



HAL
open science

Sondeur de canal de propagation multi-capteurs appliqué à la mesure de canal de propagation pour l'Ultra Large Bande (6 GHz - 8.5 GHz) à l'intérieur des bâtiments

Hajar El Arja

► **To cite this version:**

Hajar El Arja. Sondeur de canal de propagation multi-capteurs appliqué à la mesure de canal de propagation pour l'Ultra Large Bande (6 GHz - 8.5 GHz) à l'intérieur des bâtiments. Electronique. Télécom ParisTech, 2010. Français. NNT: . pastel-00575964

HAL Id: pastel-00575964

<https://pastel.hal.science/pastel-00575964>

Submitted on 11 Mar 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Thèse de Doctorat

Présentée pour obtenir le grade de docteur
Télécom ParisTech
Spécialité : Electronique et Communications

Hajar El Arja

Sondeur de canal de propagation multi-capteurs appliqué à la
mesure de canal de propagation pour l'Ultra Large Bande (6
GHz – 8.5 GHz) à l'intérieur des bâtiments

Soutenue le 23 septembre 2010 devant le jury :

Bernard Uguen	Rapporteur
Patrick Vaudon	Rapporteur
Aziz Benlarbi-Delai	Examineur
Jean Marc Conrat	Examineur
Bernard Huyart	Directeur de thèse
Xavier Begaud	Directeur de thèse

Remerciements

Ma thèse s'est déroulée au sein du groupe Radiofréquences et Micro-ondes du département Communications et Electronique de TELECOM ParisTech sous la direction de Messieurs Bernard Huyart et Xavier Begaud. Mes remerciements vont tout d'abord à ces deux personnes pour toute l'aide et la patience qu'ils ont eue à mon égard, mais aussi pour leur confiance et leur soutien pour toujours donner le meilleur. J'espère que dans l'avenir nos chemins se recroiseront.

Je remercie également tous les autres permanents du groupe RFM pour leur aide et leur présence. Je veux également remercier tous mes ami(e)s doctorant(e)s du groupe qui se reconnaîtront, un grand merci à tous du fond de mon cœur. On a ensemble partagé des moments très agréables que se soit au niveau Professionnel ou Humain.

Je remercie aussi mes ami(e)s Docteurs avec qui j'ai partagé deux premières années de thèse inoubliable je pense à (Sofia, Kais, Ghalid, Judson...).

Merci à ma colocataire et grande amie aujourd'hui Raquel pour sa présence et son soutien durant les jours faciles mais aussi difficiles. Merci à Sanaa, Nas, et à tous mes amis proches pour leur soutien et leur présence dans ma vie. Merci à mes amis Catalans.

Ma réussite aujourd'hui à cette nouvelle épreuve est surtout grâce à dieu et à ma famille. Alors merci papa, maman pour vos prières, votre éducation et votre soutien, merci Kiki pour ton support en tant que grande sœur même si quelque fois je suis énervante, merci Didouch pour ta joie et ta bonne humeur merci mimi pour tes conseils, merci Sousou pour ta présence, merci à tous pour votre Amour. Que Dieu me donne les moyens pour vous le rendre. A tous je vous dédie ce travail.

Enfin merci à tout ceux qui ont participé de prêt ou de loin à la réalisation de ce manuscrit.

Résumé

Les exigences en terme de communications sont de plus en plus grandes et diverses tandis que le spectre électromagnétique est de plus en plus saturé. Parallèlement, les évolutions technologiques actuelles entraînent un réel besoin de hauts débits tout en gardant une très bonne qualité de transmission et cela même quand le canal de propagation est très hostile. L'Ultra Wide Band (UWB) permet d'atteindre de très hauts débits de transmission sur des courtes distances dans un environnement en intérieur de bâtiments. De plus le système a la capacité de coexister avec d'autres systèmes. Enfin pour garantir une bonne qualité de transmission il faut avoir une connaissance approfondie du comportement du canal de propagation. Le sondeur de canal est l'outil qui permet de caractériser le canal de propagation. Le sujet de cette thèse concerne la réalisation d'un sondeur de canal de propagation en contexte UWB. Ce sondeur devra opérer dans la bande de fréquence UWB européenne soit sur la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz.

Le sondeur de canal utilise en réception des corrélateurs cinq-ports réalisés en technologie micro-ruban. Le circuit cinq-port est un interféromètre à cinq accès qui permet de calculer le rapport complexe entre deux signaux hyperfréquences. Le cinq-port a un fonctionnement large bande, il bénéficie d'un faible coût de réalisation et s'avère être moins sensible aux désappariements de phase et d'amplitude.

Dans ce travail l'étude a également portée sur la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation en intérieur de bâtiments. Le sondeur est multi-capteurs puisqu'il utilise un réseau d'antennes linéaire en réception. Chaque antenne est reliée à un cinq-port. Cette configuration en chaine parallèle permet d'effectuer à un instant donné et en une seule fois l'ensemble des mesures sur plusieurs positions.

Le sondage est réalisé avec deux types de signaux, CW et chirp, dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz. Dans les deux cas, l'algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification), associé à un Lissage, est utilisé afin de donner une estimation conjointe des retards et des angles d'arrivées des trajets dans un canal de propagation en intérieur de bâtiment.

Mots Clés : Ultra Wide Band (UWB), corrélateur cinq-port, sondeur de canal, direction d'arrivée (DOA), caractérisation spatio-temporelle, MUSIC, Lissage, CW, chirp.

Sommaire

1	Introduction Générale	1
	Chapitre 1 : La technologie UWB et ses applications.....	5
1	Introduction.....	5
2	Retour sur l’Histoire	6
3	Spécificités de l’UWB	9
3.1	Largeur de Bande.....	9
3.2	Spectres des différents systèmes radio	9
3.3	Masque FCC.....	10
4	Réglementation de l’UWB dans le monde.....	12
4.1	Etats-Unis	12
4.2	Europe.....	12
4.3	Asie.....	15
5	Techniques de transmission pour l’UWB.....	17
5.1	Les solutions par radio impulsionnelles	17
5.2	La solution multibandes.....	18
5.3	Comparaison entre les méthodes de transmission UWB.....	19
6	Applications	21
6.1	Systèmes d’Imageries Radar et de localisations.....	21
6.2	Réseau de Capteurs et Senseurs.....	22
6.3	RFID.....	22

6.4	Systèmes de communication	23
7	Conclusion	28
Chapitre 2 : Canal de propagation UWB		31
1	Introduction.....	31
2	Définitions du canal de propagation	33
2.1	Phénomènes physiques liés à la propagation en espace libre	33
2.1.1	Phénomènes à grande échelle.....	34
2.1.2	Phénomènes à petite échelle.....	34
2.1.3	Mécanismes de propagation	35
2.2	Modélisation du canal de propagation.....	37
2.2.1	Différents types de modélisation.....	37
2.3	Objectifs et Caractéristiques d'un sondeur de canal ultra large bande.....	38
2.3.1	Sélectivité fréquentielle.....	39
2.3.2	Etalement Doppler B_D – Temps de cohérence T_C	43
2.3.3	Etalement angulaire ou sélectivité spatiale	43
2.3.4	Variabilité lente	44
3	Technique de sondage utilisées en UWB.....	45
3.1	Sondage dans le domaine temps-fréquence.....	45
3.1.1	Techniques temporelles.....	45
3.1.2	Techniques Fréquentielles.....	46
3.2	Sondage dans le domaine spatial	48

3.3	Campagne de mesures spatio-temporel en UWB	50
3.3.1	Campagnes de mesures en UWB	50
3.3.2	Résultats des campagnes de mesures en UWB	53
4	Modélisation du canal UWB.....	56
4.1	Modèle IEEE 802.15.4a.....	24
5	Conclusion de la synthèse bibliographique.....	57
Chapitre 3 : Sondeur de canal UWB		59
1	Introduction.....	59
2	Le démodulateur cinq-port.....	60
2.1	Etat de l'art de quelques structure cinq-port utilisées.....	62
2.1.1	Cinq-port à jonction en étoile.....	62
2.1.2	Cinq-port basée sur des composants large bande.....	63
2.2	L'anneau à cinq-branches	64
2.3	Mélangeur Simple-Diode	70
2.3.1	Diode de mélange : diode Schottky.....	71
2.3.2	Les stubs papillon.....	73
2.4	Performances du circuit de démodulation complet	80
2.4.1	Paramètres S du circuit complet.....	82
2.4.2	Pertes de conversion du circuit cinq-port total.....	84
2.4.3	Signal modulé QPSK : dynamique du CP.....	85
3	Antennes	88

3.1	Etat de l'art de quelques antennes UWB	88
3.2	Contexte de l'étude	92
3.2.1	Choix de l'antenne pour le sondage de canal	92
3.2.2	Présentation de l'antenne LTSA	93
3.2.3	Réseau d'antenne LTSA.....	98
4	Sondeur réalisé.....	102
4.1	Système de mesure du canal UWB.....	102
4.1.1	Architecture du sondeur	102
4.1.2	Description de la méthode de calibrage du système.....	104
4.2	Méthodes d'estimations Hautes Résolution	107
4.2.1	Méthode d'estimation utilisée : MUSIC	107
4.2.2	Algorithme Root-MUSIC.....	111
5	Validation du sondeur	115
5.1	Simulations avec ADS (Advanced Design System d'Agilent).....	115
5.2	Mesures pratiques par câble et déphaseur	118
5.3	Mesure en chambre anéchoïque	121
6	Conclusion	123
Chapitre 4 : Estimation haute résolution des angles d'arrivées et des retards de propagation en		
contexte UWB		
1	Introduction.....	125
2	Estimation haute résolution utilisant un signal CW.....	126
2.1	Scénario 1 : deux trajets.....	126

2.2	Scénario 2 : mesures dans un canal en intérieur en configuration LOS	128
2.3	Scénario 3 : mesures en intérieur en configuration NLOS	133
3	Estimation haute résolution utilisant un signal Chirp	136
3.1	Principe de fonctionnement	136
3.2	Simulation avec ADS	139
3.3	Validation de la technique Chirp par mesure de DOA et Retard	142
3.3.1	Scénario 1 : mesure en chambre anéchoïque.....	142
3.3.2	Scénario 2 : mesure avec plaques métalliques en condition LOS	143
4	Adaptation de l’algorithme MUSIC pour l’estimation conjointe de l’angle d’azimut, d’élévation et du retard.....	145
5	Conclusion	149
	Conclusion Générale	151
	Perspectives	155
	Annexes	157
	Liste des publications.....	165
	Bibliographie	167

Table de figures

Chapitre 1 :

Figure 1. Comparaison des spectres de différents systèmes radio	10
Figure 2. Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002	10
Figure 3. Masque d'émission en Europe	14
Figure 4. Masque d'émission en Asie	16
Figure 5. Formes d'impulsions UWB	18
Figure 6. Bande OFDM définie par la norme 802.15.3a.....	19
Figure 7. Applications visées pour la technologie UWB	21

Chapitre 2 :

Figure 1. Canal de propagation et canal de transmission	33
Figure 2. Mécanismes intervenant lors de la propagation.....	36
Figure 3. Domaines et variables caractérisant un canal	39
Figure 4. Représentation schématique du profil puissance-retard (PDP) en forme de clusters selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.....	42
Figure 5. Evolution de la fréquence en fonction du temps pour la mesure en pas à pas à gauche et en méthode chirp à droite.....	47
Figure 6. Comparaison des trois types d'architectures de réseau en réception.....	50

Chapitre 3 :

Figure 1. Circuit Interférométrique cinq-port en technologie micro-ruban	61
Figure 2. Structure cinq-port en étoile.....	63
Figure 3. Layout de circuit cinq-port microruban	63
Figure 4. Layout de l'anneau 50Ω	67

Figure 5. Layout de l'anneau 100 Ω	68
Figure 6. Coefficients de réflexion S_{11} , S_{22} (a) et S_{33} , S_{44} , S_{55} (b) aux niveaux des branches de l'anneau	69
Figure 7. Modules de S_{41} , S_{51} (a), S_{13} , S_{23} (b) et phase relative entre les arguments de S_{41} , S_{51} (c), S_{13} , S_{23} (d) en fonction de la fréquence.....	70
Figure 8. Circuit du mélangeur simple diode	71
Figure 9. Modèle non-linéaire de la diode SMSD3012-SOD323	71
Figure 10. Simulation sur ADS du comportement en statique de la diode SMSD3012-SOD323	72
Figure 11. Caractéristiques I/V simulé	72
Figure 12. Simulation des stubs papillons avec le logiciel ADS	74
Figure 13. Résultats de simulation sur ADS du STUB papillon	74
Figure 14. Circuit de mélange à diode Schottky.....	75
Figure 15. Simulation des pertes de conversion en tension.....	76
Figure 16. Résultats de simulation de la tension en sortie du mélangeur pour différentes valeurs de R	77
Figure 17. Résultats de simulation des pertes de conversion en tension et de la tension en sortie du mélangeur pour différentes valeurs de R.....	78
Figure 18. Montage expérimental pour la mesure des Pertes de conversion du mélangeur seul	79
Figure 19. Puissance en sortie du mélangeur.....	80
Figure 20. Démodulateur cinq-port complet réalisé	81
Figure 21. Module du coefficient de réflexion à l'entrée du CP	83
Figure 22. Montage expérimental pour la mesure des pertes de conversion du CP	84
Figure 23. Pertes de conversion en fonction de la fréquence	85

Figure 24.	Signal QPSK démodulé.....	86
Figure 25.	Paramètres de l'antenne utilisée.....	94
Figure 26.	Antenne réalisée double face, a) la face avant et b) la face arrière : dimensions 61.1 × 37.97 mm.....	96
Figure 27.	Module du coefficient de réflexion.....	96
Figure 28.	Gain de l'antenne en fonction de l'angle θ et de la fréquence.....	98
Figure 29.	Simulation du couplage entre deux éléments dans le plan azimutal.....	99
Figure 30.	Résultats de couplage entre les antennes dans le plan azimutal.....	100
Figure 31.	Réseau linéaire composé de 8 antennes.....	101
Figure 32.	Schéma du système en réception.....	102
Figure 33.	Photo du système d'acquisition.....	104
Figure 34.	Montage expérimental pour la mise en œuvre du calibrage.....	106
Figure 35.	Configuration de la mesure.....	112
Figure 36.	Estimation des retards par Root-MUSIC et MUSIC.....	112
Figure 37.	Estimation des DOAs par Root-MUSIC et MUSIC.....	113
Figure 38.	Estimation conjointe retard/DOA avec MUSIC+Lissage.....	113
Figure 39.	Estimation conjointe retard/DOA avec Root-MUSIC + Lissage.....	114
Figure 40.	Simulation du sondeur avec le logiciel ADS.....	115
Figure 41.	Résultats de simulation : Estimation de quatre trajets par l'algorithme MUSIC	116
Figure 42.	Simulation du système avec le logiciel ADS Ptolemy.....	117
Figure 43.	Résultats de simulation avec un signal théorique $\varphi^{\circ} = 30^{\circ}$ et $\tau = 2.5 ns$	117
Figure 44.	Configuration de la mesure avec câbles.....	118
Figure 45.	Estimation de trois trajets par l'algorithme MUSIC.....	119
Figure 46.	Configuration de la mesure avec déphaseur variable.....	120

Figure 47.	Configuration pratique de la mesure en chambre anéchoïque	121
Figure 48.	Résultats de mesures en chambre anéchoïque.....	122
Chapitre 4 :		
Figure 1.	Configuration du scénario 1 : deux antennes soit 2 trajets	127
Figure 2.	Estimation conjointe retard/azimut-DOA	128
Figure 3.	Configuration de mesure dans un canal en intérieur, configuration LOS.....	129
Figure 4.	Estimation conjointe du retard et du DOA avec l'algorithme MUSIC (SS : 150 points de fréquence et réseau de 5 antennes)	131
Figure 5.	Configuration avec plaque entre émetteur et récepteur	131
Figure 6.	Estimation conjointe du retard et du DOA (SS : 150 points de fréquences et un sous réseau de 5 antennes)	132
Figure 7.	Comparaison entre le pseudo-spectre Music pour le cas avec et sans plaque	132
Figure 8.	Configuration de mesure en NLOS.....	133
Figure 9.	Résultats de mesure en NLOS avec SS : 150 points de fréquences et un sous-réseau de 5 antennes	134
Figure 10.	Valeurs propres par ordre décroissant	135
Figure 11.	Estimation du pseudo-spectre en fonction du retard	135
Figure 12.	Evolution de la fréquence instantanée des signaux chirp émis et reçu	138
Figure 13.	Réseau de deux capteurs pour la détermination des angles d'arrivées.....	138
Figure 14.	Simulation du système avec le logiciel ADS	140
Figure 15.	Estimation retard / DOA simulée avec ADS.....	141
Figure 16.	Configuration de la mesure de référence.....	142
Figure 17.	Estimation temporelle du trajet direct avec MUSIC	143
Figure 18.	Estimation conjointe retard/DOA avec SS : 150 points de fréquence et un sous réseau de 5 antennes	144

Figure 19.	Réseau planaire d'antennes dans le plan XOY et signal incident	146
Figure 20.	Estimation conjointe azimut et élévation pour SNR = 10 dB	147
Figure 21.	Estimation conjointe azimut et élévation pour SNR = 0 dB	147
Figure 22.	Estimation conjointe azimut et élévation pour SNR = -10 dB	148
Figure 23.	Estimation conjointe azimut et élévation pour SNR = -20 dB	148

Liste des tableaux

Tableau 1. Limites proposées par la FCC pour les systèmes UWB en Intérieur et en Extérieur	11
Tableau 2. Décision de l'ECC de juillet 2007 portant sur la réglementation Européenne du système UWB.....	14
Tableau 3. Campagnes de mesures en UWB	52
Tableau 4. Paramètre du modèle IEEE 802.15.4a pour la configuration de propagation indoor	26
Tableau 5. Paramètres du modèle IEEE802.15.4a pour des configurations de propagation outdoor	26
Tableau 6. Quelques Antennes UWB	91
Tableau 7. Dimensions de l'antenne après optimisation des paramètres sur CST.....	95
Tableau 8. Gain et ouverture de l'antenne LTSA réalisée	97
Tableau 9. Mesures d'angles d'arrivés avec déphaseur variable	120

Acronymes

CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications Administration
CW	Continuous Wave
DAA	Detect And Avoid
DOA	Direction Of Arrival - Direction d'arrivée
DSO	Digital Sampling Oscilloscope
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DS-UWB	Direct Sequence UWB
ECC	Electronic Communication Committee
ETSI	European Technical Standard Institute
FCC	Federal Communication Commission
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
IDA	Infocomm Development Authority
IR	Impulse Radio
ECMA	European Computer Manufacturers Association
IEEE.802.15.4a	Groupe de travail IEEE sur les réseaux sans fil bas débits
LCD	Low Duty Cycle
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
LTSA	Linear Tapered Slot Antenna
MB-OFDM	MultiBandes OFDM
MDS	Minimum Detectable Signal
MIC	Ministry of International affairs and Communications
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification

NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
OSR	Oversampling Symbol Rate
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDP	Power Delay Profile
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PPM	Pulse Position Modulation
SIMO	Single Input Multiple Output
TH -SS	Time Hopping Spread Spectrum
TSA	Tapered Slot Antenna - Antenne à Transition Progressive
UWB - ULB	Ultra Wide Band - Ultra Large Bande
VNA	Vector Network Analyzer - Analyseur Vectoriel

1 Introduction Générale

Cette thèse a été réalisée au sein du laboratoire Radio-Fréquence et micro-onde du département Comelec de Telecom-ParisTech. Cette entité travaille depuis 2002 sur le sondage de canal de propagation RF à l'intérieur des bâtiments. Il en a résulté une plateforme de sondage de canal indoor pour une bande de fréquence de 500 MHz autour de 2.45 GHz. Ce sondeur est basé sur une architecture MIMO (Multiple Input Multiple Output), avec n antennes en émissions et m antennes en réception et est capable de mesurer plusieurs paramètres intéressants pour le sondage de canal tels que les angles d'arrivées et de départs, l'étalement temporel, la bande doppler ainsi que l'information sur la polarisation des ondes associées au signal reçu.

C'est dans la continuité des travaux sur la modélisation de canaux en indoor que ce sujet de thèse dont l'intitulé est : « Sondeur de canal de propagation multi-capteur appliqué à la mesure de canal de propagation pour l'Ultra Large Bande (6-8.5 GHz) à l'intérieur des bâtiments » s'est naturellement présenté.

L'UWB acronyme de Ultra Wide Band en Anglais est connu depuis une trentaine d'années, il présente des avantages sérieux de part sa largeur de bande. Cette technologie offre aujourd'hui des échanges à haut débit (de 100 Mbit/s à 1.3 Gbit/s) sur des courtes distances (inférieures à 10 m) dans une large gamme de fréquence avec une puissance moyenne maximale isotropique rayonnée de -41.3 dBm/MHz sur la bande 3.1 GHz - 10.6 GHz imposée par la FCC (Federal Communications Commission en Anglais).

Pour les constructeurs et les utilisateurs des systèmes UWB la connaissance du canal de propagation est primordiale afin de dimensionner au mieux leurs systèmes de radiocommunication. L'étude du canal peut être réalisée soit grâce à des mesures de différents canaux soit à l'aide de logiciels de simulations de canaux.

L'objectif de cette thèse est de réaliser un sondeur de canal de propagation UWB à l'intérieur de bâtiments.

Le manuscrit est structuré en 4 chapitres. Le premier chapitre est dédié à la présentation de la technologie UWB et de ses applications. Après une brève introduction du contexte historique, une description des spécificités des systèmes UWB tels que la largeur de bande, le masque FCC etc. est dressée. Les différents domaines d'application sont ensuite présentés. Le point suivant traité dans ce chapitre concerne les différentes bandes d'exploitation de l'UWB dans le monde. On remarque l'existence de 4 masques ou standards UWB résultants des réglementations réalisées dans le monde (Etat Unis, l'Europe et l'Asie (Japon et Singapour)) Cependant tous les standards utilisent une bande de fréquence commune entre 7.25 GHz et 8.5 GHz ce qui permettra de rendre les systèmes complètement nomade d'un continent à l'autre Enfin pour clôturer ce chapitre on dresse un état de l'art de quelques techniques de transmission pour l'UWB en mettant l'accent sur les méthodes DS-UWB (Direct Séquence UWB) et MB-OFDM (MultiBandes OFDM) qui se sont opposées en tant que techniques de modulation et ont été soutenues par des groupes industriels différents. On termine ce chapitre en présentant un modèle canal UWB réalisé par le groupe de travail de l'IEEE 802.15.4a).

Dans le second chapitre, on présente les mécanismes de propagation, ainsi que les techniques de modélisation de canaux de propagation. On traite par la suite les caractéristiques du canal en contexte UWB puis on donne l'état de l'art des techniques de sondage existantes. Dans cette étude la méthode utilisée sera la méthode fréquentielle et l'architecture choisie pour le sondeur est une architecture parallèle SIMO (Single Input Multiple Output) composée d'une antenne en émission et d'un réseau de m antennes en réception.

Le chapitre 3 est consacré développement du sondeur de canal UWB. Le sondeur utilise en réception des corrélateurs cinq-port réalisés en technologie micro-ruban. Nous décrivons le principe de fonctionnement du cinq-port constitué par un circuit interférométrique RF à cinq

accès suivi par trois mélangeurs à simples diodes. Les performances du circuit en termes de perte de conversion ainsi qu'en fonctionnement comme démodulateur de signaux modulés sont données. On dresse ensuite un état de l'art des différentes antennes utilisées en UWB puis on déduit l'antenne choisie pour le sondeur. Les antennes formant le réseau en réception sont des LTSA (Linear Tapered Slot Antenna ou Antenne à transitions linéaire progressive). On présente par la suite les performances de l'antenne LTSA réalisée c'est-à-dire le paramètre de réflexion en entrée, le gain ainsi que l'ouverture angulaire à -3 dB de l'antenne et on finit par une étude de couplage entre les éléments du réseau. Le chapitre se termine par la présentation de l'ensemble du sondeur réalisé. Des résultats de mesures en chambre anéchoïque et de simulation avec ADS (Advanced Design System) sont présentés, ceci permet de valider le fonctionnement du système de sondage complet. Dans cette partie nous présentons aussi la méthode d'estimation utilisée basée sur l'algorithme haute résolution MUSIC (MUltiple Signal Classification), après décorrélation des signaux reçus par la méthode de Lissage Le dernier chapitre est consacré à la mesure de canal en intérieur de bâtiments et aux estimations des angles d'arrivées et des retards de propagations en contexte UWB. Dans cette partie plusieurs scénarii sont traités dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz. Le signal émis pour les premières expérimentations est de type STEP CW c'est à dire que la bande est balayée par pas de fréquence. Dans une seconde partie le signal est de type Chirp où la bande est balayée linéairement en fréquence. La technique de sondage basée sur le signal Chirp permet de diminuer le temps de mesure du système et ainsi de profiter de la capacité de l'architecture parallèle du sondeur. Les valeurs d'estimation pour les angles d'arrivées et les retards sont présentées. On finit le chapitre par une démonstration pratique d'estimation conjointe des angles d'azimut et d'élévation.

CHAPITRE 1 :

La technologie UWB et ses applications

1 Introduction

Afin de replacer ce travail dans un contexte historique général, il est nécessaire de faire une première partie afin d'introduire mais de manière non-exhaustive la technologie Ultra Large Bande ou UWB (Ultra Wide Band en anglais), de son origine à aujourd'hui. Après une brève présentation de l'histoire de l'UWB, je présenterai les spécificités de l'UWB, suivi de la réglementation imposée dans le monde à ce système. Une liste des applications de l'UWB sera dressée et illustrée par des exemples. Le chapitre se terminera par une présentation des différentes techniques de transmission choisies pour l'UWB.

2 Retour sur l'Histoire

L'UWB a pendant longtemps désigné des formes d'ondes sans porteuse c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée peut-être de l'ordre de la nanoseconde. On trouve également d'autres désignations dans la littérature telles que : Impulse Radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), time domain radio (radio du domaine temporel), nonsinusoid radio (radio non sinusoïdale), et large relative bandwidth radio (radio à grande largeur de bande relative) [1].

Historiquement, l'utilisation de la technologie UWB remonte à 100 ans, à l'époque où G.Marconi réalise la toute première transmission sans fil longue distance d'un code Morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre [2].

Bien que l'utilisation des transmissions à distances sur fil remonte à l'époque du XIXème siècle, les techniques de télécommunications modernes doivent leurs fondements théoriques aux publications de Claude Shannon en 1948. Depuis les travaux dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'évoluer. Néanmoins les travaux sur l'UWB ne débiteront réellement qu'à partir des années 60, aux Etats-Unis. C'est à cette époque que les systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent réellement à être exploités, dans un premier temps dans les systèmes Radar, pour des applications militaires tel que le GPR (Ground Penetrating Radar en Anglais ou Radar à pénétration de surface) pour la surveillance et la détection des mines enfouies dans le sol. Les systèmes émettant des impulsions brèves ont une bonne capacité de résolution temporelle, puisque la résolution est inversement proportionnel à la largeur de leurs bandes, plus la durée d'un signal est brève plus son spectre est large.

Durant cette période plusieurs publication et communications rendent publiques les informations sur la conception d'émetteurs et récepteurs de signaux non sinusoïdaux [3]. En 1973, Gerald F.Ross et Kenneth W.Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le

premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde [4]. Ce brevet est considéré comme le premier dans le domaine des communications UWB.

A partir de 1994, les projets américains ne sont plus confidentiels. Ce fait marquera, d'abord les Etats-Unis puis le monde entier avec une augmentation fulgurante des travaux de recherches sur la technologie UWB, et suscite ainsi un intérêt important dans la communauté des communications car l'UWB laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits.

Depuis l'utilisation du terme UWB en 1989 et jusqu'en 2002, l'acronyme UWB désigne : l'Impulse Radio (IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courtes durées soit inférieures à la nanoseconde et présentent un très faible rapport entre la durée de l'impulsion et sa période de répétition. Par conséquent on a un signal dont la largeur de bande est extrêmement grande, et possédant une très faible densité spectrale de puissance (DSP). Il en découle des propriétés importantes qui caractérisent les systèmes UWB :

- ❖ *. Dans le cas de signaux impulsionnels, la forme d'onde émise peut disposer d'une grande largeur de bande. Aussi, les trajets multiples, avec des retards inférieurs à la nanoseconde, peuvent être résolus et additionnés de manière constructive, contrairement au cas des systèmes bande étroite. L'évanouissement du signal causé par propagation par trajet multiple est réduit par rapport aux systèmes classique bande étroite. Ainsi la technologie UWB peut être pratique et très performante dans des environnements encombrés.*
- ❖ *Une sensibilité moindre au brouillage. La FCC (Federal Communications Commission en Anglais) a fixé pour l'UWB un niveau bas de densité spectrale de puissance en émission (PIRE¹ maximal par MHz : -41.3 dBm), grâce à cette caractéristique sa nuisance sur les autres systèmes est réduite.*
- ❖ *Des communications protégées. Les signaux UWB sont étalés sur une large bande et transmis à des niveaux de densité spectrale de puissance proches du plancher du bruit de*

¹ PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente. C'est le produit de la puissance rayonnée par le gain de l'antenne considérée. Dans le cadre de la réglementation de l'UWB, la PIRE est définie dans une bande de

fond des récepteurs de radiocommunication classiques. Ce qui permet l'établissement de transmissions protégées et difficilement détectable par des récepteurs ordinaires.

- ❖ *Des systèmes relativement simples. Toujours dans le cas des systèmes UWB impulsionnels, l'information en bande de base peut être codée directement à l'aide d'impulsions. Ceci permet de concevoir des émetteurs-récepteurs UWB qui ne comportent pas de mélangeurs, de VCO (voltage control oscillator), ce qui laisse percevoir une simplicité de réalisation en comparaison à un émetteur superhétérodyne, ainsi qu'un coût de réalisation réduit.*
- ❖ *Bonnes propriétés des signaux UWB à pénétrer les obstacles, les murs, en particulier pour les fréquences basses du spectre. Ceci a permis par exemple à la société américaine Time Domain, de développer une large activité autour de systèmes radar de vision au travers des murs [5].*

Le potentiel important ainsi que l'intérêt des entreprises pour ce système, contraint la FCC à revoir les réglementations de l'UWB. En 2002 le FCC autorise l'utilisation de l'UWB aux Etats-Unis avec une réglementation précise et libre de licence. Depuis de nombreux travaux ont vu le jour que ce soit dans le monde industriel ou académique. Le FCC étends ainsi la définition de l'UWB à une catégorie plus large de signaux.

3 Spécificités de l'UWB

L'organisme de réglementation du spectre (FCC) aux Etats-Unis, introduit la définition de l'UWB en termes de largeur de bande, de masque et de densité spectrale de puissance.

3.1 Largeur de Bande

Le FCC a introduit la définition d'un signal UWB comme un signal présentant une bande passante au minimum de 500 MHz à -10 dB par rapport au plus haut point d'émission par rayonnement., ou aussi un signal dont la largeur de bande relative ($B_{f, 10dB}$) est supérieure à 0.2 [6]. Les équations 1 et 2 définissent la largeur de bande relative définie pour l'UWB.

$$\text{Eq 1. } B_{f,10dB} \geq 0.2 \quad \text{ou} \quad BW = 500 \text{ MHz}$$

$$\text{Eq 2. } B_{f,10dB} = 2 \cdot \frac{(F_H - F_L)}{(F_H + F_L)} \geq 0.2$$

Où $B_{f,10dB}$ est la bande relative ou bande fractionnel, F_H et F_L sont respectivement les fréquences de coupures supérieure et inférieure de la bande définie à -3 dB du maximum [7].

3.2 Spectres des différents systèmes radio

La Figure 1, illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec l'étalement de spectre, et enfin les systèmes UWB, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance [8]

3.3 Masque FCC

Le FCC est l'organisme qui est agréé pour limiter la Densité Spectrale de Puissance ou DSP maximale pour chaque bande de fréquence [9]. La FCC a assigné pour les communications UWB dans la bande 3.1 GHz – 10.6 GHz deux masques pour les communications en Intérieur et en Extérieur. La Figure 2 et le Tableau 1 présentent donc la définition de ces masques ainsi que la PIRE maximale autorisée dans les deux conditions (intérieur et extérieur).

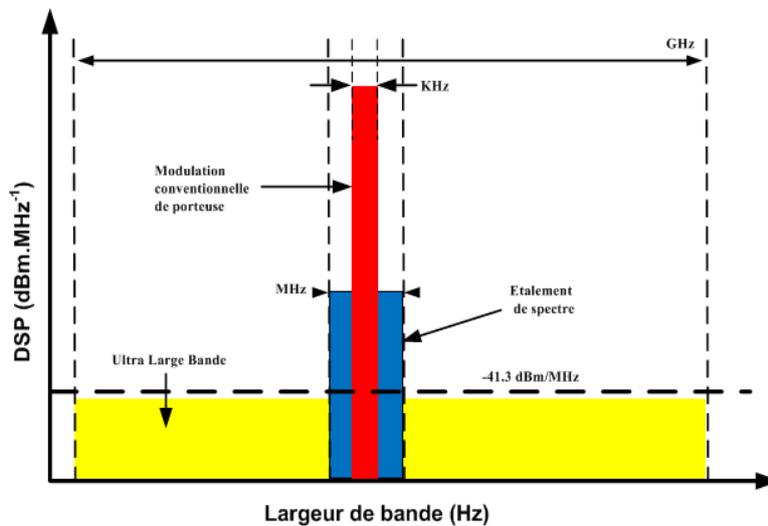


Figure 1. Comparaison des spectres de différents systèmes radio

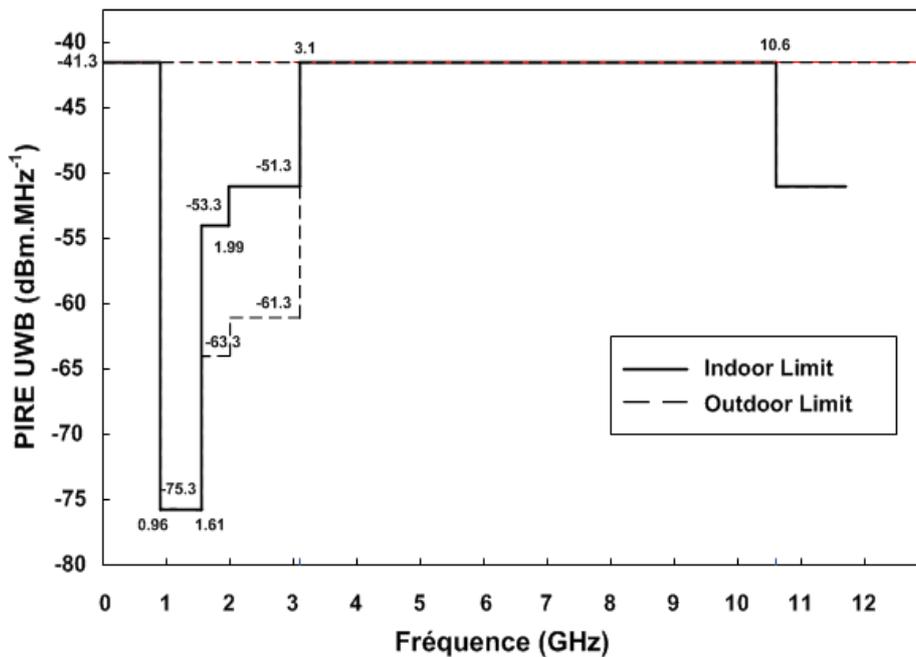


Figure 2. Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002

Bande de fréquence	PIRE (dBm/MHz) en Indoor	PIRE (dBm/MHz) en Outdoor
960 MHz – 1.61 GHz	-75.3	-75.3
1.61 GHz – 1.99 GHz	-53.3	-63.3
1.99 GHz – 3.1 GHz	-51.3	-61.3
3.1 GHz – 10.6 GHz	-41.3	-41.3
>10.6 GHz	-51.3	-51.3

Tableau 1. *Limites proposées par la FCC pour les systèmes UWB en Intérieur et en Extérieur*

4 Réglementation de l'UWB dans le monde

Les systèmes UWB opèrent sur une largeur de bande très grande (quelques GHz). Cette grande largeur de bande coexiste avec d'autres utilisateurs et d'autres systèmes de communications. Bien que la puissance d'émission de ces signaux soit très faible, l'UWB doit tout de même respecter la réglementation. De plus l'une des principales particularités de l'UWB est l'absence de licence pour accéder à la bande UWB, ce qui permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Néanmoins les réglementations prises autour des signaux UWB varient d'une zone géographique à une autre. Dans la suite nous présentons les réglementations de l'UWB dans le monde.

4.1 Etats-Unis

Le Masque réglementaire de l'UWB aux Etats-Unis a été défini par la FCC. Le Masque d'émission décidé par la FCC a été présenté sur la Figure 2. Pour les applications de communications et celles de localisation une émission de signaux avec une puissance moyenne maximale isotropique rayonnée de -41.3 dBm/MHz sur la bande 3.1 GHz - 10.6 GHz est autorisée

4.2 Europe

L'organisme de normalisation de l'UWB en Europe est l'ETSI (European Technical Standard Institute). Cet organisme travail en collaboration avec le CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administration) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes UWB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [10]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006 [11].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communication Committee) est décrit sur la Figure 3. Cette première décision limite l'émission de signaux UWB à la bande 6 GHz – 8.5 GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz sans techniques de mitigations (technique d'atténuation d'émission afin de protéger des perturbations entre systèmes environnement) pour ces dispositifs. Néanmoins dans la bande 4.2 GHz – 4.8 GHz une autorisation a été validée par l'ECC, permettant aux équipements introduits avant le 31 décembre 2010 d'émettre à -41.3 dBm/MHz. Pour les équipements UWB dans les véhicules ou les trains, un contrôle de puissance est nécessaire avec une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale autorisée dans les bandes 4.2 GHz – 4.8 GHz et 6 GHz – 8.5 GHz. Si ce contrôle n'est pas respecté alors la puissance à bord des véhicules est limitée à -51.3 dBm/MHz [12].

Concernant les mécanismes de restrictions, ils ont pour objectif d'assurer la cohabitation des systèmes UWB avec d'autres systèmes radio comme le WiMAX ou la 4G. Le Tableau 2 donne les densités spectrales de puissance permises dans chaque bande pour les dispositifs sans mitigation. Les mécanismes de gestion des interférents sont :

- ❖ *DAA (Detect And Avoid). Cette restriction permet de détecter la présence d'autres systèmes radio et de diminuer le niveau de puissance des équipements UWB pour qu'ils ne causent aucune interférence sur la réception des autres signaux radios. Ces équipements doivent pour cela être capables de sonder l'environnement en temps réel, et ainsi de modifier les paramètres des équipements UWB suivant le dispositif identifié pour ne pas le perturber. Pour le moment, ce mécanisme (DAA) s'applique surtout aux dispositifs haut débit et à courte portée.*
- ❖ *LCD (Low Duty Cycle). Cette restriction consiste à limiter dans le temps les émissions UWB. Elle est surtout utilisée pour les applications UWB bas débits. L'ECC a statué en décembre 2006 sur la technique LCD qui consiste à ce que la somme de toutes les transmissions doit être inférieure à 5% moyennée sur une heure. De plus, la durée de chaque transmission ne doit pas être supérieure à 5 ms.*

Tous les détails sur ces deux techniques sont donnés dans ECC 94 [13] et ECC 120 [14].

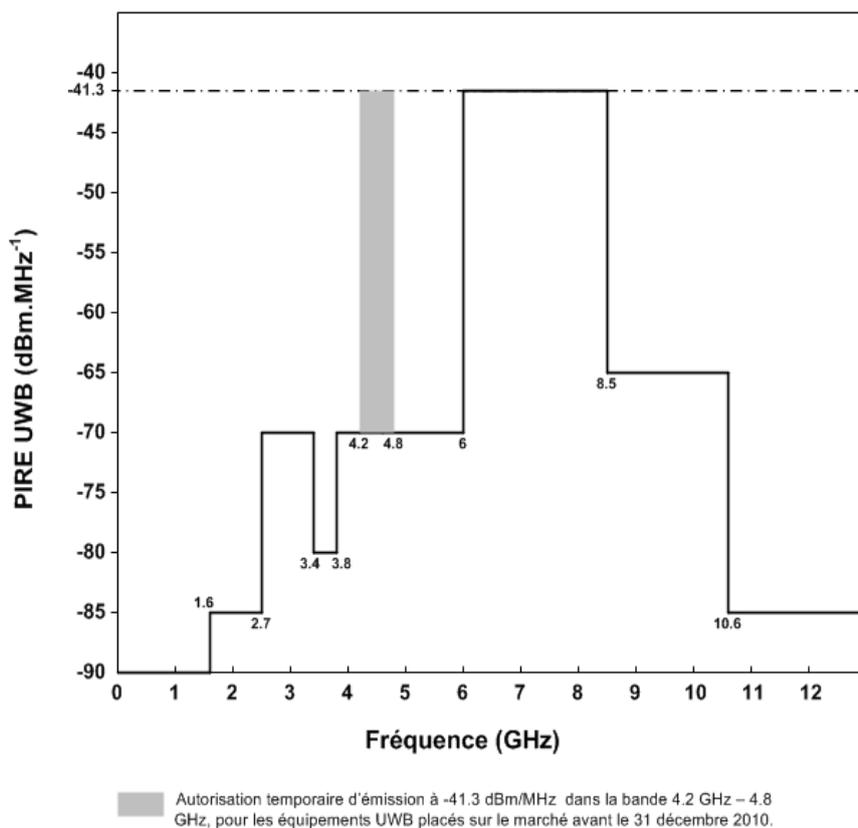


Figure 3. Masque d'émission en Europe

Bande de fréquence	Densité spectrale de puissance
Jusqu'à 1.6 GHz	-90 dBm/MHz
1.6 GHz – 2.7 GHz	-85 dBm/MHz
2.7 GHz – 3.4 GHz	-70 dBm/MHz
3.4 GHz – 3.8 GHz	-80 dBm/MHz
3.8 GHz – 4.2 GHz	-70 dBm/MHz
4.2 GHz – 4.8 GHz	-70 dBm/MHz
4.8 GHz – 6 GHz	-70 dBm/MHz
6 GHz – 8.5 GHz	-41.3 dBm/MHz
8.5 GHz – 10.6 GHz	-65 dBm/MHz
au-delà de 10.6 GHz	-85 dBm/MHz

Tableau 2. Décision de l'ECC de juillet 2007 portant sur la réglementation Européenne du système UWB

4.3 Asie

En Asie, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux UWB sans licence. Tout comme la FCC, une réglementation autorisant l'émission à -41.3 dBm/MHz pour les équipements UWB est imposée. La Figure 4 présente le masque d'émission au Japon.

Le Japon a repris le modèle européen en appliquant certaines des techniques de mitigation adoptée en Europe pour la bande 3.4 GHz – 4.8 GHz. De plus, une « phased approach » sur la bande 4.2 GHz- 4.8 GHz a été appliqué tout comme en Europe. Cette approche permettait jusqu'en 2008 l'introduction et la commercialisation d'une première génération d'équipements sans aucune technique de mitigation. En Europe celle-ci est autorisée jusqu'au 31 décembre 2010. Sur la bande 7.25 GHz – 9 GHz la technique DAA utilisé en Europe est appliquée et elle permet l'utilisation de 3 sous bandes définies dans le standard ECMA [15]

Enfin à Singapour, c'est l'IDA (Infcom Development Authority) qui est en charge de fixer la réglementation concernant le masque d'émission pour les équipements UWB. En février 2003 l'IDA crée une zone géographique dédiée à la recherche sur l'UWB. A l'intérieur de cette zone, dans la bande 2.2 GHz – 10.6 GHz, les systèmes ont une puissance d'émission 6 dB supérieur à la limite imposée par la FCC (Figure 2). Le but de ces recherches est d'encourager le travail sur la perturbation induite par l'UWB sur les autres systèmes. Ceci permet de mettre en place les restrictions appropriées sur la puissance d'émission UWB comme celles présentées auparavant.

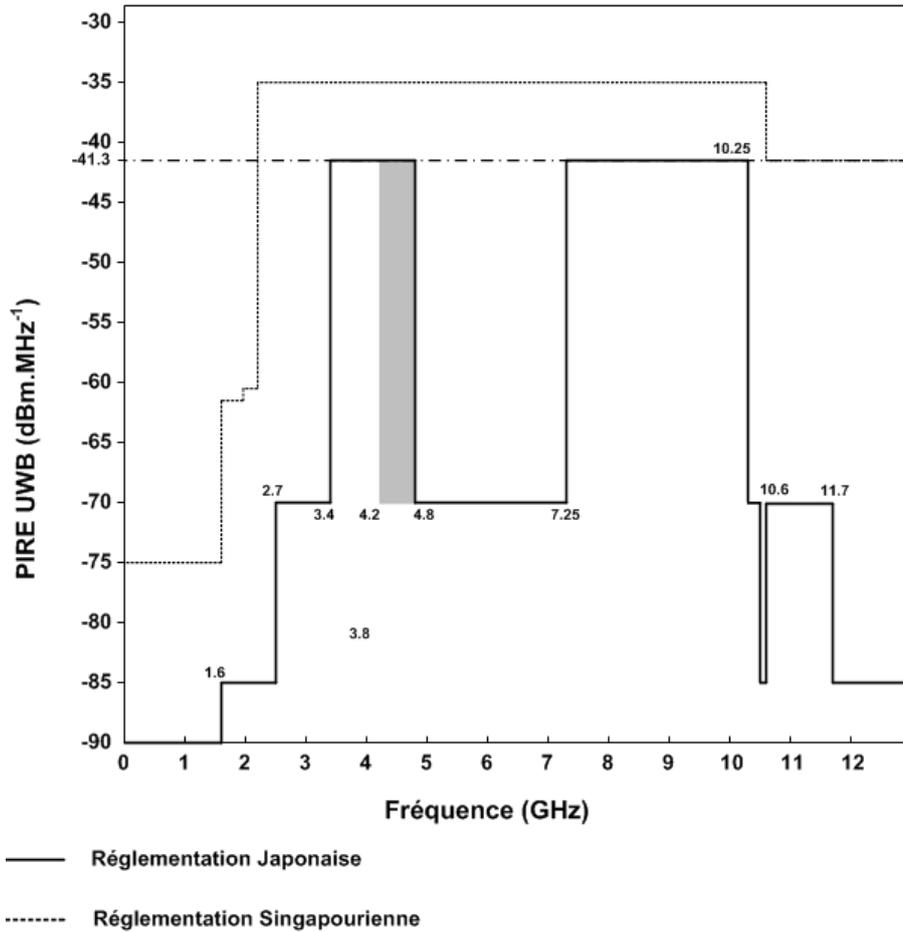


Figure 4. Masque d'émission en Asie

Notons enfin que les réglementations imposés par l'Europe, les Etats Unis et l'Asie ont une bande commune, la bande 7.25 GHz – 8.5 GHz, sans aucune technique de mitigation et qui permettra à terme de rendre les systèmes complètement nomade d'un continent à l'autre.

Dans la suite on présente les techniques de transmissions en UWB

5 Techniques de transmission pour l'UWB

Plusieurs techniques de transmission ont été proposées pour l'UWB. Certaines sont spécifiques à l'UWB haut débit et d'autres à l'UWB bas débit

La norme IEEE 802.15.4a pour les réseaux sans fil bas débits (< 250 kbits/s selon la bande fréquentielle considérée), associant la localisation de haute précision (inférieur au mètre), repose sur la technique radio impulsionnelle. Pour les applications hauts débits (> 100 Mbit/s) deux techniques ont surtout été retenues : le MB-OFDM (Multi-Bandes OFDM) et le DS-CDMA ou DS-UWB (Direct Sequence UWB). Le MB-OFDM a été normalisée en décembre 2005 par l'ECMA (ECMA 368) standard de l'Alliance WiMedia, suite à la dissolution du groupe IEEE.802.15.3a puis a été revue en 2007 afin de prendre en compte les dernières réglementations mises en œuvre pour les systèmes UWB. Le DS-UWB est quand à lui introduit par XtremeSpectrum Inc. qui aujourd'hui appartient à Fresscale Semiconductor. l'UWB Forum rassemble tous les partenaires industriels et académiques qui soutiennent la solution DS-UWB.

5.1 Les solutions par radio impulsionnelle

Le principe de la radio impulsionnelle repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève. Pour les communications UWB la forme des impulsions est gaussienne. Néanmoins, le défaut majeur d'une impulsion gaussienne est dans son amplitude moyenne non nulle, qui donne un pic d'énergie à la fréquence nulle. Le choix des impulsions se porte donc sur l'utilisation du monocycle gaussien et de la dérivée seconde de l'impulsion gaussienne Figure 5. Pour le cas mono-bande, l'information des données numériques est codée par des modulations numériques de type OOK (On Off Keying), PAM (Pulse Amplitude Modulation), PPM (Pulse Position Modulation) etc. La différenciation entre les utilisateurs est réalisée en utilisant un codage temporel appelé TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum) à chaque utilisateur.

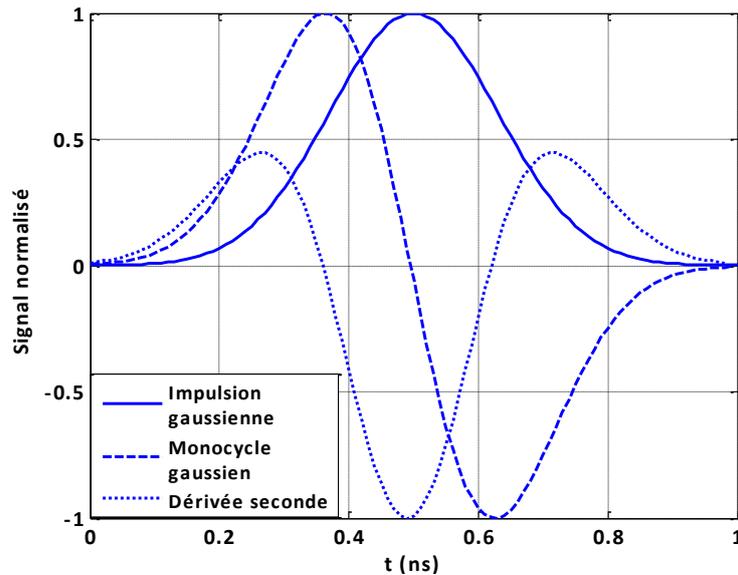


Figure 5. *Formes d'impulsions UWB*

La solution DS-UWB est une autre forme dite impulsionnelle. L'approche DS-UWB ou DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) spécifique à l'UWB haut débits consiste à utiliser plusieurs bandes de fréquences disponibles simultanément, chaque utilisateur est reconnu par l'utilisation de codes d'étalement orthogonaux. Cette méthode est expliquée plus en détail dans [16], [8].

5.2 La solution multibandes

La deuxième grande solution, utilisée pour les applications hauts débits courtes portées, est la solution multibandes. L'approche MB-OFDM consiste à découper la bande 3.1 GHz – 10.6 GHz en 14 sous-bandes de 528 MHz, rassemblées en 5 groupes de 2 ou 3 sous-bandes et utilisant une technique d'accès OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Figure 6. On émet sur chaque sous-bande en moyenne une fois sur trois, un symbole OFDM, construit à partir d'une IFFT à 128 points.

L'allocation des bandes aux utilisateurs est gérée par un code temps-fréquence qui a pour rôle de limiter les interférences entre les différentes communications.

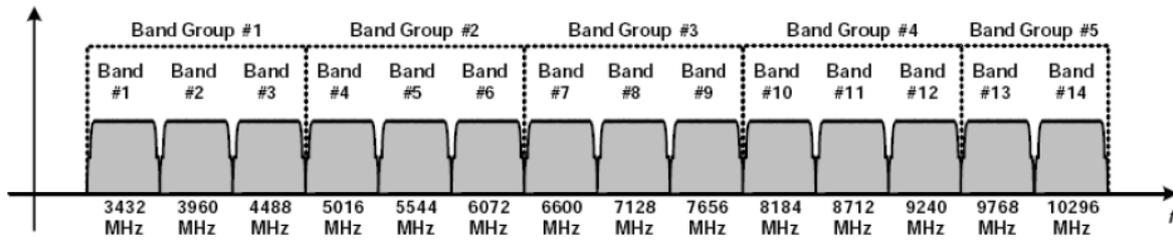


Figure 6. *Bande OFDM définie par la norme 802.15.3a*

L'utilisation d'une approche multibandes permet à chaque utilisateur de bénéficier d'une indépendance en fréquence liée à une bande large, ainsi que d'avoir une souplesse pour la gestion du spectre radio puisqu'il est possible d'interdire une bande de fréquence pour ne pas brouiller un système bande étroite qui l'occupe. Enfin la méthode OFDM permet d'avoir une technique robuste face à la sélectivité du canal.

5.3 Comparaison entre les méthodes de transmission UWB

La solution OFDM semble être plus complexe à mettre en œuvre et plus consommatrice de puissance. Les récepteurs DS-CDMA en condition LOS (Line-Of-Sight) nécessitent des architectures plus complexes que ceux utilisant la technologie IR. Enfin, pour les applications à haut débit, l'UWB-IR s'avère plus difficile à mettre en œuvre que prévu. L'OFDM a été retenue car soutenue par de très nombreuses sociétés qui maîtrisaient cette technologie. Le DS-CDMA a été « sauvé » du fait qu'il fut le premier dispositif fonctionnel à un niveau prototype. Et enfin, l'approche IR a été repositionnée avec des spécifications différentes.

Aujourd'hui plusieurs réalisations sont basées sur les techniques DS-UWB et MB-OFDM. On trouve par exemple des interfaces USB à 480 Mbit/s en DS-UWB réalisés par Intel et Philips dans le cadre de l'interface USB 2.0.

De même des transmissions de télévision à haute définition (HD) ont été effectuées en UWB (MB-OFDM) entre équipements placés à l'intérieur d'un véhicule et en AMP au sein de réseaux domestiques et bureautiques [17]

6 Applications

Les caractéristiques présentées par les signaux UWB, permettent de définir un vaste champ de systèmes sans fils basés sur cette technologie. La technologie UWB connaît aujourd'hui plusieurs domaines d'applications, certains sont présentés sur la Figure 7.

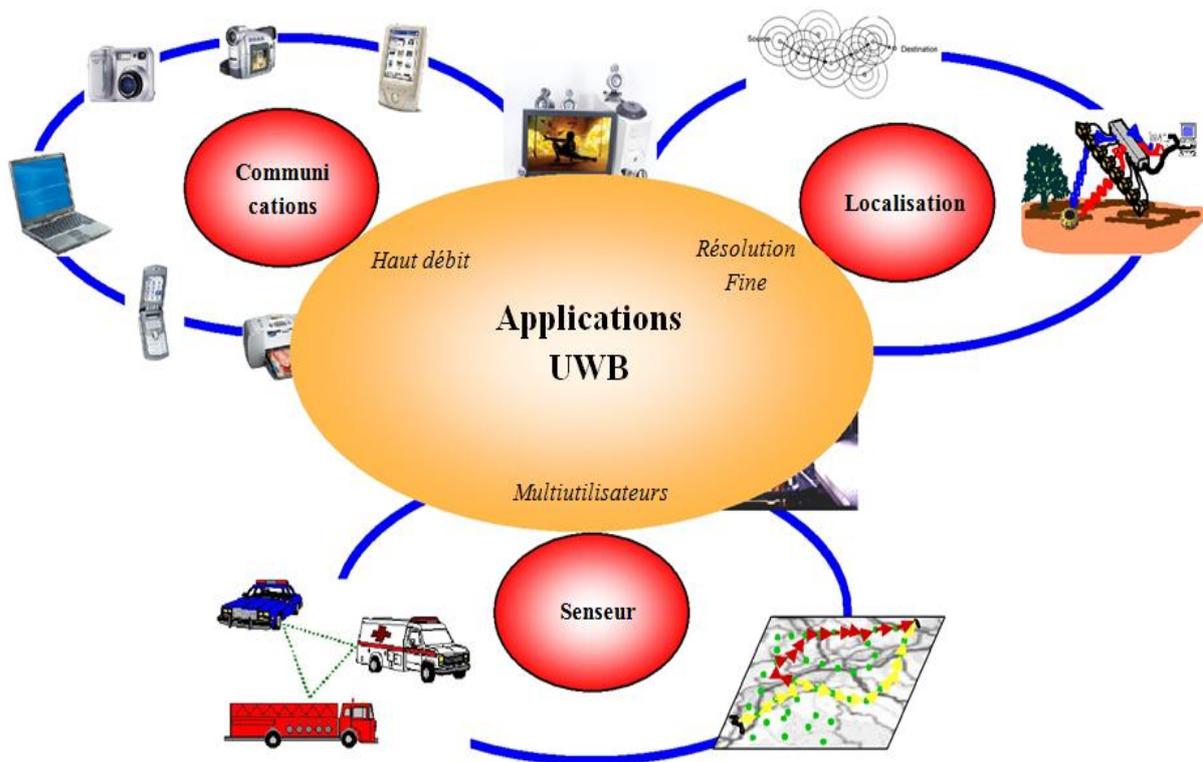


Figure 7. Applications visées pour la technologie UWB

6.1 Systèmes d'Imageries Radar et de localisations

Le signal UWB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain. Par conséquent, les principaux utilisateurs des systèmes appartenant à cette catégorie seraient des spécialistes dans les domaines de l'application de la loi, de la recherche, du sauvetage, de la construction, de l'exploitation

minière, de la géologie, la géolocalisation, et de la médecine. Les systèmes touchés sont : les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, *Ground Penetrating Radar*), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs pour le sauvetage des personnes ensevelies et des détections des armatures d'acier dans le béton, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance pour les militaires. Enfin dans le domaine de la géolocalisation pour l'aide et le guidage d'individus au sein d'une vaste zone commerciale par exemple.

6.2 Réseau de Capteurs et Senseurs

Les réseaux de capteurs sans fils sont une autre catégorie d'application de la technologie UWB. Les réseaux de capteurs sans fil sont un réseau Ad-hoc dont les *nœuds* sont un grand nombre de micro-capteurs capables de récolter et de transmettre des données environnementales d'une manière autonome (telles que la température, l'humidité, la vitesse, etc). l'UWB est considérée comme un point fort pour la technologie des réseaux de capteurs sans fil grâce à la petite taille et la faible consommation de ces appareils. Les émetteurs/récepteurs UWB seront de petites dimensions, faibles consommations et faibles coûts. Tout ceci va permettre d'élargir les champs d'application des réseaux de capteurs sans fil Les réseaux Ad hoc UWB vont typiquement être développés pour les applications grand public [2].

6.3 RFID

La RFID est maintenant aussi utilisatrice de l'UWB: Dans l'exemple suivant le CEA-Leti de Grenoble et le centre de recherche de Nokia ont développé un circuit radiofréquence capable de communication à très haut débit entre le lecteur et une étiquette passive RFID.

Ce développement porte le débit d'échange des données à 112 Mbit/s par rapport à la technologie RFID actuelle, limitée en général à 424 Kbit/s. Le protocole de communication radio utilisé combine deux techniques: l'ultra-large bande (UWB) pour le transfert de données, et l'ultra haute fréquence (UHF) pour la synchronisation et la mise sous tension à distance. Le même circuit peut gérer la communication de la couche physique aux deux extrémités de la liaison radio, c'est à dire aussi bien dans la balise de mémoire (l'étiquette RFID) ou dans le lecteur.

6.4 Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure. Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles, les bureaux, les salles de réunion, salles de conférence et les endroits publics comme les centres commerciaux, les aéroports etc.

7 Modélisation du canal UWB

Le modèle de S-V (Saleh et valenzuela) déjà exposé dans la partie 2.3, est le plus utilisé pour décrire le phénomène de « cluster ». Ce modèle est très approprié aux environnements indoor et est très utilisé dans le domaine de la communication. Néanmoins, les propriétés des signaux UWB nécessitent d'adapter le modèle S-V. C'est le point suivant.

Pour cette étude on présente le modèle 802.15.4a pour des applications bas débits, réalisée par le groupe de travail IEEE. [48].

7.1 Modèle IEEE 802.15.4a

Le groupe 802.15.4a a développé ses propres modèles de canaux. L'objectif principal étant d'étendre la portée à l'extérieur des canaux de la norme 802.15.3a, qui a été dissoute et remplacée en 2005 par la norme ECMA-368 haut débit. Ceci revient à modéliser des temps d'étalement plus importants. Les documents [48] présentent en détail les différents paramètres des modèles. Le modèle 802.15.4a est basé sur des mesures en milieux industriels [49] et en extérieur [50]. De plus le modèle se considère comme indépendant des antennes utilisées.

Les modifications apportées par ce nouveau modèle par rapport au modèle 802.15.3a, concernent les fluctuations des pertes de puissance en propagation et les fluctuations des amplitudes des trajets $\beta_{k,l}$ [48]. Le modèle 802.15.3a considérait seulement la dépendance des pertes en propagation en fonction de la distance. Avec le modèle 802.15.4a, la dépendance fréquentielle est aussi modélisée. Ce nouveau modèle a également intégré une modélisation de la fluctuation du nombre moyen de clusters, cette modélisation suit une distribution de Poisson. La loi d'apparition des clusters suit la même distribution pour les deux modèles, concernant les instants d'apparition des trajets par cluster, une modification est apportée au

nouveau modèle puisque la distribution ne suit plus une loi de Poisson simple mais une loi mixte de Poisson :

$$\text{Eq 3. } p(\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l}) = \beta \lambda_1 e^{-\lambda_1 (\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l})} + \beta \lambda_2 e^{-\lambda_2 (\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l})} \text{ avec } k > 0$$

β représente le paramètre de mixité, λ_1 et λ_2 les deux taux d'arrivées des rayons. Le coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster (présenté au paragraphe 2.3.1.3) a lui aussi subi une modification majeure puisque le 802.15.4a prévoit que ce paramètre a une dépendance temporelle suivant la formule ci-dessous :

$$\text{Eq 4. } \gamma = k_\gamma T_l + \gamma_0$$

Où γ_0 est l'ordonnée à l'origine et k_γ décrit la décroissance de γ suivant l'instant d'arrivée du cluster. Enfin en ce qui concerne la distribution des variations à petite échelle, celle-ci est de type Nakagami pour le modèle 802.15.4a. En ce qui concerne les autres paramètres, ils sont décrits par les équations présentés dans la partie 2.3.

Les Tableaux 4 et 5 présentent les valeurs des paramètres du modèle proposé pour les cas en intérieur et en extérieur, plus de détails sont donnés dans [51]. D'autres modèles existent dans le domaine temps-fréquence pour l'UWB :

- ❖ *Le modèle Cassioli-Win-Molisch [24]. Il s'agit de l'un des premiers modèles statistiques, basé sur une approche temporelle décrivant le canal de propagation UWB.*
- ❖ *Le modèle fréquentiel proposé par le laboratoire AT&T Research Laboratory et le MIT [28]. Ce modèle est construit à partir d'une campagne de mesures intensive réalisée dans 23 maisons d'habitation.*
- ❖ *L'INSA de Rennes (France) propose un modèle de type déterministe, utilisant les outils de tracé de rayons [21]. L'université de Floride centrale (États-Unis) a proposé un modèle déterministe utilisant la méthode FDTD [52].*

	Environnement résidentiel		Environnement de bureau	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
n^2	1.79	4.58	1.63	3.07
PL_0^3	43.9	48.7	36.6	51.4
\bar{L}^4	3	3.5	5.4	1
Λ [ns^{-1}]	0.047	0.12	0.016	-
λ_1, λ_2 [ns^{-1}], β	1.54, 0.15, 0.095	1.77, 0.15, 0.045	0.19, 2.97, 0.0184	-
Γ [ns]	22.61	26.27	14.6	-
k_v	0	0	0	-
γ_0	12.53	17.50	6.4	-
m_0^5 [dB]	0.67	0.69	0.42	0.50
k_m	0	0	0	0

Tableau 3. Paramètre du modèle IEEE 802.15.4a pour la configuration de propagation indoor

	LOS	NLOS
N	1.76	2.5
PL_0	43.29	43.29
\bar{L}	13.6	10.5
Λ [ns^{-1}]	0.0048	0.0243
λ_1, λ_2 [ns^{-1}], β	0.27, 2.41, 0.0078	0.17, 1.13, 0.062
Γ [ns]	31.7	104.7
k_v	0	0
γ_0 [ns]	3.7	9.3
m_0 [dB]	0.77	0.56
k_m	0	0

Tableau 4. Paramètres du modèle IEEE802.15.4a pour des configurations de propagation outdoor

² Exposant traduisant le facteur d'atténuation du canal en fonction de la distance

³ Les pertes en propagation pour une distance $d_0 = 1m$

⁴ Le nombre moyen de clusters

⁵ m_0 et k_m sont des variables traduisant la moyenne des facteurs de Nakagami donnant une indication sur la fluctuation en amplitude à petite échelle

8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser une première vision de la technologie UWB. Un bref historique a permis de voir l'origine de l'UWB et ainsi de remettre ce travail dans son contexte historique. Les caractéristiques propres à l'UWB telle que son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution ont permis de placer l'UWB comme un système avec de forts potentiels qui pousse les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie. Néanmoins, les travaux de réglementation ont donné lieu à de multiples masques de puissance.

En Europe, l'avenir de l'UWB se redessine après quelques années de ralentissement de son évolution et le démantèlement du groupe de travail 802.15.3a. Aujourd'hui deux groupes de travaux, regroupant des laboratoires de recherches et des entreprises, Alliance-Wimedia et UWB Forum, visent à promouvoir le système UWB dans plusieurs applications surtout grand public.

Actuellement, une nouvelle version permettant d'atteindre des débits de 1024 Mbit/s pour les courtes portées vient d'être annoncée par WiMedia Alliance. CEA-Leti de Grenoble et le centre de recherche Nokia ont développé un circuit radiofréquence capable de réaliser des communications à très haut débit entre le lecteur et une étiquette passive RFID, ceci permet d'augmenter le débit à 112 Mbits/s contre les 424 kbit/s actuel. D'autres applications aux fréquences millimétriques, à 60 GHz, pourraient aussi être envisagés dans le futur. Si cette technologie est aussi entrevue comme un bon candidat pour le futur c'est aussi parce qu'elle peut être combiné avec d'autres technologies de communication comme le WiMax, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables.

Nous avons enfin exposé la modélisation du canal de propagation UWB en donnant pour exemple le modèle de canal 802.15.4a.

La modélisation déterministe du canal de propagation n'étant pas facile à réaliser à cause d'un manque de connaissance concernant les matériaux et la géométrie de l'environnement, nous nous concentrons donc dans ce travail sur la modélisation statistique.

Chapitre 2 :

Canal de propagation UWB

1 Introduction

Dans tout système de communication sans fil, la propagation se fait à travers un canal de propagation radioélectrique dont la complexité et la variabilité pose un réel défi pour les concepteurs et les utilisateurs des systèmes de radiocommunications. En effet ces systèmes sont appelés à fonctionner dans des environnements de plus en plus hostiles. Il est donc important de connaître les mécanismes de propagation dans la bande de fréquence considérée pour déterminer leur influence sur les performances des systèmes de radiocommunication. L'extraction d'un modèle de propagation à partir de résultats de mesures ou de simulations permet donc d'identifier les principaux paramètres qui vont donner les performances du système (couverture, débit maximum etc.).

Le canal de propagation sans fil est étudié depuis déjà une cinquantaine d'années et de nombreux modèles ont été proposés. Ces modèles s'appliquent néanmoins pour le canal à bande étroite. Pour le canal UWB les phénomènes de propagation sont plus complexes. En effet le canal UWB est beaucoup plus riche qu'un canal bande étroite, cette richesse est liée à la capacité du système à distinguer les trajets multiples.

Les premiers modèles de canal UWB ont vu le jour en 2001. Depuis de multiples campagnes de mesures ont été réalisées dans différents environnements correspondants aux diverses applications consacrées à l'UWB, ceci a permis de proposer des modèles de canal UWB.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la définition du canal de propagation, à sa représentation mathématique et aux paramètres de caractérisation et de modélisation du canal radio-mobile en contexte UWB.

2 Définitions du canal de propagation

2.1 Phénomènes physiques liés à la propagation en espace libre

Le canal de propagation, est le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Dans le cas idéal, en espace libre, le signal est seulement affecté par une atténuation et un retard qui dépendent de la distance entre émetteur et récepteur. Mais en réalité le canal radioélectrique, est le siège de multi-trajets (Figure 1). Les multi-trajets se manifestent lorsque le signal émis arrive au récepteur après réflexions, diffractions etc... sur un obstacle (murs, surfaces vitrées ou métalliques en zone urbaine, troncs d'arbres, branche et feuillage en forêt). Ces interactions électromagnétiques modifient les paramètres intrinsèques de l'onde comme sa polarisation et sa phase.

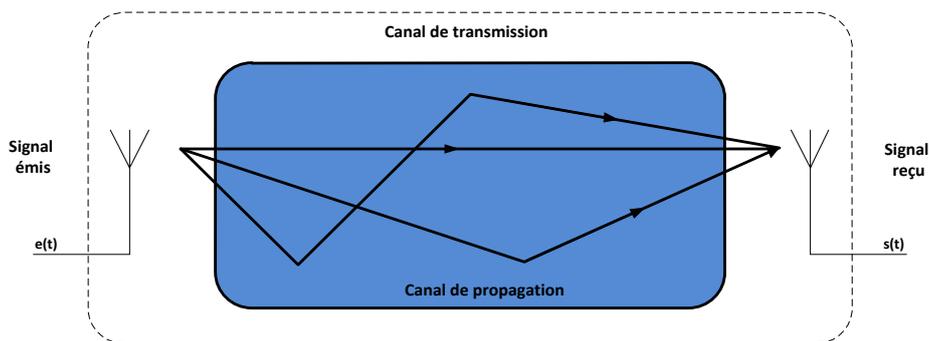


Figure 1. *Canal de propagation et canal de transmission*

Tout d'abord il est important à ce niveau de bien faire la distinction entre le canal de propagation, et le canal de transmission. Le canal de propagation tient compte des modifications en phase et en amplitude subi par l'onde qui va interagir avec l'environnement où elle se propage. Le canal de transmission englobe quant à lui : le canal de propagation ainsi que l'effet des antennes en émission et en réception. Il est donc clair que la fonction de transfert du canal de transmission sera dépendante des caractéristiques des antennes (Gain, diagramme de rayonnement, adaptation, etc.).

2.1.1 Phénomènes à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [18]. Pour un canal réel, la dépendance en fréquence et en distance des pertes par propagation s'écrit comme suit :

$$\text{Eq 1. } PL(f, d) = PL(f_0, d_0) + 10N_f \log\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10N_d \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(f, d)$$

Où f_0 et d_0 correspondent à une fréquence et une distance de référence. Les coefficients N_f et N_d sont appelés coefficients de pertes par propagation en fréquence et en distance. N_d tient compte des interactions avec l'environnement, celui-ci est approximé à $N_d = 2$ (il peut s'en éloigner mais très peu). N_f traduit une dépendance fréquentielle des phénomènes de propagation. Le masquage $S(f, d)$ quant à lui est dû à la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Il se traduit par une atténuation supplémentaire en fonction de la nature des matériaux traversés par l'onde électromagnétique.

2.1.2 Phénomènes à petite échelle

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps ou un déplacement spatial suffisamment petit pour négliger les variations à grande échelle. À l'origine de ces phénomènes, la présence d'objets dans l'environnement de propagation engendre, au niveau du récepteur, l'apparition de plusieurs répliques du signal transmis interférant de manière constructive ou destructive. Les principales conséquences sur le signal sont les variations de l'enveloppe du signal reçu, la modulation de fréquence aléatoire due aux changements des

conditions de propagation et la dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des échos. On parle de propagation à trajets multiples.

2.1.3 Mécanismes de propagation

Les principaux mécanismes d'interactions des ondes avec l'environnement sont la réflexion, la diffusion, la réfraction et enfin la diffraction (Figure 2) [19], [20].

2.1.3.1 Réflexion :

Ce phénomène intervient lorsqu'une onde rencontre un obstacle de plus grande dimension que la longueur d'onde. La quantité d'énergie réfléchie dépendra de la constante diélectrique du matériau. La surface sur laquelle se fait la réflexion peut ne pas être plane on parle alors de surface rugueuse. La réflexion dépendra alors de la taille des irrégularités à la longueur d'onde. Deux types de réflexion sont à distinguer. La réflexion diffuse est rencontrée lorsqu'on est en présence d'une surface dont les irrégularités ne sont pas négligeables, une partie de l'énergie est alors diffusée dans toutes les directions, avec une atténuation variable. La réflexion spéculaire, se produit lorsque la surface sur laquelle se produit la réflexion est non rugueuse c'est-à-dire dont les irrégularités sont petites par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas d'une réflexion spéculaire, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel.

2.1.3.2 Diffraction :

La diffraction a lieu sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens, qui considère chaque point du front d'onde éclairant un obstacle comme une source secondaire. Les ondes diffractées vont alors se répartir de façon radiale par rapport à l'arrête diffractante.

2.1.3.3 Diffusion :

Si une onde rencontre un obstacle dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, alors il se produit un phénomène de superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. L'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable.

2.1.3.4 Réfraction /Transmission :

Lorsqu'on est en présence d'une surface pas totalement radio-opaque, l'onde subit une réflexion mais aussi une transmission. En effet une partie de l'énergie non réfléchi sera transmise et va traverser le matériau. L'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, à cause de l'indice de réfraction du matériau.

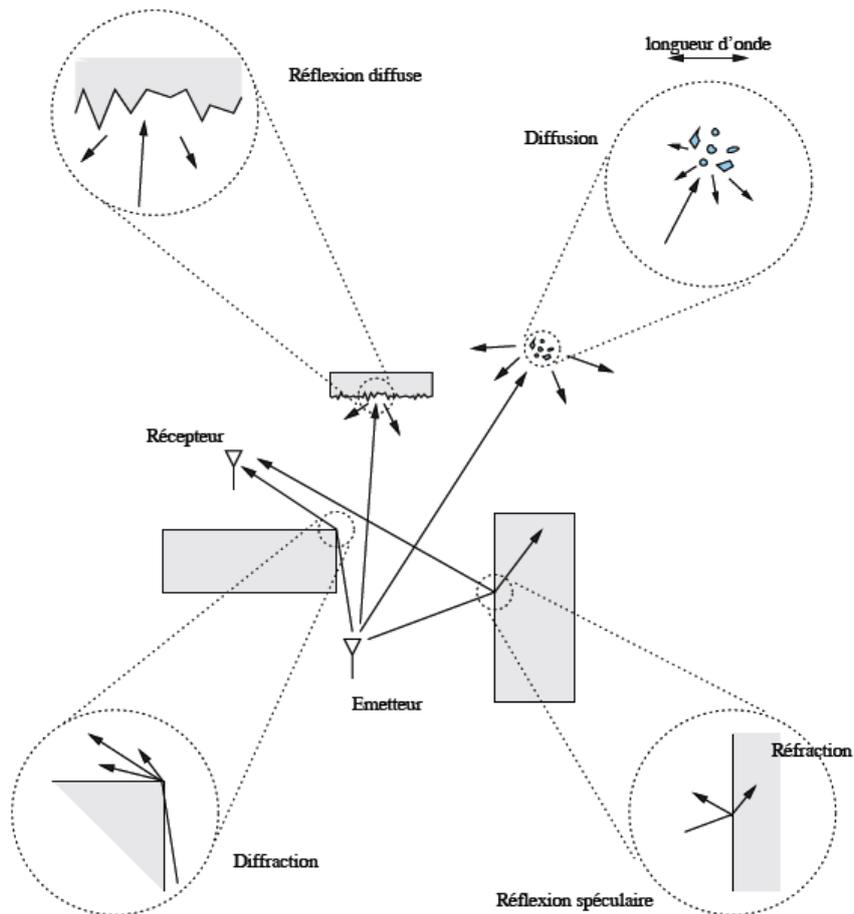


Figure 2. Mécanismes intervenant lors de la propagation

2.2 Modélisation du canal de propagation

La complexité du canal de propagation nécessite l'utilisation de modèles adaptés et réalistes. Il existe deux grands ensembles de modèles de canaux : Les premiers, empiriques ou statistiques, sont basés sur des régressions linéaires de valeurs mesurées. Les suivants, déterministes, se décomposent selon deux classes: les modèles qui résolvent les équations de Maxwell par discrétisation spatiotemporelle et ceux reposant sur un développement asymptotique en fréquence des solutions des équations de Maxwell.

2.2.1 Différents types de modélisation

2.2.1.1 Le modèle déterministe

Ce modèle se base sur l'utilisation d'un outil de simulation qui permet de prédire le signal en réception. Un simulateur de canal s'appuie donc sur une modélisation de l'environnement de propagation, un modèle physique des interactions et une technique de recherche des trajets. Le modèle physique permettant de déterminer les caractéristiques des trajets repose sur les équations de l'Optique Géométrique (pour la réflexion et la transmission) et de la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) pour le phénomène de diffraction. Pour la recherche des différents trajets géométriques suivis par les ondes, il existe de nombreuses techniques que l'on peut regrouper en deux familles: le lancé et le tracé de rayons. Le lancé de rayons consiste à tirer des rayons selon un pas angulaire constant depuis la source afin qu'ils interceptent un volume de réception. La méthode de tracé de rayons est considérée plus précise car elle prend en compte tous les trajets de propagation possibles entre un émetteur et un récepteur, pour un nombre d'interactions maximum fixé. Plus ce nombre est élevé, plus cette méthode est coûteuse en temps de calcul, en particulier lorsque le nombre de diffraction est important. Néanmoins, qu'elle que soit la technique de recherche de trajets, il faut souligner que la modélisation du canal reste incomplète.

Effectivement, les méthodes déterministes ne prennent pas en compte les phénomènes de variabilité temporelle du canal qui altèrent de manière significative les ondes électromagnétiques [21], [22].

2.2.1.2 Le Modèle Statistique

Ce type de caractérisation est basé sur des modèles mathématiques qui permettent de décrire le comportement statistique du canal de propagation pour l'UWB. La modélisation se base sur une série de mesure de canal de propagation dans différents environnements. L'inconvénient majeur de ce type de modélisation est le temps de mesure et la mise en place de la mesure. Car il est important d'avoir des données initiales fiables et précises afin d'avoir un modèle valide. Dans ce travail de thèse nous avons bien choisi la technique statistique afin de valider le fonctionnement du sondeur réalisé.

Deux points essentiels seront à retenir ici. Tout d'abord la modélisation statistique est basée sur des campagnes de mesures et la modélisation déterministe utilise les mesures comme élément de validation principal des outils de simulation qui sont utilisés pour donner un modèle de canal [23], [24], [25].

2.3 Objectifs et Caractéristiques d'un sondeur de canal ultra large bande

Le but du sondage de canal est la mesure de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$. La réponse impulsionnelle relie le signal reçu $s(t)$ au signal émis $e(t)$ par une opération de filtrage. À partir de la connaissance de la réponse du canal de propagation, il est intéressant de connaître les caractéristiques du canal de propagation qui permettent d'évaluer la corrélation et la dispersion dans chaque domaine. Les domaines principaux sont définis sur la Figure 3.

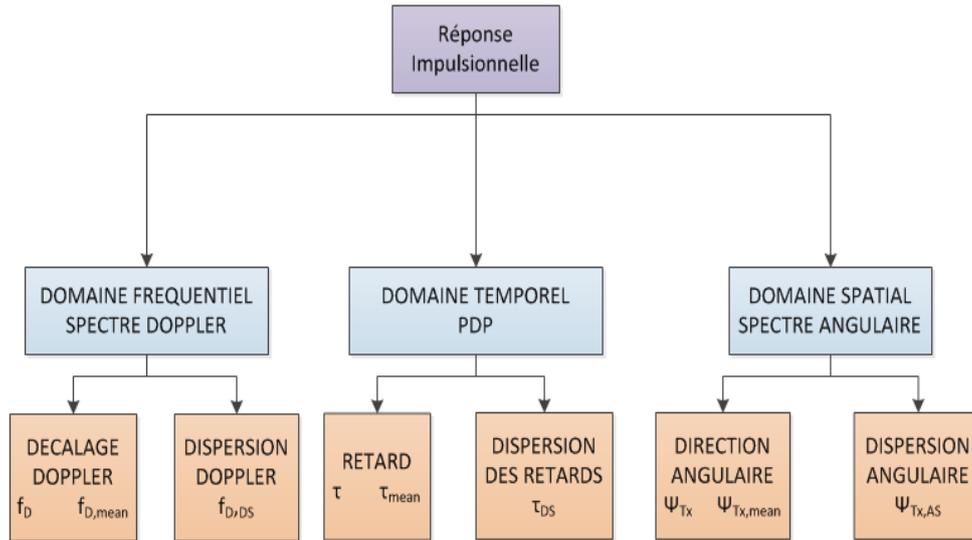


Figure 3. Domaines et variables caractérisant un canal

Pour le domaine retard/fréquence, on caractérise la dispersion des retards et la corrélation en fréquence. La dispersion des retards peut être évaluée à partir de plusieurs valeurs : RMS delay spread (en français on désigne souvent ce terme simplement par dispersion des retards), fenêtre des retards à X%, intervalle des retards à X dB, etc.

2.3.1 Sélectivité fréquentielle

La sélectivité fréquentielle est liée à l'apparition aléatoire de trajets multiples. L'onde émise va donner lieu à plusieurs trajets qui ne sont qu'une autre version du signal empruntant des trajets de propagation différents. La répartition de puissance en fonction du retard est donnée par le PDP (Power Delay Profile). Il est démontré dans [26] que pour éliminer les effets locaux des fluctuations rapides du canal, et à condition d'avoir l'hypothèse de stationnarité valide, on calcule le PDP à partir de M réponses impulsionnelles mesurées successivement sur un trajet de l'ordre de 20 à 40 longueurs d'ondes.

$$\text{Eq 2. } P_h(0, \tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h(t_m, \tau)|^2$$

2.3.1.1 Etalement des retards

La dispersion des retards τ_{RMS} représente l'écart-type du PDP et τ_m représente le retard moyen. Ces variables sont calculés suivant les équations 3 et 4, elles traduisent l'étalement de la réponse impulsionnelle.

❖ *Ecart-type du retard excessif moyen τ_{RMS}*

$$\text{Eq 3. } \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \tau_m)^2 P_h(0, \tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(0, \tau) d\tau}}$$

❖ *Retard excessif moyen τ_m*

$$\text{Eq 4. } \tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P_h(0, \tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(0, \tau) d\tau}$$

2.3.1.2 Bande de cohérence

Dans le domaine de fréquence, à cause de la largeur de bande, les composantes fréquentielles vont être affectées de manières différentes, aussi le signal en réception sera une copie distordue de celui émis. On parle alors d'évanouissement sélectif en fréquence. La bande de fréquence sur laquelle les composantes du signal sont affectées de la même manière est appelé bande de cohérence ou bande de corrélation. Dans le cas bande étroite les évanouissements de puissance sont constants sur la bande considérée aussi on appelle ce comportement « flat fading » ou évanouissement plat. On définit souvent la bande de cohérence à $B_{c,n\%}$ à partir de l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal.

$$\text{Eq 5. } B_{c,n\%} = \min \left\{ \Omega : \left| \frac{R_T(\Omega, 0)}{R_T(0, 0)} \right| = \frac{n}{100} \right\}$$

La fonction $R_T(\Omega, 0)$ est appelée fonction de corrélation en fréquence et s'obtient par une transformée de fourrier du PDP [27].

2.3.1.3 Coefficients de décroissance exponentielle

Dans un canal UWB le signal reçu est la somme de versions distordues du signal de référence. La distorsion est due à la sélectivité fréquentielle [28] du canal c'est-à-dire à la dépendance fréquentielle des coefficients de réflexion et de transmission des matériaux, mais aussi à l'antenne, car le signal émis/reçu par l'antenne peut varier selon l'angle de départ ou d'arrivée. De plus, grâce à sa bonne résolution temporelle (inversement proportionnelle à la bande passante), il bénéficie d'un nombre importants de trajets regroupés en clusters. Afin de rendre compte de la présence de ces clusters qui ne sont autres qu'un regroupement de rayons, le formalisme de Saleh et Valenzuela sera utilisé pour représenter la réponse impulsionnelle discrète [29] .

$$\text{Eq 6.} \quad h(t) = A \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l} e^{i\theta_{k,l}} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l})$$

Dans cette relation, L , K et T_c sont respectivement le nombre de clusters, le nombre de rayons et l'instant d'arrivée du $l^{\text{ième}}$ cluster. $\beta_{k,l}$, $\theta_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ sont l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée relatif du $k^{\text{ième}}$ rayon appartenant au $l^{\text{ième}}$ cluster. Un rayon fait référence à un trajet dans un cluster. La phase $\theta_{k,l}$ pour un rayon donné est une variable aléatoire suivant une distribution uniforme entre 0 et 2π .

Les instants d'arrivées des clusters T_l sont modélisés par une loi de Poisson de taux d'apparition Λ . Le temps entre deux clusters suit donc une loi exponentielle de paramètre Λ :

$$\text{Eq 7.} \quad p(T_l \setminus T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l \setminus T_{l-1})}$$

Le temps moyen entre deux clusters est donc de $1/\Lambda$.

De même, les instants d'arrivées des trajets $\tau_{k,l}$ au sein d'un cluster sont modélisés par une loi de Poisson de taux d'apparition λ . Les trajets sont donc espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre λ :

$$\text{Eq 8. } p(\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l})}$$

avec $k > 0$

La puissance moyenne des clusters (respectivement des trajets intra-cluster) suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ (respectivement γ). Pour chaque trajet d'indice (k, l) , la puissance moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ est égale à la moyenne temporelle des puissances $\beta_{k,l}^2$ de chaque réalisation, et s'exprime par :

$$\text{Eq 9. } \overline{\beta_{k,l}^2} \equiv \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0, 0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$$

Où $\overline{\beta^2(0, 0)}$ est la puissance moyenne du premier trajet du premier cluster. Le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un cluster est plus faible que le temps de décroissance de la puissance des clusters ($\Gamma > \gamma$). La Figure 4 représente le schéma du profil puissance-retard ou PDP et les décroissances exponentielles associées.

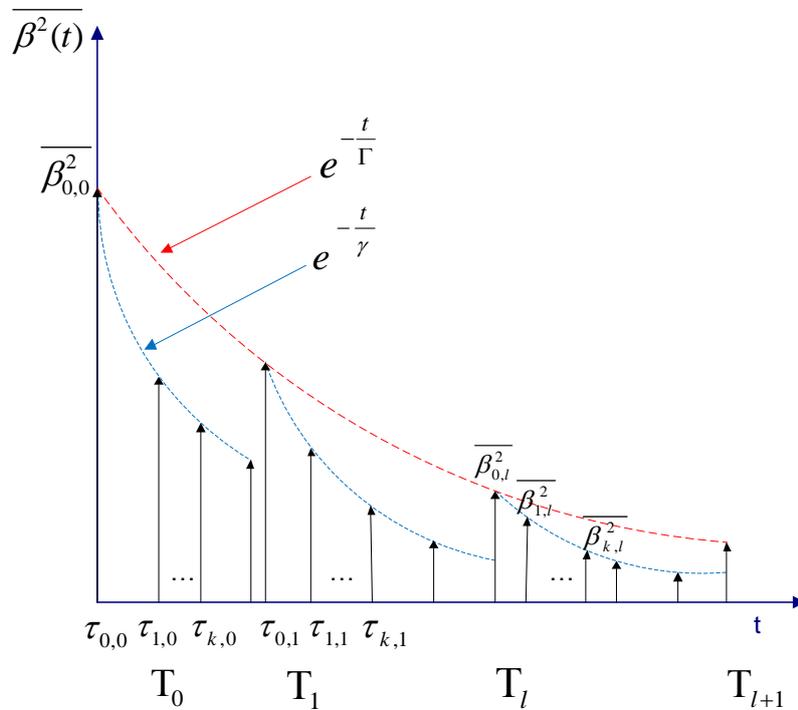


Figure 4. Représentation schématique du profil puissance-retard (PDP) en forme de clusters selon le formalisme de Saleh et Valenzuela

2.3.2 Étalement Doppler B_D – Temps de cohérence T_C

Que se passe-t-il maintenant si les antennes ou l'environnement sont en mouvement ?

En effet toutes les caractéristiques présentées pour le moment n'offrent aucune information sur la variation du canal dans le temps qui peut être causée par le déplacement des éléments du canal ou celui de l'émetteur et récepteur. Ce type de variation est décrit par l'étalement Doppler et la cohérence temporelle. L'étalement Doppler représente la plage fréquentielle pour laquelle le doppler du signal reçu est non nul. La cohérence temporelle est le dual de l'étalement doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence désigne l'écart temporel au-delà duquel l'état du canal est décorrélé dans le domaine temporel, c'est-à-dire une durée T_C pour laquelle la réponse impulsionnelle du canal peut être considérée comme invariante.

2.3.3 Étalement angulaire ou sélectivité spatiale

Les propriétés du canal de propagation peuvent différer de façon significative lorsque l'antenne de réception est positionnée à différents emplacements. L'onde peut emprunter plusieurs chemins qui dépendent de la position de l'antenne d'émission. La recombinaison des trajets quant à elle dépendra de la position du récepteur. Afin d'exploiter la diversité spatiale il est important que les antennes au niveau de l'émetteur ainsi que celles au niveau du récepteur soient séparées d'une distance supérieure à la distance de corrélation. En émission la distance de corrélation correspond à l'éloignement minimal entre antenne d'émission pour que les répliques des impulsions transmises soient décorrélées en réception. La distance de corrélation en réception correspond à la distance minimale entre antennes de réception pour laquelle les signaux reçus par chaque antenne soient décorrélés.

2.3.4 Variabilité lente

Les variations lentes du canal de propagation sont principalement dues aux pertes de puissance par propagation et aux mécanismes de masquage. Afin de caractériser la dépendance en fréquence et en distance des pertes par propagation, on résout l'équation 1 défini dans la partie 2.1. Les paramètres N_d et N_f sont calculés par régression linéaire et la variable $S(f, d)$ contient une moyenne nulle. Cette variable est exprimée en dB. Elle suit souvent une distribution de type gaussienne et on la caractérise par son écart-type σ_s .

Afin de dériver le paramètre N_f , on introduit la fonction $P_T(f)$ décrite par l'équation 10.

$$\text{Eq 10. } P_T(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |T(f, t_m)|^2$$

Les différentes techniques de sondage sont présentées dans le paragraphe suivant ainsi que leurs avantages et inconvénients.

3 Technique de sondage utilisées en UWB

Cette partie présente les techniques de sondage existant dans la littérature. Les principes de base sont présentés, puis les avantages et inconvénients des différentes méthodes sont développés. Cette partie n'est pas une description exhaustive de toutes les techniques et les méthodes de sondage existantes, mais seulement une description des méthodes les plus fréquemment utilisées pour l'UWB.

3.1 Sondage dans le domaine temps-fréquence

3.1.1 Techniques temporelles

3.1.1.1 Méthode impulsionnelle

Cette technique, très utilisée pour le sondage de canal en contexte UWB [9], [30], [31], [32], [33] est une transcription naturelle de la formule mathématique reliant le signal $s(t)$ reçu au signal $e(t)$ émis qui est théoriquement un Dirac comme montré dans l'équation 11.

$$\text{Eq 11. } s(t) = h(t, \tau) \otimes \Pi_{\Delta t}(t)$$

Où $\Pi_{\Delta t}(t)$ est l'impulsion émise (très courte proche du Dirac). Le signal reçu est donc très proche de la réponse impulsionnelle du canal $h(t, \tau)$. Au niveau de la réception, une acquisition très rapide doit être réalisée, ce qui explique l'utilisation de DSO (Digital Sampling Oscilloscope) qui a des fréquences d'acquisition très élevées allant à des dizaines de Gsamples [8].

- ❖ *Le coût d'un tel DSO avec des caractéristiques en termes de largeur de bande, de mémoire et de fréquence d'échantillonnage est très important, de plus les mesures en temporel nécessitent d'avoir un générateur d'impulsions dans la bande considérée, ce qui accroît le coût de réalisation d'un tel système.*

- ❖ *Le SNR se voit très affecté dans ce type de méthode. Effectivement, la génération d'une impulsion très brève (de courte durée), sollicite une forte puissance de très courte durée, suivie d'une période d'inactivité. La puissance moyenne résultante sera faible et donc le SNR aussi.*

En revanche,

- ❖ *Le temps de mesure est très rapide ce qui permet d'étudier les canaux variant rapidement dans le temps.*

3.1.1.2 Séquence pseudo-aléatoire

Le signal émis pour cette méthode est une porteuse de fréquence modulée en phase par un code de longueur L . la méthode de génération du code est simple car elle repose simplement sur n bascules tel que $L = 2^n - 1$. L'utilisation d'un signal d'entrée proche d'un bruit blanc, permet d'obtenir une fonction d'autocorrélation proche d'une impulsion de Dirac. Autrement dit il faut prendre des séquences de longueur L maximale. La fonction d'autocorrélation théorique est de $20 \log(2^n - 1)$. La réponse impulsionnelle s'obtient par simple autocorrélation entre le signal reçu et la réplique du signal émis [34].

- ❖ *Le principe de la corrélation est bien adapté à tous les environnements et en particulier ceux où le canal varie rapidement. Ceci est dû tout d'abord au fait que la durée d'une acquisition permettant le calcul d'une réponse impulsionnelle est égale à la longueur de la séquence utilisée soit quelques microsecondes, ensuite au fait que le temps entre deux acquisitions est très petit de l'ordre de la milliseconde.*

3.1.2 **Techniques Fréquentielles**

3.1.2.1 Méthode fréquentielle pas à pas

Cette méthode est la plus utilisée dans le sondage de canal UWB [25], [35], [36], [37], [38], [39]. La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel via un analyseur réseau vectoriel. Le

paramètre mesuré est $S_{21}(f)$ qui représente le coefficient de transmission entre les deux antennes (antenne d'émission et antenne de réception).

Le principe est simple, il consiste à émettre un signal bande étroite à fréquence fixe comme décrit sur la Figure 5. Le signal émis est de type CW (Continuous Wave), f_0 représente la plus petite fréquence sous étude et Δf le pas ou le saut en fréquence choisi. Chaque fréquence émise reste constante pendant un certain temps (Δt), ceci rend cette technique de sondage assez longue puisqu'elle dépendra du nombre d'échantillons L , et donc de la bande passante.

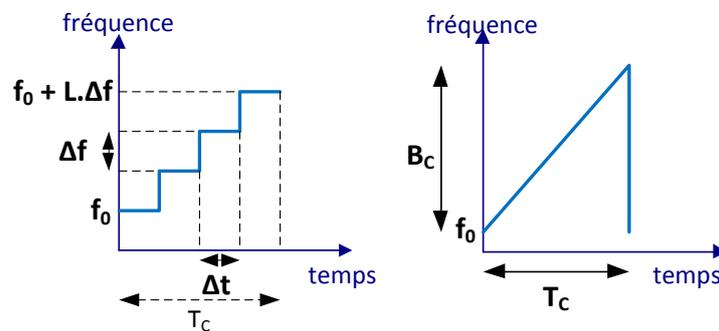


Figure 5. Evolution de la fréquence en fonction du temps pour la mesure en pas à pas à gauche et en méthode chirp à droite

Les principaux avantages de cette technique sont que :

- ❖ La phase de calibration va permettre d'annuler les effets de tous les composants de la chaîne de mesure, tels que les câbles, amplificateurs, antennes etc. Ce qui n'est pas le cas en temporel ou la calibration est plus complexe.
- ❖ Elle bénéficie d'une bonne dynamique de mesure, puisque le récepteur travaille par pas de fréquence, la bande est étroite et le bruit intégré est moins important.
- ❖ Elle est facile à mettre en œuvre car utilise un VNA comme émetteur et comme récepteur

Ce qui nous amène aux inconvénients suivant :

- ❖ Puisqu'on utilise le VNA comme émetteur et comme récepteur cela demande donc pour synchroniser les deux systèmes l'utilisation d'un câble d'une certaine longueur, ce qui nous

limite finalement en terme de distance de mesure. Cette technique sera donc surtout utilisée dans le cadre de mesures en Indoor.

- ❖ *Le temps de mesure dépend de plusieurs variables tels que la bande, du nombre d'échantillons, de la durée Δt de mesure pour chaque pas de fréquence et du nombre d'antennes en émission et réception. L'étude Doppler dans ce cas sera difficile à cause de la durée de mesure totale $T_{mes} = L * M * N * \Delta t$. Où M et N sont le nombre d'antennes en émission et réception, L le nombre d'échantillons, et Δt la durée pour chaque de fréquence.*

3.1.2.2 Méthode chirp

Cette technique a été utilisée lors de campagnes de mesures large bandes [40], [41], [42], mais très peu en contexte UWB [36]. C'est une méthode fréquentielle présentant une solution au problème de durée d'acquisition. Le signal de sondage utilisé n'est plus comme auparavant un signal sinusoïdal pur, mais une rampe de fréquence comme décrit sur la Figure 5. Cette rampe en fréquence est de durée T_c et la plage de fréquence balayée est B_c . La vitesse de balayage en fréquence dépend de la pente et donc du rapport B_c/T_c .

- ❖ *Si cette valeur est petite, la bande passante instantanée du signal est petite, le récepteur utilisé sera bande étroite et bas coût, avec un SNR élevé. Dans ce cas on se rapproche de la technique de sondage fréquentiel*
- ❖ *Si cette valeur est grande, la dynamique diminue, le temps de mesure devient faible. On se rapproche de la technique de mesure en temporelle.*

3.2 Sondage dans le domaine spatial

3.2.1.1 Réseau virtuel

C'est la méthode la plus utilisée dans la caractérisation spatiale en contexte UWB, car la fréquence de travail impose parfois des distances entre antennes inférieure à la taille des antennes. La réalisation est simple, elle repose sur le déplacement de l'antenne (émettrice ou réceptrice), puis on effectue une mesure pour chaque position. Cette technique utilise donc qu'une antenne en émission et une en réception, elle s'affranchit donc de tous les problèmes

due au couplage entre antennes. Mais cela entraîne en contrepartie un temps de mesure qui sera très long [30], [38], [35], [37], [39].

3.2.1.2 *Commutation rapide*

Cette méthode permet de résoudre le problème de la méthode virtuelle, puisque l'on utilise cette fois plusieurs antennes. Un commutateur (switch) impose une vitesse de balayage entre les différentes antennes du réseau.

L'avantage de cette technique est que le calibrage se fait de façon simple sur une seule chaîne contrairement à la technique parallèle. L'inconvénient est que le commutateur doit être très rapide pour pouvoir considérer que la mesure est quasi-simultanée sur le réseau, ce qui est loin de la réalité, puisque dans un cas MIMO par exemple le temps augmentera en fonction du nombre d'antenne ($T_{\text{mesure}} = M * N * T_{\text{signal}}$) [32].

3.2.1.3 *Architecture parallèle*

Dans cette architecture l'acquisition de toutes les positions se fait de façon simultanée. L'avantage majeur de cette technique est le temps de mesure qui est moins important que les deux méthodes précédemment décrites [40]. La Figure 6, présente ces trois configurations. Comme on voit sur la figure, l'architecture parallèle contient en réception N chaînes ceci lui permet faire une acquisition sur les N chaînes de façon simultanée et donc d'avoir un temps d'acquisition N fois supérieur que celui de l'architecture commutée. Néanmoins il est parfois utile d'étaler le signal dans le temps pour ainsi réduire la bande passante instantanée du récepteur et ainsi d'en augmenter la dynamique de mesure.

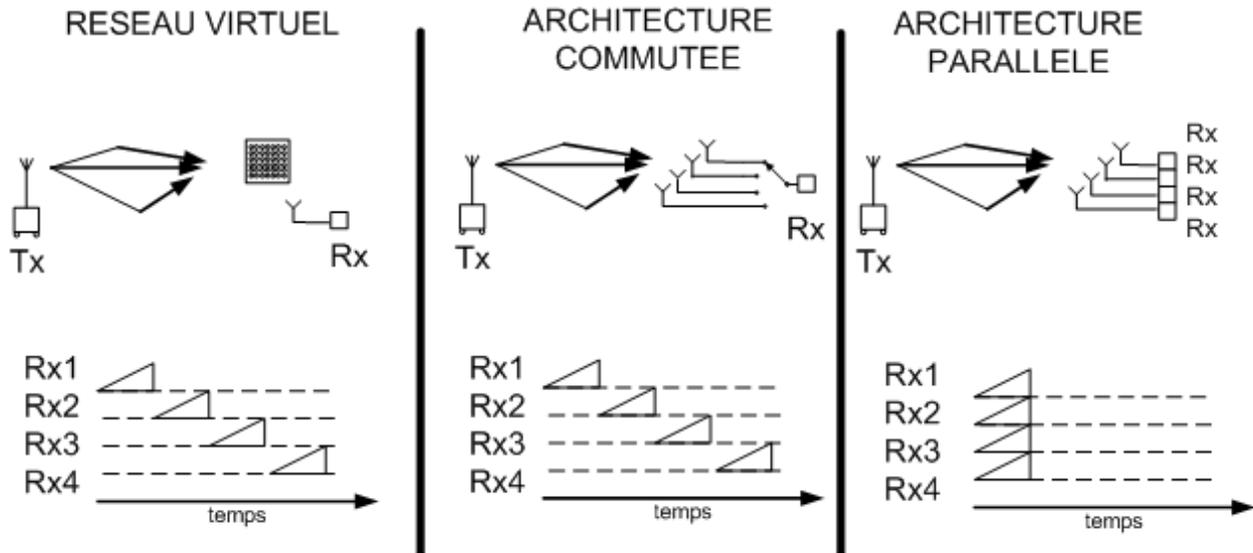


Figure 6. Comparaison des trois types d'architectures de réseau en réception

3.3 Campagne de mesures spatio-temporel en UWB

3.3.1 Campagnes de mesures en UWB

Le Tableau 3, résume quelques campagnes de mesures réalisé en contexte UWB.

Références	Environnement	Technique de mesure	Signal émis & Bande de fréquence	Technique de mesure spatiale	Algorithme
Spencer (2000) [36]	Bureaux	Fréquentielle avec VNA	Chirp [6.75 – 7.25] GHz	Rotation de l'antenne de réception en azimut par pas de 1°	CLEAN
Cassoli et al. (2002) [9], [31]	Bureau et laboratoire	Temporelle avec oscilloscope digital.	Impulsion de largeur 2ns Bande non précisée (NP)	Grille de 7*7 positions espacées de 15 cm	Distribution de probabilité
Prettie et al. (2002) [38]	Maison résidentielle	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [2 – 8] GHz	Réseau virtuel suivant 20 positions sur une ligne	Corrélation
Cramer (2002) [30]	Bureau et laboratoire	Temporelle avec oscilloscope digital.	Impulsion de largeur 2ns Bande NP	Grille de 7*7 positions espacées de 15 cm	CLEAN
Alvarez (2003) [43]	Bureau et Couloirs	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [1 – 9] GHz	Grille de 3*3 positions espacées de 3 cm	Corrélation
Chamchoy (2004) [44]	Maison moderne	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [3 – 11] GHz	déplacement de l'antenne Rx entre 1 et 10 m de Tx avec un intervalle de 0.5 m	Transformée de Fourier associée à une fenêtre de type Hamming
Fort (2006) [45]	Bureau	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [3 – 6] GHz	Grille de 7*7 espacées de 5 cm	NC (Non Communiqué)

Alavi (2006) [46]	Bureau, Laboratoire, résidence	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [3 – 8] GHz	NC	NC
Keignart (2006) [32]	Laboratoire et industriel	Temporel avec DSO	Impulsion de largeur 1.11 ns Bande NP	Réseau linéaire de 4 antennes espacées de 85 mm	Corrélation
Pajusco et Pagani (2006), (2007) [8]	Laboratoire	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [3.1 – 10.6] GHz	Grille circulaire de 1*90 positions séparées de 2.8 cm	FDML (Frequency Domain Maximum Likelihood)
Alsindi (2007) [33]	Magnetic Resonance Imaging ou MRI	Temporel avec DSO	Impulsion de largeur 0.8 ns	Grille circulaire 1*8 espacées de 15 cm	FFT et estimation dans le domaine fréquentielle
NIST (2008) [25], [40]	Bâtiment	Fréquentielle avec VNA	STEP CW [2 – 8] GHz	Réseau virtuel avec 96 positions suivant un cercle de rayon 24 cm	CLEAN
NOORI (2009) [47]	Laboratoire	Temporel avec DSO	Impulsion de largeur 15 ps	Grille avec 9 positions de 50 cm * 50 cm	Distribution de probabilité → modélisation empirique
El Arja (2010)	Bâtiment	Fréquentielle avec systèmes cinq-ports	STEP CW et CHIRP [6 – 8.5] GHz	Réseau linéaire de 6 antennes espacées de 20 cm	MUSIC avec Lissage

Tableau 5. Campagnes de mesures en UWB

3.3.2 Résultats des campagnes de mesures en UWB

Les campagnes de mesures réalisées en UWB ont permis d'obtenir les principaux paramètres qui caractérisent le canal de propagation en UWB soit : les pertes par propagation ainsi que les caractéristiques spatial et temporel du canal.

3.3.2.1 Pertes par propagation

$$\text{Eq 12. } \overline{PL}(d) = \overline{PL}_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + F_A$$

Où n est le coefficient de pertes par propagation en distance, \overline{PL}_0 représente les pertes par propagation à la distance d_0 , d_0 est la distance de référence généralement fixé à 1 m, d la distance de séparation entre Tx et Rx et F_A le facteur d'atténuation du sol.

Cassioli, Pajusco et Alvarez montrent que l'équation 12 s'applique pour les cas en configuration LOS et NLOS. De même ils montrent que $1.4 < n < 4.1$ pour des environnements en intérieurs sans obstruction sévère ou « Hard NLOS » pour lequel n est supérieur à 4.1. Dans *ALAVI* $n = 7.33$ en condition d'obstruction sévère c'est-à-dire dans le cas où les antennes Rx et Tx sont dans des pièces différentes et dans un canal en absence de réflecteurs. *ALVAREZ* montre que n suit une distribution de type normale avec $n = 1.4$ en condition LOS et $n = 4.1$ en condition « Hard NLOS ». *CHAMCHOY* montre que n augmente si des antennes directives sont utilisées. En réalité l'utilisation d'antennes directives réduit considérablement les effets de réflexion, diffractions entre Tx et Rx et ainsi l'énergie apportée par les multitrajets est réduit. Enfin *Cassioli et ALAVI* montrent qu'il y a une dépendance entre le coefficient n et la distance entre Tx et Rx. Cette dépendance est modélisée par deux coefficients n_1 et n_2 de pertes par propagation. Le coefficient n_1 modélise les pertes pour $d \leq D$ et le coefficient n_2 modélise les pertes pour $d \geq D$, D étant le point de transition séparant chacune des deux régions.

3.3.2.2 *Evanouissement lent ou à grande échelle ou Large-Scale Fading*

Eq 13. $PL(d) = \overline{PL(d)} + \chi$

Les variations lentes du canal sont en partie dues aux mécanismes de masquage traduit par le paramètre χ .

Cassoli, Alvarez et Pagani montrent que le mécanisme de masquage à grand échelle peut être modélisé suivant une distribution de type log-normale avec une déviation standard qui dépend de l'environnement de propagation. De plus les pertes engendrées par χ sont généralement plus grandes en résidence qu'en bureau et χ est plus petit pour une configuration LOS que NLOS. De même dans *Chanchoy* il est montré que l'utilisation d'antennes directives accentue les pertes par effet due au phénomène de masquage.

3.3.2.3 *Evanouissements rapide ou à petit échelle ou Small-scale Fading*

Les évanouissements rapides du canal se caractérisent par les fluctuations d'amplitudes du signal reçu. On cherche à exprimer mathématiquement cet évanouissement suivant des lois statistiques.

Cramer, Cassoli, Alvarez et Pagani montrent que le paramètre de distribution dans le cas d'évanouissement à petit échelle dépend de l'environnement de mesure et aussi de la distance qui sépare le Tx et le Rx. Dans *Cassoli* ce paramètre à petit échelle est modélisée par une loi de distribution suivant Rayleigh avec $\sigma = 0.46$. De même *Alvarez* utilise une distribution de type Nakagami avec $m \sim \mathfrak{N}[\mu_m(\tau_k), \sigma_m^2(\tau_k)]$. *Pajusco* utilise une distribution suivant Rician(k). Enfin *NOORI* modélise l'évanouissement en amplitude en faisant une comparaison suivant 3 distributions : Log-normale, Nakagami et Weibull. Les résultats montrent que la modélisation de l'évanouissement en amplitude peut suivre une distribution de type log-normale et Nakagami mais que Weibull présente quelques limites.

3.3.2.4 Profil de Dispersion en Puissance PDP

Cramer, Pagani, et NOORI ont vérifiés et validée la double décroissance en exponentielle intra-clusters et inter-clusters proposé par Saleh-Valenzuela. Néanmoins il a été décrit dans *Fort* que la loi de décroissance linéaire peut donner de meilleurs résultats que celles de la double décroissance en exponentielle

3.3.2.5 Dispersion des retards τ_{RMS}

Keignart montre que le paramètre de dispersion temporel τ_{RMS} augmente lorsque l'on augmente la distance entre Tx et Rx. Dans *Alsindi*, il a été démontré qu'il existe une forte corrélation entre le paramètre τ_{RMS} et les pertes par propagation car tout deux varient en fonction de la distance entre Tx et Rx. Il a aussi été montré dans ce même article que la variation de τ_{RMS} est plus corrélée avec les pertes par propagation qu'avec la distance entre Tx et Rx.

3.3.2.6 Evanouissement spatiale

Prettie montre que l'angle d'arrivée est indépendant de la fréquence en condition LOS et dépendant de la fréquence en condition NLOS.

Cramer et Spencer montrent qu'il est possible d'exprimer la CIR (réponse impulsionnelle) en fonction du retard et en fonction de l'azimut comme suit : $h(\tau, \theta) = h_1(\tau).h_2(\theta)$. Cela signifie que les caractéristiques temporelle et spatiale sont indépendantes. Ce modèle proposé associe à chaque cluster un angle d'arrivée θ_c en plus du retard T_c . Dans *NIST* un phénomène supplémentaire vient s'ajouter, non modélisé par Spencer et Cramer. Ce phénomène montre que les clusters apparaissent à leur tour regroupés dans le domaine angulaire on parle alors de

super-cluster. Dans *NIST* un nouveau formalisme est proposé. Celui-ci modélise la CIR du canal en deux dimensions. L'architecture du bâtiment est la raison qui explique physiquement ce phénomène.

Enfin *NIST*, *Spencer*, *Cramer*, et *Prettie* modélise les angles d'arrivées des rayons relatifs par rapport à l'angle du cluster auquel ils appartiennent à l'aide d'une distribution Laplacienne de moyenne nulle et d'écart type σ . $\sigma = 38^\circ$ pour *Cramer*, $\sigma = 22.5^\circ$ pour *Prettie* et pour *Spencer* $\sigma = 22.5^\circ$ pour le bâtiment 1 et $\sigma = 21.5^\circ$ pour le bâtiment 2.

4 Conclusion de la synthèse bibliographique

Les paragraphes précédents ont permis de faire un état des lieux sur la caractérisation du canal de propagation et d'en donner ainsi une description générale. A partir de ces données générales nous avons mis l'accent sur la caractérisation du canal de propagation en contexte UWB.

Tout d'abord les caractéristiques du canal ont été présentées en termes de phénomènes physiques liées à la propagation en espace libre, à l'affaiblissement en puissance et à la propagation par trajets multiples. Les concepts de sélectivité fréquentielle et spatiale ainsi que l'effet Doppler ont été introduits.

Dans un second temps, les différentes techniques de sondage du canal adaptées à la mesure en UWB ont été présentées. Un recensement bibliographique des campagnes de mesures en contexte UWB a permis de montrer que la technique de sondage par balayage fréquentielle est la plus utilisée. Les différents campagnes ont couvert les environnements intérieurs en bureau ou résidentiel, ainsi que quelques environnements extérieur.

Dans la suite nous présentons la méthode de conception et les mesures de validations du sondeur fréquentiel construit pour la mesure de canal en contexte UWB.

Chapitre 3 :

Sondeur de canal UWB

1 Introduction

Ce chapitre décrit la réalisation du sondeur de canaux de propagation SIMO en contexte UWB à l'intérieur des bâtiments. Ses caractéristiques essentielles sont : l'utilisation d'un réflectomètre cinq-port (CP), comme démodulateur de signaux RF, un réseau linéaire d'antennes qui permet de capter les signaux radio se propageant à travers le canal de propagation et enfin des techniques d'estimations haute résolution comme MUSIC. On finira le chapitre par la présentation et l'analyse des mesures réalisées afin de valider les performances du sondeur.

2 Le démodulateur cinq-port

Le réflectomètre six-port a été développé par Engen en 1972. Il a été principalement utilisé comme analyseur de réseaux pour déterminer les coefficients de réflexion de charges inconnues. Tout comme l'analyseur de réseau vectoriel, le réflectomètre six-port permet de mesurer avec précision le rapport complexe de 2 ondes électromagnétiques [53].

Le cinq-port que nous allons présenter par la suite est une simplification du système six-port. Dans la littérature, on trouve son utilisation dans plusieurs applications comme: démodulateur homodyne de signaux RF [40], [54], [55], boucle de phase pour PLL [56], et comme discriminateur de fréquence pour radar anticollisions [57]. Le circuit cinq-port peut être conçu avec différentes technologies: coaxiale [58], MMIC [59] ou encore microruban

Dans notre application, le circuit cinq-port est utilisé comme démodulateur de signaux RF et il sera réalisé en technologie microruban. Tout comme un démodulateur I-Q classique, le système cinq-port réalise la conversion directe du signal RF, mais a l'avantage d'avoir un accès redondant qui lui procure une robustesse plus grande face aux désappariements en amplitude et en phase des trois voies du démodulateur. Cependant une procédure de calibrage est tout de même nécessaire [56], [54]. Il a été démontré, dans le travail de thèse de K. Mabrouk [54] que l'architecture cinq-port fait preuve d'une meilleure capacité de rejection des canaux adjacents que celle du démodulateur classique, et que l'architecture triphasée permet une suppression complète de l'IMD2. En plus des avantages cités, le cinq-port est simple à réaliser puisqu'il est basé sur une technologie microruban, le prix de réalisation est faible donc le circuit peut être produit en grande quantité. De plus il est de faible dimension donc facilement intégrable.

Le réflectomètre cinq-port présenté dans la Figure 1 est constitué d'un circuit interférométrique ou anneau à 5 accès, dont les caractéristiques de fonctionnement sont décrites dans le paragraphe qui suit, suivi par 3 mélangeurs à simple-diodes. Le circuit

interférométrique à 5 accès est un circuit linéaire qui réalise la somme vectorielle entre le signal a_1 connecté au port1 et le signal a_2 connecté au port2. La matrice S du circuit interférométrique à 5 accès est notée:

$$\text{Eq 1. } b_i = \sum_{j=1}^5 S_{ij} a_j \quad \text{avec } i \in \{1,2,3,4,5\}$$

Où a_i et b_i sont les ondes de puissance entrantes et sortantes respectivement. Les coefficients de réflexion au niveau des trois mélangeurs à diodes sont définis comme suit :

$$\text{Eq 2. } \Gamma_i = \frac{a_i}{b_i} \quad \text{pour } i \in \{3,4,5\}$$

En regroupant les expressions de b_3, b_4 et b_5 définies dans l'équation 1 et les expressions a_3, a_4 et a_5 définies dans l'équation.2, on peut alors écrire les trois ondes sortantes b_i comme suit :

$$\text{Eq 3. } b_i = A_i a_1 + B_i a_2 \quad \text{avec } i \in \{3,4,5\}$$

b_3, b_4 et b_5 sont linéairement dépendant de a_1, a_2 . A_i et B_i sont des paramètres complexes dépendant des paramètres S du circuit à 5 accès et des coefficients de réflexion des trois mélangeurs.

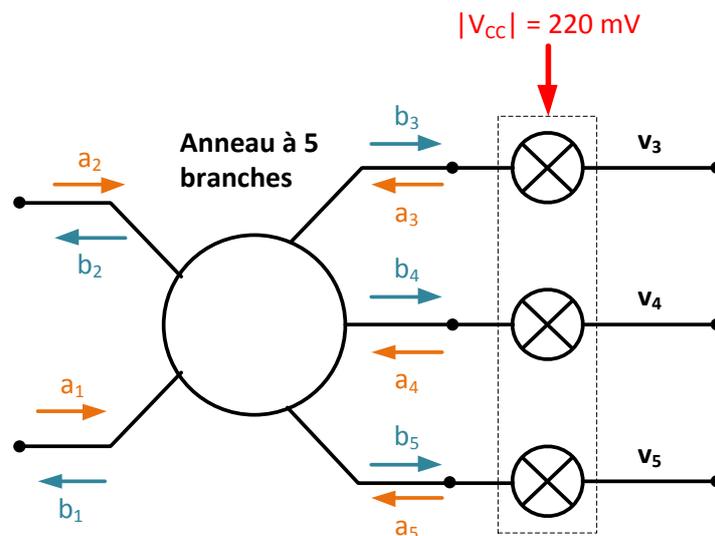


Figure 1. Circuit Interférométrique cinq-port en technologie micro-ruban

Considérons maintenant que le port1 (a_1) est connecté à l'oscillateur local $s_{OL}(t)$ (signal de référence, signal sinusoïdal de fréquence f_{OL}). Le port2 (a_2) est quant à lui relié au signal RF à démoduler (signal provenant des antennes en réception), dont on suppose la fréquence porteuse suffisamment proche de f_{OL} pour qu'on puisse considérer que les paramètres S du circuit sont les mêmes pour les deux fréquences. On peut alors écrire :

$$\text{Eq 4.} \quad s_{OL}(t) = \text{Re}[A_{OL}e^{j2\pi f_{OL}t}]$$

$$\text{Eq 5.} \quad s_{RF}(t) = \text{Re}[A_{RF}(I(t) + jQ(t))e^{j2\pi f_{RF}t}] = \text{Re}[A_{RF}\text{env}(t)e^{j2\pi f_{RF}t}]$$

$I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'enveloppe complexe du signal RF que l'on cherche à déterminer. L'objectif est de mesurer le rapport complexe entre les deux ondes entrantes.

2.1 Etat de l'art de quelques structure cinq-port utilisées

2.1.1 Cinq-port à jonction en étoile

Ce type de cinq-port a les mêmes caractéristiques que ceux présentées auparavant. Néanmoins au lieu d'avoir une jonction en anneau celui-ci a une jonction en étoile. Dans [60] une comparaison entre les deux structures a été réalisée. L'étude est effectuée dans la bande 4.7 GHz – 7.8 GHz, le substrat utilisé est de type Téflon. Ce travail montre que la structure en étoile permet d'avoir une meilleure adaptation ainsi qu'une meilleure isolation entre les ports d'entrées (de l'ordre de 7 dB) dans la bande 4.7 GHz – 7.8 GHz mais néanmoins sa modélisation est plus difficile. La Figure 2 présente la structure en étoile.

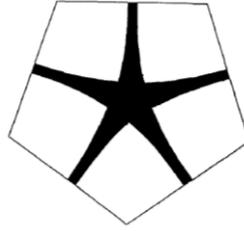


Figure 2. *Structure cinq-port en étoile*

2.1.2 Cinq-port basée sur des composants large bande

Ce type de structure a été utilisé pour des applications en WiMAX [61]. Elle fonctionne dans la bande 2.3 GHz – 3.8 GHz sur substrat avec $\epsilon_r = 3$ et $h = 1.52$ mm. La structure est réalisée à base de 3 diviseurs de Wilkinson et d'un déphaseur en quadrature hybride. Le masque du circuit est présenté sur la Figure 3. Les performances de ce circuit sont : isolation de l'ordre de 15 dB entre l'entrée OL et RF et les pertes de réflexion en entrée sont au delà de 20 dB dans toute la bande.

Cependant la réalisation de tels composants microruban (diviseurs de puissance et déphaseurs en quadrature précis) à hautes fréquences est plus complexe.

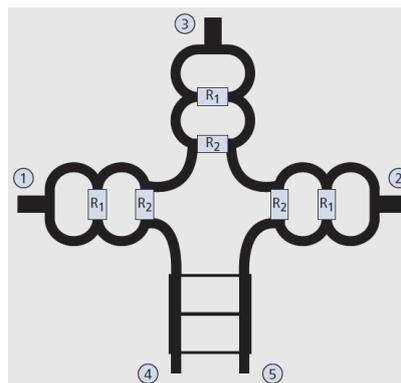


Figure 3. *Layout de circuit cinq-port microruban*

L'utilisation de la structure cinq-port en anneau pour des applications de démodulateurs a été réalisé à plusieurs reprises au sein du laboratoire RFM, pour des bandes de fréquences

différentes [62], [56], [55] etc. Dans ce travail nous avons décidé donc d'utiliser cette structure en anneau pour sa simplicité de réalisation, de modélisation et de coût.

2.2 L'anneau à cinq-branches

L'anneau 5-branches est constitué d'un anneau circulaire à 5 accès équirépartis. Comme représenté sur la Figure 1 l'anneau à 5-branches est réciproque et symétrique. La matrice S de ce circuit est donc définie comme ci-dessous :

$$\diamond \text{ Propriété de réciprocity : } S_{i,j} = S_{j,i} \quad \forall i, j \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$$

$$\diamond \text{ Propriété de Symétrie : } S_{i,i} = R \quad \forall i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$$

$$S_{12} = S_{15} = S_{23} = S_{34} = S_{45} = \alpha$$

$$S_{13} = S_{14} = S_{24} = S_{25} = S_{35} = \beta$$

En utilisant ces propriétés, la matrice S est de la forme :

$$\text{Eq 6. } S = \begin{pmatrix} R & \alpha & \beta & \beta & \alpha \\ \alpha & R & \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & R & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha & R & \alpha \\ \alpha & \beta & \beta & \alpha & R \end{pmatrix}$$

$R, \alpha, \text{ et } \beta$, sont exprimés en utilisant les valeurs propres de la matrice S. Les travaux de Dicke [63] nous permettent d'écrire les 3 relations entre les valeurs propres de S (S_1, S_2, S_3) et les paramètres R, α , et β .

$$\text{Eq 7. } S_{11} = R = \frac{S_1 + 2S_2 + 2S_3}{5}$$

$$\text{Eq 8. } S_{12} = \alpha = \frac{S_1 + 2S_2 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2S_3 \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)}{5}$$

$$\text{Eq 9.} \quad S_{13} = \beta = \frac{S_1 + 2S_2 \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + 2S_3 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)}{5}$$

Les équations ci-dessus sont obtenues en utilisant les propriétés de symétrie et de rotation de l'anneau à 5-branches. D'après les équations 7, 8 et 9 il n'y a que 3 valeurs propres indépendantes de S . Les valeurs propres S_2 et S_3 sont deux fois dégénérées. En supposant le circuit à cinq accès sans pertes, il est alors montré dans [63] que les modules des valeurs propres vérifient:

$$\text{Eq 10.} \quad |S_1| = |S_2| = |S_3| = 1$$

Et en posant arbitrairement la phase de S_1 à 180° nous obtenons :

$$\text{Eq 11.} \quad S_1 = -1 \quad S_2 = e^{j\Psi_2} \quad S_3 = e^{j\Psi_3}$$

En considérant le système adapté ($R = 0$) et en utilisant l'équation 11, l'équation 7 devient :

$$\text{Eq 12.} \quad 0 = -1 + 2e^{j\Psi_2} + 2e^{j\Psi_3}$$

Cette relation n'est vérifiée que si et seulement si :

$$\text{Eq 13.} \quad \Psi_2 = -\Psi_3 = \cos^{-1}\left(\frac{1}{4}\right) \cong 75.5^\circ$$

Grâce aux équations 10 et 13 nous déduisons les expressions des 3 valeurs propres de S . Il suffit de les remplacer dans les équations 8 et 9. Nous obtenons les expressions suivantes pour les paramètres α et β :

$$\text{Eq 14.} \quad \alpha = \frac{1}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{1}{2}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

Ainsi, l'anneau adapté fonctionne comme un diviseur de puissance, divisant la puissance en entrée et distribuant des puissances égales à chacune des autres voies avec des déphasages qui

différent de $\pm 120^\circ$. Dans la suite nous allons définir les techniques de conception d'un anneau à cinq-branches adapté, fonctionnant dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz.

Les lignes d'accès ont pour impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$, ceci permet via le logiciel ADS (Advanced Design System) d'Agilent et connaissant les caractéristiques du substrat utilisé, de déterminer la largeur des lignes d'accès. Les dimensions de l'anneau sont définies par les relations suivantes [64]:

$$\text{Eq 15.} \quad \theta = \frac{2\pi L}{\lambda} = \cos^{-1}\left(\frac{1}{4}\right) \cong 75.5^\circ$$

$$\text{Eq 16.} \quad Z = \frac{\sqrt{3}}{2\sin(\theta)} Z_0 = \frac{2}{\sqrt{5}} Z_0 \cong 44.7 \Omega$$

λ représente la longueur d'onde guidée à la fréquence f utilisée ($\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}$ et $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$). L est la longueur de la ligne à partir de laquelle le rayon R_a de l'anneau est calculé : $R_a = \frac{5L}{\pi}$. Connaissant l'impédance caractéristique Z de l'anneau, il est facile de trouver la largeur de ligne correspondante en fonction du substrat utilisé. Les dimensions de l'anneau sont optimisées avec le logiciel ADS pour un fonctionnement autour de 7.25 GHz et sur une largeur de bande de 2.5 GHz. L'anneau est réalisé sur un substrat de type FR4 dont les caractéristiques sont données ci-dessous. La Figure 4 représente une jonction à 5 accès réalisée en technologie micro-ruban dont les différents paramètres sont :

- ❖ *Matériau du diélectrique : époxy*
- ❖ *Épaisseur du diélectrique : $h = 1.59 \text{ mm}$*
- ❖ *Permittivité : $\epsilon_r = 4.15$*
- ❖ *Pertes diélectriques: $\tan(\delta) = 0.02$*
- ❖ *Conducteur : double face cuivrée avec épaisseur du cuivre $e = 35 \mu\text{m}$*

Ce qui donne, après optimisation sur ADS, les dimensions suivantes :

- ❖ *Largeur des lignes d'accès 50Ω : 3.934 mm*
- ❖ *Largeur de l'anneau : 2.2 mm*
- ❖ *Rayon de l'anneau : 1.52 mm*

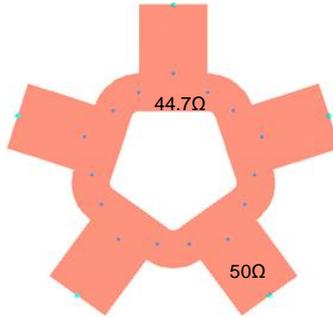


Figure 4. *Layout de l'anneau 50Ω*

Compte tenu de la grande largeur des lignes de l'anneau, une étude des champs sous Momentum (Simulateur d'Agilent 2.5D basé sur la méthode des moments pour le calcul des champs sur un volume) a été menée afin d'étudier le couplage entre les différents accès du système. Cette étude a montré un fort couplage entre les accès. On ne peut donc réaliser d'anneau dont l'impédance caractéristique est $Z = 44.7\Omega$ dans la bande de fréquence de travail. Une solution a été de réaliser l'anneau en augmentant son impédance caractéristique ce qui permet d'avoir des largeurs de ligne plus fines. Cependant une ligne supplémentaire (coude) au niveau des accès d'entrées va introduire une légère dissymétrie entre les paramètres S du circuit (Fig. 5).

Les nouvelles caractéristiques de l'anneau pour un substrat de type FR4 et pour $Z_0 = 100\Omega$ sont données ci-dessous :

- ❖ *Impédance caractéristique des lignes d'accès : $Z_0 = 100\Omega$*
- ❖ *Impédance caractéristique de l'anneau : $Z = \frac{2}{\sqrt{5}}Z_0 = 89.44\Omega$*

- ❖ *Largeur de lignes d'accès : 0.74 mm*
- ❖ *Largeur de l'anneau : 1 mm*
- ❖ *Rayon de l'anneau : 3.82 mm*

La Figure 5, présente l'anneau réalisé sur substrat époxy. Des simulations avec ADS-Momentum permettent de définir les différents paramètres S de la jonction 5-port obtenue.

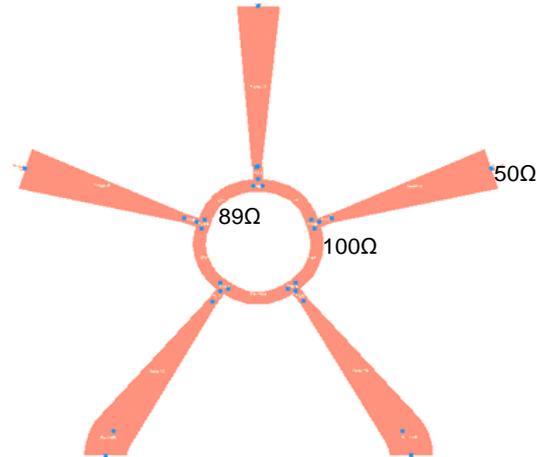


Figure 5. *Layout de l'anneau 100 Ω*

La Figure 6 présente les résultats de simulation sur Momentum (Simulation Electromagnétique 2.5D) des modules des coefficients de réflexion au niveau des 5 branches de l'anneau. Nous voyons que le système est correctement adapté ($|S_{ii}|_{dB} < -10dB$) sur la bande 6 GHz – 8.5 GHz.

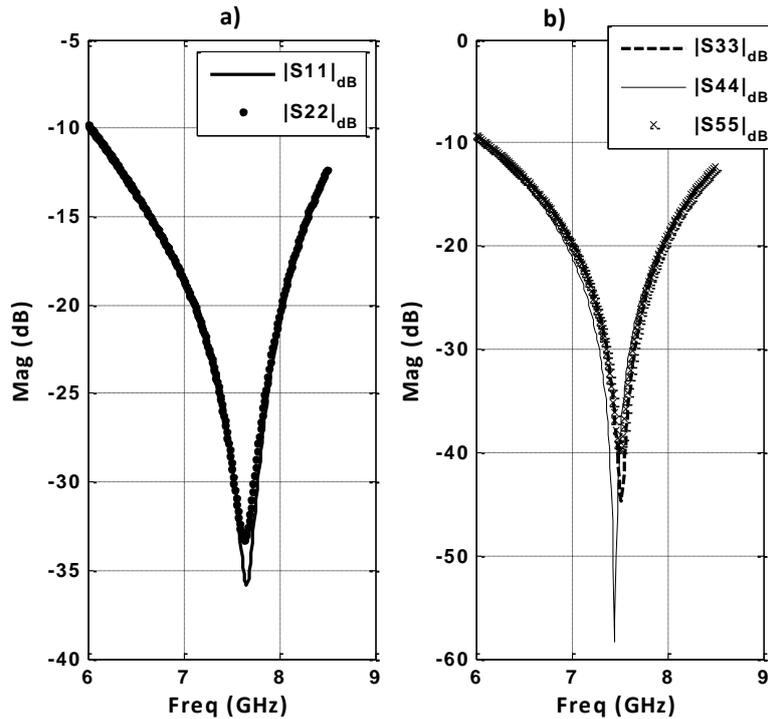


Figure 6. Coefficients de réflexion S_{11} , S_{22} (a) et S_{33} , S_{44} , S_{55} (b) aux niveaux des branches de l'anneau

Les modules de S_{41} , S_{51} , S_{13} , S_{23} et la différence de phase entre les arguments de S_{41} , S_{51} , S_{13} , S_{23} en fonction de la fréquence sont présentés dans la Figure 7. On remarque que lorsque le module est de 0.5, alors la différence de phase entre les arguments est d'environ $\pm 120^\circ$ ($360^\circ \pm 240^\circ$). Néanmoins, on a essayé de conserver cette division de puissance suivant les différents accès la plus symétrique possible dans toute la bande de fréquence de travail. La variation d'amplitude (par rapport à 0.5) et de phase (par rapport à 120°) sur toute la bande est donc :

$$\Delta A = \text{variation d'amplitude} = 0.15 \text{ et } \Delta\phi = \text{variation de phase} = 47^\circ$$

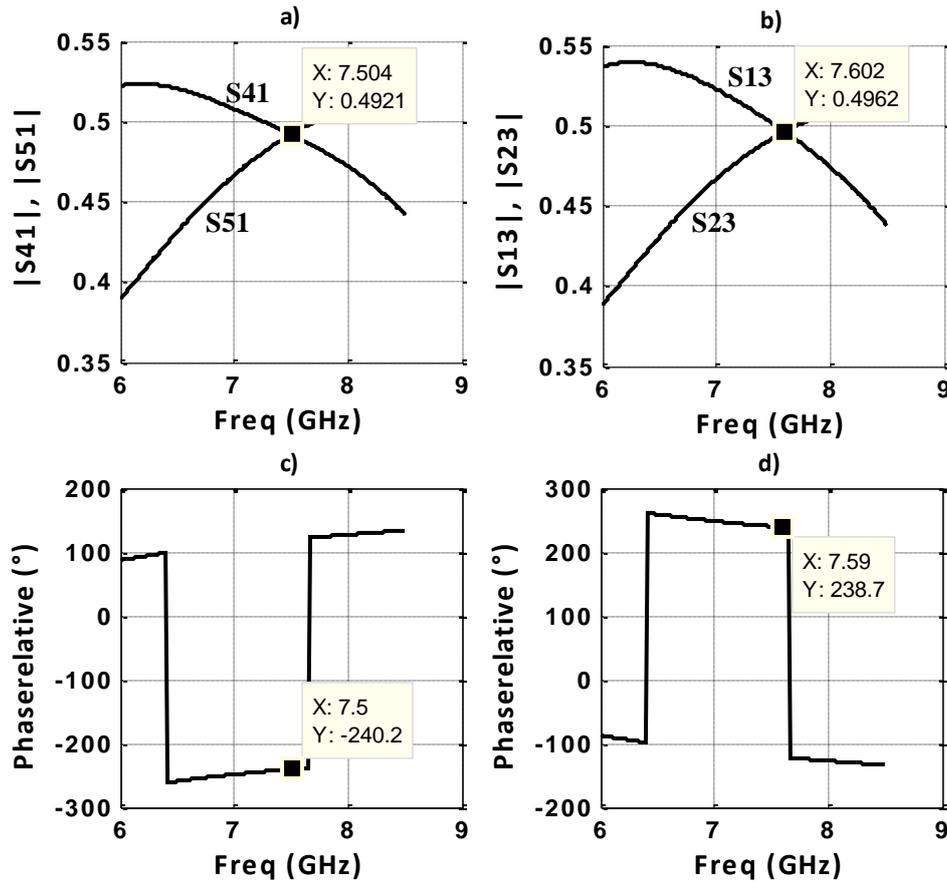


Figure 7. Modules de S_{41} , S_{51} (a), S_{13} , S_{23} (b) et phase relative entre les arguments de S_{41} , S_{51} (c), S_{13} , S_{23} (d) en fonction de la fréquence

2.3 Mélangeur Simple-Diode

Les mélangeurs simples diodes ou mélangeurs résistif comportent une seule diode : une diode Schottky. Ceci leurs donnent certains avantages :

- ❖ Ils nécessitent une puissance de pompe OL plus faible
- ❖ Ils peuvent facilement être polarisés pour diminuer encore la puissance de pompe nécessaire
- ❖ Ils sont plus simples à réaliser en composants discrets.

Le circuit du mélangeur simple-diode est composé d'une diode Schottky, d'un étage de polarisation et d'un filtre passe bas permettant de rejeter les composantes HF, et ainsi de garder les signaux basse fréquence utiles. Le circuit de mélange est présenté dans la Figure 8.

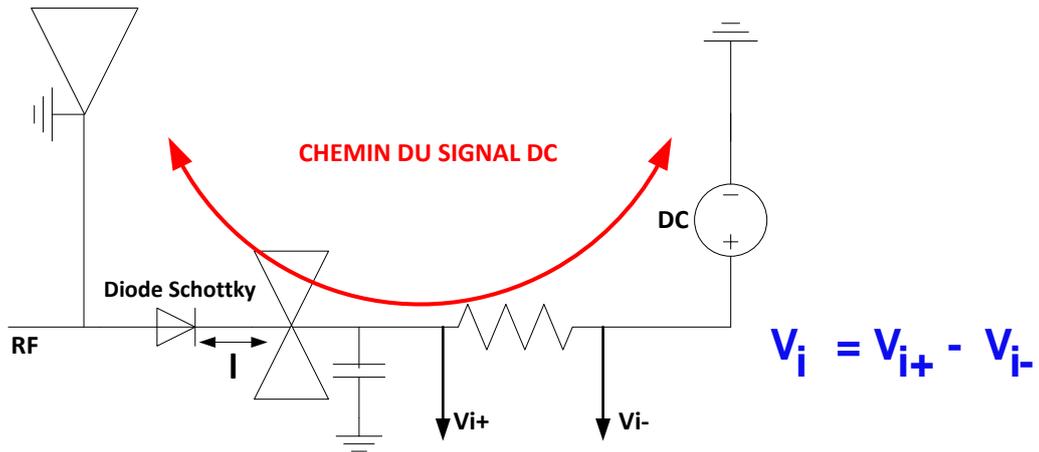


Figure 8. Circuit du mélangeur simple diode

2.3.1 Diode de mélange : diode Schottky

Nous avons utilisé la diode de mélange SMSD3012-SOD323 de Aeroflex [65]. Cette diode peut être représenté par le modèle SPICE suivant :

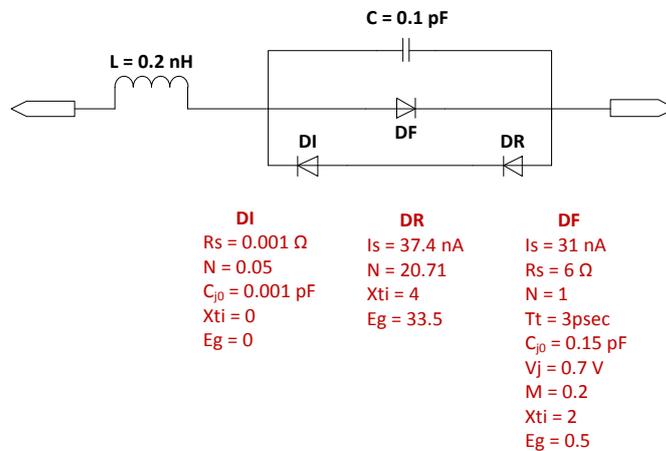


Figure 9. Modèle non-linéaire de la diode SMSD3012-SOD323

Le comportement DC de la diode a été étudié afin de déduire le comportement statique I/V du modèle de diode choisie. La simulation du comportement statique de la diode est réalisée sous ADS.

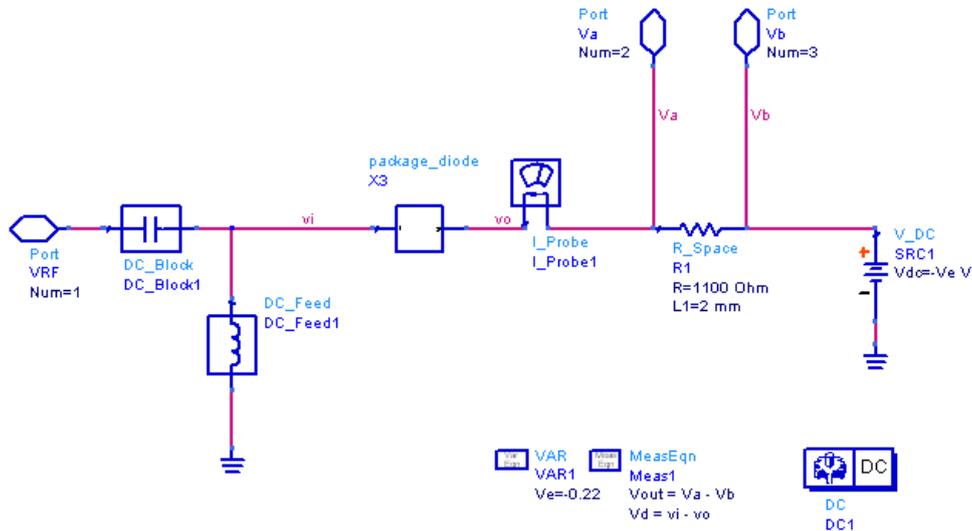


Figure 10. Simulation sur ADS du comportement en statique de la diode SMSD3012-SOD323

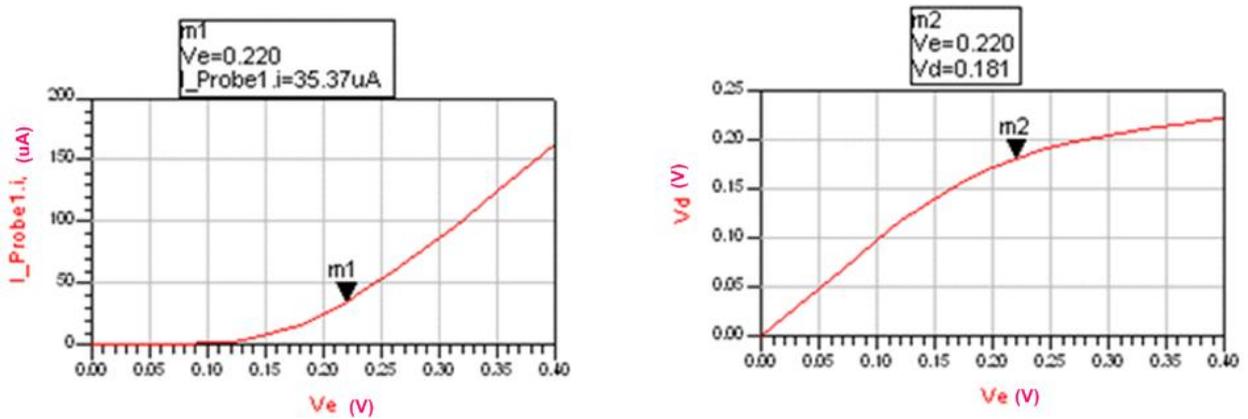


Figure 11. Caractéristiques I/V simulé

Au départ, on paramètre la tension d'alimentation noté V_e . On fait varier la tension V_e de 0 à 1V. À partir de la caractéristique obtenue on peut déjà fixer une première valeur de la tension de polarisation en statique de la diode. La tension de polarisation est choisie dans la zone de non-linéarité de la diode. La Figure 11 présente une partie de la caractéristique I/V obtenue,

ainsi que la tension aux bornes de la diode en fonction de la tension de l'alimentation. Pour $|V_e| = 0.22 V$ on obtient la tension aux bornes de la diode $V_d = 0.18 V$ et le courant circulant dans la boucle est $36 \mu A$. Le point à $0.22 V$ a été choisi comme valeur de polarisation, nous y reviendront dans la suite du manuscrit.

2.3.2 Les stubs papillon

Les stubs papillon sont en réalité des filtres de signaux HF. A cause de leur facilité de réalisation (lignes microruban) et de leur performance large bande comparée aux stubs classiques, nous avons choisi ce genre de structure. Un stub est un circuit ouvert placé en parallèle sur une ligne. Sa géométrie lui permet d'éviter de brusques discontinuités, grâce à un élargissement progressif. Les stubs sont dimensionnés afin d'avoir un circuit ouvert à leur extrémités ainsi que des longueurs de lignes de $\frac{\lambda_g}{4}$ à la fréquence centrale 7.25 GHz .

Ceci permet de ramener un court-circuit sur la ligne micro-ruban à la fréquence centrale 7.25 GHz et sur une bande de 2.5 GHz pour notre application. Le court circuit doit ainsi rejeter les composantes RF en sortie. La ligne micro-ruban de longueur l présenté sur la Figure 8 doit être la plus petite possible afin de pouvoir adapter plus facilement l'entrée à 50Ω sur 2.5 GHz de bande. La longueur théorique du stub est égale à : $l_{\text{stub}} = \frac{\lambda_{\text{eff}}}{4} = \frac{c}{4 * f * \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$ celle-ci est calculée en prenant : $\epsilon_{\text{eff}} = (\epsilon_r + 1)/2$.

On obtient donc à la fréquence centrale $l_{\text{stub}} = 5.07 \text{ mm}$. Un second travail d'optimisation de cette longueur de ligne sur ADS permet de fixer $l_{\text{stub}} = 5.6 \text{ mm}$. En augmentant le nombre de stubs papillons, nous augmentons l'efficacité du filtrage. Nous allons donc utiliser 2 stubs placés symétriquement par rapport à la ligne liant ces stubs à la diode. Le schéma de simulation de cette structure est présenté par la Figure 12. La simulation est réalisée avec ADS. Les largeurs des lignes sont fixées à 1 mm soit une impédance caractéristique de 89Ω à la fréquence centrale. Le choix de $Z_0 = 89 \Omega$ à la fréquence 7.25 GHz permet de garantir des

dimensions de lignes fines du même ordre que les lignes de l'anneau à 5 accès et aussi de l'ordre des dimensions du boîtier de la diode afin d'éviter tout effet parasite.

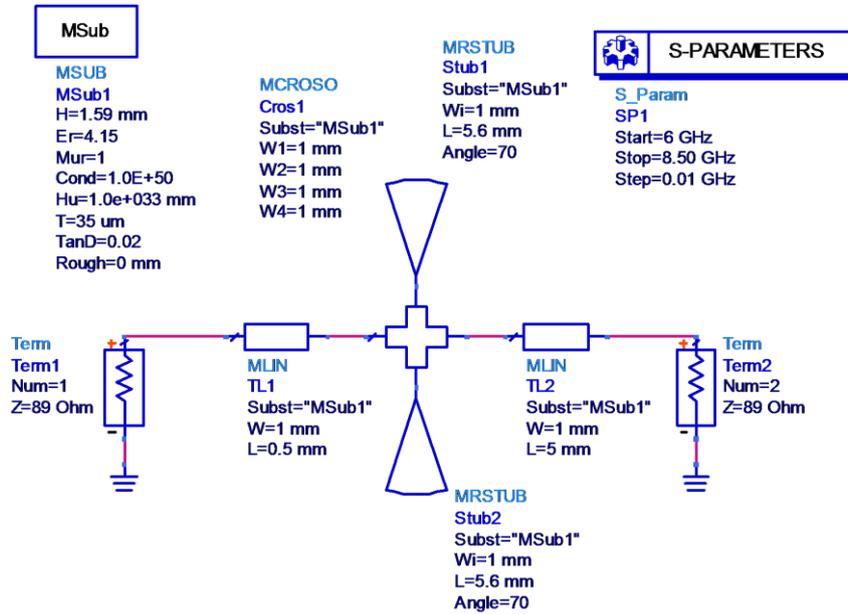


Figure 12. Simulation des stubs papillons avec le logiciel ADS

La Figure 13 présente le taux de rejection de ces stubs dans la bande de travail 6 GHz – 8.5 GHz. Nous remarquons que le signal RF est bien éliminé après ces stubs puisque le paramètre de transmission ($|S_{21}|_{dB} < -20dB$ sur toute la bande. Avec seulement une structure à deux stubs bien dimensionnés nous parvenons donc à éliminer le signal RF dans la partie BF provenant des signaux résiduels aux fréquences comprises entre 6 GHz et 8.5 GHz.

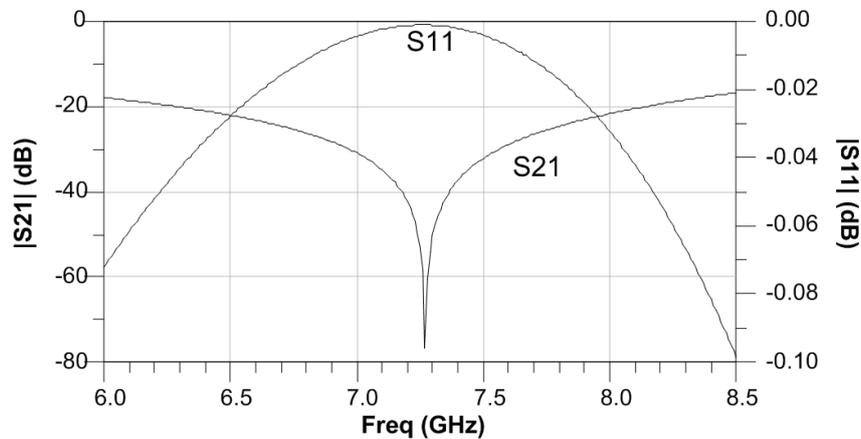


Figure 13. Résultats de simulation sur ADS du STUB papillon

Le circuit complet de mélange à diode Schottky est présenté sur la Figure 14.

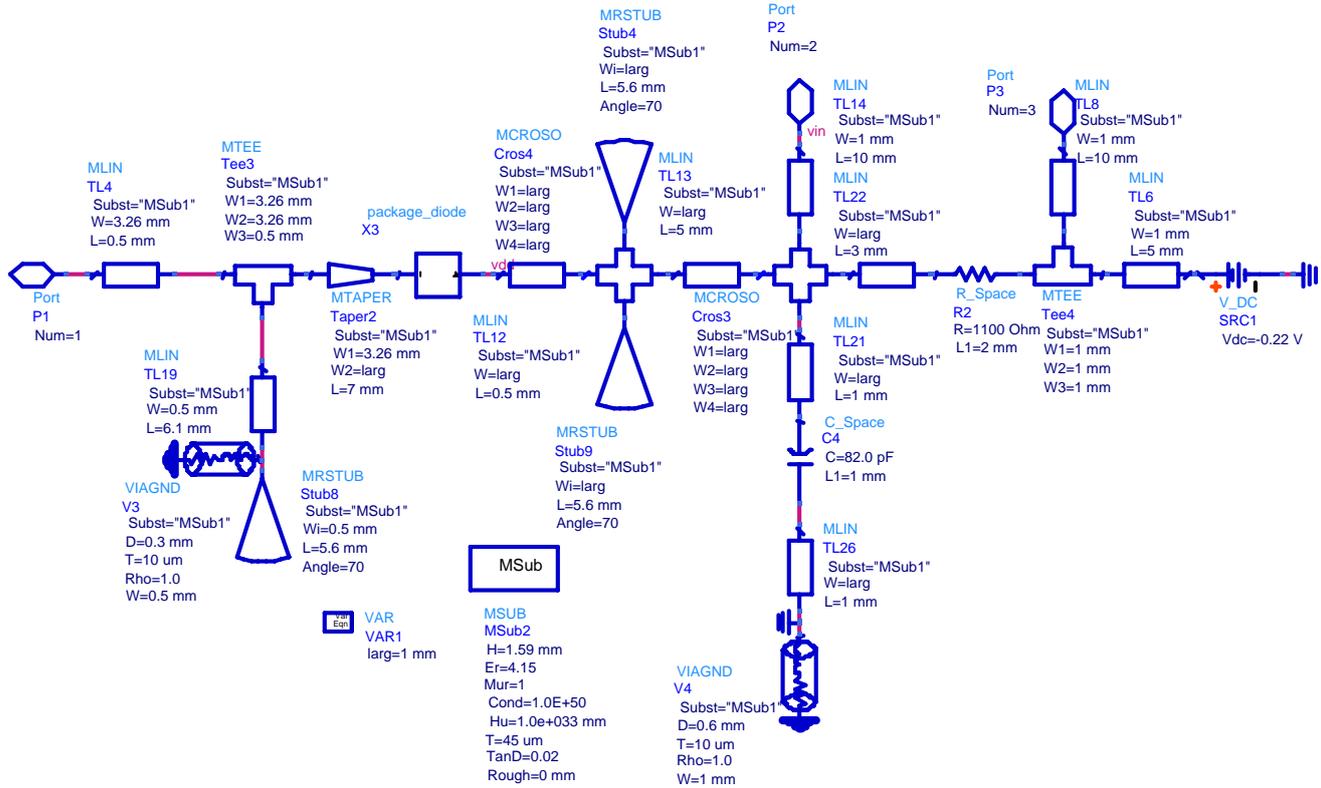


Figure 14. *Circuit de mélange à diode Schottky*

On observe au niveau de la Figure 14 que le mélangeur conçu comporte deux sorties P2 et P3. Effectivement le but est de faire la différence aux bornes de la résistance et ainsi d'éliminer directement la composante continue provenant de la polarisation. En effet si l'on ne prend qu'un seul accès en sortie on aura la composante Vcc qui viendra s'ajouter à la tension de mélange, ceci va augmenter la composante DC totale, ce qui a pour effet de limiter la dynamique de la carte d'acquisition mais aussi de limiter le gain automatique géré par la carte d'acquisition du signal récupéré. Toutes ces raisons nous ont poussées à utiliser la carte d'acquisition en mode différentiel et ainsi faire la différence au niveau de la résistance de sortie.

En ce qui concerne la valeur de la résistance de sortie, le choix est défini après optimisation des pertes de conversions en tension ainsi que de l'amplitude de la tension de sortie au niveau du mélangeur. La simulation est réalisée avec le logiciel ADS. On utilise le simulateur HB (HARMONIC BALANCE) pour simuler les pertes de conversions en tension ainsi que la tension en sortie du mélangeur. La Figure 15 présente le montage simulé où le bloc X1 correspond au mélangeur présenté sur la Figure 14.

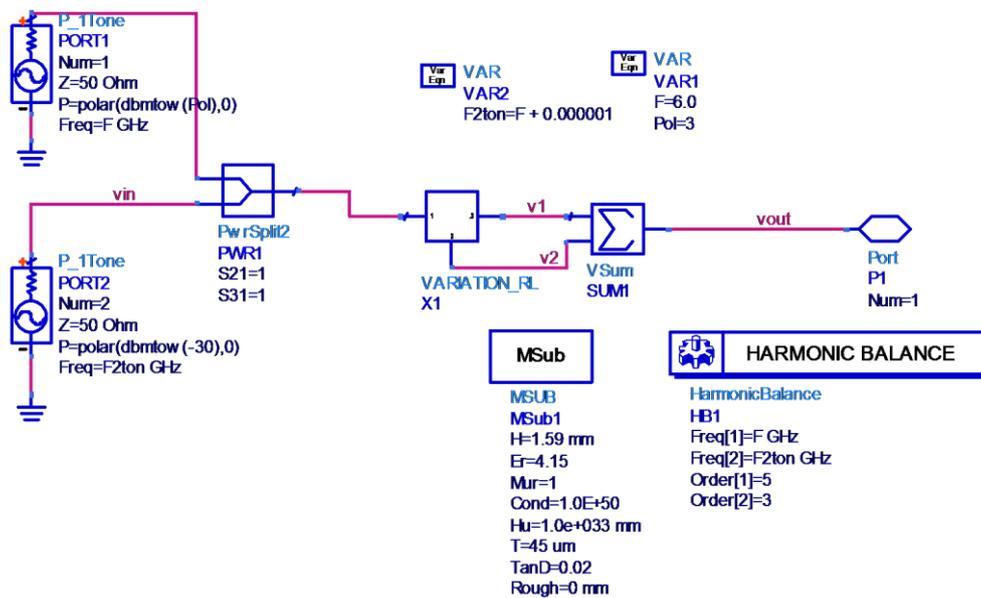


Figure 15. Simulation des pertes de conversion en tension

Les pertes de conversions en tension sont calculées suivant l'équation 19.

Eq 17. $v_{ifout} = \text{mag}(\text{mix}(v_{out}, \{-1,1\}))$

Eq 18. $v_{fundin} = \text{mag}(\text{mix}(v_{in}, \{0,1\}))$

Eq 19. $L_v = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{v_{ifout}}{v_{fundin}} \right)$

Où v_{ifout} et v_{fundin} représentent respectivement la tension de sortie au niveau du mélangeur et celle d'entrée provenant du signal RF. Les pertes en tensions sont donc le rapport entre les

tensions d'entrée et de sortie du mélangeur. Les résultats de simulation obtenue sont présentés sur les Figure 16 et 17.

On présente les résultats pour trois valeurs de résistances : $R = 100 \Omega$, $R = 500 \Omega$, $R = 1000 \Omega$ et $R = 2000 \Omega$. On remarque que les pertes de conversions en tension ainsi que la valeur efficace de la tension en sortie du mélangeur augmentent en fonctions de la valeur de résistance. Au delà de la valeur $R = 1000 \Omega$ l'évolution des pertes de conversions en tension est moins significatif par contre la composante DC quant à elle augmente. Afin de faire un compromis entre valeur de la composante DC en sortie et pertes de conversions en tension on choisi de prendre $R = 1000 \Omega$. Finalement on prendra $R = 1100 \Omega$ car c'est la valeur disponible au laboratoire.

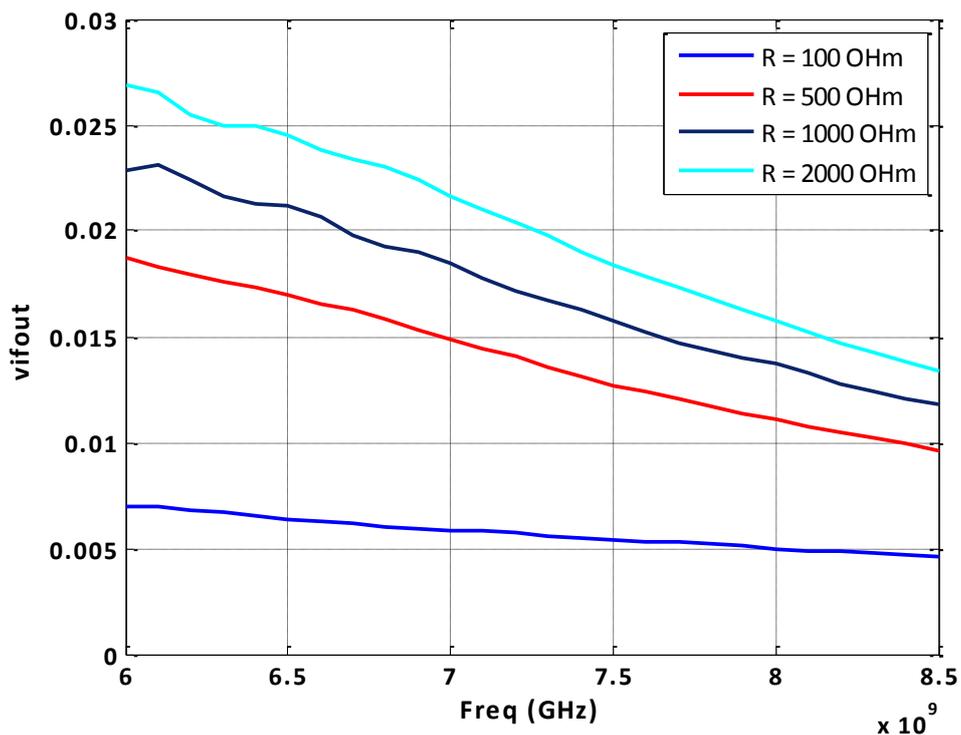


Figure 16. Résultats de simulation de la tension en sortie du mélangeur pour différentes valeurs de R

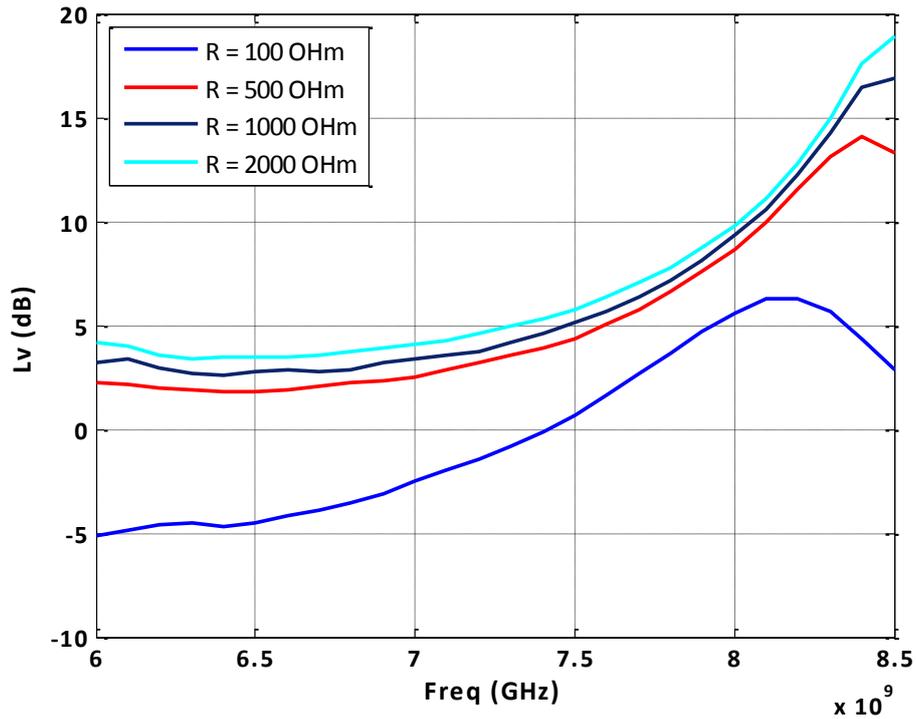


Figure 17. Résultats de simulation des pertes de conversion en tension et de la tension en sortie du mélangeur pour différentes valeurs de R

Afin de court-circuiter la composante DC provenant de la tension de polarisation de la diode, il faut une ligne dont le fonctionnement est similaire à celui d'une inductance en parallèle. Pour cela la largeur de ligne doit être la plus fine possible et terminée par un stub qui ramène un court-circuit.

Un premier travail de mesure est mené sur le mélangeur seul sans l'anneau. La technique de mesure est décrite dans la Figure 18.

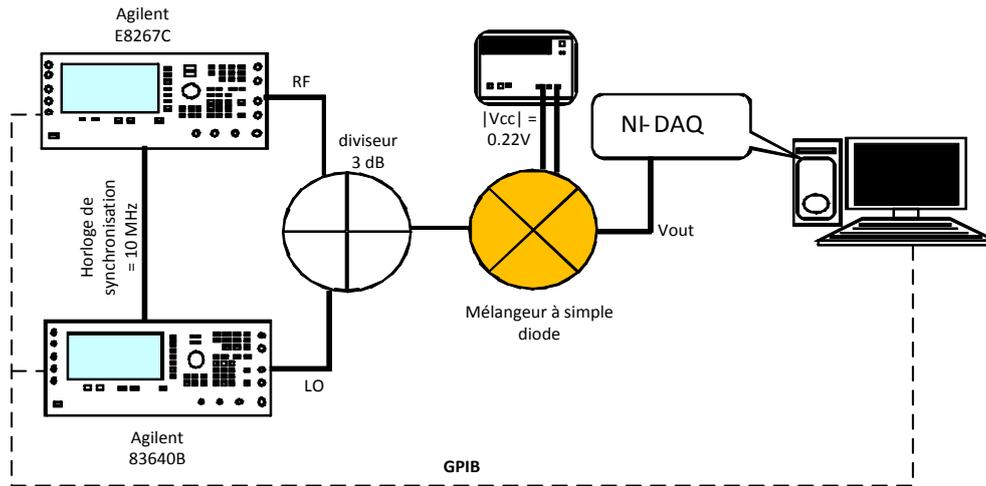


Figure 18. *Montage expérimental pour la mesure des Pertes de conversion du mélangeur seul*

- ❖ Puissance du signal de l'oscillateur local : $P_{OL} = 3 \text{ dBm}$
- ❖ Puissance du signal RF : $P_{RF} = \text{varie entre } -40 \text{ dBm et } 10 \text{ dBm via la liaison GPIB}$
- ❖ Fréquence du signal RF : $F_{RF} = F_{OL} + \Delta f$
- ❖ Décalage entre les signaux RF et OL : $\Delta f = 100 \text{ Hz}$
- ❖ Fréquence du signal CW : $F = F_{OL} = 6 \text{ GHz}$
- ❖ Pertes de conversion : $L_c = P_{FI} - P_{IN}$ (P_{IN} représente la puissance en entrée du mélangeur à diode)

La tension en sortie du mélangeur est par la suite traitée par un script MATLAB. La formule qui relie la puissance de sortie en fonction de la tension en sortie du mélangeur est :

$$P_{FI} = 20 * \log_{10}(\text{std}(v_{out}))$$

Où v_{out} est la tension de sortie et std représente la déviation standard. La Figure 19 représente les résultats obtenus de la puissance en sortie du mélangeur en fonction de la puissance RF en entrée. On peut donc à partir de la courbe obtenue déterminer les pertes de conversion du circuit de mélange.

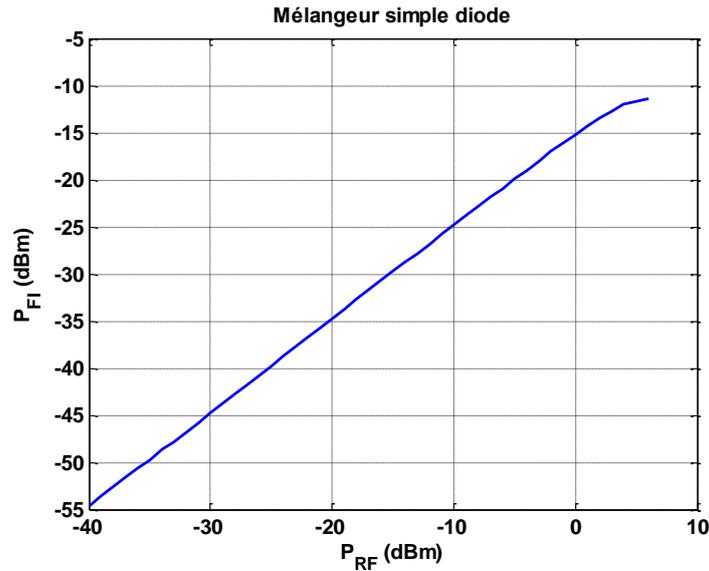


Figure 19. *Puissance en sortie du mélangeur*

Les résultats des mesures obtenues permettent de déterminer la zone de linéarité du mélangeur. Le fonctionnement du mélangeur peut être considéré comme linéaire jusqu'à une puissance RF de 5 dBm. Le point de compression est donc défini autour d'une puissance d'entrée de 5 dBm. Enfin les pertes de conversions dans notre cas de figure vont être égales à $L_c = 15 \text{ dBm} - 0 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} = 12 \text{ dB}$. Où les 3 dB représentent les pertes du diviseur.

2.4 Performances du circuit de démodulation complet

Le cinq-port final réalisé est double face, ce qui permet d'avoir une unique entrée de polarisation et aussi d'alléger le circuit en termes de nombres d'entrées totales et en nombre de connecteurs utilisés. La Figure 20 est une photographie de la vue de dessus du circuit de démodulation. L'autre face est constituée uniquement des lignes d'alimentation DC des diodes. L'intervention d'une seconde face a permis d'avoir les accès de sorties sur un même côté et aussi d'éviter de passer sous les lignes RF.

Ainsi on arrive de cette manière à avoir un circuit complet de petite dimension et une bonne répartition des accès d'entrées et sorties ce qui permet une facilité de réalisation.



Figure 20. *Démodulateur cinq-port complet réalisé*

Le cinq-port final est formé de l'anneau 5-branches, 3 mélangeurs à simple diode de 3 résistances de valeurs $1.1 \text{ k}\Omega$ et de 3 capacités de 82 pF . Les trois entrées de polarisations étant maintenant reliées entre elles, ceci permet de supprimer le port P3 présenté auparavant sur le circuit de mélange Figure 14. La différentielle est réalisée entre les trois sorties P2 du circuit et l'entrée de polarisation.

Les stubs au niveau du mélangeur réalisent un court-circuit pour les composantes RF entre 6 GHz et 8.5 GHz . De même, on a des stubs en entrée du cinq-port (avant chaque mélangeur) qui permettent de masquer l'effet du trou métallisé requis pour la composante DC provenant de la polarisation. Enfin, ce circuit est monté dans un boîtier métallique de dimension : $118 \times 68 \text{ mm}$. Les performances du circuit de démodulation sont mesurées et présentées dans la partie qui suit.

2.4.1 Paramètres S du circuit complet

Le paramètre S_{ii} de réflexion en entrée du circuit cinq-port mesuré et simulé sur ADS est présenté sur la Figure 21 a et b. La Figure 21.a montre l'adaptation du circuit cinq-port. On voit que la bande sur laquelle $|S_{ii}| < -10 \text{ dB}$ est de 1.5 GHz. Cette désadaptation aux fréquences basses est due à la désadaptation du mélangeur. De plus on remarque sur la Figure 21.a que les résultats de mesure et de simulation sont décalés en fréquence de 220 MHz.

Afin de vérifier cela, dans l'exemple présenté sur la Figure 21.b on fixe la permittivité relative à 3.8 au lieu de 4.15, en effet le substrat utilisé (FR4) est caractérisé par un epsilon relatif pouvant varier de 3.6 à 4.7. On remarque sur la Figure 21.b un déplacement de la courbe de simulation de 220MHz vers celle de la mesure. Un substrat possédant des caractéristiques plus stable en fonction de la fréquence aurait été préférable pour éviter cette dérive en fréquence.

Après avoir vu les résultats des paramètres S du circuit, on passe à l'exploitation des données en sorties des mélangeurs à diode. Le fonctionnement du cinq-port en tant que démodulateur de signaux modulé par une séquence QPSK est ensuite traité.

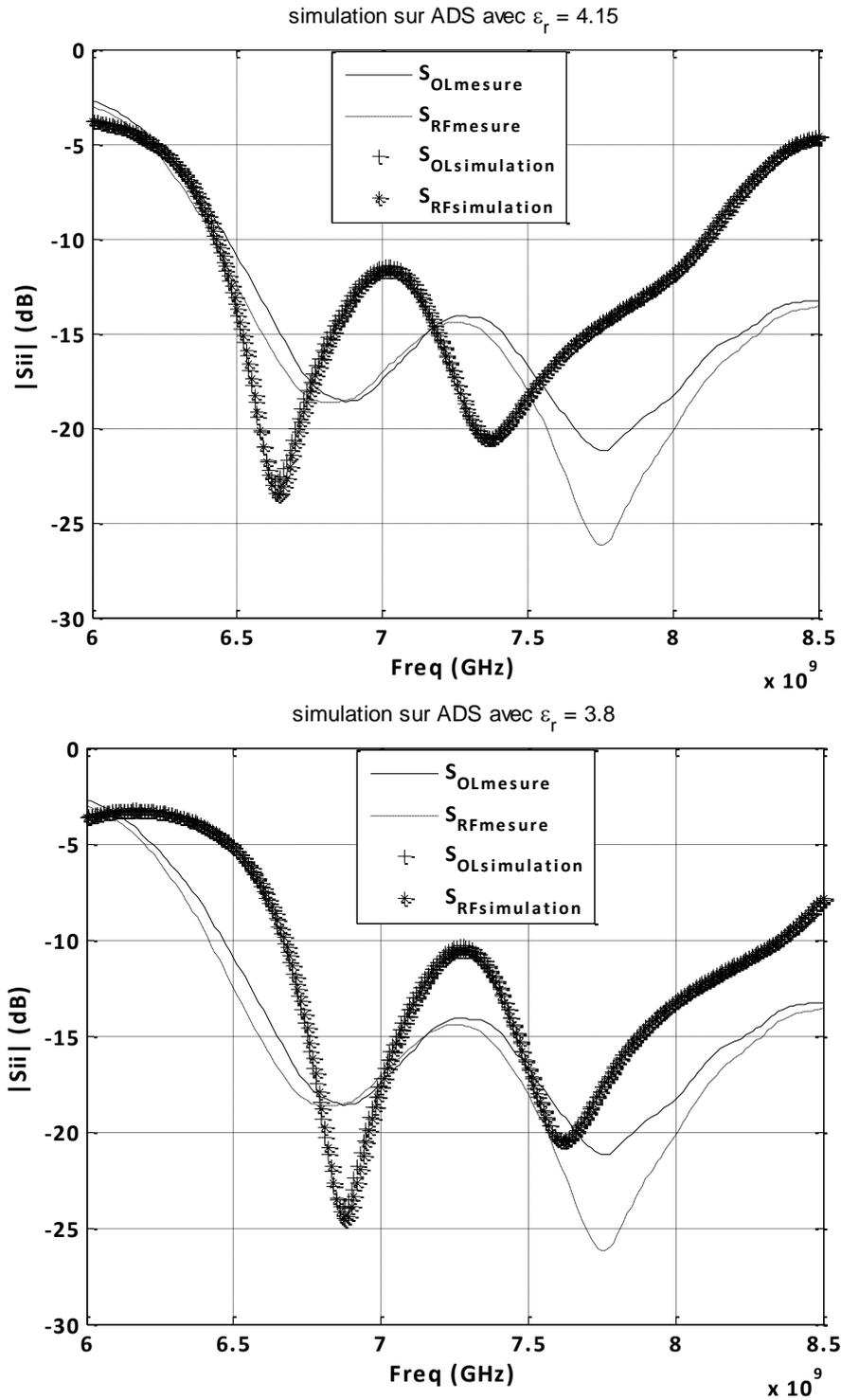


Figure 21. *Module du coefficient de réflexion à l'entrée du CP*

2.4.2 Pertes de conversion du circuit cinq-port total

L'étude est réalisée dans toute la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz. La Figure 22 présente le montage utilisé pour la mesure des pertes en fonction de la fréquence du circuit cinq-port réalisé.

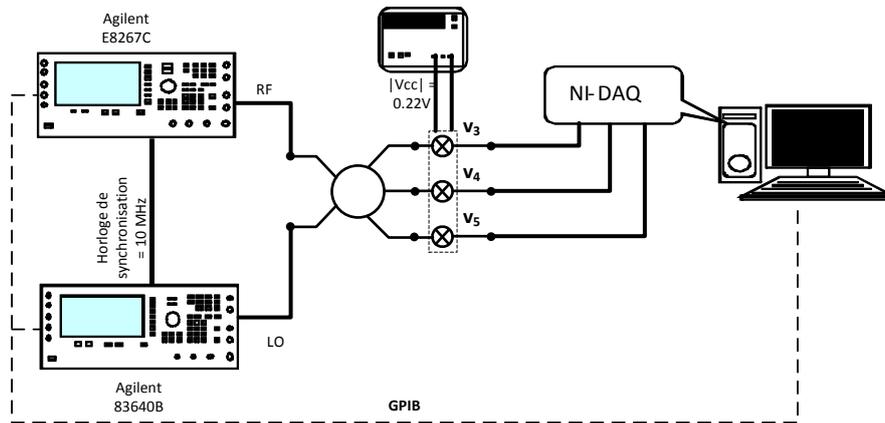


Figure 22. Montage expérimental pour la mesure des pertes de conversion du CP

La puissance OL est fixée cette fois à 5dBm afin d'avoir sur chaque voie de mélange 0 dB. La fréquence du générateur OL varie entre 6 GHz et 8.5 GHz par pas de 100 MHz. La fréquence du générateur RF est décalée de la fréquence OL de 100 Hz, ceci permet d'avoir en sortie une sinusoïde de fréquence 100 Hz. Les deux générateurs sont synchronisés via une horloge de 10 MHz. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 23. Le circuit fonctionne bien entre la fréquence 6.5 GHz et 8.5 GHz avec une moyenne de $11 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ de pertes de conversion sur les trois voies. La bande 6.5 GHz – 8.5 GHz est la bande sur laquelle le circuit cinq-port est adapté (Figure 21), ceci permet d'expliquer en partie les pertes, la mauvaise répartition de la puissance sur les trois voies et donc la valeur élevée des pertes à la fréquence 6 GHz sur la voie 3.

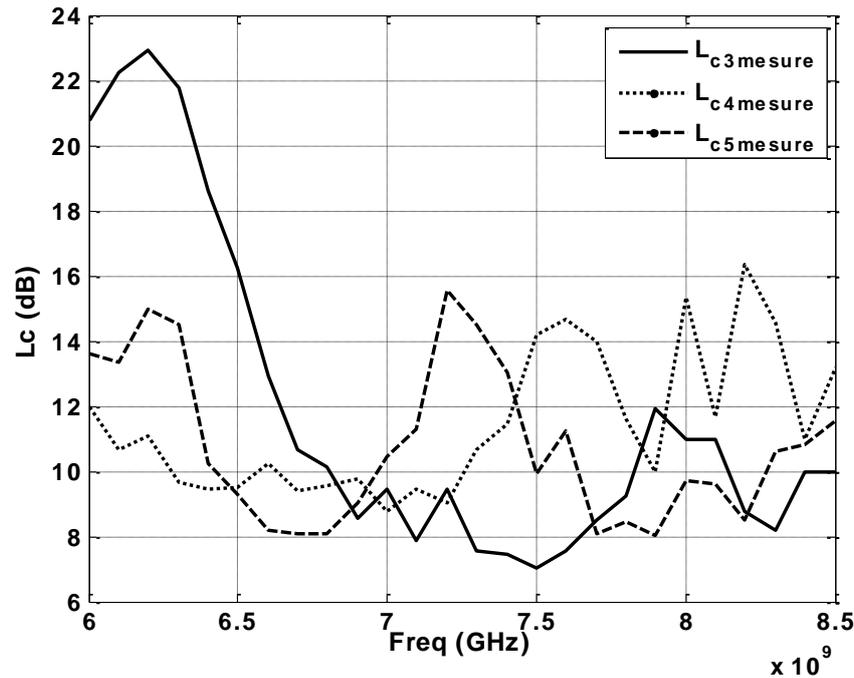


Figure 23. Pertes de conversion en fonction de la fréquence

On s'intéresse maintenant au fonctionnement du circuit cinq-port en démodulateur sur la bande 6 GHz – 8.5 GHz. Pour cela, on réalise une démodulation d'un signal QPSK prédéfini.

2.4.3 Signal modulé QPSK : dynamique du CP

❖ En émission :

Le signal utile est délivré par un générateur de signaux modulés dont la fréquence porteuse varie sur la bande de fonctionnement. Ainsi, la fréquence porteuse prendra les valeurs suivantes : 6 GHz, 7.25 GHz et 8.5 GHz. Le signal en bande de base est une séquence pseudo-aléatoire de longueur 256 bits à laquelle vient se concaténer une séquence d'apprentissage de 24 bits qui nous permettra d'égaliser les signaux reçus. Le générateur se charge aussi de réaliser le filtrage numérique en utilisant un filtre en racine de Nyquist avec un roll-off de 0.35. Le débit symbole est de 14 Kbit/s et le type de modulation utilisé est une QPSK. La puissance du signal modulé varie entre -45 dBm et -10 dBm.

❖ *En réception :*

La fréquence de l'OL est fixée à 6 GHz puis à 7.25 GHz et enfin à 8.5 GHz et de même pour la fréquence porteuse du signal modulé, $F_{OL} = F_{RF}$. La puissance du signal OL est de 5 dBm. Une horloge externe de fréquence 10 MHz reliée aux deux générateurs permet de les synchroniser. L'OSR (Oversampling Symbol Rate) est fixé à 9. Pour chacune des fréquences nous avons appliqué les constantes complexes de calibrage, obtenant ainsi les composantes de l'enveloppe complexe du signal reçu. Les composantes I et Q sont présentés sur la Figure 24. Nous constatons que pour la constellation issue du signal QPSK à 6 GHz une légère distorsion existe qui n'est pas présente dans les autres cas, on la voit surtout pour le cas à forte puissance soit -10 dBm. Ce phénomène peut être dû à la désadaptation à autour de la fréquence 6 GHz et qui n'existe pas aux autres fréquences qui sont dans la zone adaptée. Même si il existe une légère distorsion à a fréquence 6 GHz le système arrive tout de même à démoduler un signal QPSK et ce pour des puissances allant jusqu'à -45 dBm.

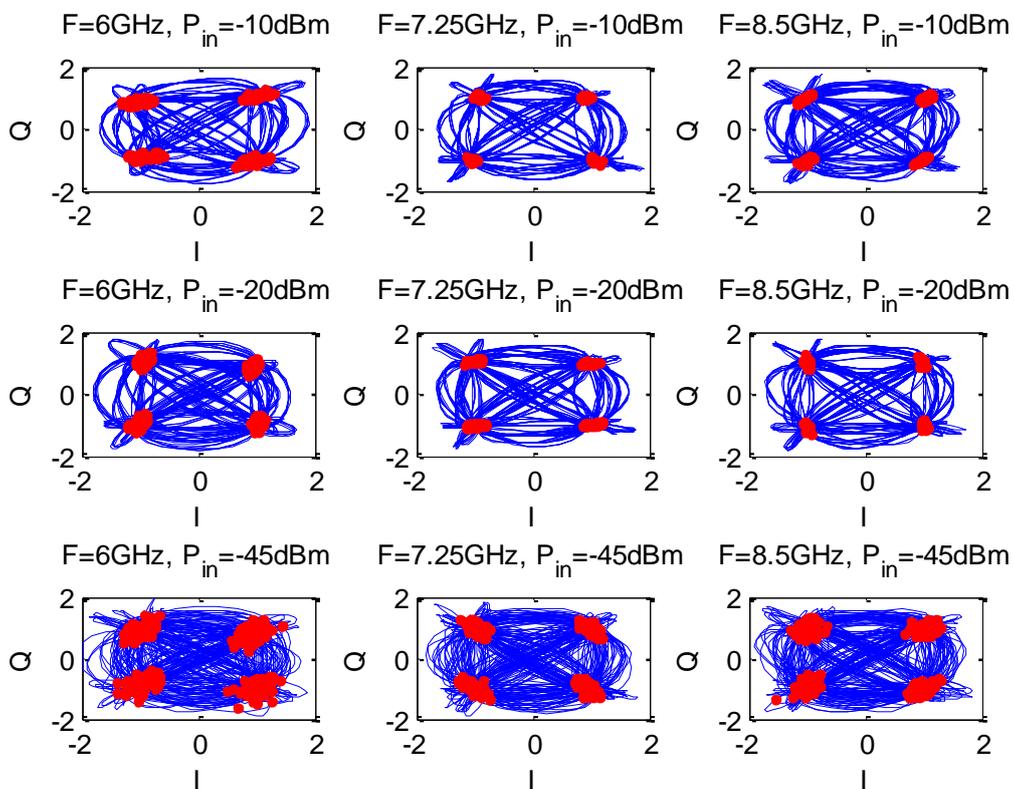


Figure 24. *Signal QPSK démodulé*

Après avoir étudié le système cinq-port et vu son fonctionnement comme démodulateur de signaux RF, passons à l'étude de l'étage suivant de notre système, les antennes.

3 Antennes

Les antennes constituent des éléments essentiels dans la chaîne de communication sans fil. Elles sont présentes dans de nombreuses applications qui nous entourent telles que: la radiodiffusion, la télévision par voie hertzienne ou par satellite, les télécommunications mobiles, radars, etc. De manière classique, les performances d'une antenne sont décrites par plusieurs paramètres tels que son impédance d'entrée, sa polarisation, son diagramme de rayonnement, son gain et son efficacité. Pour un système UWB, ces grandeurs dépendent fortement de la fréquence. La principale difficulté pour concevoir une antenne UWB vient donc directement de sa bande de fonctionnement puisque toutes les caractéristiques énoncées doivent être vérifiées sur toute la bande de travail de l'antenne

Dans cette partie, nous présentons l'antenne Linear Tapered Slot Antenne (LTSA) utilisée pour le sondeur UWB fréquentiel. Par la suite, la configuration de cette antenne pour une utilisation en réseau sera présentée. Le réseau d'antenne sera utilisé dans le contexte de mesure et de caractérisation Ultra Large Bande du canal de propagation en mesurant les directions d'arrivée moyennes des clusters et les retards de propagation de trajets multiples inter et intra clusters.

3.1 Etat de l'art de quelques antennes UWB

Ce paragraphe dresse un résumé des différents types d'antennes UWB le plus souvent utilisé. Nous nous intéresserons spécifiquement à deux catégories d'antennes : les antennes indépendantes de la fréquence et les antennes UWB. La première catégorie d'antennes indépendantes de la fréquence possède une géométrie particulière qui leur permet d'avoir une bande passante supérieure à la décade. Ce type d'antennes a été introduit par Rumsey en 1957 [66]. Comme exemple d'antennes indépendantes de la fréquence on peut citer : l'antenne spirale logarithmique [67], l'antenne spirale conique [68], l'antenne spirale d'Archimède [69],

l'antenne log-périodique [70]. Ces antennes possèdent une très large bande passante (BP > 150%) et des impédances d'entrées variant de 50 Ω à 200 Ω . Elles présentent un rayonnement unidirectionnel ou bidirectionnel et elles sont réalisables en technologie imprimée. Leurs dimensions fixent les limites hautes et basses de la bande passante. Pour des applications UWB impulsives, ces antennes présentent les inconvénients d'être dispersives (elles déforment l'impulsion) et sont souvent de taille importante.

Les antennes « cornet » TEM et les antennes biconiques [71] sont des antennes qui ont naturellement une large bande passante. Les antennes « cornet » TEM sont les antennes de référence pour les applications UWB. Elles sont directives et opèrent sur une largeur de bande de 1 GHz à 20 GHz. Ce type d'antenne est surtout utilisé pour réaliser des mesures et caractériser d'autres d'antennes.

Les antennes type bicône offrent aussi une très grande largeur de bande passante au détriment de leur encombrement. Elles peuvent atteindre une bande passante de 160%, un rayonnement omnidirectionnel et un caractère peu dispersif.

Enfin la dernière grande famille d'antennes UWB que l'on présente ici est celle des antennes planes à transition progressive. Elles ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson [72]. Elles sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale. Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes: profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi). Ce sont des antennes à deux dimensions présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. La forme évasée leur permet de s'adapter progressivement à l'impédance de l'espace libre.

Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible

niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi selon le type de profil.

Le Tableau 6 trace une vue globale des antennes UWB citées dans ce paragraphe et donne une synthèse des caractéristiques importantes de chacune.

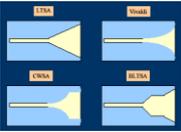
Antennes omnidirectionnelles	<p>Antenne Biconique</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante de plus de 100% ▪ Gain maximum typique de 4 dBi 	
Antennes directives	<p>Antenne Cornet TEM</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante 50% - 180% ▪ Gain important de l'ordre de 17 dBi et augmente avec la fréquence sur plusieurs octave 	
	<p>Antenne TSA ou à transition progressive</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante 120% - 170% ▪ Directivité augmente avec la fréquence ▪ Gain typique de 10 dBi selon le type de profil 	
Antennes indépendantes de la fréquence	<p>Antenne Spirale logarithmique</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante de quelques octaves ▪ Gain de l'ordre de 4dBi ▪ Rayonnement bidirectionnel ▪ Antenne dispersive (le centre de phase varie en fonction de la fréquence) 	
	<p>Antenne Spirale conique</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante de quelques octaves ▪ Rayonnement unidirectionnel endfire (maximum du champ orienté selon l'axe du cône) ▪ Antenne dispersive 	
	<p>Antenne Spirale d'Archimède</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Bande passante de plusieurs octaves ▪ Diagramme bidirectionnel ▪ Antenne dispersive 	
	<p>LPDA</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Rayonnement unidirectionnel avec le maximum dans la direction suivant le sommet de l'antenne (antenne Endfire) ▪ Gain maximum typique de 5 – 10 dBi ▪ Antenne dispersive 	

Tableau 6. Quelques Antennes UWB

3.2 Contexte de l'étude

3.2.1 Choix de l'antenne pour le sondage de canal

L'objectif de ce travail n'est pas centré sur la conception et la réalisation d'une antenne UWB. L'antenne ici fait partie d'un système complet destiné au sondage de canal UWB, les performances de l'antenne vont donc être liées aux performances et aux attentes du système complet. Afin de caractériser le canal de propagation UWB, le système doit être capable de fonctionner sur une très grande largeur de bande de fréquence. Pour cela, l'antenne doit satisfaire aux propriétés suivantes imposées au départ dans le cadre de ce travail de conception de sondeur UWB :

- ❖ *Large bande minimum 2.5 GHz autour de 7.25 Ghz*
- ❖ *Diagramme de rayonnement relativement stable avec une ouverture angulaire de 120° au moins*
- ❖ *Facile à réaliser et à mettre en œuvre en réseau donc d'un encombrement réduit*
- ❖ *Faible couplage entre les antennes (de l'ordre de -20 dB)*
- ❖ *Faible coût de réalisation (utilisation de la technologie microruban)*
- ❖ *Gain le plus grand possible*

En partant de l'antenne décrite précédemment et afin de répondre au maximum de critères imposés, on a décidé de réaliser une antenne à transition progressive à ouverture linéaire ou LTSA. L'annexe A fait une présentation plus détaillée des antennes de type TSA.

3.2.2 Présentation de l'antenne LTSA

Partant d'une structure LTSA étudiée préalablement dans le cadre d'un projet de stage au sein de Télécom-Paristech, on utilise le logiciel CST Microwave Studio, pour la modéliser et l'optimiser afin qu'elle soit adaptée dans la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz. Les contraintes de développement sont les suivantes :

- ❖ *Bande passante de 6 GHz à 8.5 GHz*
- ❖ *Diélectrique utilisé : permittivité relative, $\epsilon_r = 3.2 \pm 0.4$ épaisseur du substrat, $h = 0.762$ mm et $\text{tg}\delta = 0.0024$*
- ❖ *Alimentation par une ligne microruban de 50 Ω*
- ❖ *Diagramme de rayonnement de configuration endfire c'est-à-dire que l'antenne rayonne le maximum d'énergie dans sa direction axiale*

Le logiciel CST Microwave Studio permet de construire le modèle 3D de l'antenne ainsi que de donner les principales caractéristiques de l'antenne telles que les paramètres S, le diagramme de rayonnement en champs lointains, le gain, la directivité, les distributions des courant sur la métallisation, etc. De plus le modèle est paramétrable ce qui permet d'observer toute influence de changement de l'un des paramètres de l'antenne sur le comportement de celle-ci. La Figure 26 présente la structure utilisée ainsi que la direction de son maximum de rayonnement. L'antenne est composée d'une ligne microruban et d'une fente gravée dans le plan de masse de la ligne microruban. La ligne microruban vient alimenter la fente dont l'impédance d'entrée présente une forte partie réactive. Cette composante imaginaire est compensée par le stub constitué par le prolongement de la ligne microruban dans la fente. L'optimisation de l'antenne a notamment porté sur la forme de ce stub. (Figure. 25). L'antenne doit avoir d'une impédance d'entrée de 50 Ω , en utilisant l'outil de calcul Linecalc fourni par ADS (Advanced Design System), on obtient à la fréquence 7.25 GHz, avec

$\varepsilon_r = 3.2$ et $h = 0.762$ mm une largeur de ligne de $W = 1.83$ mm. Les dimensions finales de l'antenne sont indiquées dans le Tableau 7.

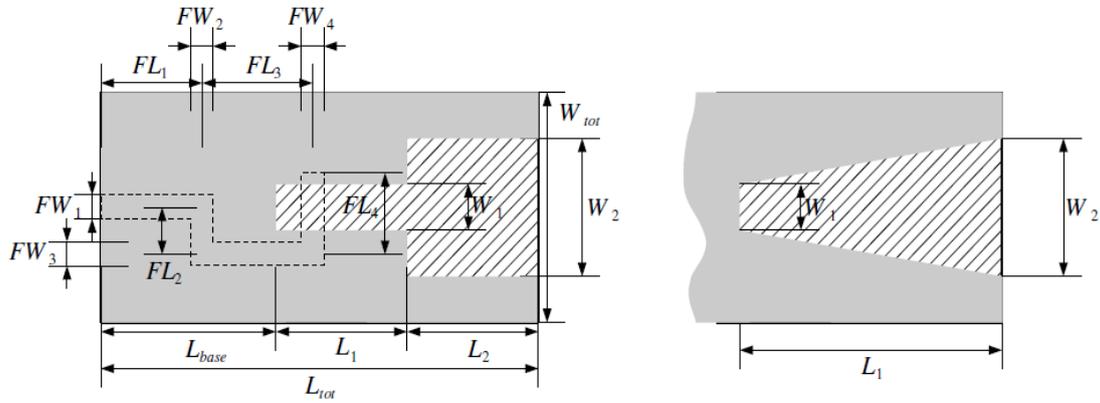


Figure 25. Paramètres de l'antenne utilisée

	Paramètre	Valeur (mm)
Dimensions de l'alimentation de l'antenne	FL1	7
	FL2	5.9
	FL3	15.2
	FL4	6.6
	FW1	1.83
	FW2	1.41
	FW3	1.83
	FW4	1.83
	W_inc	4.2
	Dimensions de l'antenne	L _{base}
L ₁		17.1
L _{tot} = L _{base} +L ₁		61.1
W ₁		9.62
W ₂		22.39
W _{tot}		37.93
Epaisseur du Substrat	h	0.762
Epaisseur du cuivre	e	0.035

Tableau 7. Dimensions de l'antenne après optimisation des paramètres sur CST

La Figure 26 est une photo de l'antenne fabriquée. On présente les deux faces cote à cote. Les résultats de simulation et de mesure du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ sont présentés sur la Figure 27. L'antenne est parfaitement adaptée sur toute la bande 6 GHz – 8.5 GHz puisque $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB. On remarque que l'adaptation en mesure est meilleure que

celle en simulation autour de la fréquence 8 GHz. Cette différence peut provenir de la réalisation (gravure mécanique difficulté d'alignement des deux faces) car une série d'antennes a été réalisée chacune donnant une réponse du module du coefficient S11 légèrement différent. Néanmoins, les résonnances sont les mêmes.

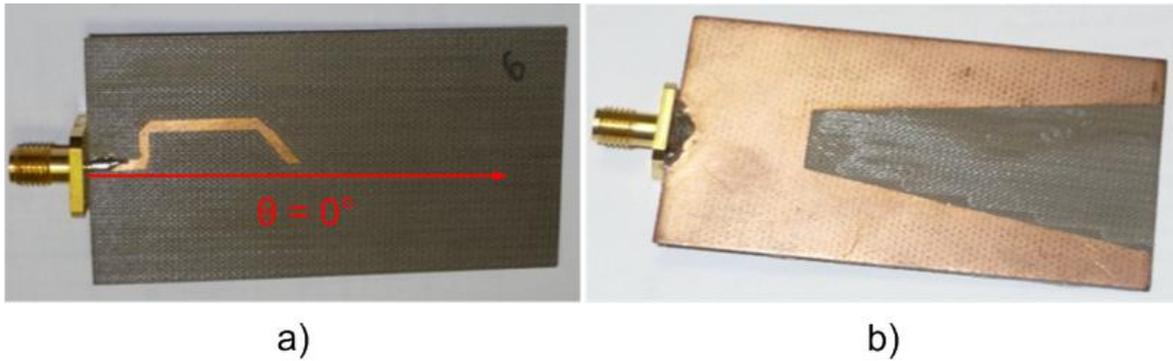


Figure 26. Antenne réalisée double face, a) la face avant et b) la face arrière : dimensions 61.1 × 37.97 mm

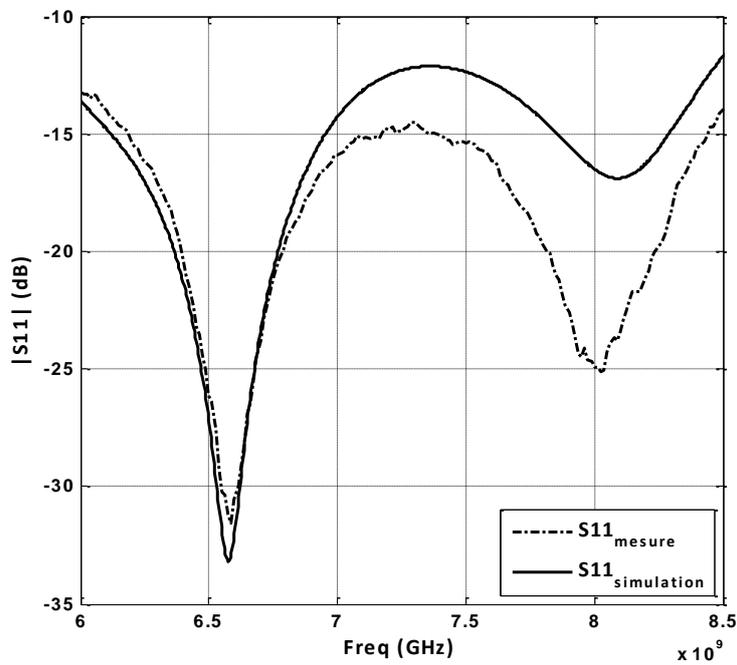


Figure 27. Module du coefficient de réflexion

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ont ensuite été mesurées en chambre anéchoïque entre 6 GHz et 8.5 GHz.

Dans cette étude on s'intéresse pour le moment à la mesure du plan azimutal car le réseau linéaire construit dans cette thèse est suivant le plan azimutal et les mesures en canal de propagation se sont limitées à la mesure de l'angle d'azimut. La Figure 28 présente le gain de l'antenne en fonction de la fréquence ainsi qu'en fonction de l'angle θ pour les fréquences 6 GHz, 7 GHz, 8 GHz et 9 GHz. On peut estimer le gain mesuré moyen autour de 5 dB avec une variation de ± 2 dB sur la bande. En ce qui concerne l'ouverture angulaire à 3 dB, celle-ci dépend de la fréquence. On présente sur le Tableau 8 quelques résultats de mesures obtenus pour les fréquences limites et centrale de la bande de travail. La mesure de l'ouverture à 3 dB montre que la directivité augmente en fonction de la fréquence. Cela concorde bien avec la propriété des antennes de type TSA.

La différence entre les résultats de gain en mesure et en simulation peut être expliquée par une mauvaise mesure de la distance entre les antennes. De plus à partir de la fréquence 7 GHz le gain mesuré est plus élevé que le gain simulé, avec un écart maximum autour de 8 GHz, en raison d'une meilleure adaptation.

Fréquence (GHz)	Gain ($\theta = 0^\circ$) (dB)	Ouverture angulaire θ_{3dB} ($^\circ$)
6	3	140
7.25	5	110
8.5	6.5	85

Tableau 8. Gain et ouverture de l'antenne LTSA réalisée

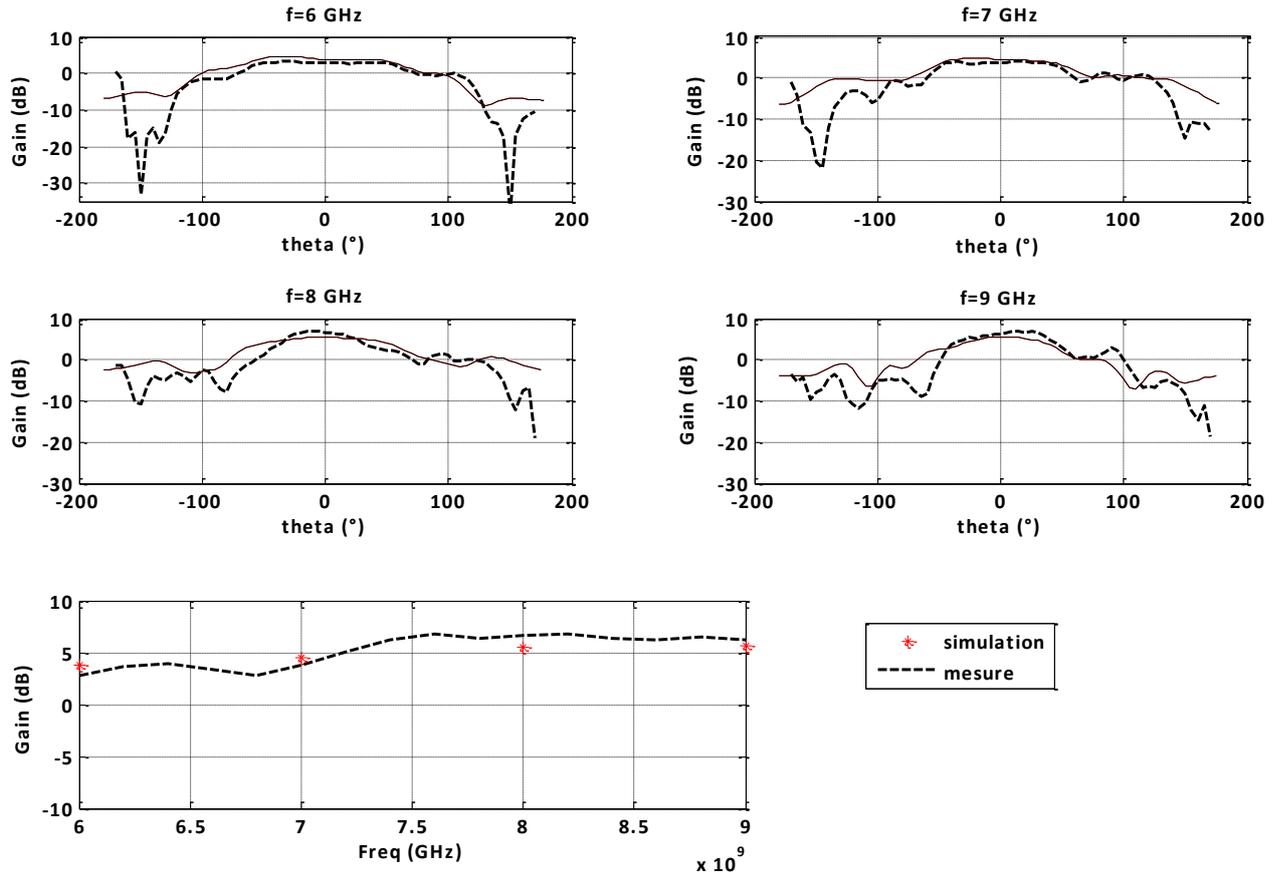


Figure 28. Gain de l'antenne en fonction de l'angle θ et de la fréquence

3.2.3 Réseau d'antenne LTSA

Dans cette partie nous allons présenter le réseau d'antennes réalisé. Le système de sondage est multi- capteurs, il contient donc en réception plusieurs antennes identiques. Le réseau est configuré de façon linéaire suivant l'axe azimutal. Un des paramètres important qui caractérise un réseau d'antennes est le couplage entre les différents éléments.

3.2.3.1 Couplage

Le couplage entre les éléments dépend du type d'antennes et de la distance les séparant celui-ci se définit comme $C_{dB} = 10 \cdot \log_{10} (|S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2))$ lorsque les antennes sont très bien

adaptées on peut dire que $C_{dB} = 20 \cdot \log_{10} |S_{21}|$. Les paramètres $|S_{ii}|$ et $|S_{ij}|$ représentent les modules des coefficients de réflexions et transmissions au niveau des ports i et j (avec i et $j \in \{1, 2, 3\}$).

Pour les antennes LTSA, nous avons simulé sur le logiciel CST Microwave Studio le couplage entre les éléments dans le plan H. La Figure 29 montre la configuration pour la simulation du couplage dans le plan H. la distance entre deux éléments est $d = 20$ mm soit $\lambda/2$ à la fréquence centrale 7.25 GHz. Les résultats de simulation et de mesure des coefficients de transmissions entre antennes sont illustrés sur la Figure 30. Les paramètres $|S_{ij}|$ et $|S_{ji}|$ sont réciproques, pour cela on ne présente qu'un seul des deux paramètres. On voit que le couplage dans le plan azimutal est très faible dans la bande de fonctionnement (< 20 dB). Etant donné que le paramètre d'adaptation de l'antenne en mesure donne de meilleurs résultats qu'en simulation, on pourrait s'attendre à avoir un plus faible paramètre de couplage en mesure qu'en simulation. Le résultat présenté sur la Figure 30 prouve bien que cette hypothèse est vraie.

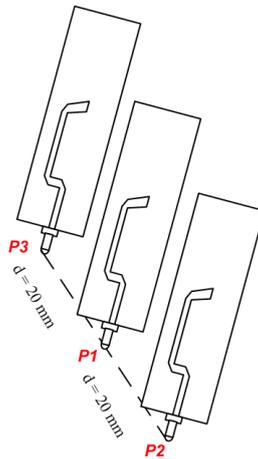


Figure 29. Simulation du couplage entre deux éléments dans le plan azimutal

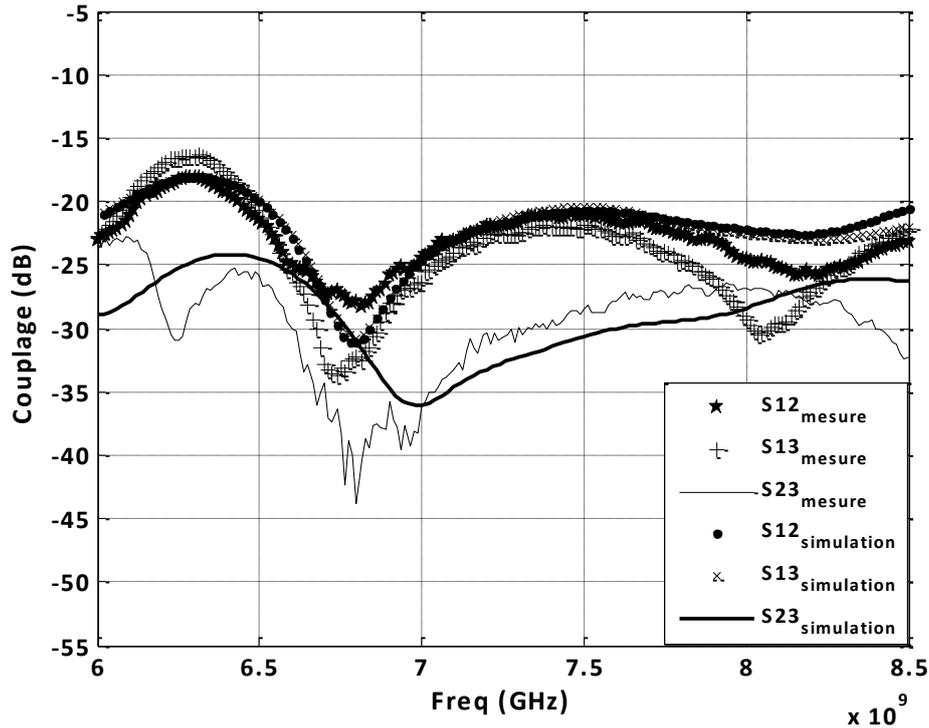


Figure 30. Résultats de couplage entre les antennes dans le plan azimutal

3.2.3.2 Réseau linéaire

Le réseau linéaire réalisé est présenté sur la Figure 31. La distance entre 2 antennes consécutives est de 20 mm (2 cm) ou $\lambda/2$ à la fréquence 7.25 GHz. Cette distance entre antennes est choisie afin d'avoir un compromis entre la valeur de couplage entre antennes et une bonne ouverture spatiale du réseau. Si on prend une valeur $d < 20$ mm alors le paramètre de couplage sera dégradé, ainsi il risque d'y avoir une forte corrélation entre les signaux de chaque antenne qui s'ajoute à l'effet de corrélation des signaux reçus due au canal. De même si l'on prend une valeur $d > 20$ mm alors on rend le lobe principal plus étroit et on diminue ainsi l'ouverture spatiale du réseau. C'est pour ces raisons qu'on choisit la valeur $d = \lambda/2$.

Les antennes sont placées dans le plan vertical. Ce réseau sera destiné pour le sondeur multi capteur que nous présenterons par la suite. Cette configuration de réseau va nous permettre de mesurer de façon conjointe les directions d'arrivée et les retards des différents trajets créés par le canal de propagation dans le contexte UWB. Chaque antenne est suivie d'un LNA ayant un

gain de 30 dB minimum et un facteur de bruit de 3 dB maximum dans la bande 6 GHz – 9 GHz. Les caractéristiques du LNA sont présentées en annexe B

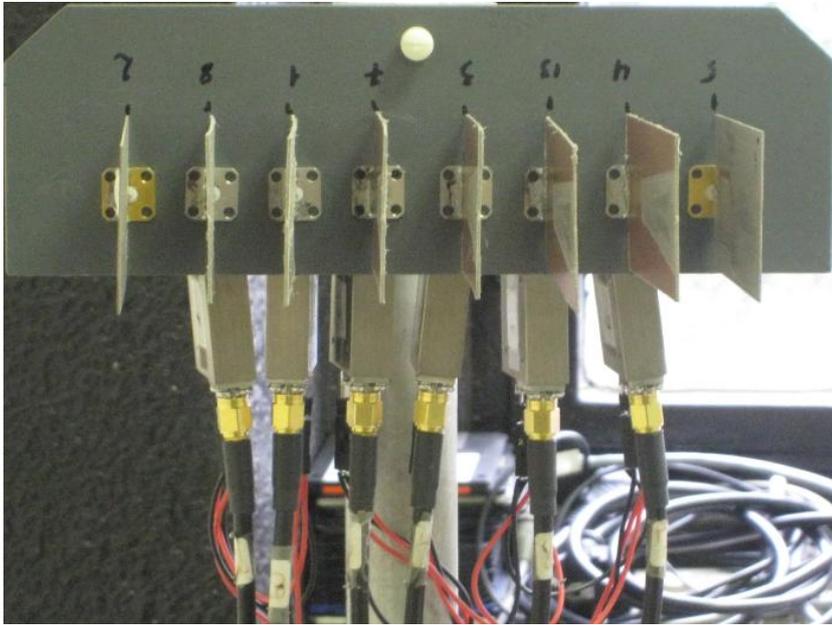


Figure 31. Réseau linéaire composé de 8 antennes

4 Sondeur réalisé

4.1 Système de mesure du canal UWB

4.1.1 Architecture du sondeur

Le schéma synoptique du récepteur du système utilisé pour le sondage de canal est présenté sur la Figure 32. Le système en réception est composé de 6 chaînes parallèles.

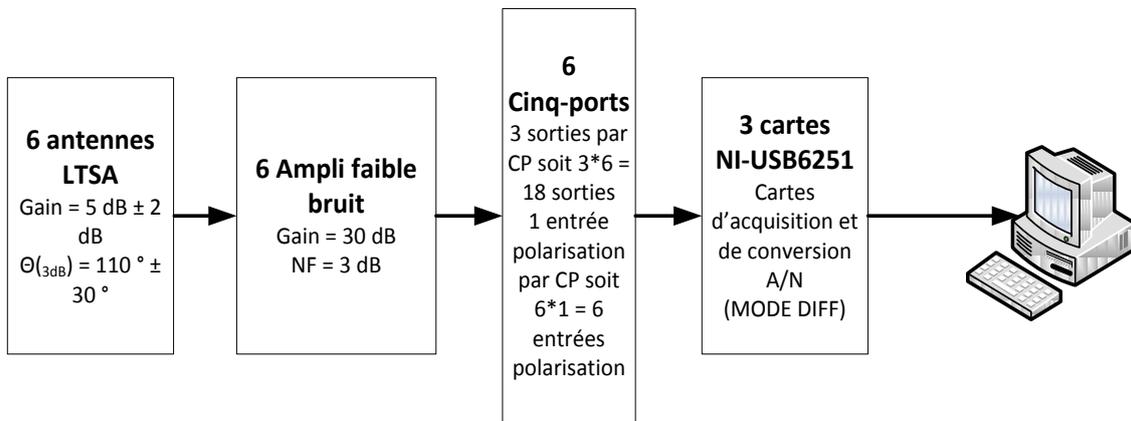


Figure 32. Schéma du système en réception

Les antennes utilisées sont de types LTSA. Ces antennes sont caractérisées par : un gain minimum de 3 dB à la fréquence 6 GHz et de 6.5 dB à la fréquence 8.5 GHz, une ouverture angulaire de 140° à 6 GHz et de 85° à 8.5 GHz dans le plan azimutal. Les antennes sont suivies par des LNAs (Annexe B). Le gain du LNA est 30dB et le facteur de bruit est de 3 dB maximum dans toute la bande de travail. Les LNAs ont pour rôle d'amplifier la puissance du signal captée par les antennes et permettent ainsi d'augmenter la sensibilité de mesure du système.

Il existe autant de circuits cinq-ports que d'antennes réceptrices, ils jouent ici le rôle de récepteurs homodynes. La sortie de chaque antenne en réception est connectée à une des entrées d'un cinq-port, l'autre entrée étant alimentée par le signal de référence : l'oscillateur local (OL), commun à tous les cinq-ports.

En sortie de chaque cinq-port, trois signaux en bande de base sont disponibles. Toutes les sorties sont reliées à des cartes d'acquisition NI-USB6251 de National Instrument (NI). Ce boîtier d'acquisition rapide possède 16 voies d'entrées analogiques avec 16 bits de résolution et une fréquence d'échantillonnage de 1.25Mec/s pour toutes les voies, soit 1.25/16 Mec/s sur chaque voie puisqu'il y a un seul multiplexeur. Dans cette application la carte est utilisée en mode différentiel ce qui limite le nombre de voies par carte à 8. Finalement après chaque échantillonnage grâce aux cartes d'acquisition, les signaux sont envoyés et stockés dans un PC connecté aux cartes par liaison USB. Le banc de mesure et d'acquisition est totalement automatisé puisqu'il est piloté par un programme Matlab. Le programme gère à la fois les cartes d'acquisition, il enclenche l'acquisition, stocke les données et stoppe l'acquisition via la liaison USB entre les cartes et le PC. Le programme contrôle aussi les générateurs dans la partie émission et par une liaison GPIB entre le PC et les instruments en question. La Figure 33 présente une photographie du système en réception.

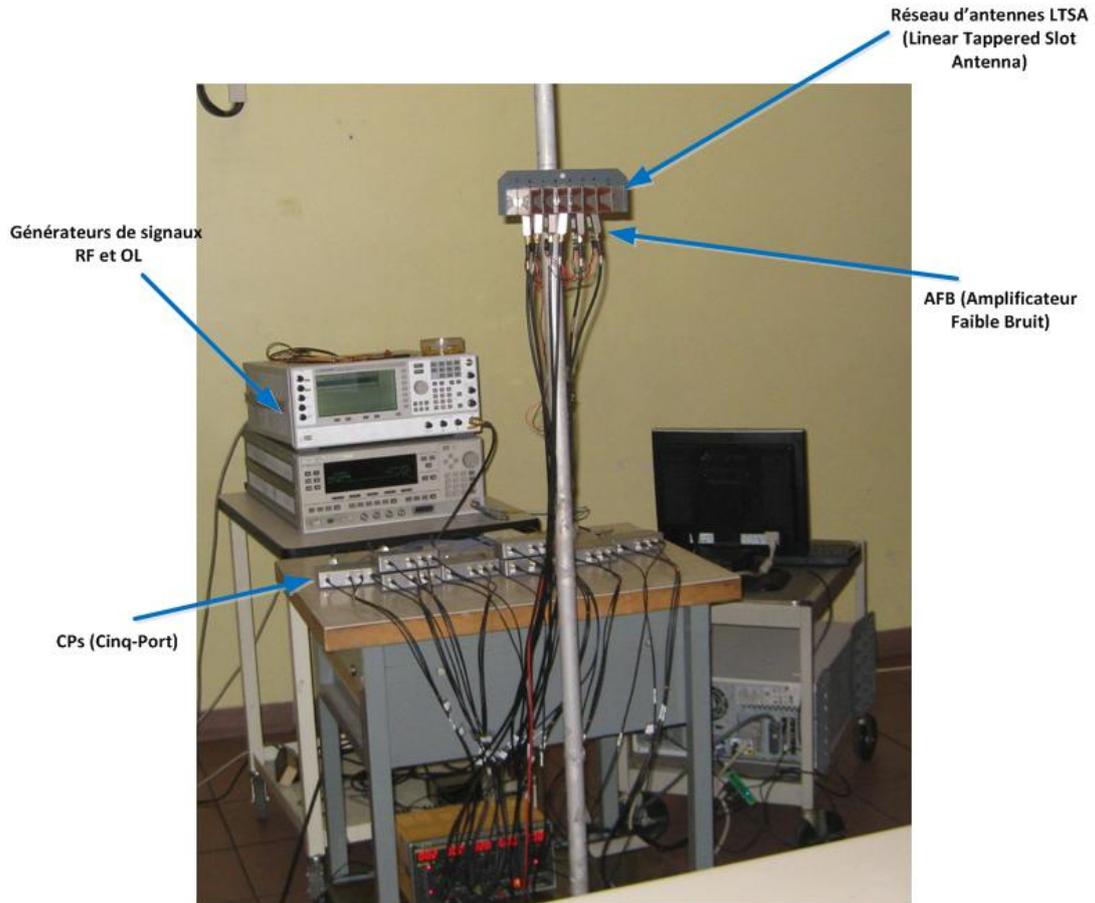


Figure 33. Photo du système d'acquisition

Le système conçu permet de mesurer le canal de propagation en conditions réelles, c'est ce que l'on essaiera de démontrer dans la suite de ce manuscrit. Néanmoins, avant toute phase de mesure, il est important d'initialiser notre système. Ce travail d'initialisation passe par deux étapes tout d'abord la calibration des cinq-ports puis la phase de mesure de référence.

4.1.2 Description de la méthode de calibration du système

Deux étapes permettent de calibrer le système de mesure. Tout d'abord une première étape est celle du calibrage des cinq-ports, la seconde étape est celle de la mesure de référence. Dans les deux cas nous détaillerons ces méthodes dans les sous paragraphes qui suivent.

4.1.2.1 Calibrage du cinq-port

F.Rangel démontre dans son travail de thèse [56] que le rapport complexe entre les deux entrées du démodulateur cinq-port s'écrit suivant l'équation 20:

$$\text{Eq 20. } x(t) = a.v_3(t) + b.v_4(t) + c.v_5(t) + d$$

Les composantes $v_3(t)$, $v_4(t)$ et $v_5(t)$ sont les trois tensions de sorties du cinq-port et a, b, c, d sont les 4 constantes de calibration. Plusieurs techniques de calibrages existent [54], [56], elles permettent de déterminer les constantes complexes de calibration de l'équation 20. Dans ce travail, la méthode de F.Rangel est celle qui a été utilisée. La Figure 32 présente le montage expérimental mis en œuvre pour le calibrage des cinq-ports. Dans notre cas de figure, la mesure pour le calibrage est réalisée en condition champs lointain, dans une chambre anéchoïque ou dans un milieu non réfléchissant en condition Line Of Sight (LOS), afin de s'assurer qu'un seul trajet: le trajet direct, est récupéré. La méthode de calibrage des cinq-ports comporte 2 étapes. Dans la première étape, le générateur RF est éteint et les tensions offset de l'OL en sortie des cinq-ports sont échantillonnées et numérisées. Cette étape permet de faire une mesure de la composante continue due à l'OL qui vient se superposer au signal RF. Dans la seconde étape, le générateur RF délivre un signal CW de fréquence F_{RF} . La fréquence F_{RF} n'est autre que la fréquence de l'OL décalée d'un pas de fréquence Δf . La synchronisation entre les deux générateurs est assurée par une horloge de 10 MHz.

Dans notre application la bande de travail est de 2.5 GHz, la calibration doit donc être répétée pour toutes les fréquences auxquelles le récepteur est utilisé. En ce qui concerne la procédure mathématique utilisée ainsi que l'implémentation logiciel, celles-ci sont décrites dans [56].

4.1.2.1 Mesure de référence du système

La seconde étape de calibrage correspond à la mesure de référence du système. Cette mesure contrairement à la précédente permet de compenser les différences d'amplitude et de phase entre les signaux reçus par chacune des chaînes RF à une fréquence donnée pour la mesure de DOA. De même, on détermine ces différences à chacune des fréquences de test pour la mesure des retards entre les trajets. Il est donc important de réaliser une mesure de référence commune afin de pouvoir par la suite compenser les différences entre les différentes chaînes. Cette différence peut provenir des câbles de longueurs différentes ou du couplage. La mesure de référence se fait dans les mêmes conditions que la mesure de calibrage soit en conditions champs lointains dans un milieu non réfléchissant en condition LOS pour qu'un seul trajet puisse être considéré. La position relative entre l'émetteur et le récepteur définit la DOA de référence.

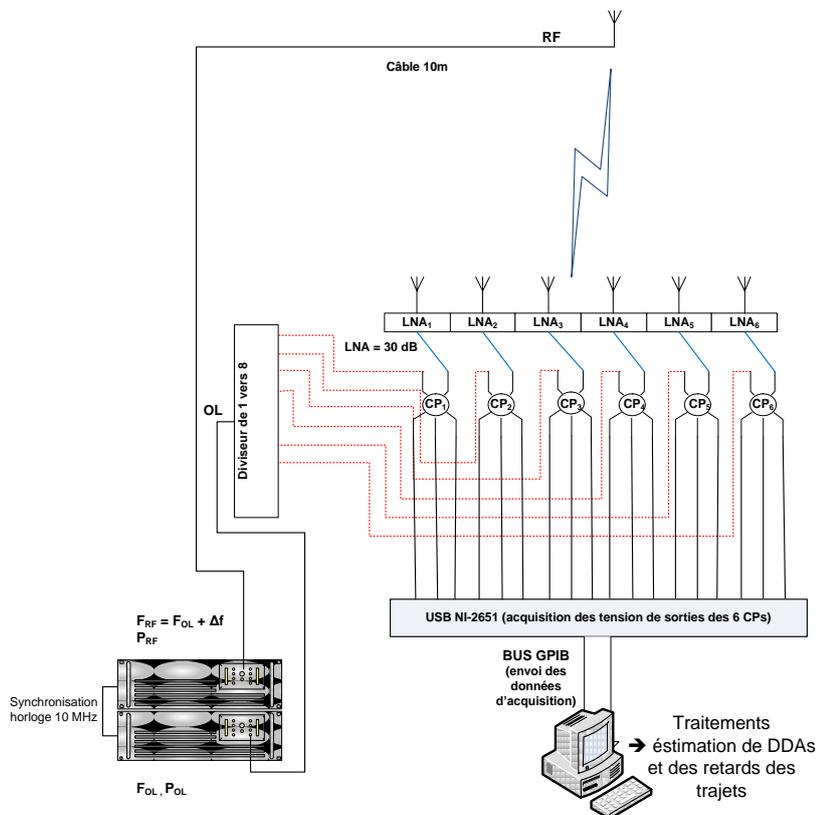


Figure 34. Montage expérimental pour la mise en œuvre du calibrage

4.2 Méthodes d'estimations Hautes Résolution

4.2.1 Méthode d'estimation utilisée : MUSIC

La plupart des applications de la technologie UWB sont destinées à l'intérieur des bâtiments. Dans un pareil contexte de propagation, il existe plusieurs trajets proches les uns des autres. Une bonne résolution temporelle mais aussi spatiale, surtout dans le cas de techniques à diversité spatiale, sont nécessaires pour pouvoir distinguer les différents trajets ou clusters. Dans le cas de l'UWB, la grande largeur de bande utilisée permet une bonne résolution temporelle sans utiliser des algorithmes à haute résolution (MUSIC).

Cependant, des analyses théoriques ont montré que les résolutions temporelles et angulaires de la méthode MUSIC sont supérieures à celle de l'IFFT [55], [73]. De plus, il a été montré que, dans le cas d'une estimation conjointe avec MUSIC de la DOA et du retard, le nombre de trajets estimés peut même être supérieur au nombre de capteurs [55]. Par conséquent, du fait de la richesse du canal UWB et de la limite du nombre de capteurs en réception, il a donc été décidé d'utiliser une méthode simple à haute résolution telle que MUSIC.

La méthode MUSIC a été introduite par Schmidt en 1986. Elle exploite la propriété d'orthogonalité entre les signaux et le bruit lors de la décomposition en valeurs propres de la matrice de corrélation des observations. Cet algorithme est très répandu, surtout en contexte de modélisation de canal bande étroite, car facile à mettre en œuvre, d'où son utilisation dans de nombreuses applications [74] [40], [73].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'analyse d'un champ électromagnétique observé sur un réseau linéaire uniforme de M antennes. Ce champ est la superposition d'un nombre K de signaux à bandes étroites, émis par des sources indépendantes, superposées ponctuelles et d'un bruit b . Le signal reçu sur l'antenne m du réseau à la fréquence f_i s'écrit :

$$\text{Eq 21. } x_{i,m}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \cdot e^{-j2\pi f_i \tau_k} \cdot e^{-j2\pi f_i \tau_m(\varphi_k)} + b_i(t)$$

$$\text{Eq 22.} \quad m = \{1, \dots, M\}$$

Les fronts d'ondes des sources sont par hypothèse planes. Le retard τ_k lié à la DOA φ_k peut être écrit en fonction de la distance inter antennes d et de la vitesse de propagation du signal par :

$$\text{Eq 23.} \quad \tau_m(\varphi_k) = \frac{d \cdot \sin(\varphi_k)}{c} (m - 1)$$

Avec :

- ❖ φ : Angle d'arrivée du signal par rapport à la normale du réseau
- ❖ $f_i = f_1 + (i - 1)\Delta f$, $i = \overline{1, N}$
- ❖ $s_k(t)$: Enveloppe complexe du k -ième signal émis à la fréquence f_i
- ❖ τ_k : Retard lié à la longueur de kieme trajet entre l'émetteur et le récepteur calculé au niveau de l'antenne 1 de référence du réseau.
- ❖ $b_i(t)$: Bruit additif à la fréquence f_i . Il est supposé blanc gaussien de variance σ^2

Dans le cas général K signaux arrivent à un réseau linéaire uniforme de M antennes avec des directions d'arrivée dans le plan azimutal φ_k et des retards τ_k . Si on considère que l'antenne 1 est la référence pour les phases, le signal pour le premier élément à la fréquence f_i a pour expression :

$$\text{Eq 24.} \quad x_{i,1}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \cdot e^{-j2\pi f_i \tau_{n,1}} + b_i(t)$$

Soit $X(t)$ le signal vectoriel observé sur le réseau de capteur à l'instant t . $X(t)$ est de dimension $Q \times 1$ ($Q = M \times N$) à la sortie du réseau de M cinq-ports :

En mesurant toute la bande de fréquence de f_1 à f_N avec le pas de fréquence Δf , le vecteur de données de sortie du réseau s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\text{Eq 25. } \mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S}(t) + \mathbf{B}(t)$$

$$\text{Eq 26. } \mathbf{X}(t) = \left[\left(x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_m(t) \ \dots \ x_M(t) \right) \right]^T$$

Avec $x_m(t)$ est un vecteur signal déterminé par le m-ième cinq-port. Ce qui est obtenu en effectuant, t la concaténation des vecteurs mesurés à chaque fréquence.

$$\text{Eq 27. } \mathbf{x}_m(t) = \left(x_{1,m}(t) \ x_{2,m}(t) \ \dots \ x_{i,m}(t) \ \dots \ x_{N,m}(t) \right)^T$$

- ❖ $S(t) = (s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_k(t) \ \dots \ s_K(t))^T$: Vecteur des amplitudes complexes des K différents signaux.
- ❖ $A = [a(\varphi_1, \tau_1), a(\varphi_2, \tau_2), \dots, a(\varphi_k, \tau_k), \dots, a(\varphi_K, \tau_K)]$: Matrice de dimension $N \times K$ formé par la concaténation des vecteurs « temporel-directionnel » associés aux K signaux

Avec

- ❖ $B(t) = (b_1(t) \ \dots \ b_M(t))^T$: vecteur bruit sur M antennes.
- ❖ $a(\varphi_k, \tau_k) = [a_1(\varphi_k, \tau_k) \ a_2(\varphi_k, \tau_k), \dots, a_m(\varphi_k, \tau_k), \dots, a_M(\varphi_k, \tau_k)]^T$
- ❖ $a_m(\varphi_k, \tau_k)$ représente le vecteur « temporel-directionnel » associé au k -ième signal de la m -ième antenne. Ce vecteur dépend aussi de N fréquences définit comme suit :

$$\text{Eq 28. } a_m(\varphi_k, \tau_k) = [a_{1,m}(\varphi_k, \tau_k), \dots, a_{i,m}(\varphi_k, \tau_k), \dots, a_{N,m}(\varphi_k, \tau_k)]$$

- ❖ $a_{i,m}(\varphi_k, \tau_k) = e^{-j\Delta\psi_{i,m}(k)}$: ce terme regroupe à la fois la différence de phase entre antennes (estimation directionnelle), et aussi entre fréquences (estimation temporelle). $\Delta\psi_{i,m}(k)$ est la différence de phase du k -ième signal entre le m -ième élément à la i -ième fréquence et l'élément de référence à la fréquence f_1 . D est la distance entre deux antennes du réseau linéaire

$$\text{Eq 29. } \Delta\psi_{i,m}(k) = 2\pi(i-1)\Delta f\tau_k + 2\pi d(m-1) \frac{\sin\varphi_k}{\lambda_i}$$

En partant de l'équation 24, on définit la matrice de covariance comme suit :

$$\text{Eq 30.} \quad R_{xx} = E\{X(t).X^*(t)\}$$

L'estimation temporelle et angulaire revient à chercher les valeurs maximales de la fonction décrite ci-dessous (équation 30).

$$\text{Eq 31.} \quad P_{\text{MUSIC}}(\varphi, \tau) = \frac{a^*(\varphi, \tau)\alpha(\varphi, \tau)}{a^*(\varphi, \tau)E_N E_N^* a(\varphi, \tau)}$$

E_N représente les vecteurs propres associés au sous espace bruit de la matrice de covariance R_{xx} . Pour les signaux corrélés, il est obligatoire d'utiliser une méthode de décorrélation préalable avant d'exécuter MUSIC car l'algorithme ne s'applique que sur les signaux complètement décorrélés.

La corrélation des signaux provient de l'utilisation d'un seul capteur pour émettre le signal. Cette corrélation des signaux va fortement dégrader les performances de l'algorithme haute résolution utilisé [75]. Pour remédier à ce problème un premier traitement de décorrélation des signaux est appliqué. La solution proposée et décrite par [73], il s'agit du Lissage. Néanmoins dans notre application l'estimation est conjointe, on a donc à la fois M capteurs et N fréquences. Le Lissage sera donc appliqué suivant le nombre de capteurs et aussi le nombre de fréquence (Lissage à deux dimensions). La méthode exposé dans [73] consiste à diviser les données en L sous réseau puis à calculer la matrice de covariance lissée R_{ss} comme la moyenne des matrices de covariance R_L correspondantes au l -ième sous réseau.

$$\text{Eq 32.} \quad R_{ss} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L R_L$$

Enfin il est important de s'assurer que la taille de chaque sous réseau formé contiennent un nombre d'éléments supérieur au nombre de trajets résolus. Ainsi après application de la méthode de Lissage on peut appliquer l'algorithme MUSIC sur des signaux décorrélés afin d'estimer conjointement le DOA et le retard via l'équation 30.

4.2.2 Algorithme Root-MUSIC

Le développement d'une nouvelle technique d'estimation haute résolution a fait l'objet d'une étude dans le cadre d'un projet de stage ingénieur. L'étude a porté sur l'implémentation de l'algorithme Root-MUSIC et son application pour une modélisation Spatio-Temporelle en contexte UWB. L'idée de base de l'algorithme Root MUSIC consiste à former un polynôme de degré $2(M-1)$, M représentant le nombre d'éléments du réseau, et à en extraire les racines. L'avantage de la méthode Root-MUSIC réside dans le calcul direct des DOAs par la recherche des zéros d'un polynôme, qui remplace ainsi la recherche des maxima, nécessaire dans le cas de MUSIC. Cette méthode est limitée aux réseaux d'antenne linéaires uniformément espacées. Néanmoins, cette méthode reste peu coûteuse en ressources de calcul et elle permet d'augmenter la résolution angulaire en exploitant certaines propriétés des signaux reçus [76].

Les résultats préliminaires avec la version Root-MUSIC simple implémentée ont permis de montrer que Root MUSIC est plus performant en termes de temps de calcul que MUSIC. Pour un canal à 2 trajets Root-MUSIC prend 3.35 s et MUSIC 68.18 s. Le temps de scrutation de l'azimut et de la fréquence utilisée par MUSIC est conséquent. Néanmoins cette version simple de Root-MUSIC n'a permis de détecter qu'un nombre de trajets inférieur au nombre d'éléments du sous-réseau. Cette condition est indispensable pour la détection de tous les trajets. La configuration utilisée ainsi que les résultats obtenus sont respectivement présentés sur les Figure 35 36 et 37.

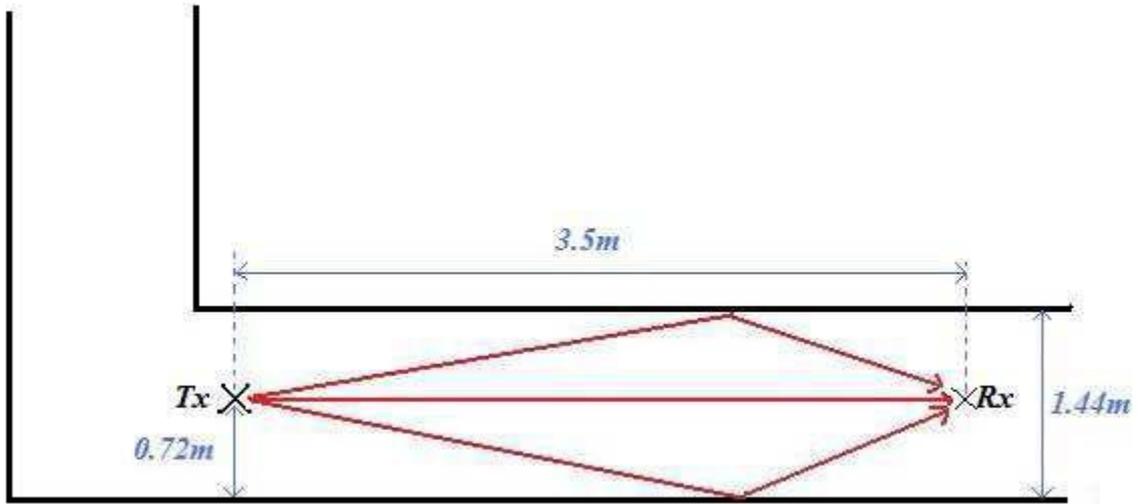


Figure 35. Configuration de la mesure

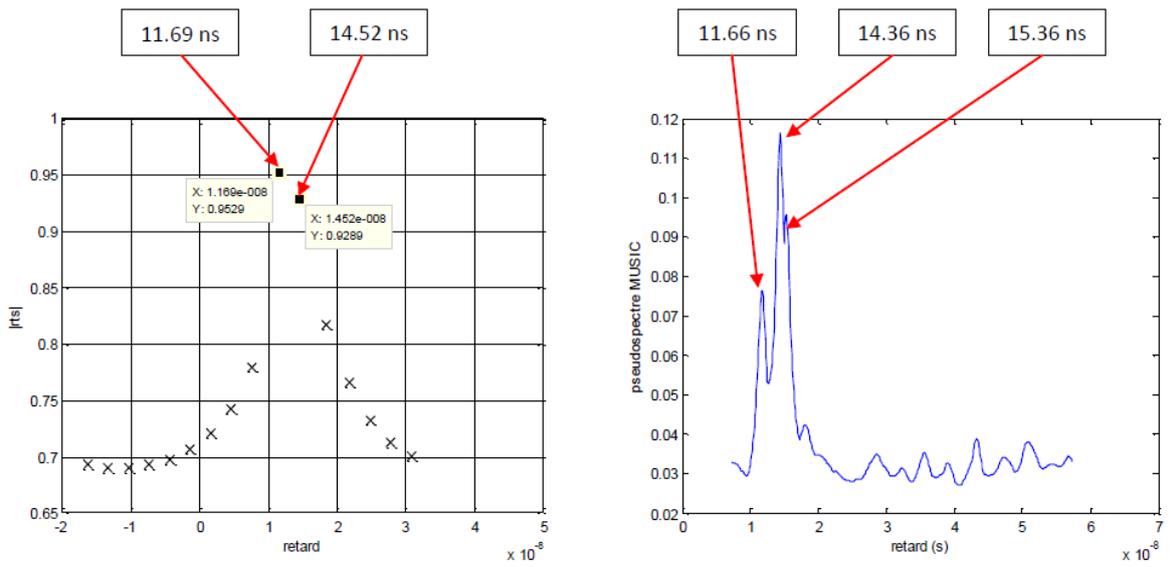


Figure 36. Estimation des retards par Root-MUSIC et MUSIC

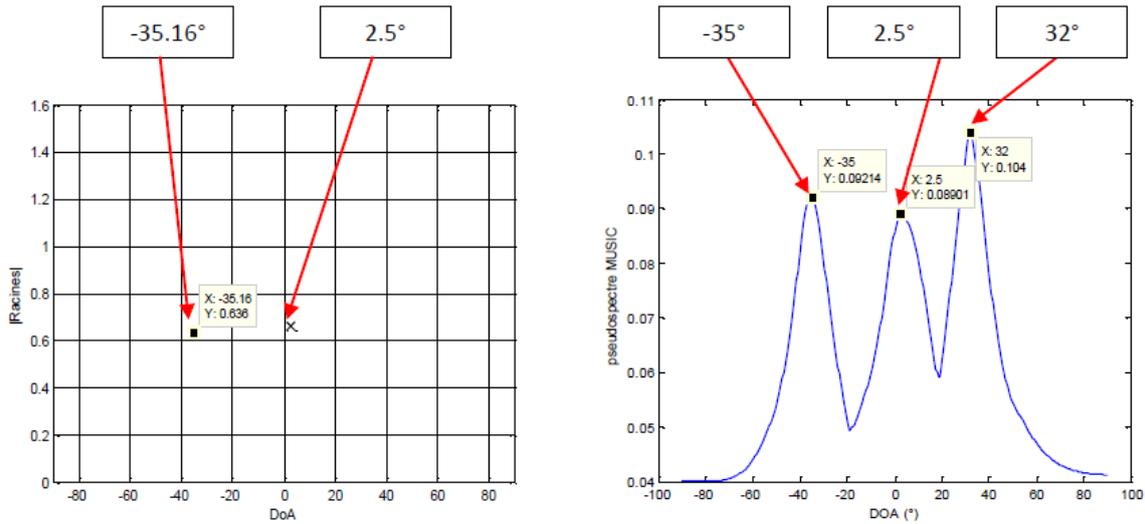


Figure 37. Estimation des DOAs par Root-MUSIC et MUSIC

Pour remédier à l'inconvénient de root MUSIC (son application à des réseaux d'antenne linéaires uniquement), La démarche consiste alors à appliquer root MUSIC pour le calcul des retards et à effectuer une scrutation angulaire de l'espace bruit pour le calcul des azimuts et des élévations. Root-MUSIC modifiée a été traité sur les données précédant (configuration Figure 35). Les résultats présentés sur les Figures 38 et 39 montrent la capacité de Root-MUSIC à estimer la conjointe retard/DOA.

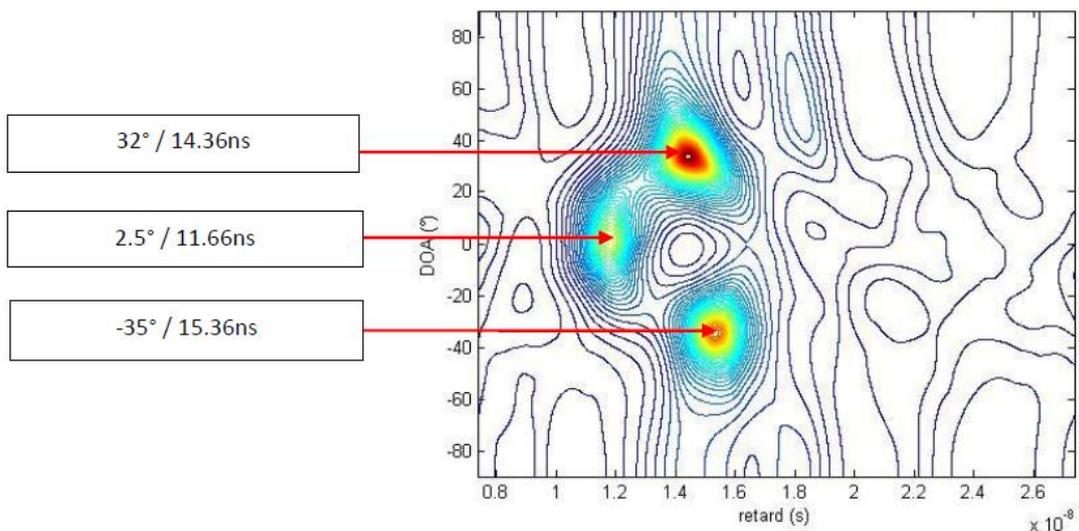


Figure 38. Estimation conjointe retard/DOA avec MUSIC+Lissage

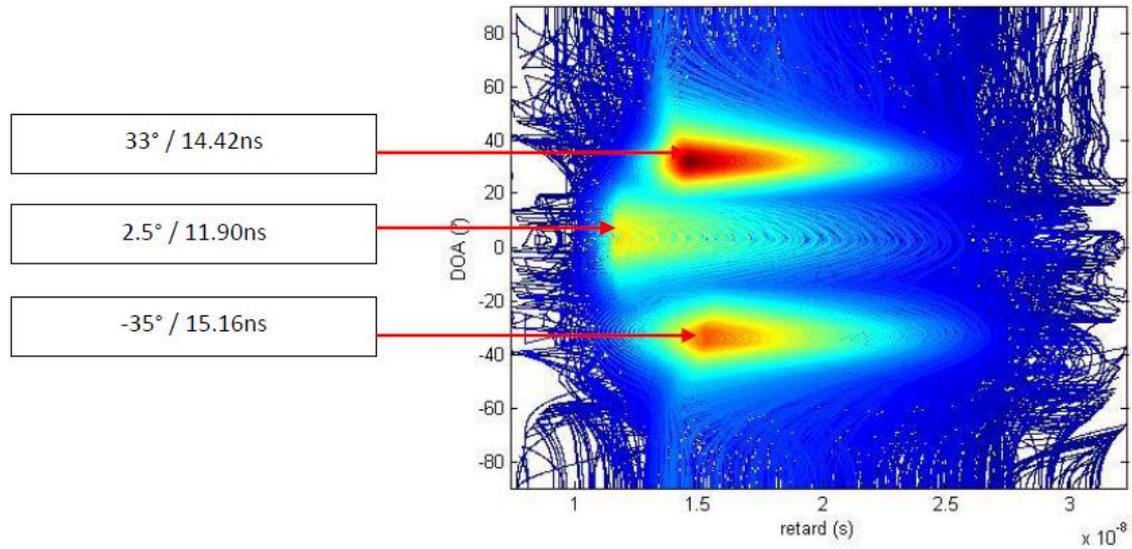


Figure 39. Estimation conjointe retard/DOA avec Root-MUSIC + Lissage

Root-MUSIC réalise de l'estimation conjointe, il peut donc être appliqué à des réseaux autres que des réseaux linéaire, de plus il réalise l'estimation en un temps inférieur à celui de MUSIC. Pour le moment Root-MUSIC n'a pas encore été validé pour des mesures de canal en intérieur de bâtiments en contexte UWB.

5 Validation du sondeur

Afin de valider le principe de fonctionnement du système proposé, on réalise une série de simulations et de mesures présentées dans la suite.

5.1 Simulations avec ADS (Advanced Design System d'Agilent)

Pour valider le principe de fonctionnement du système proposé, nous l'avons simulé avec le logiciel ADS (Advanced Design System) d'Agilent. Dans cette simulation, le canal de propagation est représenté par 4 trajets de retards 50 ns, 80 ns, 100 ns et 120 ns, de plus nous avons intégré du bruit thermique au niveau du circuit CP ainsi qu'au niveau du mélangeur. La Figure 40 présente le schéma du système simulé avec ADS. Les résultats de simulation en utilisant l'algorithme MUSIC+Lissage (SS) avec un sous réseau de 101 points de fréquences. Quatre trajets sont alors parfaitement discernés. La Figure 41 présente les résultats obtenus.

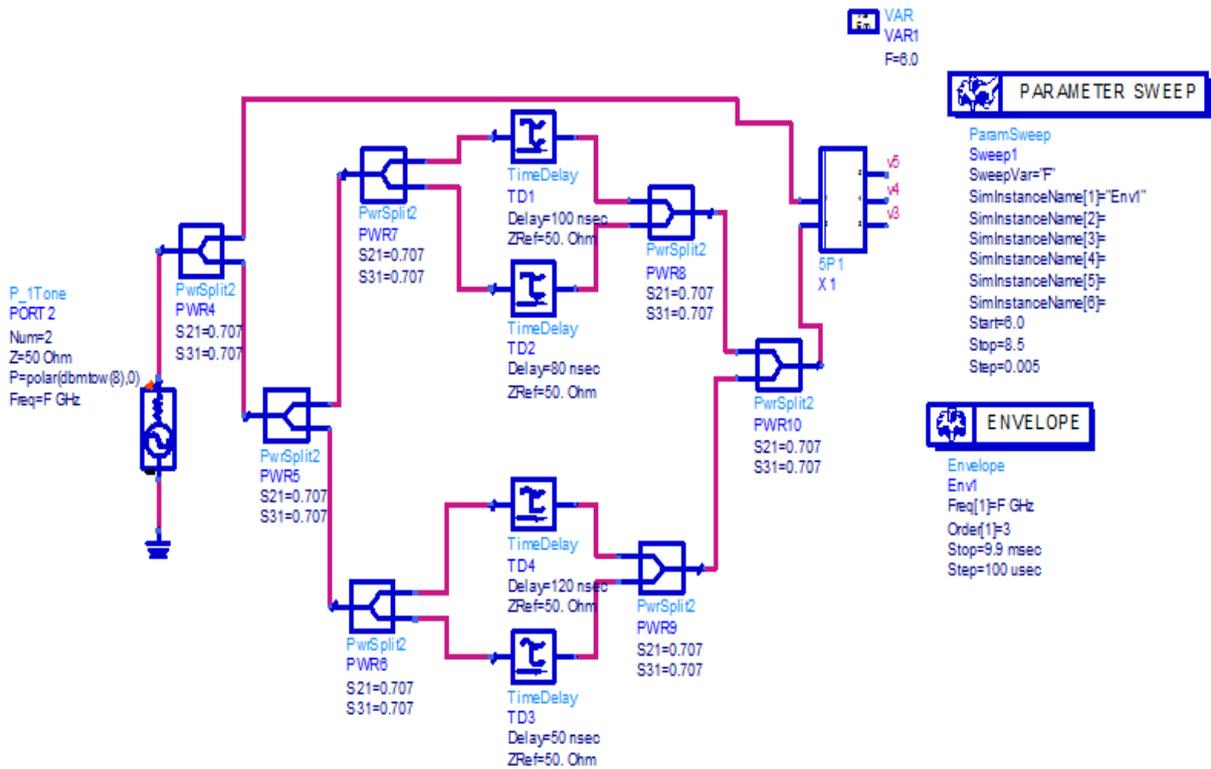


Figure 40. Simulation du sondeur avec le logiciel ADS

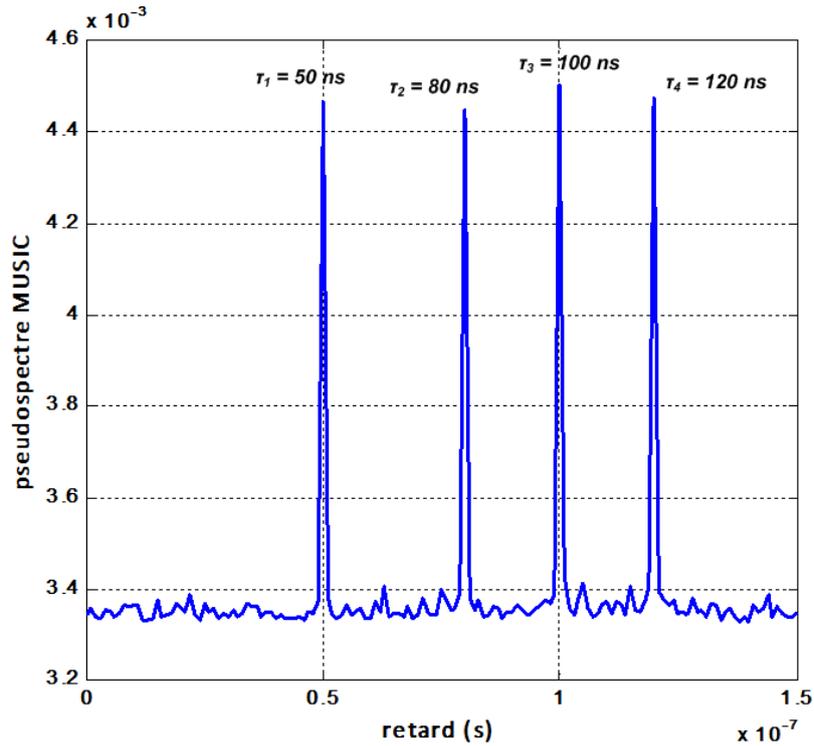


Figure 41. *Résultats de simulation : Estimation de quatre trajets par l'algorithme MUSIC*

Une seconde partie est dédiée à la simulation conjointe retard et angle. La Figure 42 présente la configuration utilisée via le logiciel ADS ptolemy. Le système est composé de 2 antennes omnidirectionnelles et de 2 cinq-ports en technologie microruban fonctionnant dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz. Un seul trajet existe dans le canal de propagation. On définit la position des antennes en réception de façon à ce que la DOA soit de 30° et le retard du trajet soit 2.5 ns. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 43. Le traitement a permis d'estimer un angle d'arrivée de 30° et un retard de 2.5 ns. L'estimation est sans erreur.

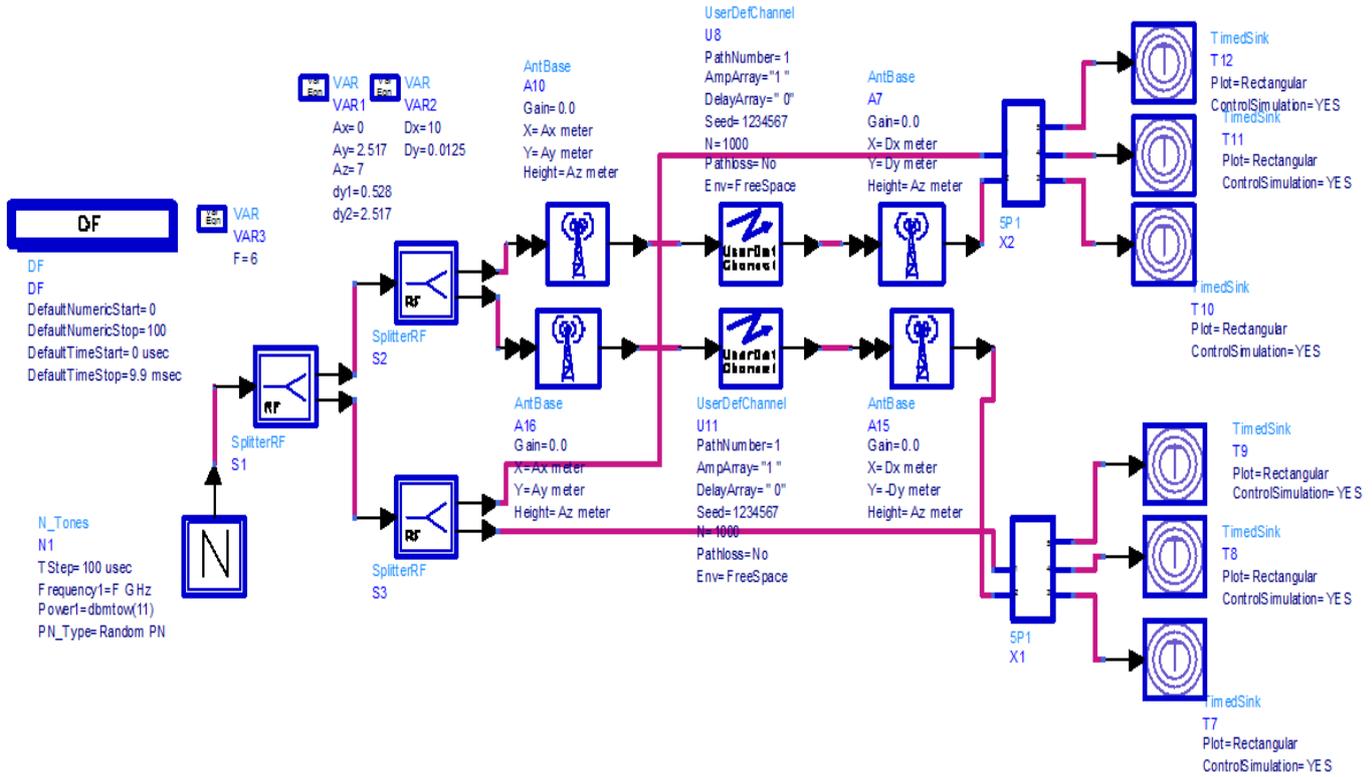


Figure 42. Simulation du système avec le logiciel ADS Ptolemy

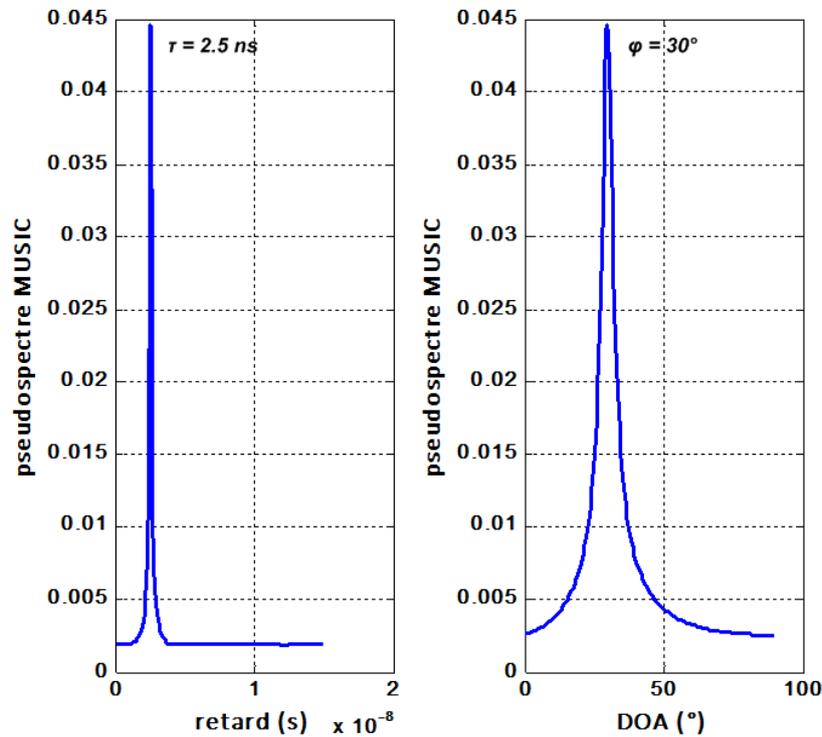


Figure 43. Résultats de simulation avec un signal théorique $\varphi^\circ = 30^\circ$ et $\tau = 2.5 \text{ ns}$

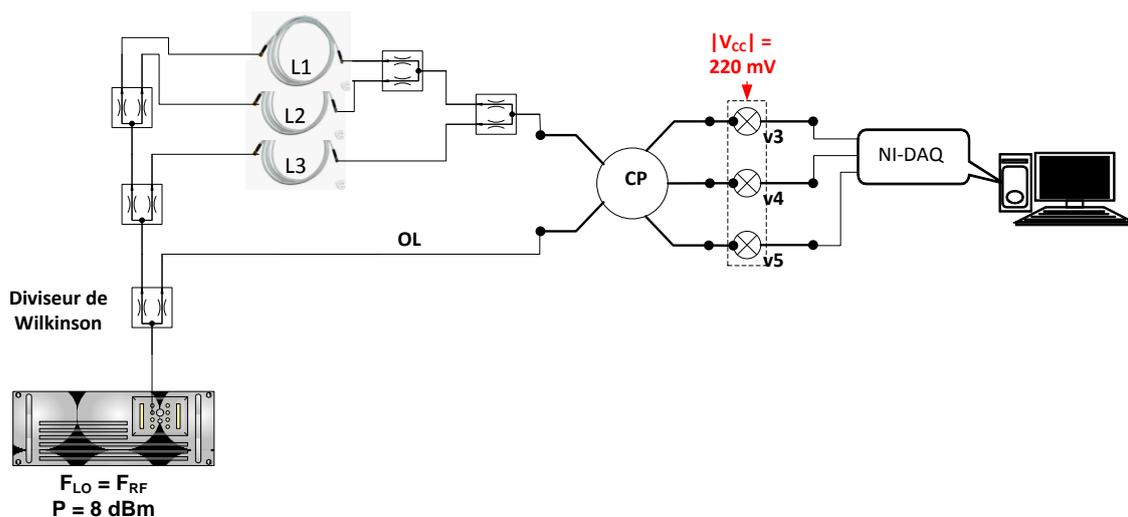
5.2 Mesures pratiques par câble et déphaseur

La première phase de mesure est réalisée en condition parfaite avec câbles et déphaseurs. Les câbles permettent de créer les retards entre trajets et le déphaseur celui de l'angle d'arrivée.

La deuxième partie de notre travail est réalisée en chambre anéchoïque. Cette mesure en chambre recrée une mesure dans un canal non réfléchissant puisqu'un seul trajet est à considérer.

Dans le premier scénario, le canal de propagation est représenté par 3 câbles de longueurs différentes qui donneront 3 trajets. Les longueurs de câbles sont $L1 = 2$ m, $L2 = 1$ m et $L3 = 0.5$ m Figure 44. Une mesure au VNA des câbles a permis de déterminer le retard de chacun puisqu'il dépend de l'épsilon effectif de la ligne. On obtient ainsi pour les trois longueurs des retards de $\tau1 = 10$ ns, $\tau2 = 7.5$ ns et $\tau3 = 4.5$ ns. Pour un retard maximum de 10 ns, il est important de garantir que le pas de balayage en fréquence soit plus grand que 10 MHz.

Dans notre cas de figure, on prendra un pas de fréquence de 50 MHz soit un retard maximum résoluble de $\tau_{max} = 20$ ns. Les résultats d'estimation avec l'algorithme MUSIC, auquel est appliqué l'algorithme SS au préalable, sont présentés sur la Figure 45.



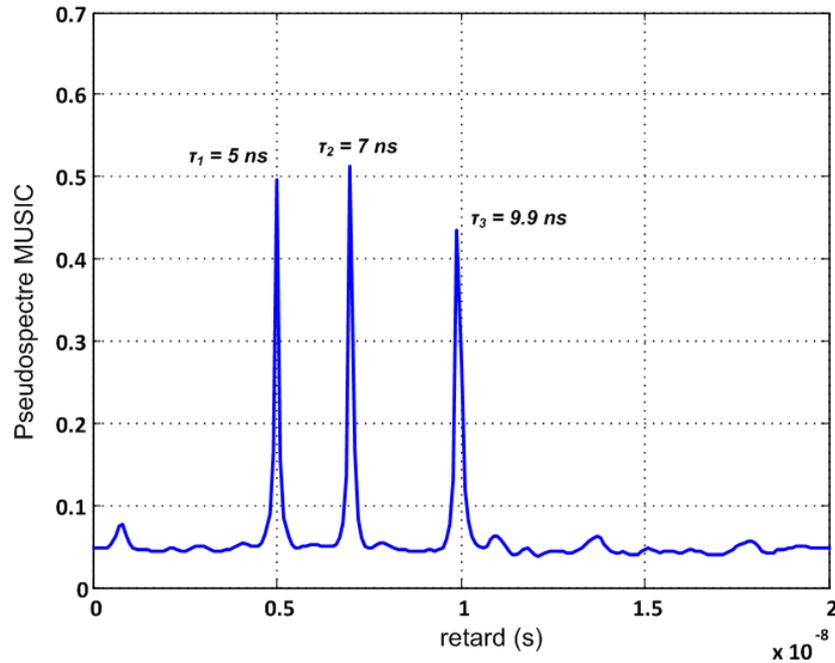


Figure 45. Estimation de trois trajets par l'algorithme MUSIC

Ainsi, l'estimation obtenue permet de trouver les trajets recherchés avec une erreur maximum de 0.5 ns.

Dans un second temps, on cherche à déterminer l'angle d'arrivée d'un trajet. Pour ce fait, on réalise une mesure avec déphaseur (Figure 46). La direction d'arrivée d'une onde est liée à la différence de phase entre les enveloppes complexes des signaux reçus au niveau de chaque capteur. Dans le cas présenté ce sera la différence de phase entre les signaux RF des cinq-ports. Cette différence de phase est liée à l'angle d'arrivée par la relation :

$$\text{Eq 33.} \quad \varphi(^{\circ}) = \sin^{-1}\left(\frac{\Delta\Psi}{\pi}\right)$$

$$\text{Eq 34.} \quad \Delta\Psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\varphi$$

Où φ représente la direction d'arrivée de l'onde. $\Delta\Psi$ est la différence de phase entre les signaux reçus.

Dans notre configuration expérimentale, un déphaseur variable est utilisé afin de créer un déphasage entre les signaux arrivant au niveau des cinq-ports. On fait varier le déphasage entre -4° et 20° . Le déphasage étant difficile à régler on choisi donc de prendre des valeurs de déphasage petites afin de valider le fonctionnement du circuit CP. Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau 9.

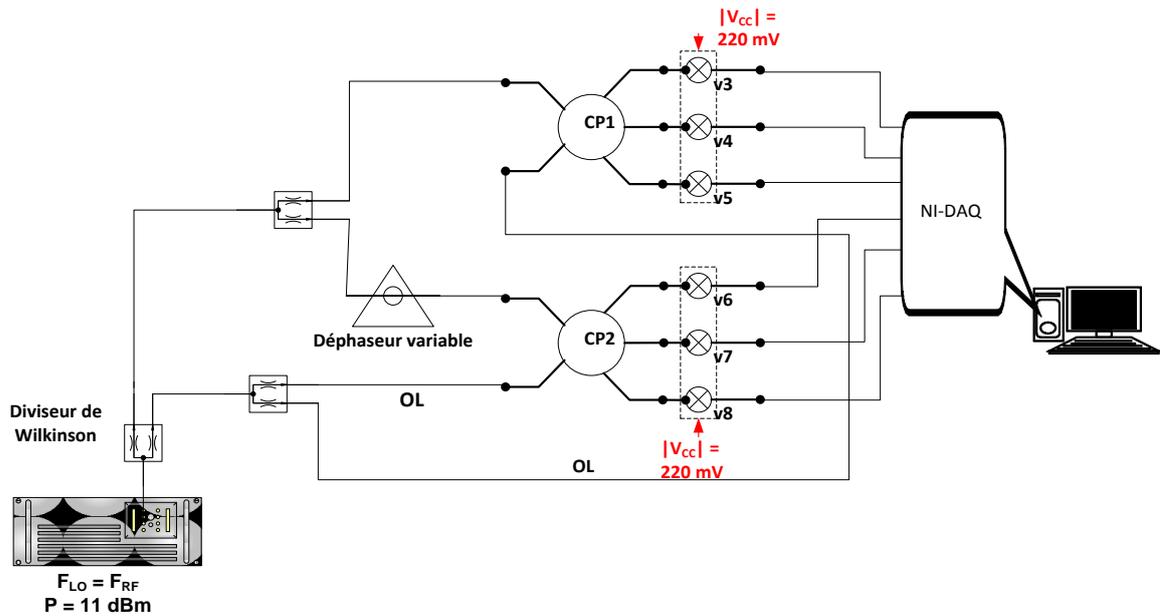


Figure 46. Configuration de la mesure avec déphaseur variable

$\Delta\psi$ ($^\circ$)	$\varphi_{théorique}$ ($^\circ$)	φ_{MUSIC} ($^\circ$)	ϵ_{erreur} ($^\circ$)
-4	-1.27	-1.4	0.13
-2	-0.6	-0.5	0.1
2	0.6	0.6	0
4	1.27	1.4	0.13
20	6.4	7.1	0.7

Tableau 9. Mesures d'angles d'arrivés avec déphaseur variable

Les angles d'arrivées obtenus par calcul sont comparés à ceux estimés par MUSIC. L'erreur obtenue sur le Tableau 9 est au maximum de 0.7°

5.3 Mesure en chambre anéchoïque

La mesure est réalisée en chambre anéchoïque (Figure 47). Le signal d'excitation est un signal CW pas à pas. La bande couverte est 6 GHz – 8.5 GHz. La distance entre les antennes en réception est de $\frac{\lambda}{2} = 0.02$ m à la fréquence 7.25 GHz. La puissance émise est 7 dBm. En réception, on utilise un réseau de deux antennes LTSA. Chaque antenne est par la suite connectée à un cinq-ports. Une mesure de calibration des cinq-ports suivie d'une mesure de référence comme présentées dans la partie 4.1.2 sont réalisées. Ces mesures sont réalisées en plaçant l'antenne en émission à un angle azimutal de 0° à une distance de 1 m du récepteur afin de respecter la distance en champs lointain à la fréquence haute. La mesure est réalisée par la suite en déplaçant l'antenne d'émission de 0.5 m de la position de référence et en faisant tourner le réseau d'antenne de 15° . Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 48. L'estimation obtenue donne un angle d'arrivé de $\varphi^\circ = -15.9^\circ$ au lieu de $\varphi^\circ = -15^\circ$ soit une erreur d'estimation angulaire de 0.9° . Quand au retard celui-ci est estimé sans erreur

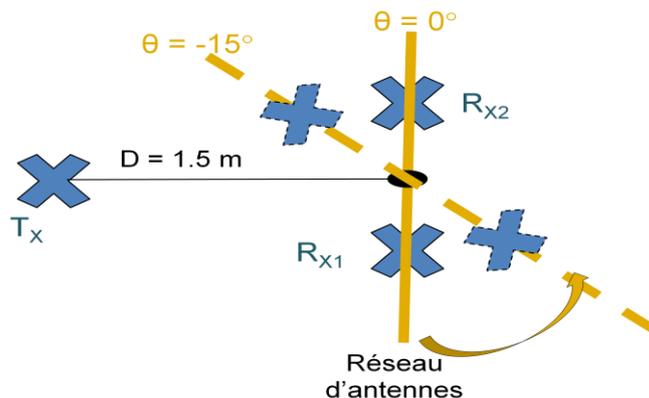


Figure 47. Configuration pratique de la mesure en chambre anéchoïque

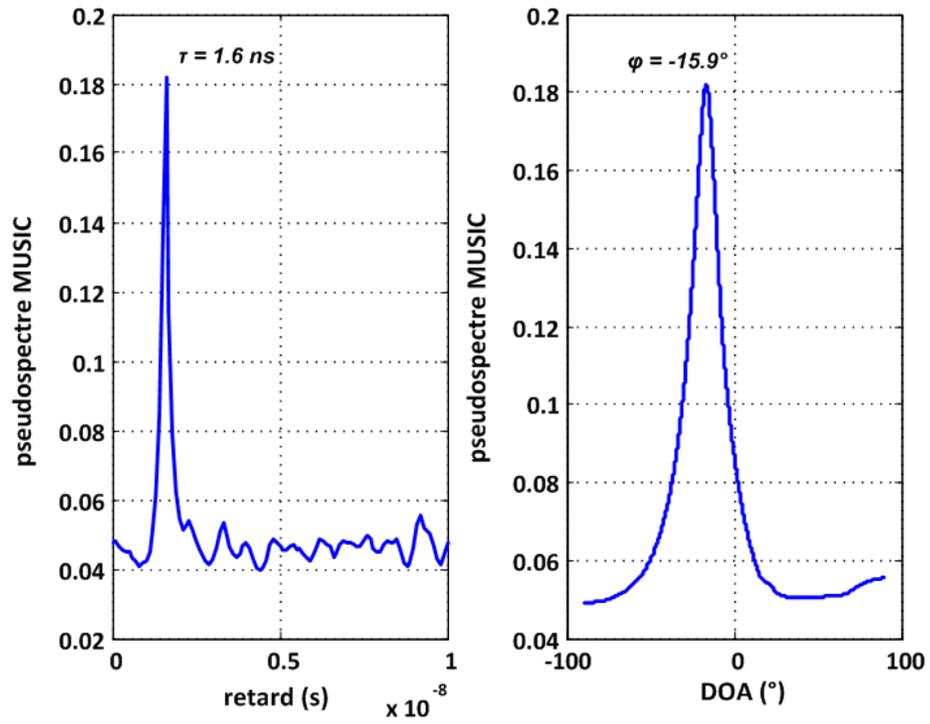


Figure 48. Résultats de mesures en chambre anéchoïque

6 Conclusion

Le sondeur de canal fonctionnant dans la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz (bande UWB Européenne) pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments est développé et validé dans ce chapitre. Il est basé sur le corrélateur cinq-port pour la démodulation des signaux RF ainsi que sur un réseau d'antennes LTSA formant ainsi une architecture de sondeur à chaînes parallèles (SIMO). Rappelons que l'architecture parallèle permettra de faire une acquisition des trajets arrivant au niveau du récepteur à différentes positions et simultanément.

Dans ce chapitre, on a présenté les circuits cinq-port et antennes réalisés en technologie microruban. Ceci permet d'avoir des circuits facilement intégrables, ainsi qu'un système final très bas coût. Les performances de l'antenne et du réseau ainsi que celles des cinq-ports sont également présentées et les résultats sont donnés dans toute la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz.

Les résultats de simulation et ceux de mesure permettent d'affirmer que notre système est capable de caractériser un canal de propagation en intérieur dans les domaines temporel et angulaire en contexte UWB.

Ce chapitre a aussi fait l'objet d'une présentation de la méthode d'estimation utilisée. L'estimation est basée sur une mesure de la fonction de transfert du canal dans la bande de fréquence 6 GHz – 8.5 GHz. Les retards et les angles de propagation de trajets multiples sont estimés en utilisant la méthode à haute résolution MUSIC associée à un Lissage(SS).

Dans la suite nous décrirons les mesures réalisées dans un canal de propagation réel en contexte UWB, en intérieur de bâtiment. Les configurations LOS et NLOS sont traitées.

Chapitre 4 :

Estimations haute résolution des angles d'arrivée et des retards de propagation en contexte UWB

1 Introduction

Nous avons vu que parmi les paramètres qui caractérisent les différents trajets d'un environnement, le retard et l'angle d'arrivée sont les plus utilisés lors de la conception de tout système de mesure de canaux de propagation. Pour démontrer les performances du sondeur réalisé dans les domaines temporel et angulaire à l'intérieur de bâtiments, on réalise une série de mesures utilisant un signal STEP CW (Balayage par pas dans la bande de fréquence) en émission. La deuxième partie de chapitre traite le cas d'estimations dans les domaines temporel et spatial utilisant un signal de type FMCW (Balayage linéaire de la bande de fréquence) ou chirp. Ce travail d'estimation d'angles d'arrivées et de retards permet de valider le fonctionnement du sondeur pour un signal Chirp. Dans ce travail de thèse, seul les

domaines angulaire et temporel sont traités. Enfin le chapitre se termine par une présentation des résultats d'estimation des angles d'azimut et d'élévation avec l'algorithme MUSIC.

2 Estimation haute résolution utilisant un signal CW

2.1 Scénario 1 : deux trajets

La mesure est réalisée dans le hall de Telecom-ParisTech, dans un milieu dégagé (hauts plafonds, murs éloignés), l'utilisation d'absorbant évite les réflexions sur le sol, ceci permet donc de recréer un milieu proche de l'espace libre (chambre anéchoïque) pour la mesure de calibration et de référence. Néanmoins, pour cette première mesure les absorbants seront utilisés afin de créer des trajets bien maîtrisés. Pour le premier scénario (Figure 1) on utilise deux antennes de type LTSA (similaire à ceux du réseau) dont les positions sont connues. Chaque antenne simule un trajet, dont les DOAs et les retards sont définis grâce à la position des antennes par rapport au système de réception. Le canal est supposé stationnaire, le signal d'excitation est un signal CW, et la bande couverte est 6 GHz – 8.5 GHz. Le signal est divisé de sorte que chaque antenne en émission soit alimentée avec une puissance de 3 dBm (8dB d'atténuation dus aux câbles de 10 m reliant le générateur aux antennes d'émission et 6 dB d'atténuation dus aux 2 diviseurs) et chaque accès OL du cinq-port reçoit une puissance de 5 dB qui par la suite est divisée suivant trois voies, soit 0dB à l'accès de chaque mélangeur.

Le système d'acquisition est celui présenté dans le chapitre précédant. Une mesure de référence est réalisée en plaçant une antenne en émission avec un angle d'azimut 0° et une distance de 1.5 m pour respecter la condition de champ lointain à la fréquence haute (à la fréquence 8.5 GHz la condition de Fraunhofer est $D > 0.56$ m et à 6 GHz $D > 0.4$ m). Comme toutes les antennes sont alimentées avec le même signal, les signaux reçus seront considérés comme corrélés. Il est nécessaire d'appliquer une technique de Lissage avant d'appliquer

l'algorithme MUSIC. La matrice des signaux reçus est formée par un réseau de $M=6$ antennes et de $N=250$ points de fréquences, le nouveau réseau après Lissage est réduit à un réseau de $M_{ss} = 5$ antennes et à $N_{ss} = 150$ points de fréquences. Le nombre de points de fréquence est fixé à $0.6 \cdot 250$ ($2/3$ de N) quand au nombre d'antennes on a essayé de prendre un nombre supérieur au nombre de trajets récupérés c'est-à-dire plus de deux antennes. Toutefois dans la suite nous verrons que l'estimation donne tout de même un nombre de trajets supérieur à celui du nombre d'antennes du sous réseau et ceci s'explique par le fait qu'on utilise une estimation conjointe avec MUSIC ceci permet de construire une matrice plus grande où les N_{ss} points de fréquences jouent potentiellement le rôle de capteurs. Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 2.

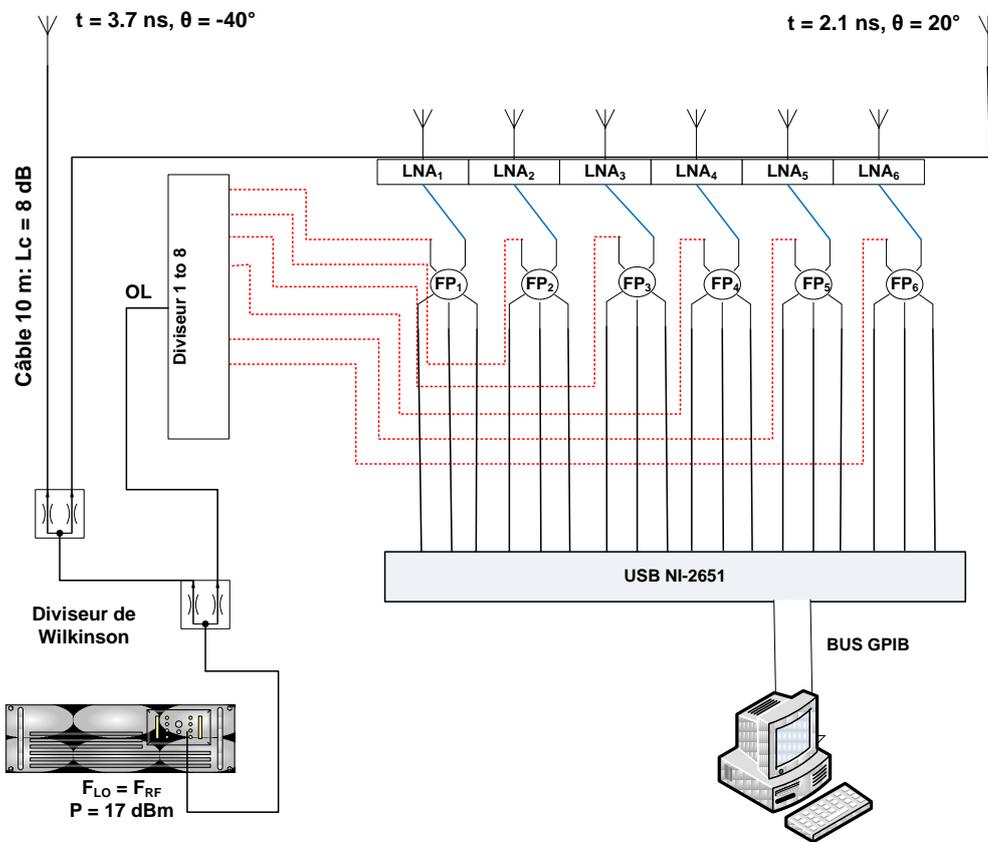


Figure 1. Configuration du scénario 1 : deux antennes soit 2 trajets

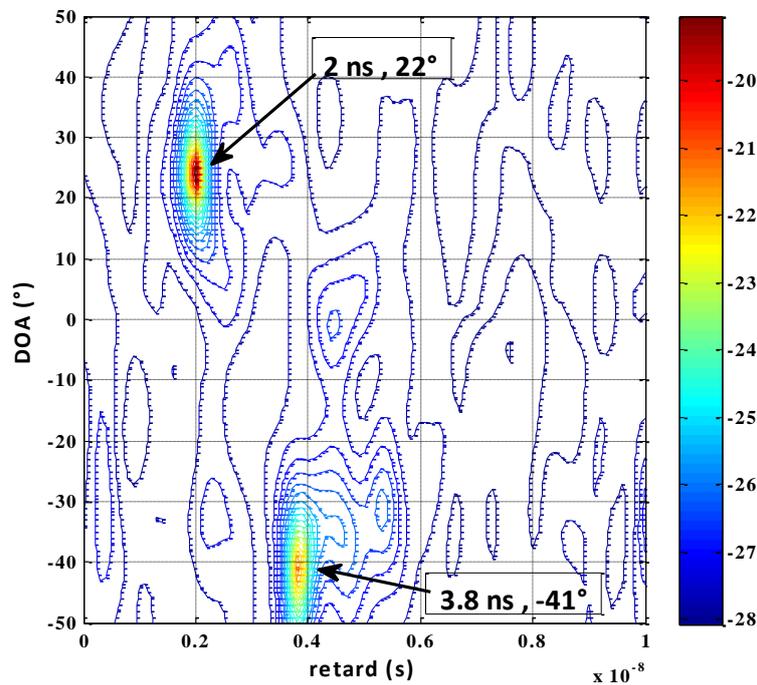


Figure 2. Estimation conjointe retard/azimut-DOA

On estime donc bien deux trajets dont les coordonnées sont : (2 ns, 22°) et (3.8 ns, -41°). Les trajets théoriques sont de coordonnées (2.1 ns, +20°) et (3.7 ns, -40°). On obtient donc une estimation des deux trajets avec une erreur de 0.1 ns dans le domaine temporel et de 2° dans le domaine angulaire.

2.2 Scénario 2 : mesures dans un canal en intérieur en configuration LOS

Dans la configuration proposée, l'émetteur et le récepteur sont séparés de 3m, en condition de visibilité directe ou LOS, comme illustré sur la Figure 3. La mesure de référence est réalisée au préalable dans un milieu totalement dégagé, en utilisant des absorbants afin de recréer au maximum une condition de mesure en chambre anéchoïque. Lors de la mesure de référence, les deux éléments (émetteur et récepteur) sont séparés de 1.5m. Le signal émis est le même

que celui utilisé lors du précédent scénario. La puissance arrivant au niveau de l'antenne d'émission est de 6 dB (17-8-3) et de 5 dB au niveau de chaque accès OL des cinq-ports

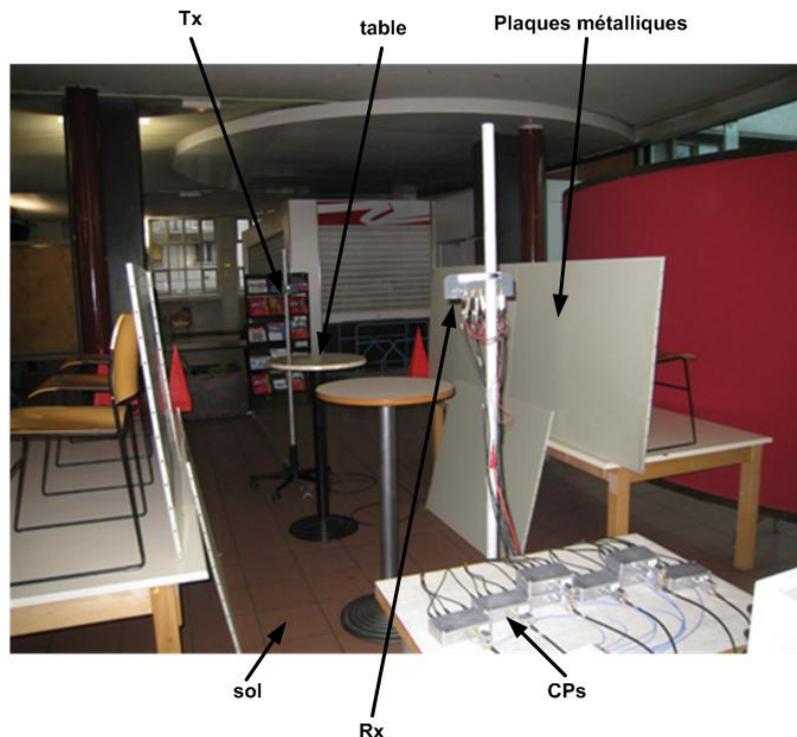


Figure 3. Configuration de mesure dans un canal en intérieur, configuration LOS

Les résultats de mesures obtenus sont présentés sur la Figure 4. Ces résultats sont représentés en deux dimensions retard/DOA des différents trajets obtenus. Ici, on considère essentiellement les réflexions spéculaires c'est-à-dire celles causées par les murs métalliques et la surface des tables lisses. L'estimation conjointe Figure 4 donne 9 trajets représentatifs. Le retard du premier trajet est de 5 ns, soit $d = c\tau = 1.5$ m ce qui correspond bien au résultat attendu. Le nombre de trajets estimés est de 8 si on fixe un seuil de -25dB du pseudo-spectre MUSIC. L'écart type estimé est de 17 ns. L'estimation conjointe avec MUSIC permet de déterminer un nombre de trajets supérieur au nombre d'éléments du réseau.

Toutefois, le nombre de trajets estimé est lié au MDS (Minimum Detectable Signal). Au-delà d'un certain nombre de réflexions, l'atténuation subie par les trajets est trop importante pour

pouvoir être détectée. On a montré dans le chapitre précédant que le cinq-port est capable de démoduler des signaux à -40 dBm de plus on utilise un LNA de 30 dB de gain et l'antenne a 5 dB de gain ce qui donne un MDS à -75 dBm. En calculant le bilan de liaison à 5 m pour les conditions de mesure utilisées ($P_{RF} = 17$ dBm, pertes câbles = 8 dB, perte du diviseur = 3 dB, Gain de l'antenne de 5 dB) on obtient $P_r =$ puissance reçue au niveau de l'antenne de réception = -54 dBm, donc pour $P_r = -75$ dBm on se trouve à 50 m entre émetteur et récepteur.

La Figure 5 présente la configuration de mesure utilisée afin de mettre en évidence cette sensibilité. La configuration est simple, celle-ci est similaire à la précédente excepté qu'une plaque est ajoutée entre l'émetteur et le récepteur. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 6. On remarque que le nombre de trajets estimé est moins important que celui décrit précédemment. Alors qu'on avait auparavant 9 trajets estimés, on est réduit à 6 pour un même seuil choisi (Figure 7). On représente sur cette Figure 7 la superposition des deux réponses, avec et sans plaque, obtenues dans le domaine temporel. Ainsi, on met à la fois en évidence la différence entre les deux estimations en terme de nombre de trajets discernés et l'effet de clustering. Tel qu'il est montré sur la Figure 7, on discerne visuellement 4 clusters séparés dans le domaine temporel.

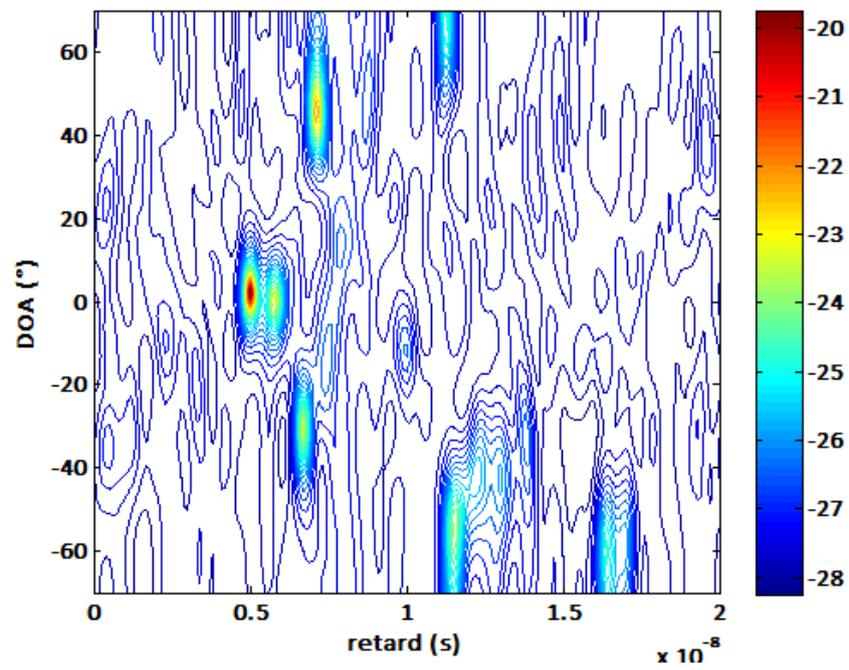


Figure 4. Estimation conjointe du retard et du DOA avec l'algorithme MUSIC (SS : 150 points de fréquence et réseau de 5 antennes)



Figure 5. Configuration avec plaque entre émetteur et récepteur

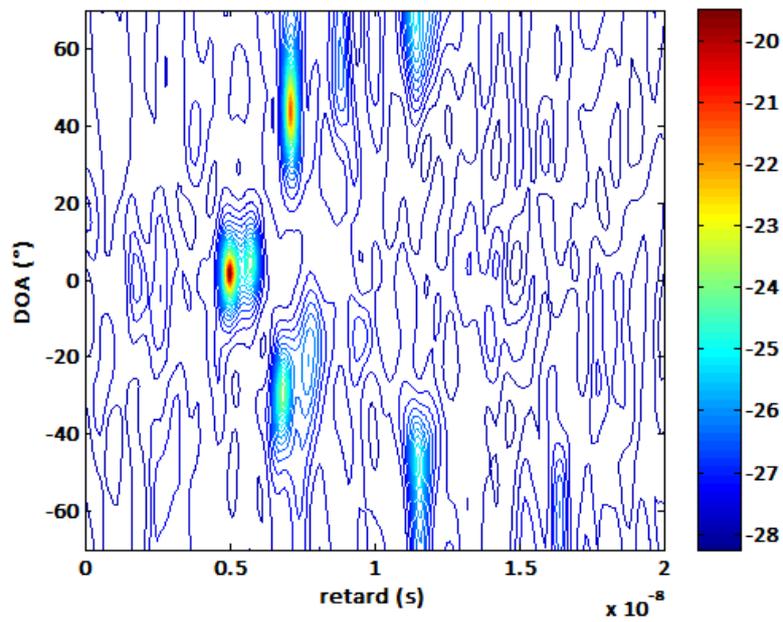


Figure 6. Estimation conjointe du retard et du DOA (SS : 150 points de fréquences et un sous réseau de 5 antennes)

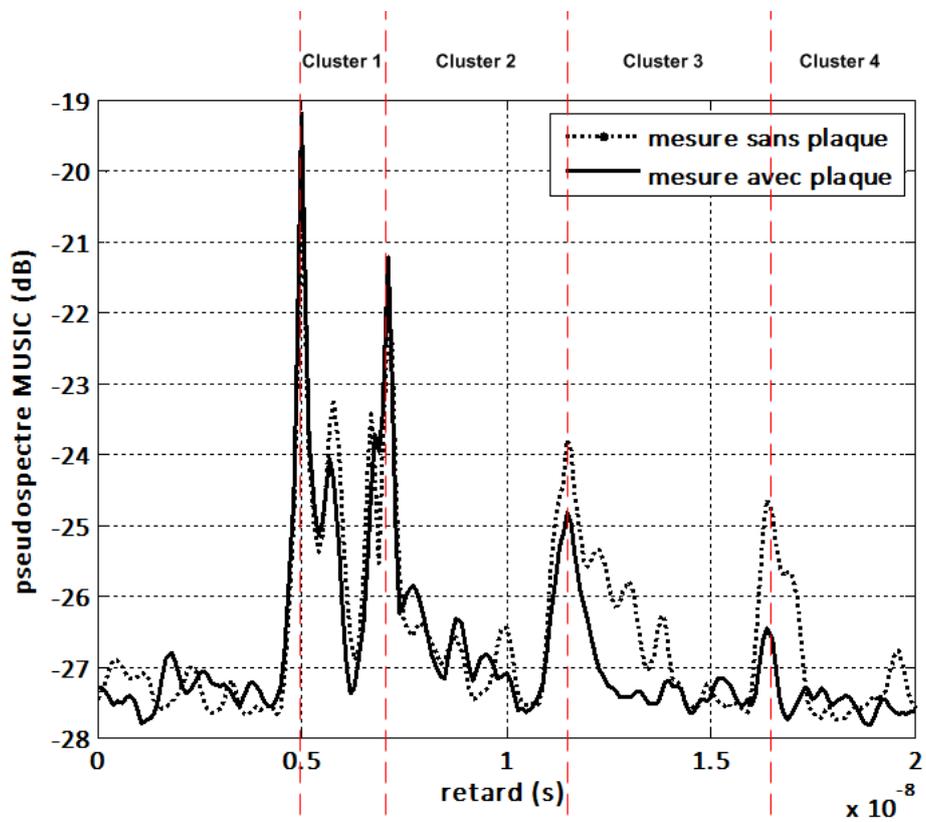


Figure 7. Comparaison entre le pseudo-spectre MUSIC pour le cas avec et sans plaque

2.3 Scénario 3 : mesures en intérieur en configuration NLOS

Dans cette dernière configuration de mesure, on se place en configuration Non Line Of Sight (NLOS). Le trajet direct n'existera pas car l'antenne d'émission ne pointe pas vers l'antenne de réception. De plus, on simule un canal réel riche en trajets en rajoutant plusieurs objets tel que des chaises, des plaques, des tables, etc. En ce qui concerne les conditions de mesure, elles sont similaires au scénario précédant (scénario 2). Néanmoins, cette fois la distance entre l'émetteur et le récepteur est approximativement de 1.5 m, soit à la même distance que la mesure de référence. La Figure 8 présente la configuration de mesure dans le hall et la Figure 9 présente les résultats obtenus après Lissage (avec sous réseau de 150 points de fréquence et 5 antennes) et estimation avec MUSIC.



Figure 8. *Configuration de mesure en NLOS*

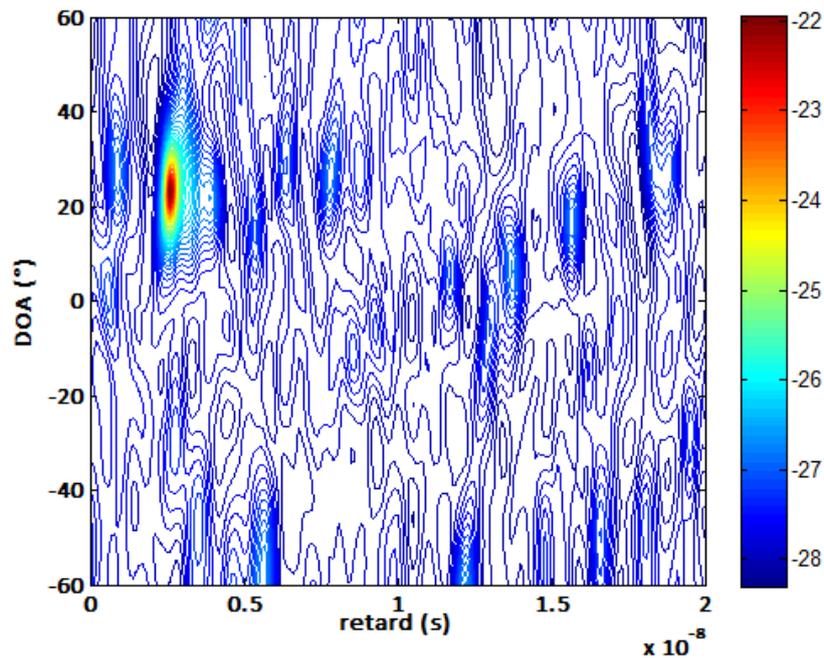


Figure 9. *Résultats de mesure en NLOS avec SS : 150 points de fréquences et un sous-réseau de 5 antennes*

Les résultats d'estimation conjointe retard/DOA montrent des trajets ou clusters provenant des réflexions au niveau des tables, des chaises etc. qui vont avoir une concentration d'énergie forte qui masque les autres trajets comme pour le trajet à 2.5 ns soit 0.75 m. Rappelons que dans cette mesure la distance entre l'émetteur et le récepteur est de 1.5 m.

De plus, ne connaissant pas à l'avance le nombre de trajets attendus, il nous est difficile de prendre la bonne valeur pour l'algorithme MUSIC. Néanmoins une solution à ce problème est de passer par l'estimation du nombre de valeurs propres significatives de la matrice d'autocorrélation des données mesurées.

En effet, les valeurs propres les plus élevées correspondent aux vecteurs propres générateurs du sous-espace signal et les autres valeurs propres sont générateurs du sous-espace bruit. On présente sur la Figure 10 les 50 premières valeurs propres par ordre décroissant de la matrice d'autocorrélation des données mesurées. On observe donc qu'il y a au moins une vingtaine de valeurs propres significatives si l'on fixe le seuil à 0.05.

La Figure 11 présente le pseudo-spectre en fonction du retard. Il apparaît sur cette figure l'effet de clustering ou un trajet dominant regroupe plusieurs petits rayons.

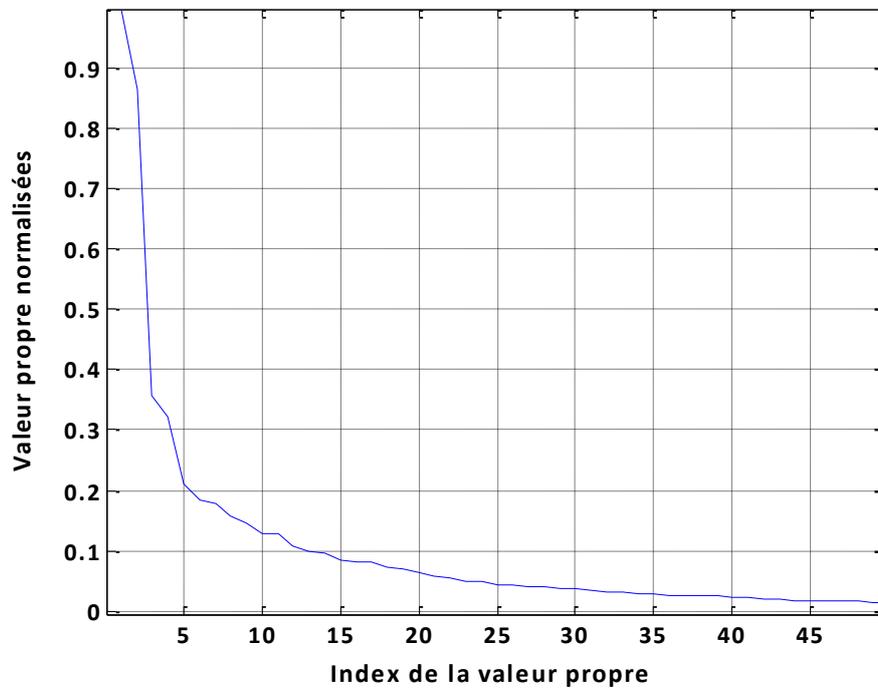


Figure 10. Valeurs propres par ordre décroissant

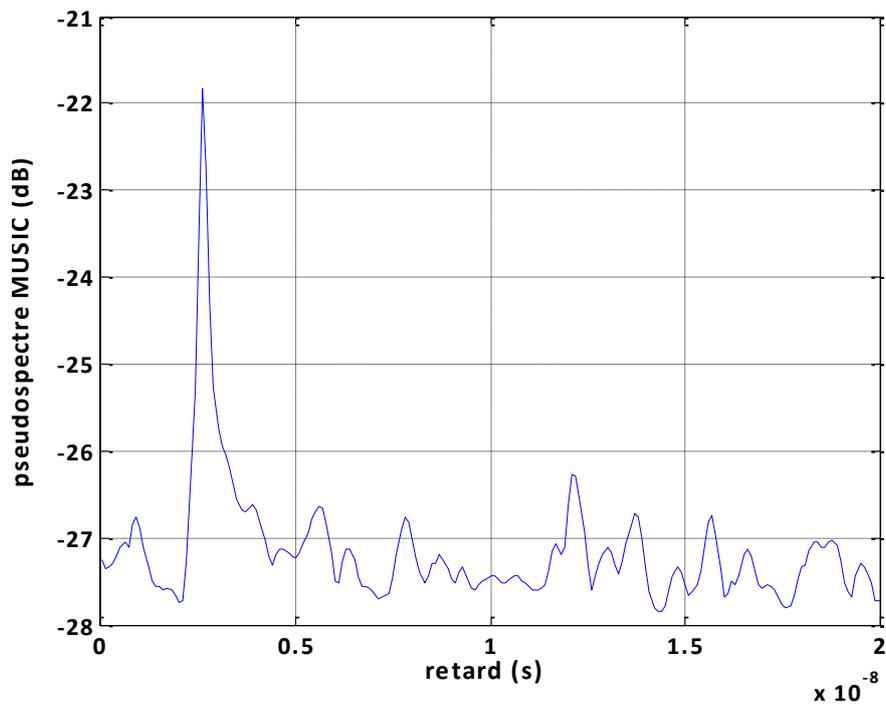


Figure 11. Estimation du pseudo-spectre en fonction du retard

3 Estimation haute résolution utilisant un signal Chirp

La technique de mesure fréquentielle basée sur la méthode de balayage par pas de la bande de fréquence présente un temps de mesure élevé, ceci nous empêche de faire des mesures en temps réel et ainsi ne permet pas de profiter pleinement des capacités de mesure en temps réel de l'architecture parallèle. Afin de réduire ce temps d'acquisition on utilise la technique à balayage linéaire de la bande de fréquence. Cette technique basée sur l'émission d'un signal de type FMCW ou Chirp est expliqué dans ce paragraphe puis des mesures d'estimations de retards et de DOA avec MUSIC et Lissage permettent de valider le fonctionnement du sondeur avec ce type de signaux.

3.1 Principe de fonctionnement

En mode rampe, le signal émis est un signal modulé en fréquence par un signal linéaire de sorte que la fréquence croît linéairement avec le temps. On peut l'exprimer :

$$\text{Eq 1.} \quad v_e(t) = A \cdot \cos \left(\omega_c t + \frac{2\pi B}{T} \int_{-\infty}^t u \cdot du \right) = A \cdot \cos \left(\omega_c t + \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} t^2 \right)$$

Le signal reçu sera ce même signal retardé de $t = \tau$:

$$\text{Eq 2.} \quad v_e(t - \tau) = A \cdot \cos \left(\omega_c (t - \tau) + \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} (t - \tau)^2 \right)$$

Ces deux signaux sont ensuite mélangés:

$$\text{Eq 3.} \quad v_e(t - \tau) \cdot v_e(t) = A^2 \cdot \cos \left(\omega_c (t - \tau) + \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} (t - \tau)^2 \right) \times \\ \cos \left(\omega_c t + \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} t^2 \right)$$

En utilisant la relation trigonométrique suivante :

$$\text{Eq 4.} \quad \cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A + B) + \cos(A - B)]$$

On obtient donc au final le signal suivant en sortie des diodes :

$$\text{Eq 5.} \quad v_d(t) = \frac{A^2}{2} \left[\cos \left\{ \left(2\omega_c - \frac{2\pi B\tau}{T} \right) t + \frac{2\pi B}{T} t^2 + \left(\frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} \tau^2 - \omega_c \tau \right) \right\} + \right. \\ \left. \cos \left\{ \frac{2\pi B}{T} \tau \cdot t + \left(\omega_c \tau - \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} \tau^2 \right) \right\} \right]$$

Le premier terme est un signal chirp dont la fréquence centrale est double par rapport à celle du signal émis. Grace au filtre passe bas (ou filtre papillon qui est en sortie de chaque mélangeur à diode) toutes les composantes hautes fréquences sont filtrées, il ne restera que les composantes en bande de base qui sont ici présentes dans le second terme de l'équation $v_d(t)$.

Le signal présent aux sorties du cinq-port est :

$$\text{Eq 6.} \quad v_{out} = \frac{A^2}{2} \cos \left\{ \frac{2\pi B}{T} \tau \cdot t + \left(\omega_c \tau - \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} \tau^2 \right) \right\}$$

Le signal v_{out} obtenu est une sinusoïde dont la fréquence de battement est proportionnelle au retard, la fréquence de battement est notée :

$$\text{Eq 7.} \quad f_b = \frac{B}{T} \tau$$

Où B est la bande de fréquences balayée, dans notre cas de figure la bande sondée est $B = 2.5\text{GHz}$, et T représente le temps pour balayer cette bande, ce temps est fixé pour la mesure réel à $T = 250 \text{ ms}$, enfin τ est le retard du signal.

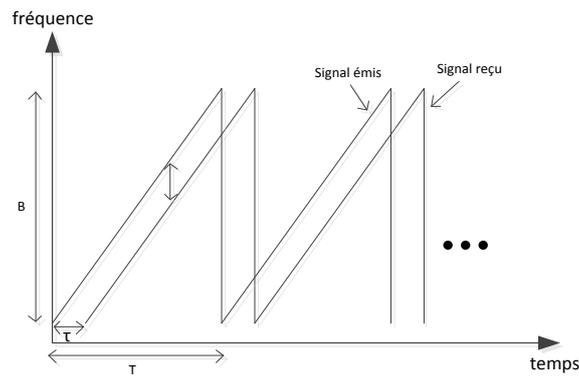


Figure 12. Evolution de la fréquence instantanée des signaux chirp émis et reçu

Si on s'intéresse à la détermination des angles d'arrivée, l'expression du signal arrivant à une antenne séparée d'une distance d avec une direction d'arrivée θ correspond à $v_e(t)$ retardée d'une durée σ :

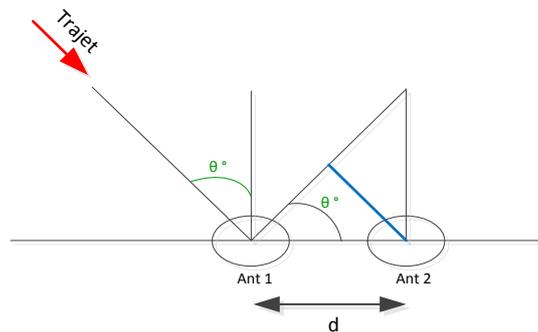


Figure 13. Réseau de deux capteurs pour la détermination des angles d'arrivées

Eq 8.
$$\sigma = \frac{d \cdot \sin \theta}{c}$$

Avec $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$, $d = \frac{\lambda}{2} = 0.02 \text{ m}$ à la fréquence centrale 7.25Ghz ($6 \text{ GHz} \leq f \leq 8.5 \text{ GHz}$) et θ représente l'angle d'arrivée de l'onde au niveau du réseau d'antenne.

Eq 9.
$$v_e(t - \tau - \sigma) = A \cdot \cos \left(\omega_c(t - \tau - \sigma) + \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} (t - \tau - \sigma)^2 \right)$$

Le signal à la sortie des filtres passe bas sera dans ce cas :

$$\text{Eq 10. } v_{\text{outDOA}}(t) = \frac{A^2}{2} \cos \left\{ \left[\frac{2\pi B}{T} \tau \cdot t + \left(\omega_c \tau - \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} \tau^2 \right) \right] + \right. \\ \left. \frac{2\pi B}{T} \sigma \cdot t + \left(\omega_c \cdot \sigma - \frac{1}{2} \frac{2\pi B}{T} \sigma^2 \right) \right\}$$

Le terme en σ^2 est très petit, on peut donc le négliger. La différence de phase entre antenne est donc de :

$$\text{Eq 11. } \frac{2\pi B}{T} \sigma \cdot t + \omega_c \cdot \sigma$$

3.2 Simulation avec ADS

On simule le comportement du système avec le logiciel ADS Figure 14. Le système est composé de 3 cinq-ports, ceci permet de simuler deux trajets. Les trajets simulés ont successivement les coordonnées suivantes : $\tau_1 = 15 \text{ ns}$, $\theta_1 = 30^\circ$ et $\tau_2 = 20 \text{ ns}$, $\theta_2 = 45^\circ$. le signal émis est de type FMCW, avec les conditions de simulations suivantes : bande de fréquence = $B = 2500 \text{ MHz}$, résolution imposée par le simulateur « Enveloppe » d'ADS $\tau = 0.25 * \frac{1}{B} = 0.1 \text{ ns}$, période = $T = 1 \text{ us}$ et la fréquence de battement $f_b = \frac{B}{T} \tau = 250 \text{ kHz}$. Après avoir appliqué une méthode de Lissage suivi de l'algorithme MUSIC, on observe les résultats présentés sur la Figure 15. L'erreur sur la DOA est de 0.7° pour l'un des trajets. Pour les autres trajets l'estimation est sans erreur. Pour la suite, nous allons voir les mesures réelles réalisées ainsi que les estimations obtenues.

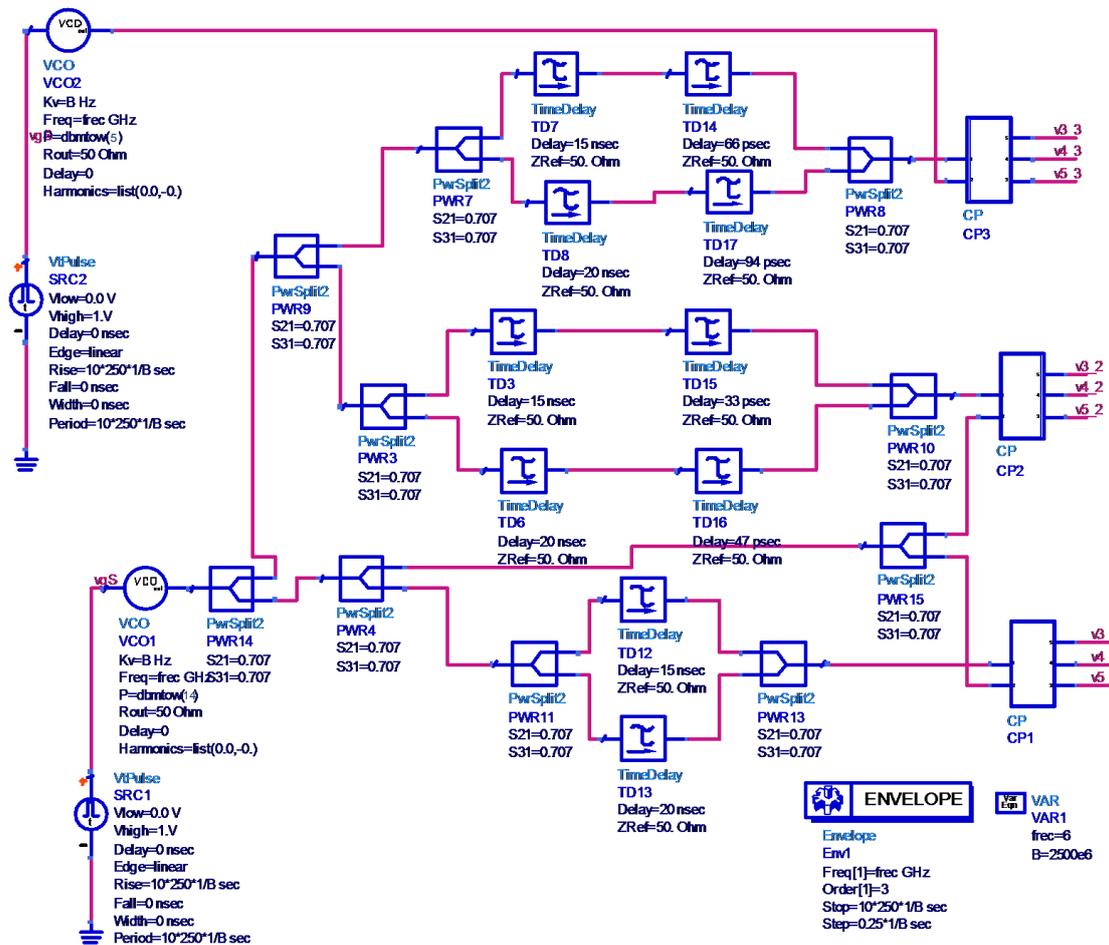


Figure 14. Simulation du système avec le logiciel ADS

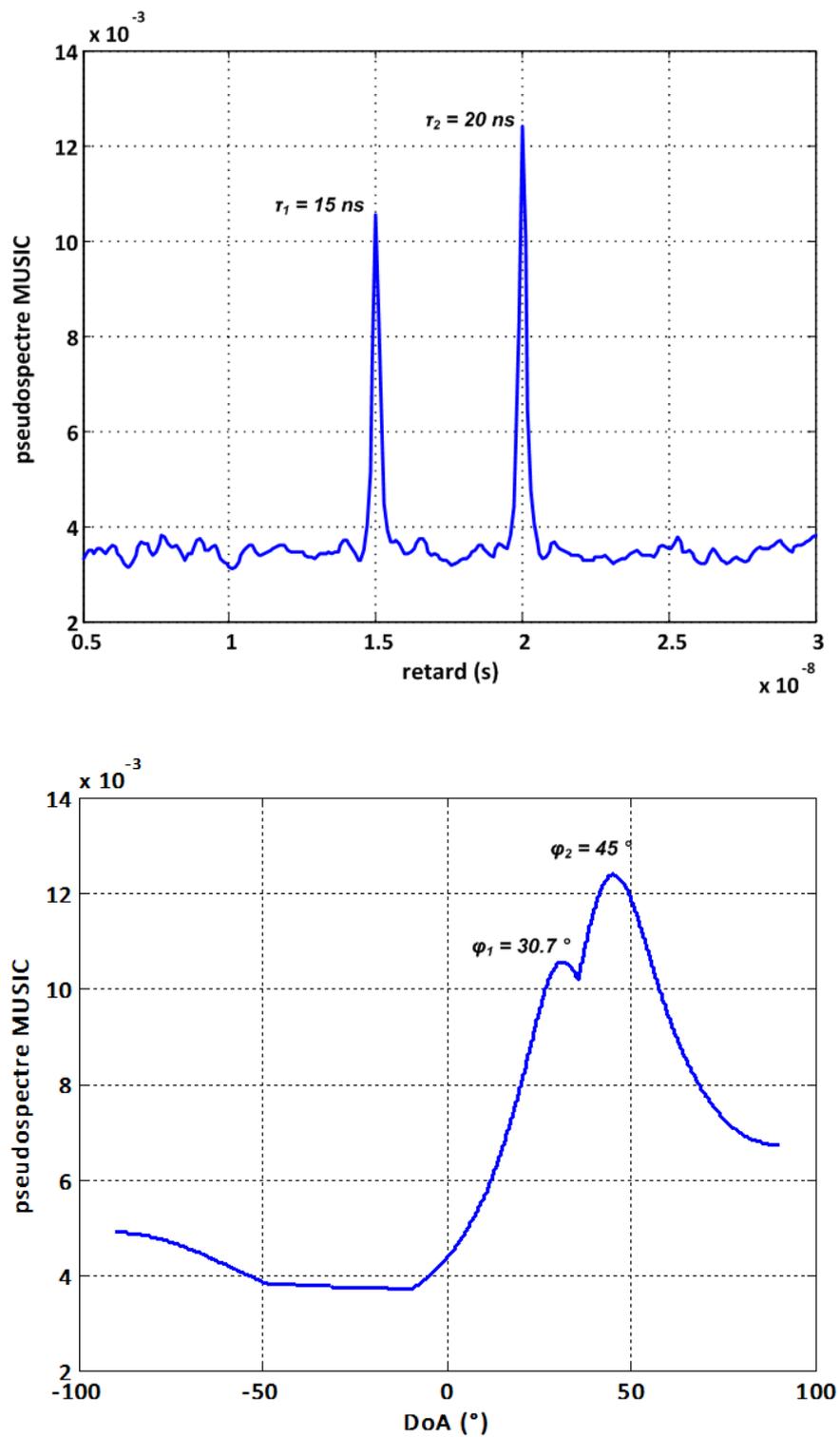


Figure 15. Estimation retard / DOA simulée avec ADS

3.3 Validation de la technique Chirp par mesure de DOA et Retard

Pour démontrer les performances du sondeur dans les domaines temporel et angulaire, avec un signal chirp et dans un environnement en intérieur, une série de mesures est réalisée.

3.3.1 Scénario 1 : mesure en chambre anéchoïque

La mesure est réalisée dans le laboratoire. Les antennes sont face à face en configuration LOS, des absorbants sont utilisés afin de recréer une mesure en chambre anéchoïque. Les antennes sont distantes de 1 m pour la mesure de calibration et de référence (Figure 16).

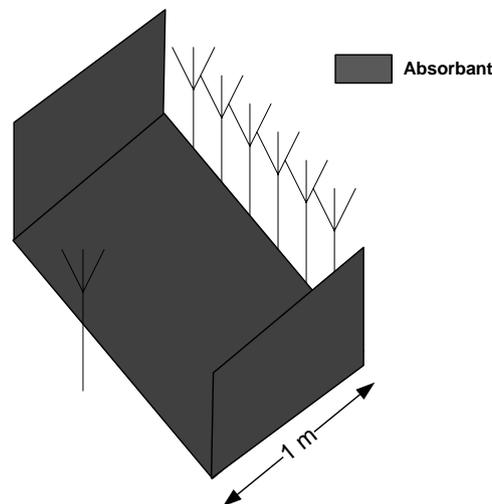


Figure 16. Configuration de la mesure de référence

Le signal d'excitation est un signal chirp qui balaye une bande $B = 2500$ MHz en un temps $T = 0.25$ s. La bande couverte est 6 GHz – 8.5 GHz et la fréquence d'acquisition est $f_s = 1$ kHz. Ceci donne donc de 251 échantillons et une fréquence instantanée entre échantillons successifs de 10 MHz. Le signal est divisé de façon à avoir une puissance de 0 dBm en entrée de l'antenne Tx. La mesure de référence est réalisée avec une distance 1 m entre l'émetteur et le récepteur et avec un angle azimutal de 0° . On simule un déplacement de 1 m grâce à un câble de 1 m au niveau de l'antenne Tx. Le retard du câble a été mesuré au VNA et vaut 4 ns.

L'estimation avec MUSIC donne un trajet de retard 4.1 ns. On obtient une erreur d'estimation de 0.1 ns Figure 17.

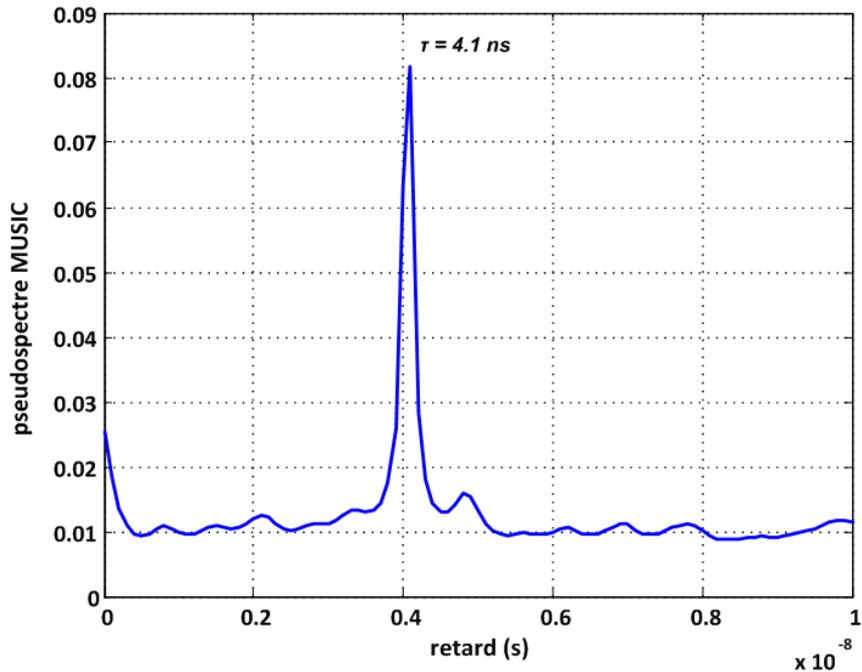


Figure 17. Estimation temporelle du trajet direct avec MUSIC

3.3.2 Scénario 2 : mesure avec plaques métalliques en condition LOS

Dans cette seconde partie on fixe sur les absorbants verticaux des plaques métalliques de fines épaisseurs (plaques de substrat FR4), afin de créer des trajets réfléchis le long des parois métalliques. Les conditions de mesure sont les mêmes que celles du premier scénario. Cette fois, la distance de déplacement de l'antenne Tx est fixée à $d = 0.5$ m afin d'avoir l'antenne proche des parois métalliques. Les résultats de mesure pour ce scénario sont présentés sur la Figure 18. L'estimation avec MUSIC se fait sur les signaux décolérés.

On remarque donc l'existence du trajet direct LOS à $\tau = 1.6 \text{ ns}$, la valeur théorique attendue est de $\tau = 1.6 \text{ ns}$, soit une erreur de 0 ns, suivi par les signaux réfléchis au niveau des plaques.

Comme le couloir créé via les plaques est étroit et que la distance entre émetteur et récepteur est petite, les multitrajets sont proches les uns des autres, aussi bien dans le domaine angulaire que temporel, ce qui explique en partie que tous les trajets ne soient pas détectés.

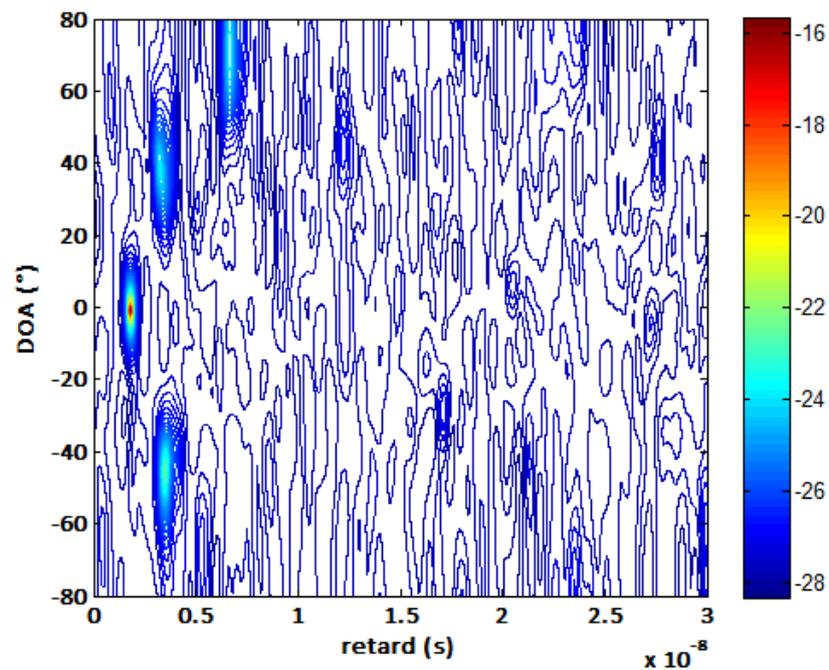


Figure 18. *Estimation conjointe retard/DOA avec SS : 150 points de fréquence et un sous réseau de 5 antennes*

4 Adaptation de l'algorithme MUSIC pour l'estimation conjointe de l'angle d'azimut, d'élévation et du retard

Dans toutes les parties précédentes on s'est intéressé à la mesure du retard et de la direction d'arrivée dans le plan azimutal d'un multitrajet. Dans un environnement en intérieur de bâtiments, les signaux sont réfléchis, diffusés et arrivent au niveau du récepteur non seulement dans le plan azimutal mais aussi dans le plan d'élévation. La caractéristique angulaire tridimensionnelle d'un canal est donc importante dans un environnement intérieur. Dans cette partie, nous développons la simulation des DOAs dans les deux plans.

Dans le cas d'un réseau planaire dans le plan XOY avec l'antenne 1 comme référence (Figure 19), le vecteur directionnel pour le k-ième signal peut s'écrire comme suit [55]:

$$\text{Eq 12. } \mathbf{a}(\varphi_k, \theta_k) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-jk(\cos\theta_k \cos\varphi_k + \cos\theta_k \sin\varphi_k)} & \dots \\ e^{-jk((M_1-1)\cos\theta_k \cos\varphi_k + (M_2+1)\cos\theta_k \sin\varphi_k)} & & \dots \end{bmatrix}^T$$

Où M représente le nombre d'antennes en réception dans chaque plan, θ et φ sont respectivement l'angle d'azimut et d'élévation.

Etant donné le réseau linéaire existant, le réseau planaire sera construit de façon virtuelle en déplaçant l'antenne Tx d'une distance $\frac{\lambda}{2} = 2\text{cm}$ de façon verticale. Puis en rassemblant toutes les données d'acquisition à différentes positions, on construit une seule matrice de données.

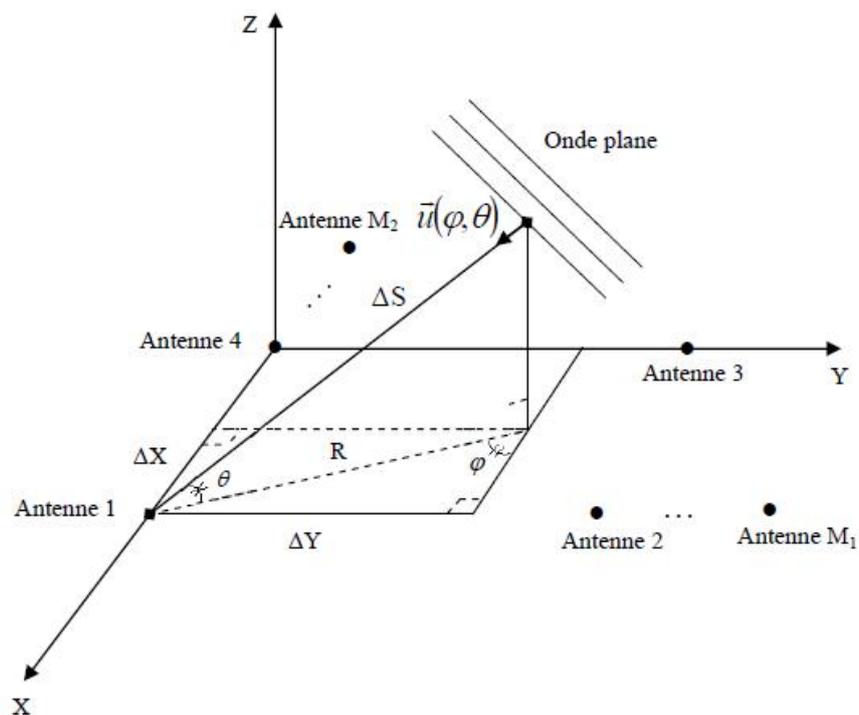


Figure 19. Réseau planaire d'antennes dans le plan XOY et signal incident

Afin de valider l'algorithme MUSIC pour cette application, nous avons simulé le système avec MATLAB. Le programme MATLAB est donné en annexe C. Ce programme permet de recréer un fonctionnement réel de canal de propagation avec du bruit. Les trajets sont définis grâce à l'équation 1. Dans cette application on définit 4 sources dont les coordonnées sont (azimut, élévation) : $(4^\circ, -4^\circ)$, $(20^\circ, 35^\circ)$, $(-30^\circ, -5^\circ)$ et $(-10^\circ, 35^\circ)$. Le rapport signal à bruit (SNR) est fixé à 10 dB, 0 dB -10 dB et -20 dB afin de voir la sensibilité d'estimation des trajets. Le nombre d'éléments suivant Y est 12 et suivant X est 6 et pour le sous réseau $SSY = 8$ et $SSX = 2$.

Les résultats de simulation sont présentés sur les Figures 20 - 23. L'estimation est réalisée sans erreurs jusqu'à des valeurs de SNR = -10 dB au-delà on remarque que l'estimation est biaisée.

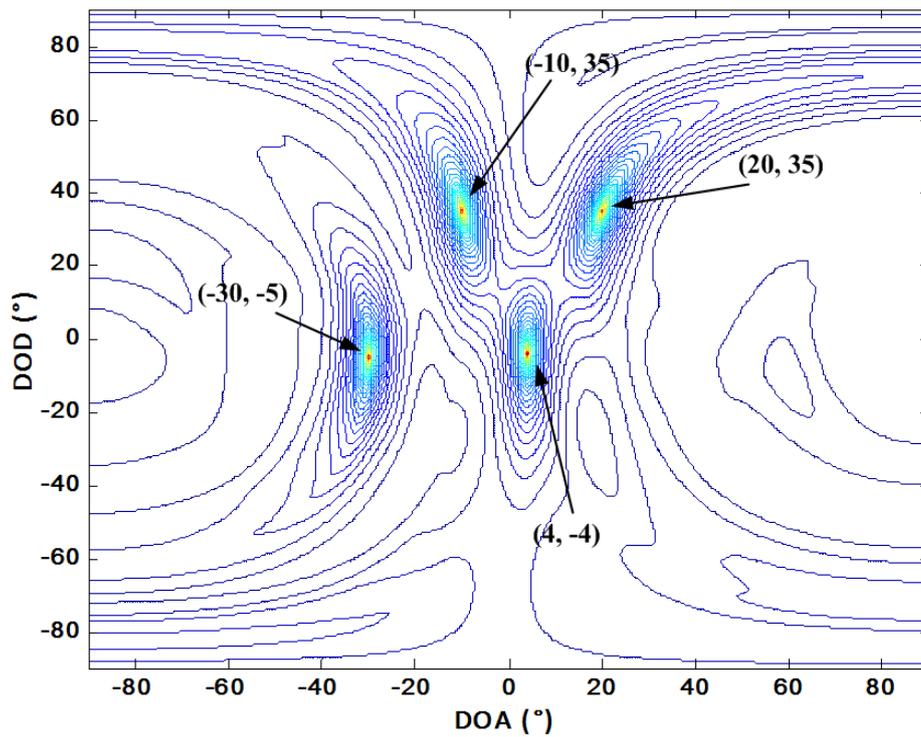


Figure 20. Estimation conjointe azimuth et élévation pour SNR = 10 dB

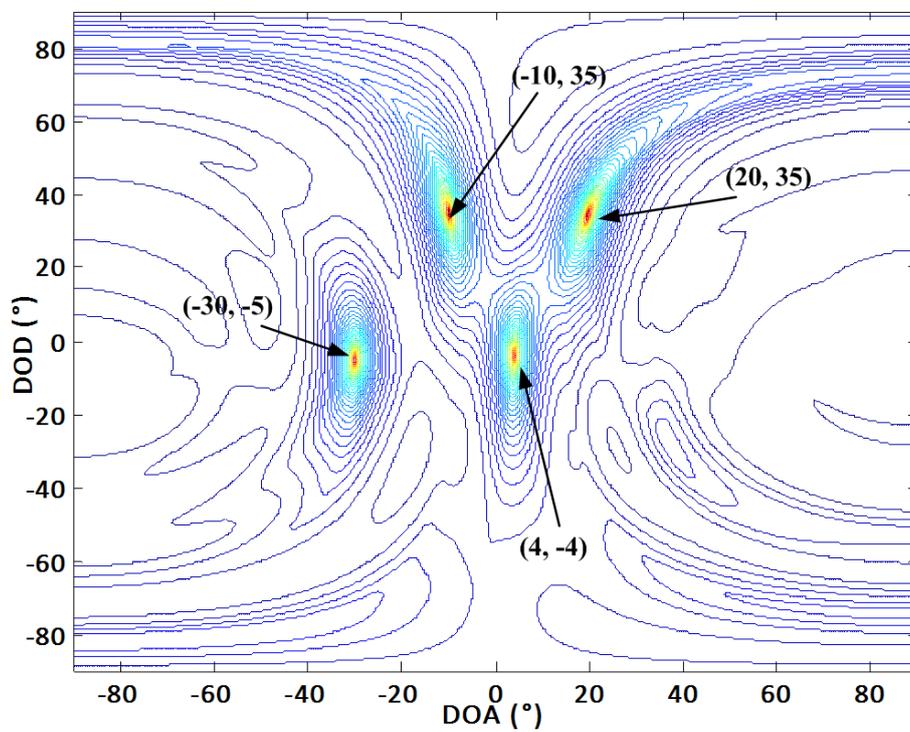


Figure 21. Estimation conjointe azimuth et élévation pour SNR = 0 dB

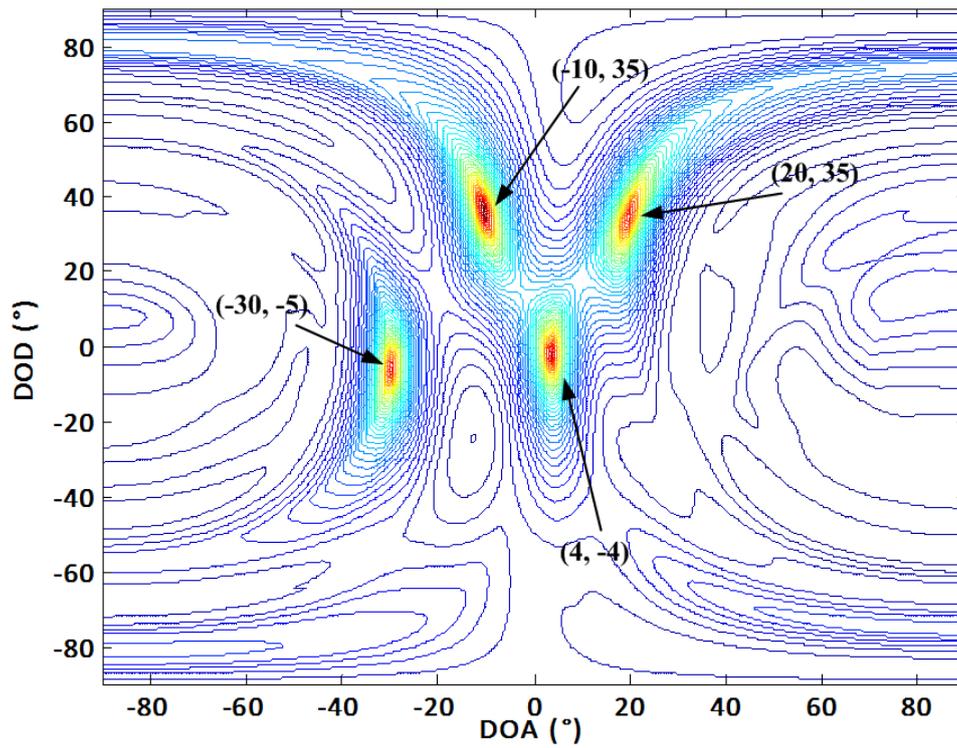


Figure 22. Estimation conjointe azimuth et élévation pour SNR = -10 dB

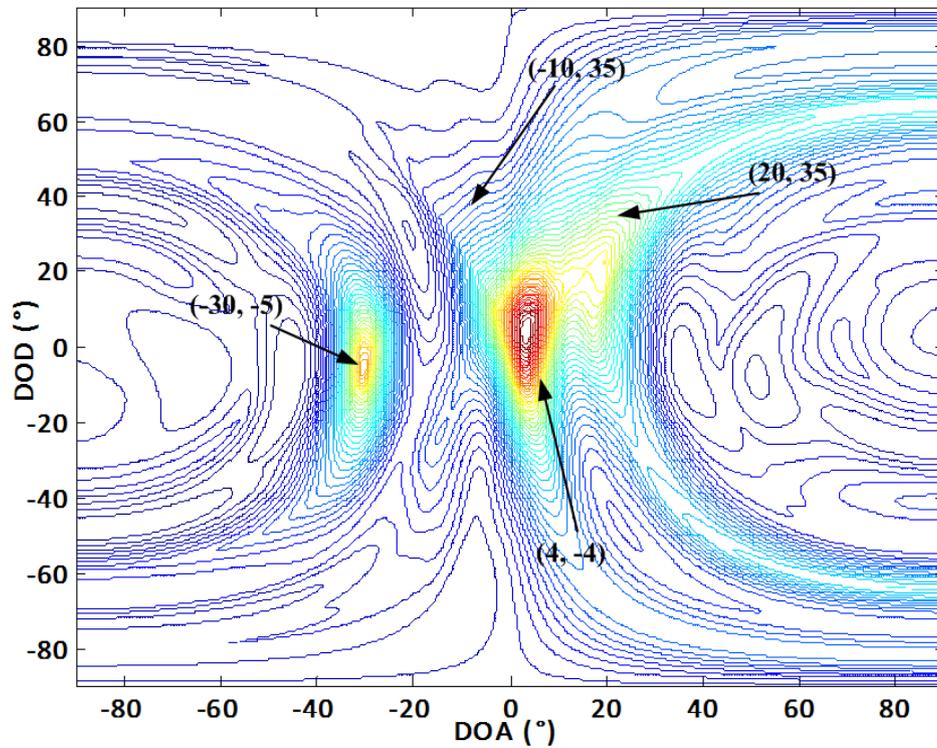


Figure 23. Estimation conjointe azimuth et élévation pour SNR = -20 dB

5 Conclusion

Nous avons proposé un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs CP pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments. Le choix s'est porté sur un sondeur d'architecture SIMO car il donne la possibilité de faire une mesure conjointe retard/DOA. Dans toutes les mesures réalisées, la condition de stationnarité a été respectée. Les résultats présentés nous donnent une estimation conjointe retard/DOA. L'estimateur utilisé est MUSIC, c'est un algorithme haute résolution employé pour l'estimation de signaux non cohérents. En contexte de sondage, les signaux sont totalement cohérents entre eux. Dans le cas de signaux cohérents, les trajets sont estimés en utilisant MUSIC associé à un algorithme de lissage.

Dans la première partie, le sondage réalisé considère un signal émis de type STEP CW. Les estimations sont faites avec une erreur maximum de 0.1 ns dans le domaine temporel et de 2° dans le domaine angulaire. Dans la deuxième partie, on présente une nouvelle méthode de balayage de la bande basé sur un signal de type Chirp. Cette méthode permet de diminuer le temps de mesure du système et ainsi de profiter de la capacité de l'architecture parallèle utilisée. A partir des simulations réalisées sur ADS et des mesures en conditions réelles on arrive à démontrer le fonctionnement du sondeur avec un signal émis de type Chirp. Les estimations réalisées sont faites avec une erreur de 0 ns dans le domaine temporel et de 0.7° dans le domaine spatial. Enfin, le travail nous a conduit à développer un programme sur MATLAB avec MUSIC modifié afin d'estimer des angles en azimut et en élévation. Pour le moment, aucune mesure réelle n'a permis de valider cette méthode.

Les résultats ont permis pour le moment de valider les performances du système proposé. Il reste la modélisation statistique (à travers une multitude de mesures) du canal en condition UWB à effectuer.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse concernent la conception d'un sondeur de canal de propagation UWB en intérieur de bâtiments.

Dans les deux premiers chapitres bibliographiques, nous avons introduit puis détaillé les caractéristiques de cette technologie en mettant l'accent sur son potentiel en termes de débits et de localisation. Cette technologie est aujourd'hui utilisée dans plusieurs domaines d'application militaire ou civile, en radar ou en radiocommunication. Il existe plusieurs réglementations pour l'UWB, certaines sont parfois plus restrictives que celle de la FCC d'origine. Une seule bande reste toutefois commune à tous les standards. Celle-ci permettra de rendre le système complètement nomade d'un continent à l'autre. Deux formes d'ondes sont retenues pour l'UWB: les approches DS-UWB et MB-OFDM. Une troisième technique vient d'être proposée avec Pulse-Link nommée Continuous-wave UWB dont les débits et la portée seraient plus importants (1 Gbit/s).

Nous avons également présenté dans ces chapitres une synthèse bibliographique permettant de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu dans un canal de propagation à l'intérieur de bâtiments en contexte UWB. La technique que nous avons alors choisie pour notre système est la technique de sondage fréquentielle basée sur un système d'architecture parallèle.

Dans le chapitre suivant nous donnons la méthode de conception et de réalisation des circuits cinq-port fonctionnant dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz en technologie micro-ruban. Les systèmes cinq-ports réalisés sont constitués d'un anneau interférométrique ainsi que d'un mélangeur à simple diode. Le rôle de ce circuit est de réaliser une démodulation des signaux modulés reçus. Dans la suite nous avons étudié et réalisé des antennes LTSA en technologie micro-ruban et fonctionnant dans la bande 6 GHz – 8.5 GHz. Des mesures de validation ont permis de caractériser dans un premier temps le démodulateur cinq-port en terme de pertes de

conversion, estimées à $11 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$, ainsi que la restitution de la constellation pour un signal QPSK. Dans un second temps l'antenne a été caractérisée en terme de gain, estimé à $5 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$, d'adaptation en entrée, inférieure à -14 dB sur la bande $6 \text{ GHz} - 8.5 \text{ GHz}$ et d'ouverture angulaire à 3 dB qui vaut 140° à 6 GHz et 85° à 8.5 GHz . Ceci permet de voir que l'antenne devient plus directive en fonction de la fréquence.

Des mesures sur le système complet ont été réalisées afin d'estimer les retards et les angles d'arrivées des Multi-trajets, l'estimation a été obtenue avec une erreur de 2° dans le domaine angulaire et de 0.1 ns dans le domaine temporel. La méthode d'estimation présentée dans ce manuscrit est basée sur l'algorithme haute résolution MUSIC après décorrélation des signaux reçus avec la méthode de Lissage.

Dans le dernier chapitre, on présente le système complet basé sur l'architecture SIMO. Avec ce système nous avons réalisé des mesures conjointes « angle-retard » basés sur MUSIC 2D associé au Lissage 2D (SS), l'estimation a été obtenue avec une erreur de 3° dans le domaine angulaire et de 0.4 ns dans le domaine temporel. L'avantage de cette technique est que nous pouvons estimer un nombre de sources plus important que celui des antennes. Ceci permet donc d'alléger le nombre d'antenne en réception et donc le coût du système réalisé.

Les mesures sont réalisées dans le domaine fréquentiel. La bande sondée est la bande UWB « Européenne » $6 \text{ GHz} - 8.5 \text{ GHz}$. le signal émis est dans un premier temps de type STEP CW puis on réalise une deuxième série de mesures avec un signal de type Chirp. Le signal Chirp permet contrairement au signal STEP CW de balayer la bande de façon linéaire en un temps fixé de 250 ms .

Dans la dernière partie nous avons réalisé une estimation selon les deux angles (azimut/élévation) de façon conjointe. Les résultats de simulation sont pour le moment encourageants quand à la méthode de mesure et d'estimation utilisée dans la bande $6 \text{ GHz} - 8.5 \text{ GHz}$.

Pour conclure, l'avantage de ce système est sa capacité à faire des mesures simultanées d'angle d'arrivée et de retard sans utiliser de commutateurs et son faible coût de réalisation.

Perspectives

Le système de mesure réalisé devra être exploité afin de tirer des modèles statistiques des canaux de propagation en indoor en contexte UWB. Il faut pour cela faire des mesures dans des environnements différents et pouvoir extraire les paramètres qui caractérisent chaque canal.

Pour le moment l'estimation a été réalisée avec MUSIC. Les résultats ont montré que cette méthode est limitée en termes de nombre d'antennes ainsi qu'en nombre d'échantillons par rapport au temps de calcul. De plus, on a vu que certains trajets n'apparaissaient pas. Pour cela il serait intéressant d'utiliser d'autres méthodes d'estimations. Il faudrait voir si avec Root-MUSIC on peut améliorer ce temps de calcul tout en conservant ou en améliorant la résolution angulaire et temporelle.

Annexe A

A. Travelling wave antennas

En 1955 B.T. Stephenson et C.H. Walter ont proposé d'utiliser des ouvertures dans des guides d'ondes pour construire des antennes qui émettent un rayonnement endfire [77]. La condition pour obtenir ce rayonnement est que la vitesse de phase est inférieure ou égale à la vitesse des ondes dans l'espace vide. Les antennes présentées disposent d'un lobe principal assez élevé (10dB ou plus) et des lobes secondaires très faibles. Par ailleurs on montre que la vitesse de phase est limitée pour une grande gamme des fréquences, ce qui rend ce type d'antennes très utilisable pour des applications ultra large bande. L'inconvénient fondamental de ces antennes est le fait qu'elles sont basées sur des guides d'ondes et disposent donc d'une taille et poids importants. De plus on ne peut ni les fabriquer intégrées dans des circuits imprimés ni facilement intégrer des composantes électriques dans les guides d'ondes. Ce type d'antennes est plutôt adapté à des applications stationnaires où le coût ne joue pas un rôle majeur. En 1979 P.J. Gibson [72] a présenté une antenne imprimée avec un rayonnement endfire. Ce type d'antenne, appelé *Vivaldi aerial*, et des types similaires peuvent être réalisées assez facilement et à faible coût en gardant les propriétés de rayonnement décrites précédemment. Le chapitre suivant se consacre à ces antennes, plus largement connus sous le nom *Tapered Slot Antenna* ou TSA.

B. Tapered Slot Antennas ou TSA

L'antenne à fente fuselée (Tapered Slot Antenna, TSA), parfois appelée Tapered Notch Antenna, est une construction très simple. Elle est composée d'un diélectrique portant une métallisation avec une fente au centre (comme une ligne microfente). L'ouverture de la fente peut avoir différentes formes. La Figure 1 montre les antennes les plus courantes : Linear Tapered Slot Antenna (LTSA), Constant Width Slot Antenna (CWSA) et la forme Vivaldi avec une ouverture exponentielle.

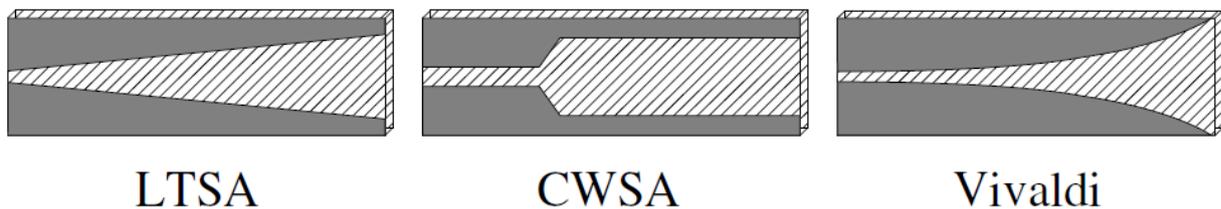


Figure 1. Antennes à fente fuselée

Le traitement analytique de ce type d'antennes est assez compliqué. D.H. Schaubert et d'autres chercheurs ont approfondi la recherche sur ce type d'antennes en examinant l'influence des différents paramètres sur le comportement [78]. Le type d'alimentation joue un rôle important car elle détermine la facilité avec laquelle une antenne est intégrable dans des circuits. La ligne microruban en particulier est la plus utilisée dans des circuits intégrés et elle est donc la plus intéressante, il existe aussi d'autres types d'alimentation tel que : câble coaxial et avec Guide d'onde. La principale difficulté est d'adapter l'antenne sur une très large bande. L'impédance d'entrée de l'antenne a été rarement considérée dans ces recherches. Récemment H. Oraizi et S. Jam [79] ont développé une approche pour adapter les formes des TSA d'une manière telle que le facteur de réflexion devient très petit sur toute la bande de fréquence.

Annexe B : Paramètres S mesurées des circuits utilisées

5.1 Diviseur de puissance OCMPS8-6000-8500-A

Fréquence : 6 – 8.5 GHz

Pertes d'insertion : 1 dB

VSWR in : 1.5 VSWR out : 1.3

Isolation : 20 dB

5.2 Amplificateurs faible bruit (LNA) HWLF6090-30-10

Fréquence : 6 GHz – 9 GHz

Gain : 30 dB min

NF : 3 dB max

Connectique : SMA femelle Impedance : 50 ohms

VSWR : 1 : 1.8 max (in out)

Puissance de compression en sortie à 1 dB : 10 dBm

Température de fonctionnement : -40°C – 85°C

Tension/Courant de polarisation : 12 V/ 130 mA

5.3 Isolateurs

Fréquence : 6 GHz – 8.5 GHz

Pertes d'insertion : 0.6 dB

VSWR : 1.30 max

Isolation : 20 dB

Connectique : SMA femelle

Annexe C : Programme de simulation sous MATLAB

Programme de simulation et d'estimation conjointe Elevation/Azimut dans un environnement bruité

```
clear all
close all
```

Initialisation des variables principales

```
Er= 1;
cc= 3*10^8;
vel= cc/sqrt(Er);
Frequence= 7.25e+9;
lambda= (vel/(Frequence));
NoSources= 4;
Azim=
4 20 -30 -10].';           %degré
Elev= [-4 35 -5 35].';    %degré

SNR= [-10 -10 -10 -10].'; %rapport signal bruit
                                %dB
dalpha = d2r ([0 0 0 0]);    % Hz, Doppler
NoisePower= 1;              %mW, utilisée seulement dans le cas de SourceModel=3

noX= 4;                      %Nombre d'éléments suivant X
noY= 12;                     % Nombre d'éléments suivant X
SSX= 2;                      %Nombre d'éléments suivant X pour le Lissage
SSY= 8;                      %Nombre d'éléments suivant X pour le Lissage
SSRef= SSX*SSY;              %nombre total d'éléments du réseau
X0=0;                        %Référence suivant X
deltaX= 0.02;                %séparation entre antennes suivant X
Y0= 0;                       %Référence suivant Y
deltaY= 0.02;                %séparation entre éléments suivant Y
stepAzim= 0.5;               %Balayage en Azimut
minAzim= -90;
maxAzim= 90;
stepElev= 0.5;               %Balayage en Elevation
minElev= -90;
maxElev= 90;
NoSnapShots= 100;           %Nombre d'échantillons
MMu= NoSources;
M= MMu;
N= NoSnapShots;
T= N;
K= noX*noY;
noTrj= MMu;
noElem= noX*noY;
wn21= [];
for ia=1:NoSources
    wn22=0;
    wn21= [wn21 wn22];
```

```

end
alpha = d2r(wn21)';           % Phase de départ pour le signal
tgtCorrMat=ones(NoSources,NoSources);
noiseParam=NoisePower*eye(noX*noY);

```

Déclaration des fonctions utilisées

```

SourceModel=1;
%SourceModel=1; signaux constants (pas aleatoire) au domaine du temps (entre les échantillons)
%et cohérents entre eux
%SourceModel=2; signaux aleatoires (Complex gaussian random source signals) entre les échantillons (au
domaine du temps)
%et NON cohérents entre eux
%SourceModel=3; signaux aleatoires (Complex gaussian random source signals) entre les échantillons
%et cohérents entre eux
%SourceModel=4; pas de signaux
%SourceModel=5; 1 signal modulé - 45°, 135°, 225° et 315° (aleatoires)
%et les autres non-modulé aleatoires NON-COHERENTS
%SourceModel=6; tous les signaux modulé et COHERENTS (LE MEME CODE de MUDULATION)
%et cohérents entre eux% Exemple des multitrajets
%SourceModel=7; tous les signaux modulé et "NON COHERENTS" (DES MUDULATION/CODE DIFFERENTES)
%et non-cohérents entre eux% "EN FAIT, ILS SONT 25% CORRELES" (avec 1 interference) car c'est
%un QPSK ET IL Y A 25% DE PROBABILITE d'avoir la meme phase. Et il est 50% corrélé avec l'un ou l'autre
(2 interference).

```

```

NoiseModel=2;
%NoiseModel=2; (Complex gaussian noise) aleatoire entre les échantillon (au domaine do temps)
%et NON cohérents entre les antenes et au domaine do temps (au niveau amplitude)
%NoiseModel=3; (Complex gaussian noise) aleatoire entre les échantillon (au domaine do temps)
%et cohérents entre les antenes et au domaine do temps (au niveau amplitude)
%NoiseModel=4; pas de bruit

```

```

% Ajouter de Bruit pour la detection du nombre des sources pour MDL%%
% Pour des niveaux de bruit très bas la methode MDL ne marche pas
Addit_Bruit=1;
%Addit_Bruit=1; % Ajouter de Bruit Aleatoire Blanc (decorrele entre les antennes/pulses)
%The total power of the noise is 0.5 + 0.5 (real + imaginary) = 1.
%Addit_Bruit=2; % N'ajouter pas de bruit

```

```

SSmethode=4;
%SSmethode=1=>utilize plusieurs lignes paraleles à la diagonal principal de la matrice donnés X
(nPoints=nDoA+2 minimum) %one sample only
%SSmethode=2=>utilize seulement la diagonal principal de Rxx
%SSmethode=3=>utilize les diagonaux principal e secondaire de Rxx
%SSmethode=4=>utilize tous les diagonaux principaux de Rxx
%SSmethode=5=>n'utilize aucune methode de decorrelation et Rxx final a la taille noX*noY
%SSmethode=6=>utilize la methode Improved SS de R. T. Williams
%SSmethode=7=>utilize la methode Improved SS de R. T. Williams appliquée à tous les combinaisons
%possibles des elements de Rxx

```

```

bmw= [];
for ig= 1:MMu
trueAzim= Azim(ig);
trueElev= Elev(ig);
fase0=1;           %phase du 1ere element
wn2= [];
for ib=0:noY-1

```

```

wn3= [];
for ip=0:noX-1

                                %Déphasage entre éléments simulés

www=[fase0*exp(i*2*pi*(X0+deltaX*ip)*sin(d2r(trueElev))/lambda)*exp(i*2*pi*(Y0+deltaY*ib)*sin(d2r(
trueAzim))*cos(d2r(trueElev))/lambda)];
wn3= [wn3 www];
end
wn2= [wn2 wn3];
end
bmw= [bmw wn2.'];
end
antenne=bmw;

                                % Simulation des signaux cibles
if (SourceModel==1)
                                %la puissance de bruit est de 1.
                                %Amplitude du signal est 10.^(SNR./20).
    B= (10.^(SNR./20).*exp(j*alpha))*ones(1,T);
elseif (SourceModel==2)
                                %la puissance de bruit est de 1.
                                %la puissance de chaque signal cible est égale à la valeur donnée par les
                                %paramètres d'entrées SNR
    sigmab = sqrt(0.5)*(10.^(SNR./20))*ones(1,T);           % Source standard deviation.
    B = sigmab.*(randn(M,T) + j*randn(M,T));
elseif (SourceModel==3)
    [U, S, V] = svd(tgtCorrMat);
    B= (1/sqrt(2))*U*sqrt(S)*(randn(M,T) + j*randn(M,T));
elseif (SourceModel==4)
    B=0;
elseif (SourceModel==5)
    tpm=1;
    AmplitTarget=(10.^(SNR(tpm)/20).*exp(j*alpha(tpm)));
    QPSKMod
    B (1,:)=NOIA;
    if NoSources ~ = 1
        sigmab = sqrt(0.5)*(10.^(SNR(2:NoSources)./20))*ones(1,T);           % Source standard deviation.
        B(2:NoSources,:) = sigmab.*(randn(M-1,T) + j*randn(M-1,T));
    end
elseif (SourceModel==6)
    AmplitTarget=1;
    QPSKMod
    B= (10.^(SNR./20).*exp(j*alpha))*NOIA;
elseif (SourceModel==7)
    for tpm=1:NoSources
        AmplitTarget=(10.^(SNR(tpm)/20).*exp(j*alpha(tpm)));
        QPSKMod
        B(tpm,:)=AmplitTarget*NOIA;
    end
else
    error('DBT-Error: The source model does not exist.')
end
B= B.*exp(j*dalphi*(0:(T-1)));           %ajout de la fréquence doppler par source et par échantillon

                                % Simulation des signaux bruit
if (NoiseModel==2)
    sigman = sqrt(0.5);

```

```

                                % standard deviation du bruit pour le partie réelle et la partie imaginaire
                                % la puissance totale du bruit est 0.5 + 0.5 (real + imaginary) = 1.
    Nt = sigman*(randn(noElem,T) + j*randn(noElem,T));
elseif (NoiseModel==3)
                                % square root de la matrice de covariance avec la fonction SVD de Matlab
    [U,SIG,V] = svd(noiseParam);
    nn = randn(noElem,T) + i*randn(noElem,T);
    % Matrice de covariance du signal Bruit
    Nt = 1/sqrt(2)*U*sqrt(SIG)*nn;
elseif (NoiseModel==4)
    Nt=0;
else
    error('DBT-Error: The noise model does not exist.')
end

XXX=antenne*B;
XXXwithNoise=XXX+Nt;
matrice=XXXwithNoise.';

NoSnapShots = size (matrice,1);
N=NoSnapShots;
T=N;
noElem=noX*noY;

                                % On considère seulement la partie réelle de Rxx
real_mat = real_valued_matrix(matrice.');
real_Rxx = decor_methode(real_mat', 2*N, SSmethode, noY, SSY, noX, SSX)';

```

Recherche du nombre de sources

```

                                %Pour de certains niveaux de SNR (signal fort),
matrice_plus_bruit = AddNoise(matrice, Addit_Bruit, noElem, NoSnapShots);

                                %on doit ajouter le bruit addictif
                                %afin de faire marche la fonction MDL
Rxx_NoSources = decor_methode(matrice_plus_bruit, N, SSmethode, noY, SSY, noX, SSX);
nosrc = mdl(Rxx_NoSources, N)
MMu=NoSources;
M=MMu;
noTrj=MMu;

```

MUSIC et Lissage

```

                                %Les methodes de decorrelation
Rxx = decor_methode(matrice, N, SSmethode, noY, SSY, noX, SSX);
noY=SSY;
noX=SSX;
noElem=SSY*SSX;
[v,d]=eig(Rxx);
G = decreasing(v,d);
spect=[];
ff = [];

for Azimuth=minAzim:stepAzim:maxAzim

gg=[];

```

```

for Elevation=minElev:stepElev:maxElev

tamp=[];
for iy=0:noY-1

    tampIY=[];

    for ix=0:noX-1

        tampico=[exp(-i*2*pi*(deltaX*ix)*sin(d2r(Elevation)))/lambda)*exp(-
i*2*pi*(deltaY*iy)*sin(d2r(Azimuth))*cos(d2r(Elevation))/lambda)];

        tampIY=[tampIY tampico];

    end

    tamp=[tamp tampIY];

end

    auxi=0;
    for iz=1:noY*noX-noTrj
        X(iz)=norm(G(:,noTrj+iz).'*tamp. ');
        auxi=auxi+X(iz);
    end
    gg=[gg 1/auxi];
end

    ff=[ff gg.'];
end

f=ff;
eje1 = minAzim:stepAzim:maxAzim;
eje2 = minElev:stepElev:maxElev;
figure; contour(eje1,eje2,10*log10(ff),50);xlabel('DOA');ylabel('DOD (°)');

```

Tracer des figures

```

figure;
surf(minAzim:stepAzim:maxAzim,minElev:stepElev:maxElev,log(f))
xlabel('DOA (°)')
zlabel('Pseudo Spectrum (dB)')
ylabel('DDA (°)')

```


Liste des publications

- 1) *UWB SIMO Channel Measurements for joint TOA and DOA estimation.* H. El Arja, Bernard Huyart et xavier begaud. *EuMW. Paris, France, Septembre 2010*
- 2) *Joint TOA/DOA Measurements for UWB Indoor Propagation Channel using MUSIC Algorithm.* H. El Arja, Bernard Huyart et xavier begaud. *European Microwave Conference 2009, EUMC. Rome, Italie, Septembre 2009*
- 3) *Estimation conjointe des retards et des directions d'arrivées dans un canal ULB par la méthode MUSIC.* H. El Arja, B. Huyart et X. Begaud. *JNM 2009. Grenoble, Mai 2009*
- 4) *Télécommunications sans fils par retournement temporel.* reda mohellebi, Serge Manga, H. El Arja et Bernard Huyart. *JNM 2009. Grenoble, Mai 2009*
- 5) *Wideband Demodulator for UWB Channel Sounder.* H. El Arja, K. Mabrouk, B. Huyart et X. Begaud. *38th European Microwave Conference 2008. Amsterdam Pays-Bas, Octobre 2008*
- 6) *A Novel Method for Direction of Departure Estimation using a Linear Frequency Modulated Signal.* Sofia Martinez Lopez, Bernard Huyart et Hajar Elarja. *EuMc 2007. Munich, Octobre 2007*
- 7) *Sondage de Canal Haute-Résolution utilisant un Signal Chirp.* Sofia Martinez Lopez, Hajar Elarja, Bernard Huyart et J. C. Cousin. *JNM 2007. Toulouse, Mai 2007*
- 8) *High-resolution estimation using a chirp signal for wideband MIMO channel sounding.* Sofia Martinez Lopez, Judson Adoniran Braga, Hajar Elarja, Bernard Huyart et J. C. Cousin. *13th European Wireless 2007. Paris, Avril 2007*
- 9) *High-Resolution Estimation using a Chirp Signal for Mobile Wideband MIMO Channel Sounding.* Sofia Martinez Lopez, A. Judson Braga, Hajar Elarja, Bernard Huyart et J. C. Cousin. *European Transactions on Telecommunications, 2007*

Bibliographie

1. **BARRETT, T.W.** *History of ultrawideband (UWB) radar & communications : pioneers and innovators.* juillet 2000, Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis.
2. **SIWIAK, K.** *Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology.* February 2002, IEEE Vehicular Technology Society News, pp. pp. 4 - 9.
3. **HARMUTH, H.F.** *A Generalized Concept of Frequency and Some Applications.* Mai 1968, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, n°3, pp. 375-382,.
4. **ROSS, G.F. and ROBBINS, K.W.** *Baseband radiation and reception system.* Juin 1973, U.S.Patent n°3,739,392.
5. **Web.** <http://www.timedomain.com>. [Online]
6. **FCC.** *First report and order, revision of part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems.* avril 2002. Rapport n° ET Docket 98-153, FCC.
7. **KRAUSS, J.** *Antennas.* NY : 2nd edition, McGraw Hill, , 1988.
8. **PAGANI, P. et al.** *Communications Ultra Large Bande.* Paris : LAVOISIER, 2007.
9. **CASSIOLI, D., WIN, M.Z and MOLISCH, A.R.** *A statistical model for the UWB indoor channel.* 2001. IEEE Vehicular Technologie Conference Spring, vol.2, no.53. pp. 1159-1163.
10. **HIRT,W. and PORCINO,D.** *Ultra-Wideband Radio Technology:Potential and Challenges Ahead.* Juillet 2003, IEEE Communications Magazine,vol 41, n°7, pp. 66 - 74.
11. **ECC.** *ECCdecision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices usin Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 Hz, . s.l. : Electronic Communication Commitee, Mars 2006. Rapport no ECC/DEC/(06)04.*
12. **BEGAUD, X.** *Les Antennes Ultra Large Bande.* Paris : Lavoisier, Mai 2010.

13. **94, ECC.** *ECC Report 94 on Technical Requirements for UWB LDC Devices to ensure the protection of FWA systems.* Décembre 2006.
14. **120, ECC.** *ECC Report 120 on Technical requirements for UWB DAA (Detect And Avoid) devices to ensure the protection of Radiolocation in the bands 3.1 - 3.4 GHz and 8.5 - 9 GHz and BWA terminals in the band 3.4 - 4.2 GHz.* juin 2008.
15. **ECMA-368.** *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, edition 2.* décembre 2007.
16. **SADOUGH, S.M.S.** *Système OFDM Ultra Large Bande: Estimation de canal de détection améliorée prenant en compte les imprécisions d'estimation.* Paris : ENSTA, 7 janvier 2008. Thèse.
17. **DT 26 - l'UWB ou la bande ultra large. Multimedia, STRATEGIES Telecoms &.** 2010.
18. **RAPPAPORT, T.S.** *Wireless Communications : Principles and Practice.* s.l. : Prentice Hall, 1996.
19. **BOITHIAS, L.** *Radio wave propagation.* s.l. : McGraw-Hill, 1987.
20. **SCHWARTZ, M.** *Principles of electrodynamics.* s.l. : McGraw-Hill, 1972.
21. **TCHOFFO TALOM, F.** *Modélisation déterministe du canal de propagation Indoor dans un contexte Ultra Wide Band.* INSA Rennes : s.n., 2005. PhD thesis.
22. **UGUEN, B., PLOUHINEC, E. and LOSTAANLEN, Y.** *A deterministic ultra wideband channel modeling.* Baltimore, MD, USA : s.n., Mai 2002. IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies.
23. **SCHUSTER, U.** *Indoor uwb channel measurements from 2 GHz to 8 GHz .* Sept 2004. Technical report, Rapport n° IEEE P802.15.04a/447, IEEE P802.15 WPANs.
24. **CASSIOLI, D., WIN, M.Z. and MOLISCH, A.F.** *The ultra-wide band-width indoor channel : From statistical model to simulations.* August 2004, Journal on Selected Areas in Communications, pp. 1247-1257.

25. **GENTILE, C., BRAGA, A.J and KIK, A.** *Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel.* May 2008. IEEE Conf. on Communications.
26. **LEE, W.C.Y.** *Estimate of local average power of a mobile radio signal.* février 1985, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.34, n° 1, pp. 22-27.
27. **BARBOT, J.P.** *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz.* Université de Paris XI-Orsay, France : s.n., 1995. Thèse de Doctorat.
28. **GHASSEMZADEH, S.S, et al.** *Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel.* October 2004, IEEE Transactions on Communications, pp. 1786-1796.
29. **SALEH, A. and VALENZUELA, R.** *A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation.* Feb 1987, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 128-137.
30. **CRAMER, R.J.-M, SCHOLTZ, R.A and Win, M.Z.** *Evaluation of an ultrawide-band propagation channel.* May 2002, Antennas and Propagation, IEEE Transactions, pp. 561–570.
31. **CASSIOLI, WIN, MOLISCH.** *The ultra-wide bandwidth indoor channel from statistical model to simulations.* 6, s.l. : IEEE Jour. on Selected Areas in Commun., 2002, Vol. 20. pp.1247 - 1257.
32. **KEIGNART, J., et al.** *UWB SIMO channel measurements and simulations.* April 2006, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, pp. 1812–1819.
33. **ALSINDI.N.A, BIRRU.D, WANG.D.** s.l. *Ultra wideband channel measurements characterization for wireless magnetic resonance imaging applications.* : 41th Annual Conf. on Info. Scien. and sys, 2007.
34. **CICCOGNANI, W., CASSIOLI, D. and DURANTINI, A.** *UWB Channel Model Report.* novembre 2003. Document technique, IST ULtrawaves Project.
35. **POON, A. S Y and Ho, M.** *Indoor multiple-antenna channel characterization from 2 to 8 ghz..* 2003, In ICC.

36. **SPENCER, Q.H., et al.** *Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel.* 2000, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 345–359.
37. **BORIES, S., SIBILLE, A. and ROBLIN, C.** *Uwb indoor channel measurements study.* s.l. : IEEE International Workshop, March 2005. In Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005. pp. 466–469, .
38. **PRETTIE , C., et al.** *Spatial correlation of uwb signals in a home environment.* 2002. In IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies.
39. **HANEDA, K., TAKADA, J.I. and KO, T.** *Double directional cluster properties investigated from a series of ultrawideband double directional propagation measurements in home environments.* December 2006, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 3778–3788.
40. **MARTINEZ LOPEZ, S.** *Contribution au sondage de canal : Direction de Départ, Fréquence Doppler, Polarisation et Modélisation du canal UWB.* Paris : s.n., 26 Septembre 2008. Thèse.
41. **LOPEZ, S.M, et al.** *High-resolution estimation using chirp signal for mobile wideband MIMO channel sounding.* Paris, France : s.n., 2007. European Wireless Communication.
42. **SALOUS, S, NIKANDROU, N and BAJJ, N.** *Digital techniques for mobile radio chirp sounders.* 1998, IEEE Preceedings, pp. 191-196.
43. **ALVAREZ,A., VALERA,G., LOBEIRA,M., TORRES,R., GARCIA,J.L.** *Ultra wideband channel model for indoor environments.* 4, s.l. : IEEE Jour. of Commun. and Net, 2003, Vol. 5 . pp. 1 - 10.
44. **CHAMCHOY,M., PROMWONG,S., TANGTISANON,P., TAKADA,J.** *Characterization of in home UWB channel with different antenna directivity.* 2004. IEEE.

45. **FORT.A, RYCKAERT.J, DESSET.C, DONCKER.P, WAMBACQ.P, VAN BIESEN.L.** *Ultra-wideband channel model for communication around the human body* . 4, s.l. : IEEE Jou.Selec.Area Commun. , 2006, Vol. 24. pp. 927 - 933.
46. **ALAVI.B, ALSINDI.N, PAHLAVAN. K.** s.l. *UWB channel measurements for accurate indoor localization.*: IEEE Military Commun. Conf, 2006.
47. **NOORI.N, KARIMZADEH-BAEE.R, ABOLGHASEMI.A.** *An Empirical Ultra Wideband Channel Model for Indoor Laboratory Environments.* 2009.
48. **MOLISCH, A.F, et al.** *IEEE 802.15.4a channel model-Final report.* Novembre 2004. IEEE P802.15-04/0662.
49. **KAREDAL, J., et al.** *UWB channel measurements in an industrial environment.* Novembre 2004. IEEE Global Telecommunications Conference.
50. **KEIGNART, J. and DANIELE, N.** s.l. *Uwb channel measurements in snow-covered environment.* : Technical report, Rapport n°IEEE P802.15.04a/449, IEEE P802.15 WPANs, August 2004.
51. **CHONG, C.C, KIM, Y. and LEE, S.** *Channel Model Parametrization of the Indoor Residential Environment.* septembre 2004. IEEE P802.15 WPANs, IEEE P802.15-04-0290-02-004.
52. **SCHIAVONE, G., PALANIAPPAN, R. and WAHID, P.** *Study of ultra-wideband signal propagation in urban environments.* San Antonio TX, USA : s.n., juin 2002. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium vol.3. pp. 346-349.
53. **ENGEN, G.F and HOER, C.A.** *Application of an Arbitrary 6-port junction to power measurements problems.* Nov 1972, IEEE transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-21, pp. 470 - 474.
54. **MABROUK, K.** *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception: Calibrage aveugle du Démodulateur*

- triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q*. Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 12 Décembre 2008. PhD Thesis.
55. **VU VAN, Y.** *Conception et Réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments*. Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 01 décembre 2005 . PhD Thesis.
56. **RANGEL DE SOUSA, F.** *Application du corrélateur "Five-Port" aux PLLs, à la récupération de porteuse et à un MODEM de télécommunications dans la bande 1.8 - 5.5 GHz*. Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, 18 octobre 2004. PhD thesis.
57. **MIGUELEZ, CG, et al.** *A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator*. July 2000, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.49 No.4, pp. 1416-1423.
58. **BERGEAULT, E., et al.** *The design of six-port reflectometer with frequency-independent calibration procedure ghz*. June 1990. Conference on Precision Electromagnetic Measurements. pp. 398-399.
59. **WIEDMANN, F.** *Développements pour des applications grand public du réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC*. Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 1997. PhD Thesis.
60. **TSANG, K.F, et al.** *Design of broadband Five-port Circuits*. China : s.n., June 1991. International conference on circuits and systems.
61. **MIRZAVAND, R., MOHAMMADI, A. and GHANNOUCHI, M.** *Five-Port Microwave Receiver Architectures and Applications*. June 2010, IEEE Communications Magazine.
62. **ABOU CHAKRA, S.** *La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz*. Paris : Telecom Paristech, 20 décembre 2004. Thèse.

63. **DICKE, R.H., MONTGOMERY C.G. and PURCELL E.M.** *Principles of microwave circuits.* Peregrinus, London, U.K., 1987
64. **BERTIL, E.R and RIBLET, G.P.** *An ideal six port network consisting of a matched reciprocal lossless five port and a perfect directionnal coupler.* March 1983. IEEE Transactions on microwave theory and techniques. pp. 284-288.
65. **Aeroflex.** aeroflex-metelics.com/surf-mixers.htm. [Online]
66. **RUMSEY, V.H.** *Frequency independent antennas.* March 1957, IRE International Convention Record , pp. 114 - 118.
67. **DYSON, J.D.** *The equiangular spiral antennas.* 1959, IRE on antennas and propagation , pp. 181 - 187.
68. **DYSON.** *The characteristics and design of the conical log-spiral antenna.* July 1965, IEEE transactions on antennas and propagation, pp. 488 - 499.
69. **KAISER, J.** *The Archimedean two-wire spiral antennas.* May 1960, IEEE transactions and antennas and propagation , pp. 312 - 323.
70. **ISBELL, D.E.** *Log periodic dipole Arrays .* May 1960, IRE transactions on antennas and propagation, pp. 260 - 267.
71. **BALANIS, C.A.** *Antennas Theory analysis and design Chapter 2.* s.l. : Wiley, Second edition.
72. **GIBSON, P.J.** *In the vivaldi aerial.* Brighton U.K : s.n., 1979. 9th europeen microwave conference. pp. 101 - 105.
73. **JUDSON BRAGA, A.** *SIMO channel sounding in indoor environments and dgital Beamforming using high-resolution signal processing and Five-Port techniques.* Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 18 September 2006. PhD Thesis.

74. **SCHMIDT, R.** *Multiple emitter location and signal parameter estimation.* Mars 1986, IEEE Transaction and Antennas and Propagation, pp. 276-280.
75. **WHITE, W.D.** *Angular Spectra in Radar Application.* November 1979, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems.
76. **MARCOS, S.** *Les méthodes à hautes résolution: traitement d'antenne et analyse spectrale.* s.l. : Hermes, 1998.
77. **STEPHENSON, B.T and WALTER, C.H.** s.l. *Endfire slot antennas.* : IRE Transactions Antennas and propagation, 1955, Vols. pp. 81-86.
78. **FONG LEE, H. and CHAN, W.** *Advances in Microstrip and Printed Antennas.* s.l. : John Wiley and sons, 1997.
79. **ORAIZI, H and JAM, S.** s.l. *Optimum Design of tapered slot antenna profile.* : IEEE transactions on Antennas and Propagation, August 2003, Vol. 51.
80. **NEKOOGAR, F.** *Ultra-Wideband Communications, Fundamentals and Applications.* 2006, Prentice Hall.
81. **PORCINO, D. and HIRT, W.** *Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead.* juillet 2003, IEEE Communications Magazine, vol.41, no.7, pp. 66-74.
82. **HEKMAT, D.** Fundamental properties of wireless mobile ad hoc networks. *Ph.D.Dissertation.*, Delft University of Technology : s.n., 2005.
83. **WEINSTEIN, R.** *RFID : A technical overview and its application to enterprise.* May-June 2005, IEEE IT Pro., pp. 27-33.
84. **PRADHAN, S.** *RFID and sensing in the supply chain : Challenges and opportunities.* 2005.
85. **SIWIAK, K. and McKEOWN, D.** *Ultra-Wideband Radio Technology.* s.l. : Wiley, 2004.
86. **Bello, P.A.** *Characterization of randomly time-variant linear channels.* INSA, Rennes : s.n., dec. 1963, IEEE Transactions on Communications Systems, pp. 360-393.

87. **GREENWOOD, D.J. and HANZO, L.** *Characterization of mobile radio channels.* 1992, IEEE Press.
88. **GUGUEN, P.** *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques.* INSA de Rennes : s.n., 22 jan. 2003. Thèse de doctorat.
89. **PARSONS, D.** *The Mobile Radio Propagation Channel.* 1992, Pentech press.
90. **FOERSTER, J.** *Channel Modeling Sub -committee Report Final.* Février 2003. IEEE P802.15.02/490r1-SG3a.
91. **PENDERGRASS, M., MOLISCH, A.F and FOERSTER, J.R.** *Channel models for ultrawideband personal networks.* decembre 2003, IEEE Wireless Communications, vol.10, no.6, pp. 14-21.
92. **HASHEMI, H.** *Impulse response modeling of indoor radio propagation channels.* Septembre 1993, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.81, no.7, pp. 967-978.
93. **FOERSTER, J.R.** *The Effects of Multipath Interference on the Performance of UWB Systems in an Indoor Wireless Channel.* 2001. In IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, pages. pp. 1176-1180.
94. **MOLISCH, A.F.** *802.15.4a Channel model subgroup final report.* 2004. IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks .
95. **VENKATESH, S., BHARADWAJ, V. and BUHRER, M.R.** *A new spatial model for impulse-based ultra-wideband channels.* September 2005, In IEEE VTC volume 4 , pp. 2617 – 2621.
96. **KEIGNART, J. and DANIELE, N.** *Uwb channel measurements in snow-covered environment.* August 2004. Technical report, Rapport n°IEEE P802.15.04a/449, IEEE P802.15 WPANs.

97. **BATRA, A, et al.** *TI Physical Layer Proposal: Time-Frequency Interleaved OFDM*. Mars 2003, IEEE P802.15-03/141r1.

