en fonction de la puissance reçue

Le Tableau A-4 donne la correspondance entre le gain à appliquer au CAG et la puissance reçue. P_{REF} représente la puissance attendue à l'entrée des CAN. La valeur de la puissance reçue est le résultat de la moyenne glissante décrite au paragraphe 2.4.3.2A.

Tableau A-4 : Réglage du gain du CAG⁷

Puissance reçue		Correction	Etat CAG
Min	Max		
$> P_{REF} + 32\text{dB}$		-25dB	en cours
$P_{REF} + 16\text{dB}$	$< P_{REF} + 32\text{dB}$	-20dB	en cours
$P_{REF} + 8\text{dB}$	$< P_{REF} + 16\text{dB}$	-10dB	en cours
$P_{REF} + 4\text{dB}$	$< P_{REF} + 8\text{dB}$	-4dB	en cours
$P_{REF} + 3\text{dB}$	$< P_{REF} + 4\text{dB}$	-3dB	en cours
$P_{REF} + 2\text{dB}$	$< P_{REF} + 3\text{dB}$	-2dB	en cours
$P_{REF} + 1\text{dB}$	$< P_{REF} + 2\text{dB}$	-1dB	en cours
$P_{REF} + 0.5\text{dB}$	$< P_{REF} + 1\text{dB}$	-0.5dB	en cours
$P_{REF} - 0.5\text{dB}$	$< P_{REF} + 0.5\text{dB}$	0dB	calée
$P_{REF} - 1\text{dB}$	$< P_{REF} - 0.5\text{dB}$	0.5	
$P_{REF} - 2\text{dB}$	$< P_{REF} - 1\text{dB}$	1dB	en cours
$P_{REF} - 3\text{dB}$	$< P_{REF} - 2\text{dB}$	2dB	en cours
$P_{REF} - 4\text{dB}$	$< P_{REF} - 3\text{dB}$	3dB	en cours
$P_{REF} - 8\text{dB}$	$< P_{REF} - 4\text{dB}$	4dB	en cours
$P_{REF} - 16\text{dB}$	$< P_{REF} - 8\text{dB}$	10dB	en cours
$P_{REF} - 32\text{dB}$	$< P_{REF} - 16\text{dB}$	20dB	en cours
	$< P_{REF} - 32\text{dB}$	25dB	en cours

A.13 Procédure d'étalonnage

L'utilisation de notre kit d'étalonnage est soumise à certaines règles. Tout d'abord, chaque entrée du kit est numérotée de 1 à 16 et chaque numéro correspond à la sortie de l'unité de transmission comportant le même numéro. De même, les sorties du kit d'étalonnage sont numérotées et reliées à l'entrée correspondante de l'UR. Une fois le kit correctement connecté, une trame d'étalonnage est envoyée par l'émetteur. Cette trame correspond à celle envoyée lors d'un sondage en mode polarimétrique. La durée du préfixe cyclique n'est pas importante pour l'étalonnage, elle doit par contre être identique à l'émission et à la réception. Une fois la trame détectée et reçue, les coefficients de corrections sont alors calculés à la réception et sont ensuite enregistrés. La Figure A-21 présente la procédure d'étalonnage pour l'UT et la Figure A-22 présente la procédure pour l'UR.

⁷ Si le gain atteint son gain maximum, l'état du CAG est alors plein gain et si le gain est à 0dB, l'état du CAG passe à pleine atténuation

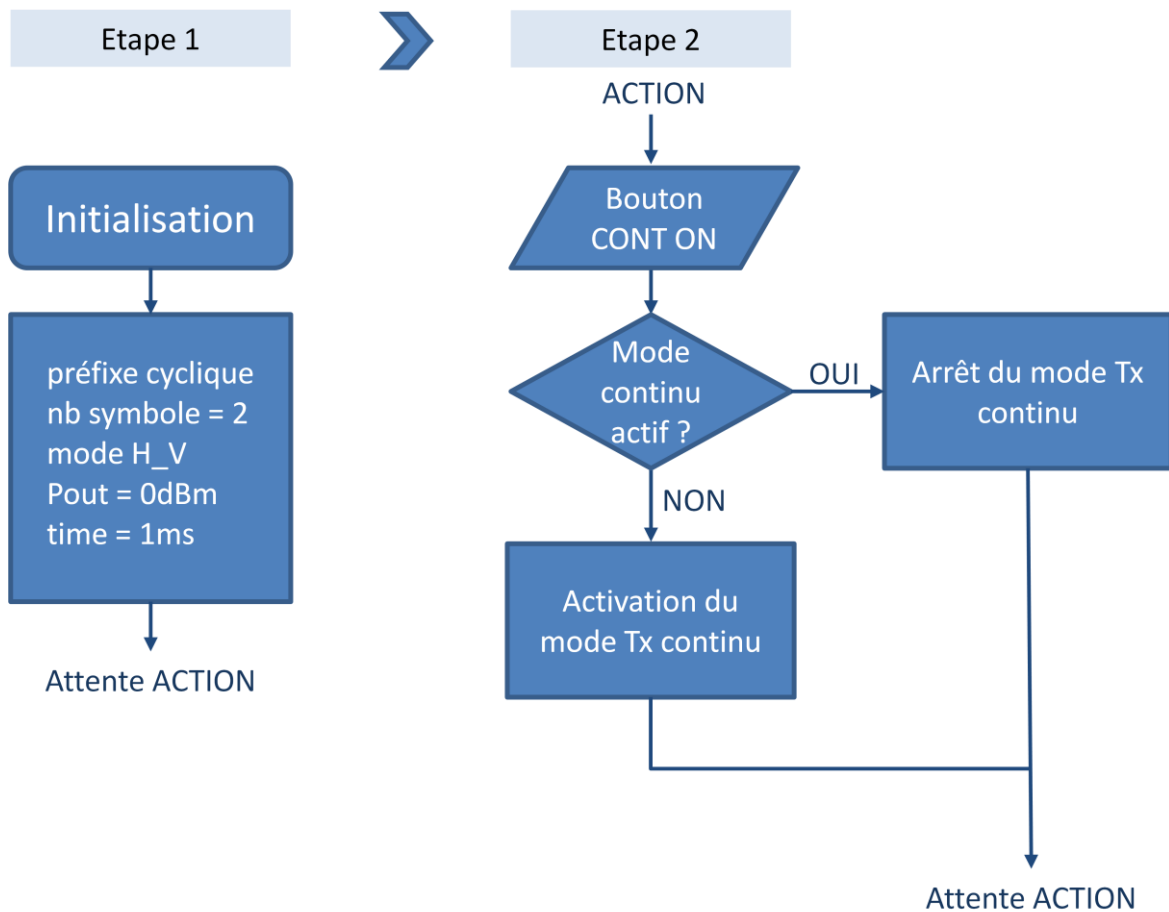


Figure A-21 : Procédure d'étalonnage coté unité de transmission

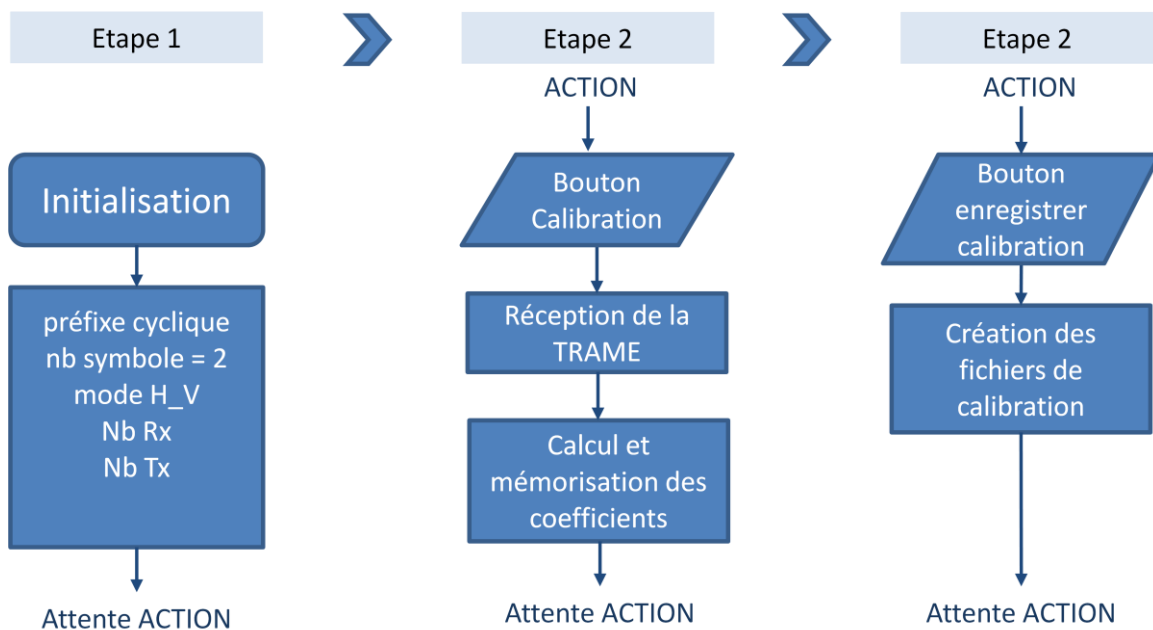


Figure A-22 : Procédure d'étalonnage pour le récepteur

ANNEXE B

B.1 Calcul du SNR à partir du PDP et détermination du SNR minimum pour l'étude statistique du second ordre

Les canaux simulés

Il s'agit d'un canal de propagation issu du modèle COST 2100 [LIU 12]. La fonction de transfert $H(f)$ est observée sur la bande de transmission [1.31 GHz 1.39 GHz] avec 820 points en fréquence espacés de $\Delta f=97.65$ kHz. Un bruit gaussien de puissance σ^2 est ajouté à la fonction de transfert. $M=64$ réalisations du bruit sont considérées dans cette étude. La réponse impulsionnelle h_m correspondante à la $m^{\text{ième}}$ réalisation du bruit obtenue en appliquant une IFFT sur H_m pondérée par une fenêtre de Hanning est donnée par la relation:

$$h_m(\tau) = \text{ifft} \left(H_m(f) \cdot \frac{\text{hann}(N)}{\|\text{hann}(N)\|} \right) \quad \text{B-1}$$

avec $\text{Hann}(x)$, la fenêtre de Hanning sur x points en fréquence et $N=820$.

Une composante diffuse du canal h_{Diffuse} , de décroissance exponentielle dans le domaine des retards et de puissance égale à 15% de la puissance totale est ajoutée à h_m . Le PDP est ainsi déduit de l'expression suivante:

$$PDP(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h_m(\tau) + h_{\text{Diffuse}}(\tau)|^2 \quad \text{B-2}$$

Dans le modèle du COST2100, le facteur de Rice est également paramétrable. Les PDP sont tracés figures 1 a et b pour un canal respectivement LOS avec un facteur de Rice $K=3$ et NLOS. Le SNR est de 20 dB et le PDP est calculé pour $M=64$ observations du bruit.

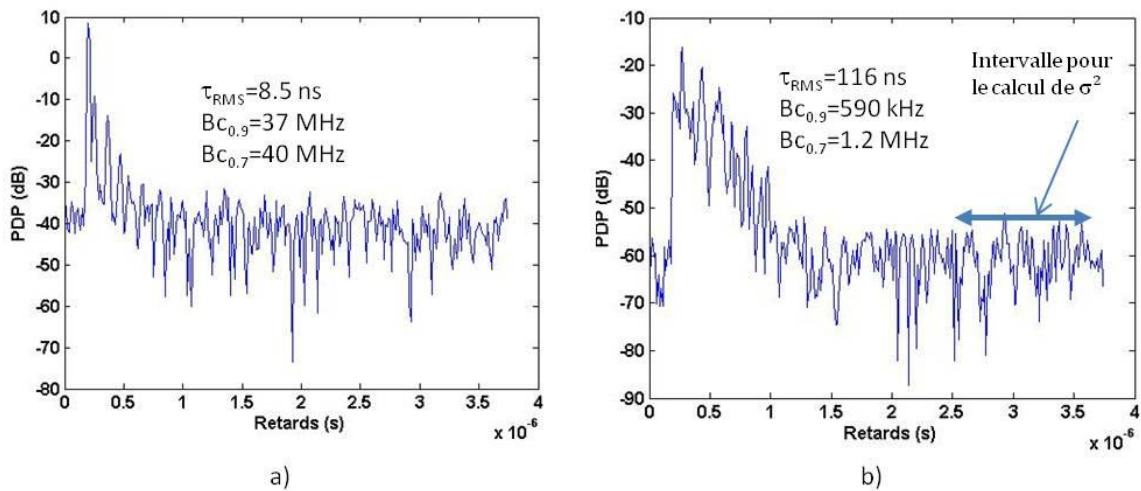


Figure B-1 : PDP du canal simulé a) LOS avec facteur de Rice=3- b) NLOS. SNR=20 dB

Calcul du SNR à partir du PDP

Le calcul du SNR est effectué à partir du PDP du canal NLOS. On note T_0 le retard associé au 1er trajet.

Si P_t est la puissance totale du PDP et σ^2 la puissance du bruit alors le SNR s'écrit

$$SNR = \frac{(P_t - \sigma^2)}{\sigma^2}$$

avec

$$P_t = \sum_{n=1}^N PDP(n\Delta\tau)$$

L'estimation de σ^2 consiste à calculer la moyenne du PDP sur un intervalle de temps $(N_2 - N_1)\Delta t$. De façon arbitraire, nous avons choisi un intervalle dont le centre est le centre de la PDP et à démarré à $T_0 + 20 \tau_{RMS}$. Cette valeur moyenne de bruit est ensuite multipliée par la durée totale de la PDP. La Figure B-2 montre la CDF de l'écart entre le SNR estimé et le SNR exact, les SNR variant de 0 à 20 dB. Notons que les écarts observés sont indépendants de la valeur exacte du SNR. On peut noter que 90% des erreurs sont inférieures à 0.74 dB, ce qui peut-être considéré comme négligeable.

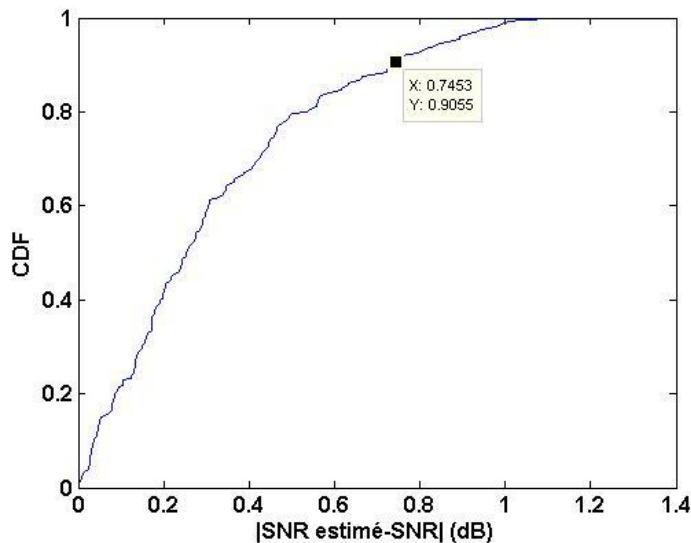


Figure B-2 : CDF de l'écart entre le SNR estimé et le SNR exact en fonction du SNR exact.

Les courbes de la Figure B-3 représentent l'erreur sur le calcul de l'étalement des retards (a) et de la bande de cohérence (b) en fonction du SNR. Si on estime qu'une erreur inférieure à 5% est acceptable, de ces courbes, on en déduit qu'il est nécessaire d'avoir un SNR minimum respectivement de 6 dB pour calculer l'étalement des retards et 14 dB pour la bande de cohérence à 0.9.

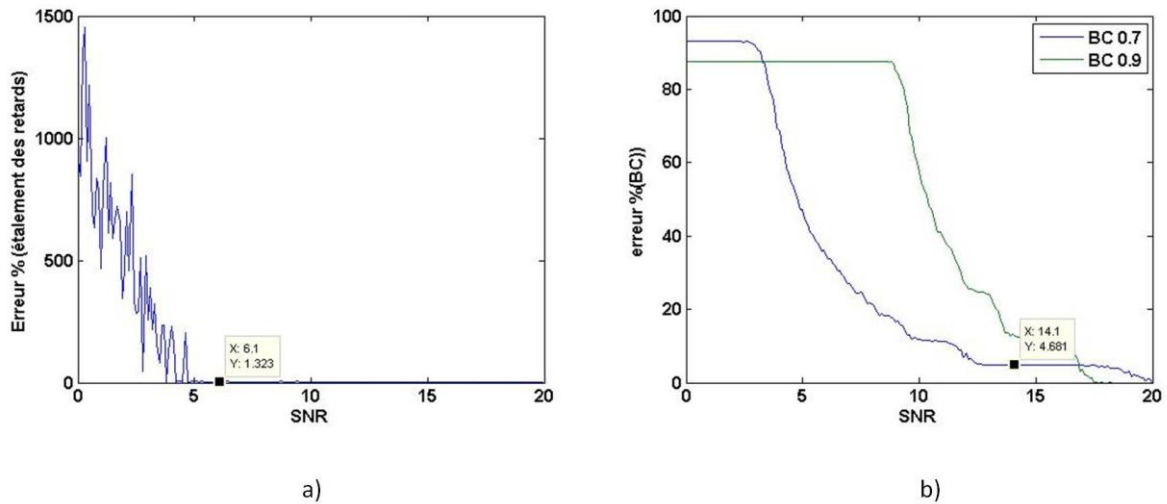


Figure B-3 : Erreur sur le calcul de l'étalement des retards (a) et de la bande de cohérence (b)

B.2 Optimisation de la structure du réseau d'antennes

La variance des erreurs d'estimation des paramètres du canal est donnée par la borne de Cramér-Rao. Les expressions de cette variance ont été développées dans [RIC 06] pour des structures de réseaux uniformes (UCA, URA et ULA). En revanche pour des réseaux non uniformes, l'approche analytique est beaucoup plus complexe.

Pour notre étude, nous avons considéré un canal comportant 1 trajet retard, l'amplitude, l'AOA en azimut et élévation sont fixés. Un bruit gaussien centré est ajouté à la fonction de transfert du canal, sa puissance étant calculée de façon à avoir un SNR de 20 dB. L'estimation est réalisée par l'algorithme RIMAX pour un nombre N de réalisations du bruit. Il s'agit d'une simulation en mode SIMO sans dépolarisation dans le canal. Les paramètres du canal sont estimés pour un réseau URA de 9 antennes et un réseau rectangulaire de 8 antennes à la réception. Une orientation à 0° puis à 45° des réseaux sont considérées. La Figure B-4 présente les différentes configurations envisagées.

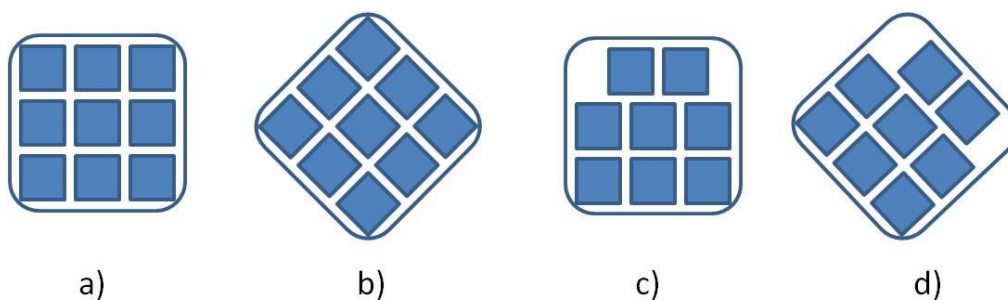


Figure B-4 : a) Réseau 3x3 orientation 0°, b) Réseau 3x3 orientation 45°, c) Réseau 2+2x3 orientation 0°, d) Réseau 2+2x3 orientation 45°

Les Figure B-5a et Figure B-5b présentent les résultats de la variance de l'erreur d'estimation en fonction du nombre de réalisations respectivement pour une orientation à 0° et 45°. Les courbes indiquées par "New" dans les légendes correspondent respectivement aux configurations b) et c) respectivement pour les réseaux à 0° et 45°.

Les pentes des variances en fonction de N sont identiques quel que soit le réseau considéré. On observe sur la Figure B-5 une très faible diminution de la variance de l'erreur de l'AOA si le réseau URA est à 45° au regard des autres orientations et structure du réseau.

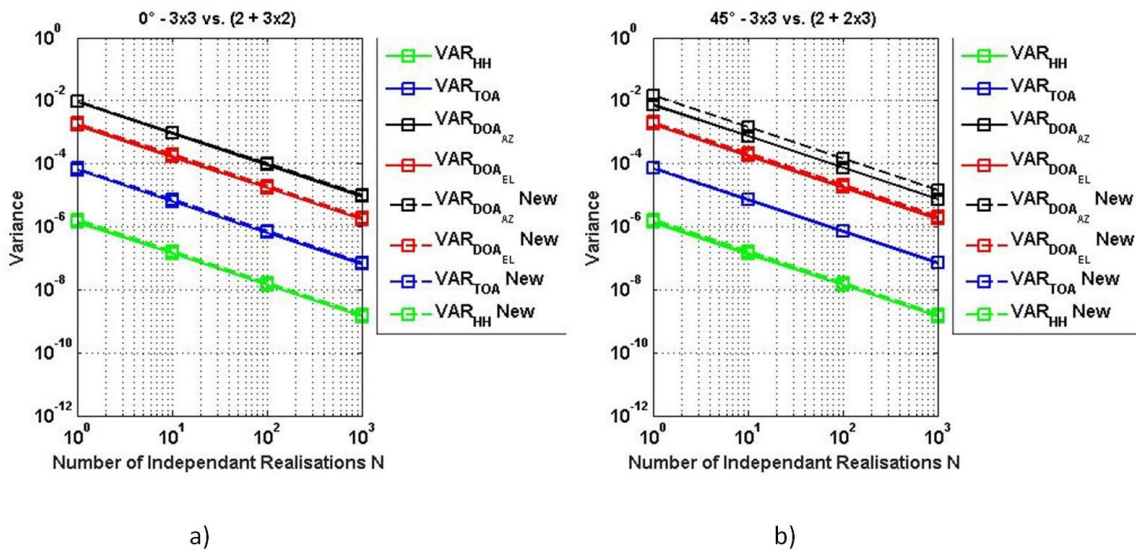


Figure B-5 : Variance de l'erreur d'estimation de l'amplitude (Var_{HH}), du retard (Var_{TOA}), de l'AOA azimut ($Var_{AOA_{az}}$), de l'AOA élévation ($Var_{AOA_{el}}$) pour le réseau URA (3x3) et réseau "New"(2+2x3)- a) configuration à 0°, b) configuration à 45°.