



Etude de la propagation Air - Sol - Air pour la création de modèles de canaux : Application au développement d'un banc pour la caractérisation de radioaltimètres à pente asservie

André Paris

► To cite this version:

André Paris. Etude de la propagation Air - Sol - Air pour la création de modèles de canaux : Application au développement d'un banc pour la caractérisation de radioaltimètres à pente asservie. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0125 . tel-01467600

HAL Id: tel-01467600

<https://theses.hal.science/tel-01467600>

Submitted on 14 Feb 2017

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.

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Axe Systèmes RF

Année : 2016

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue le 15 décembre 2016 par

André PARIS

Etude de la propagation Air-Sol-Air pour la création de modèles de canaux. Application au développement d'un banc pour la caractérisation de radioaltimètres à pente asservie.

Thèse dirigée par Cyril DECROZE, Moutar MOUHAMADOU et Stéphane TALLET

Préparée au sein du laboratoire XLIM de l'Université de Limoges et le laboratoire ECN de THALES Communications & Security de Brive

JURY:

Dominique DALLET	<i>Professeur, Laboratoire IMS Bordeaux</i>	Rapporteur
Bernard HUYART	<i>Professeur, Telecom-Paris Tech</i>	Rapporteur
David CARSENAT	<i>Ingénieur d'études - THALES</i>	Examineur
Cyril DECROZE	<i>Maître de conférences, HDR, Université de Limoges</i>	Examineur
Alain GAUGUE	<i>Professeur, Université de La Rochelle</i>	Examineur
Moutar MOUHAMADOU	<i>Enseignant chercheur, 3IL Groupe</i>	Examineur
Stéphane TALLET	<i>Responsable technique produit - THALES</i>	Examineur
Guillaume GENESTE	<i>Chef de service – THALES</i>	Invité

A mes parents, à Tiphaine

Remerciements

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'un contrat CIFRE entre Thales et le laboratoire XLim de l'université de Limoges, mes premiers remerciements vont donc à tous les intervenants de ces deux structures pour l'accueil qu'ils m'ont fait pendant trois ans et d'avoir ainsi rendu possible la réalisation de ces travaux dans d'excellentes conditions.

Plus particulièrement, je tiens à remercier David CARSENAT, initialement co-directeur de cette thèse puis devenu par la suite collègue de travail chez Thales. Merci pour les centaines d'heures passées à m'épauler et me guider, toutes les astuces trouvées pour passer une idée de l'état de concept à quelque chose de fonctionnel, et surtout la patience dont il a fait preuve.

Je remercie ensuite Cyril DECROZE et Moctar MOUHAMADOU, respectivement directeur et co-directeur de cette thèse pour l'accueil qu'ils m'ont réservé dans leur équipe de recherche. Merci pour leurs conseils, leur soutien et leur disponibilité sans lesquels ce travail n'aurait pas pu aboutir.

J'exprime ma reconnaissance envers Guillaume GENESTE et Stéphane TALLET, respectivement chef de service et co-directeur de thèse chez Thales pour leur confiance en mes travaux et leur soutien logistique et administratif qui ont permis de mettre toutes les chances de réussite de mon côté.

Ma sincère gratitude va à Christophe POMMARAT, technicien de laboratoire chez Thales, pour les heures consacrées à m'éclairer sur les radioaltimètres, la préparation des démonstrations pour les salons, et surtout l'intérêt et l'implication qu'il a porté à l'avancement du sujet.

Je remercie ensuite Dominique DALLET et Bernard HUYART pour avoir accepté de rapporter sur cette thèse.

J'exprime également ma reconnaissance envers Alain GAUGUE pour avoir accepté d'examiner cette thèse et participer au jury.

Je remercie toutes les personnes qui sont intervenues de près ou de loin sur cette thèse, Eric, Nicolas, Thomas, Ettien, Philippe, Joël, Alain ainsi que tous les membres des équipes ondes et systèmes associés du laboratoire XLim et du service ECN de Thales Brive.

Je remercie chaleureusement Dominique MEIZEL et Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, professeurs à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs de Limoges, pour m'avoir accordé leur confiance pour assurer une partie de leur enseignement. Cela a été une expérience très enrichissante que je renouvellerai avec plaisir.

Pour terminer, je remercie mes parents et Tiphaine pour avoir supporté le coût (dans tous les sens du terme) de huit années d'études post-bac. Merci pour votre soutien sans failles.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Mise en contexte	3
A. Mise en contexte	7
i. Histoire de l'altimétrie	7
ii. Radioaltimètres FM/CW et pulsés	9
iii. Les radioaltimètres FM/CW THALES	13
B. Problématique	16
C. Caractéristiques et émulation du canal Air-Sol-Air.....	18
i. Généralités sur le canal de propagation	18
ii. Les modèles de canaux aéronautiques de la littérature.....	22
iii. Modèles génériques de propagation Air-Sol-Air	25
iv. Les émulateurs de canaux de propagation large bande et temps réel	28
D. Description d'un système de caractérisation pour Radioaltimètres	31
i. Analyse du besoin	31
ii. Synoptique général	32
E. Conclusion.....	34
Table des figures	35
Références bibliographiques	36

Chapitre II : Modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air et validation des modèles de canaux créés.....	39
A. Introduction	43
B. Discussion autour du choix d'une méthodologie de modélisation	44
i. Analyse des contraintes liées au canal Air-Sol-Air	44
ii. Proposition d'une méthodologie de modélisation	45
C. Théorie du modèle proposé.....	48
i. Principe de fonctionnement du modèle	48
ii. Mise en équation	53
iii. Les fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle	56
D. Validation des caractéristiques principales du simulateur	58
i. Validation par confrontation à CST Microwave Studio.....	58
ii. Validation de la recombinaison des signaux issus des rayons	60

E.	Etude détaillée de l'effet Doppler.....	61
i.	Théorie, mise en équation du phénomène.....	61
ii.	Impact de l'effet Doppler sur le canal Air-Sol-Air	64
F.	Exemple de scénarii réalisables	69
i.	Décollage depuis un aéroport.....	69
ii.	Survol d'un navire en mer.....	72
iii.	Confrontation à des essais en vol	75
G.	Conclusion	78
	Table des figures	80
	Références bibliographiques	81
Chapitre III : Etude d'un émulateur de canaux de propagation temps réel pour radioaltimètres.....		83
A.	Introduction	87
B.	Evaluation des contraintes techniques	88
C.	Proposition et étude d'une structure matérielle	89
i.	Synoptique général	89
ii.	Description des sous-ensembles.....	91
D.	Mise en place d'un algorithme de traitement numérique	94
i.	Uniformisation des modèles de canaux.....	94
ii.	Algorithme de traitement numérique temps réel à noyau de convolution	97
iii.	Implémentation FPGA.....	101
E.	Caractérisation détaillée de l'émulateur de canal de propagation	103
i.	Caractérisation du retard.....	103
ii.	Caractérisation des pertes	104
iii.	Reproduction d'un modèle de canal simple	105
iv.	Validation de l'émulation de l'effet Doppler	107
F.	Exemples de mission ayant prouvé l'utilité et les performances du système.....	109
i.	Reproduction d'une panne opérationnelle sur poste client.....	109
ii.	Validation d'une modification du logiciel d'un radioaltimètre	110
G.	. Conclusion	113
	Table des figures	114
	Références bibliographiques	115
	Conclusion générale.....	117

Annexe I : Etude d'une base de données de matériaux	122
Annexe II : Etude de mélangeurs actifs.....	128
Annexe III : Structure du code FPGA de l'émulateur de canal.....	135

Introduction générale

L'aéronautique est une technologie relativement récente à l'échelle humaine, et qui ne s'est réellement développée qu'à partir du milieu du 20^{ème} siècle. Paradoxalement, c'est également l'un des domaines les plus avancés technologiquement dans de nombreuses disciplines. Si au début du 20^{ème} siècle un aéronef était composé de peu de sous-ensembles, les règles imposées aujourd'hui en font des moyens de transport remarquablement complexes et nécessitant de nombreux appareils auxiliaires pour fonctionner.

Les nombreux accidents qui ont accompagné le développement des aéronefs ont conduit à la création d'instruments servant à assister un pilote durant toutes ses phases de vol, en lui remontant des informations primordiales sur l'état de l'appareil et son environnement. C'est par exemple le cas du RADAR (RADio Detection And Ranging) qui a été créé au début du 20^{ème} siècle, en se basant sur les travaux réalisés par Maxwell et Hertz à la fin du 19^{ème} siècle. Les nombreuses applications proposées par cette technologie ont fait qu'elle est largement utilisée en aéronautique aujourd'hui. Des instruments comme les radioaltimètres (Un radar mesurant une hauteur) ont été créés, et en conditions opérationnelles ces équipements sont soumis à de fortes contraintes liées à leur environnement de fonctionnement. On peut par exemple citer la pression atmosphérique, la température, l'humidité, ou encore les milieux de propagation des ondes électromagnétiques.

Avec le développement des équipements de radionavigation, il a très vite été remarqué que l'environnement dans lequel se propagent les ondes électromagnétiques joue un rôle très important dans la manière dont l'équipement se comporte, et en particulier avec la nature de la surface qui réfléchit cette onde dans le cas du radar. L'étude du canal de propagation fait donc l'objet de nombreux travaux de recherche, pour extraire des modèles précis en fonction de l'environnement considéré. Dans le contexte d'un radioaltimètre, on parle de propagation Air-Sol-Air, qui sera abordée dans cette thèse.

D'une manière générale, des modèles mathématiques ont été créés pour décrire le canal de propagation et des moyens de tests ont été mis en place pour tester les équipements sensibles aux phénomènes qu'il induit. Le plus souvent, ces études ont été dédiées aux télécommunications, les instruments et les protocoles de transmission de données étant bien plus impactés par le canal de propagation que les radars. On parle alors de simulateur de canal pour la création de modèles et d'émulateur de canal pour définir le moyen de test.

Des normes de plus en plus strictes ont cependant été progressivement imposées pour le développement des instruments de vol et ils se doivent d'être toujours plus performants et fiables. Leur complexité s'est accrue, leur comportement ainsi que leurs limites de fonctionnement devant être parfaitement connues quel que soit l'environnement.

Cette thèse s'inscrit dans ce contexte d'évolution constante des performances des équipements de radionavigation et de durcissement des normes qui régissent leur conception. Ces travaux ont donc pour objectifs de s'intéresser à la propagation Air-Sol-Air pour la création de modèles de canaux réalistes permettant de mieux appréhender les phénomènes physiques observés

en phases opérationnelles dans un premier temps, puis de proposer un système de caractérisation complet dédié au test réaliste de radioaltimètres basé sur ces modèles dans un deuxième temps.

Dans le premier chapitre de cette thèse, on abordera le contexte de l'étude qui a été menée. Un historique et une présentation des radioaltimètres seront réalisés, ce qui permettra de définir la problématique. Une étude des modèles de propagation et des solutions de test de radioaltimètres permettra de fixer les axes de travail et de proposer un système de caractérisation adapté aux contraintes des radioaltimètres FM/CW (Frequency Modulated Continuous Waveform). Ce système se basera sur un simulateur de canal de propagation dont les modèles seront conditionnés pour être importés dans un émulateur temps réel interfacé à un équipement sous test.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air et à la validation des modèles générés. Les méthodologies de modélisation existantes seront passées en revue ce qui permettra de définir une stratégie adaptée à la simulation du canal de propagation Air-Sol-Air. La théorie mathématique sera exposée et des modèles simples seront validés par confrontation à un logiciel de calcul de référence et des essais en vol. Ce chapitre permettra donc de développer un simulateur permettant de générer des modèles de canaux de propagation dans le contexte de fonctionnement des radioaltimètres.

Dans le troisième et dernier chapitre, il sera discuté d'un émulateur de canaux de propagation dédié au test de radioaltimètres. Dans un premier temps, le choix d'une architecture d'émulateur numérique adaptée sera abordé. Dans un second temps, la mise en forme des modèles de canaux issus du simulateur sera détaillée afin de les rendre interprétable par l'émulateur. La conformité des canaux émulés par rapport aux modèles programmés sera ensuite validée. Ceci permettra dans une dernière partie de donner des exemples de mission pour lesquelles la solution de caractérisation construite dans cette thèse s'est avérée utile.

Chapitre I : Mise en contexte

Chapitre I : Mise en contexte

A.	Mise en contexte	7
i.	Histoire de l'altimétrie	7
ii.	Radioaltimètres FM/CW et pulsés	9
iii.	Les radioaltimètres FM/CW THALES	13
B.	Problématique	16
C.	Caractéristiques et émulation du canal Air-Sol-Air	18
i.	Généralités sur le canal de propagation	18
ii.	Les modèles de canaux aéronautiques de la littérature	22
iii.	Modèles génériques de propagation Air-Sol-Air	25
iv.	Les émulateurs de canaux de propagation large bande et temps réel	28
D.	Description d'un système de caractérisation pour Radioaltimètres	31
i.	Analyse du besoin	31
ii.	Synoptique général	32
E.	Conclusion	34

A. Mise en contexte

i. Histoire de l'altimétrie

L'histoire montre que l'homme s'est toujours intéressé à la capacité de voler. D'anciens textes chinois semblent indiquer que l'apparition du cerf-volant remonte au IV^{ème} siècle avant J.C. et que certains auraient même pu embarquer une personne, faisant de leurs pilotes les premiers hommes à s'élever dans les airs. Il fallut ensuite attendre le 18^{ème} siècle pour que les ballons à air chaud fassent leur apparition et que le français Jean-François Pilâtre de Rozier effectue le tout premier vol à une hauteur de 24m le 21 Novembre 1783. Ce n'est qu'à la fin du 19^{ème} siècle que l'avion est inventé et que le premier vol propulsé est réalisé, son pilote Clément Ader décollant à quelques cm du sol le 9 octobre 1890. Le 20^{ème} siècle a quant à lui vu le développement de l'aéronautique, permettant des altitudes de vol de plus en plus importantes, et faisant aujourd'hui de l'avion un moyen de transport répandu dans le monde. Les nombreux accidents mortels qui ont accompagnés ces progrès ont toutefois conduit à l'établissement de normes telles que l'EN9100, dans le but de rendre l'utilisation d'aéronefs plus sûre. Des équipements ont alors été créés pour assister les pilotes lors de leurs vols par la remontée d'informations sur l'état de l'appareil et son environnement. Parmi les données environnantes, la hauteur de vol occupe une place particulièrement importante. Les pilotes y ont toujours attaché beaucoup d'importance pour l'établissement de nouveaux records, mais aussi pour connaître et se protéger de la proximité du sol aux basses altitudes ou encore se prémunir contre les effets de la raréfaction de l'air et de la baisse de pression aux hautes altitudes. Ce paramètre est en réalité une distance par rapport à un niveau de référence, généralement le niveau de la mer ou le sol à la verticale de l'appareil.

L'altimètre est un équipement aéronautique destiné à effectuer une mesure de la hauteur de vol qui a été inventé par Louis Paul Cailletet entre 1877 et 1878. Le premier altimètre barométrique suffisamment précis pour l'aviation a été inventé par Paul Kollsman en 1928 et a révolutionné le monde de l'aéronautique, ce type d'équipement permettant de mesurer une différence de pression par rapport à un niveau de référence généralement pris au niveau de la mer, puis de le convertir en hauteur. Lloyd Espenschied a quant à lui inventé le premier altimètre radar en 1924, qui ne fut cependant utilisé qu'à partir de 1938, appareil réalisant une mesure de distance du sol à la verticale de l'appareil sur le principe du radar, lui valant le nom de radioaltimètre.

Les développements successifs et les durcissements des normes aéronautiques ont fait qu'aujourd'hui, un radioaltimètre est un équipement indispensable embarqué dans tout aéronef (avion, hélicoptère, missile...). Ils interviennent de manière critique dans des fonctions primordiales telles que le pilotage automatique, l'assistance au décollage et à l'atterrissage, ou encore les systèmes anticollision. L'importance de la précision des mesures et la sévérité des conditions dans lesquelles ils sont employés font que les limites de fonctionnement des radioaltimètres doivent être parfaitement maîtrisées. Des moyens de test réalistes sont donc indispensables pour toutes les phases d'engineering associées à la vie de cet équipement de radionavigation.

Ce chapitre a pour objectif de mettre en contexte le sujet au travers d'une présentation des radioaltimètres et d'en présenter les problématiques. La propagation Air-Sol-Air et l'émulation du canal aéronautique dans la littérature seront étudiés avant de terminer par un synoptique du système de caractérisation de cet équipement qui sera par la suite détaillé au cours de cette thèse.

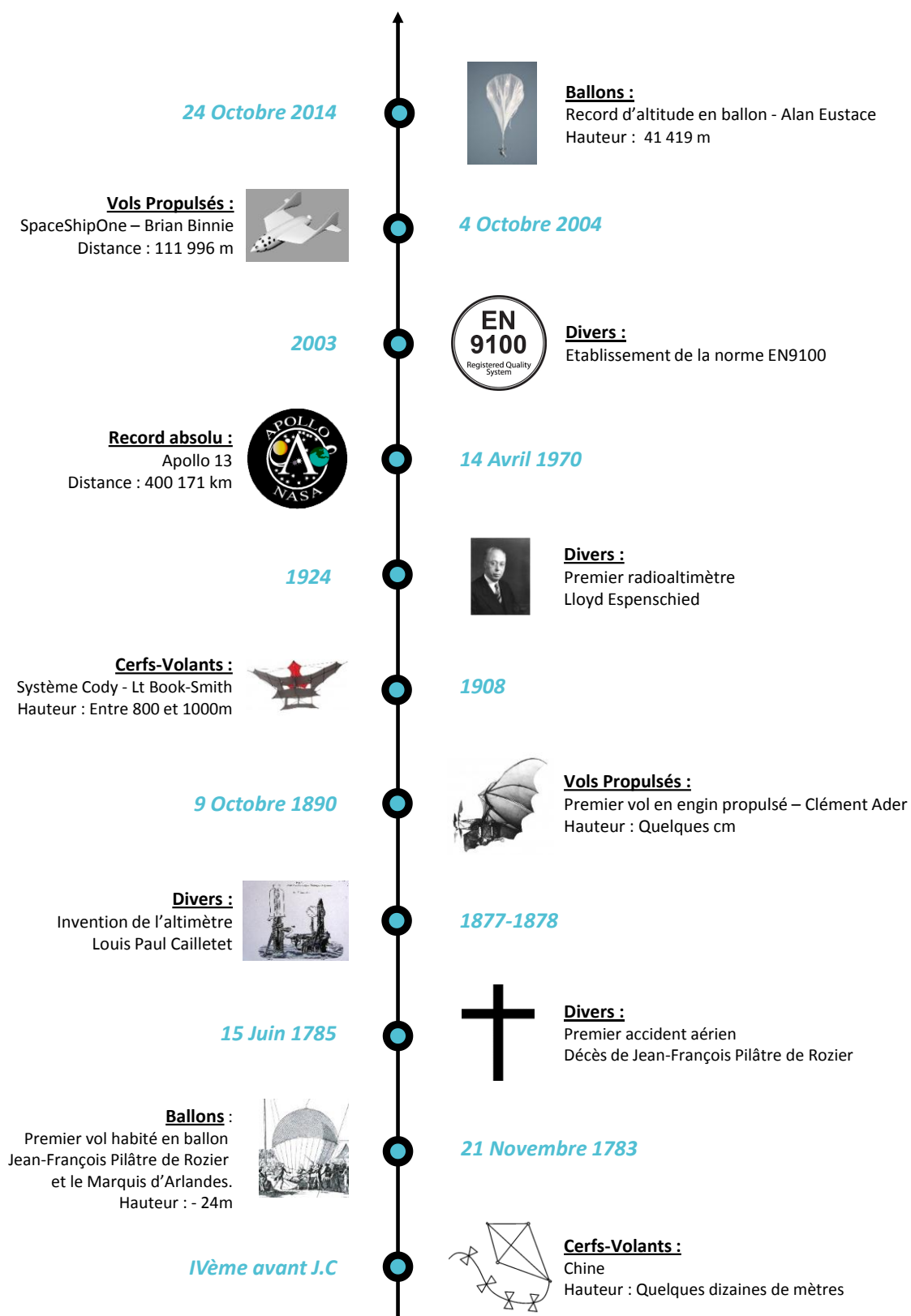


Figure I.1. Histoire de l'altimétrie

ii. Radioaltimètres FM/CW et pulsés

Les altimètres radar ou radioaltimètres sont des équipements de radionavigation qui permettent une mesure de hauteur au-dessus du sol. Une onde radio est émise en direction du sol et le retard de l'écho est mesuré lors de sa réception, comme illustré Figure I.2.

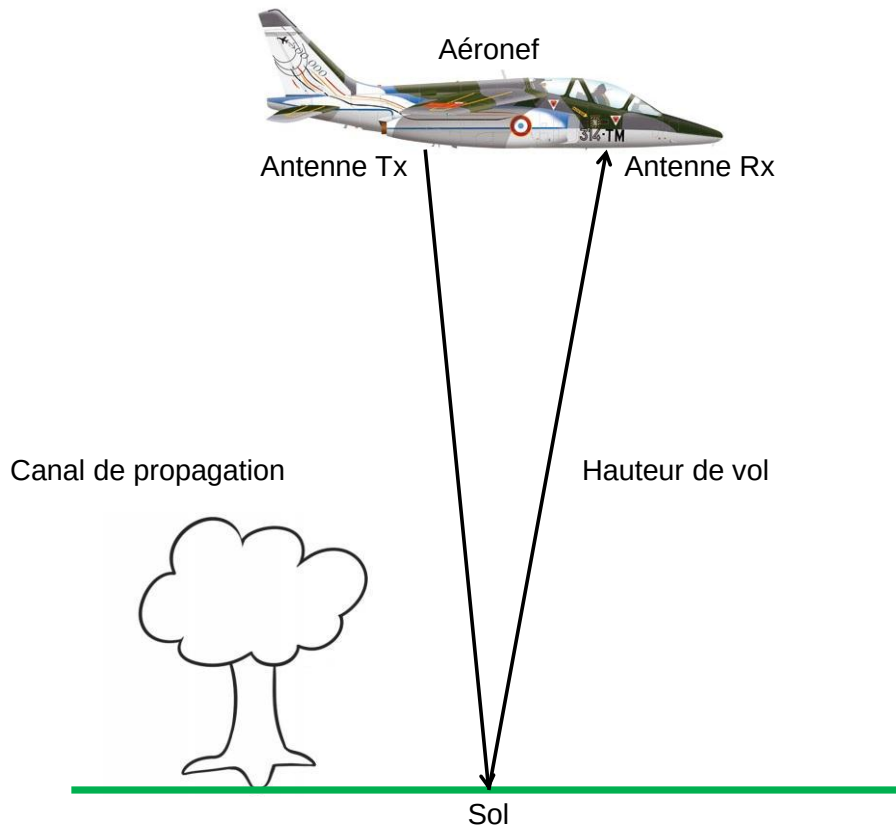


Figure I.2. Le canal de propagation aéronautique (cas idéal)

Ces instruments réalisent donc une mesure du retard de la réception d'une onde par rapport à son instant d'émission, ce retard étant directement proportionnel à la distance du réflecteur, ici le sol, compte tenu de la vitesse de propagation c des ondes électromagnétiques dans l'air. La relation entre la hauteur H par rapport au sol et le retard τ étant alors donnée par l'équation (I.1).

$$H = \frac{c * \tau}{2} \quad (I.1)$$

On distingue deux types de radioaltimètres : Les radioaltimètres à onde pulsée et les radioaltimètres à onde continue, dont les technologies vont être détaillées ci-après. Il est à noter que le choix de technologie d'un radioaltimètre va dépendre de plusieurs paramètres tels que la signature électromagnétique de l'onde émise et la susceptibilité au brouillage (produits militaires nécessitant robustesse et discrétion), mais surtout de la résolution en distance souhaitée. Cette résolution définira en particulier l'aptitude du système à distinguer deux points du sol dont l'élévation est proche et est donc représentative de la précision d'une mesure.

Les radioaltimètres à onde pulsée utilisent une forme d'onde dite impulsion modulée, comme présenté Figure I.3.

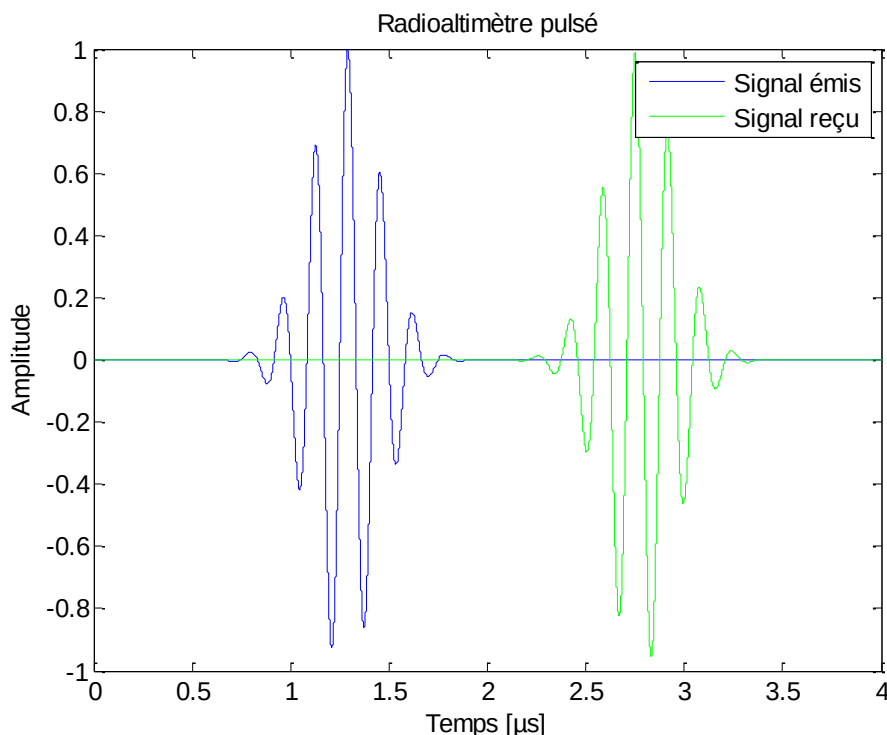


Figure I.3. Forme d'onde d'un radioaltimètre pulsé

Ce type de radar émet un signal hyperfréquence pulsé, c'est-à-dire de manière discontinue mais périodique. Il présente les avantages de pouvoir réaliser une mesure de distance et de vitesse simultanément. En effet, le retard de l'écho permet de déduire la distance du sol et la dérive de phase entre une succession d'échos permet de déduire une fréquence Doppler et donc une vitesse du porteur. D'autre part, l'énergie reçue par une cible est faible du fait du caractère impulsif du signal, ce qui permet une bonne discrétion du système qui sera plus difficilement détectable qu'un dispositif à onde continue. Ceci peut s'avérer utile pour certaines applications militaires [Stove]. Les radioaltimètres pulsés présentent en outre une bonne résolution, celle-ci étant donnée par l'équation (I.2).

$$R = c \frac{\tau}{2} = \frac{c}{2 * BW} \quad (I.2)$$

Plus la durée τ du pulse sera faible, plus la bande passante BW du système sera importante et meilleure sera la résolution. Cependant, ceci augmente aussi considérablement la complexité de la structure électronique permettant de gérer ce type de signal large bande ou encore la susceptibilité du système face au brouillage, l'impulsion étant d'autant moins énergétique que sa durée est courte. Du côté des désavantages, on peut aussi citer le temps de balayage qui peut devenir une contrainte dans certaines applications où la mesure doit être effectuée le plus rapidement possible. En effet, celui-ci est proportionnel avec la distance du sol et augmente avec celle-ci [Stove].

Les radioaltimètres à onde continue utilisent un signal qui est quant à lui continu dans le temps et qui peut être modulé en fréquence, comme présenté Figure I.4. Ce signal est appelé signal FM/CW (Frequency Modulated Continuous Wave).

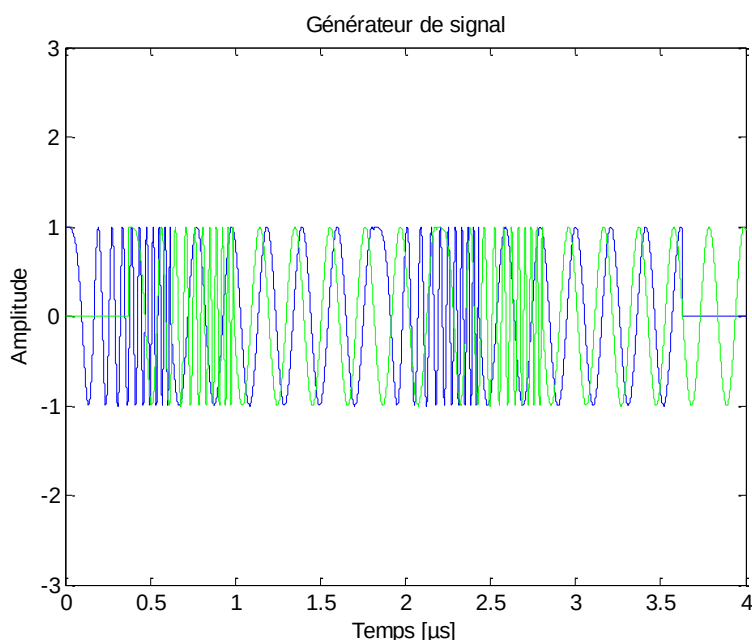


Figure I.4. Forme d'onde d'un radioaltimètre FM/CW

Cette technologie de radar repose sur l'analyse du résultat d'une multiplication de deux signaux FM/CW. Une fraction du signal émis est prélevée et est multipliée par le signal reçu à un instant t . Le résultat est une somme de sinus dont les fréquences sont proportionnelles aux longueurs des trajets empruntés par l'onde. Une analyse fréquentielle de ce signal résultant permet de discriminer le trajet le plus énergétique. Connaissant la bande et la durée du signal FM/CW, on peut alors facilement en déduire la hauteur de l'appareil, comme cela est expliqué en détail dans le paragraphe suivant de cette section. La Figure I.5 présente un synoptique général de ce principe

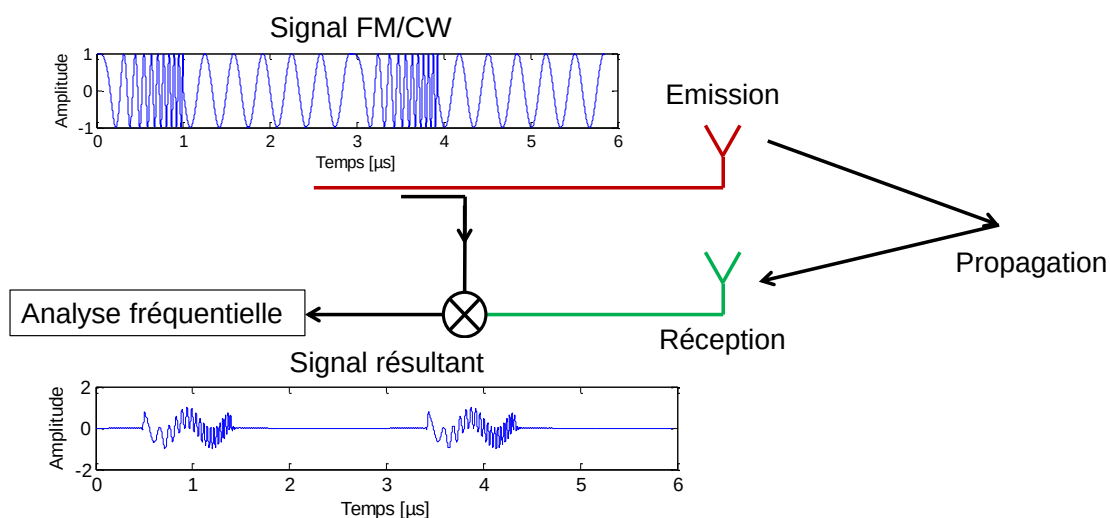


Figure I.5. Synoptique d'un radioaltimètre FM/CW

Ce type de radar émet un signal hyperfréquence sans interruption et présente les avantages d'être un système simple et peu coûteux à réaliser car il ne nécessite qu'un VCO pour l'émission et un récepteur basse fréquence pour l'analyse du signal reçu. De plus, l'énergie reçue et donc réfléchie par la cible est maximisée, ce qui permet une certaine robustesse dans la discrimination et la détection des éléments d'intérêt [Stove]. La résolution d'un radioaltimètre FM/CW dépend de la bande passante B de son signal. Celle-ci est donnée par l'équation (I.3).

$$R = \frac{c}{2 * BW} \quad (I.3)$$

Ceci nous permet de montrer qu'au niveau de la résolution, un radar FM/CW est équivalent à un radar pulsé dans la mesure où celle-ci dépend de la bande passante du signal.

THALES est un équipementier aéronautique qui produit entre autres des radioaltimètres dont le fonctionnement est basé sur l'émission d'une forme d'onde FM/CW. La principale caractéristique de ces radioaltimètres est qu'ils utilisent un mécanisme d'asservissement de la durée de modulation dont le principe de fonctionnement est détaillé à la section suivante. Le principal désavantage de cette technologie d'asservissement est lié à la complexité de l'écho restitué par l'environnement. Une voiture située à 500m peut potentiellement réfléchir autant d'énergie qu'un champ de céréales à 100m. Un défaut d'interprétation (mesure de la distance sur l'objet le plus énergétique) peut donner lieu à des remontées d'informations erronées en phase opérationnelle (altitude mesurée de 500m correspondant à la distance avec le véhicule alors que le sol à la verticale est à 100m, phénomène appelé point brillant – Figure I.6). Ce risque est présent mais néanmoins fortement diminué dans les radars pulsés, car c'est le premier écho retourné qui est analysé pour le calcul de la hauteur et pas le plus énergétique comme dans le cas des radars FM/CW.

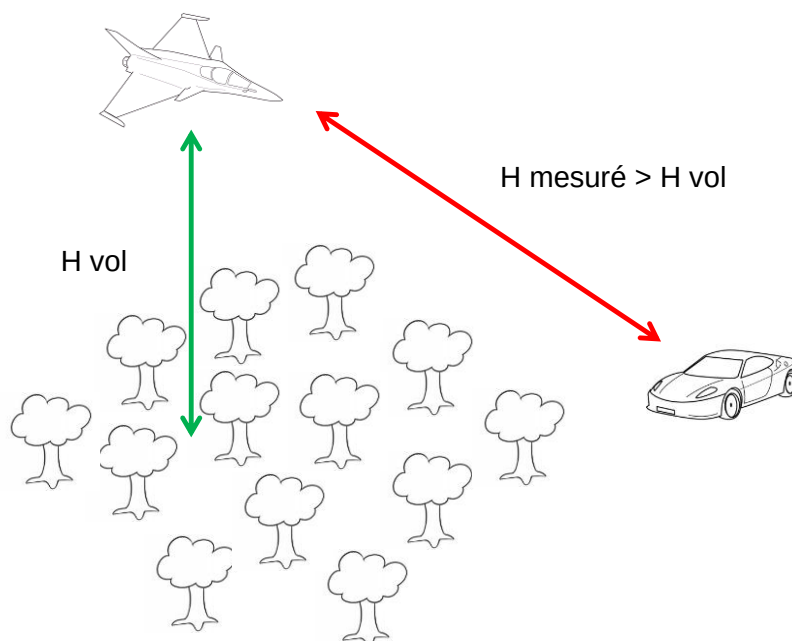


Figure I.6. Phénomène de point brillant

iii. Les radioaltimètres FM/CW THALES

Les radioaltimètres produits et brevetés par THALES utilisent une onde modulée en fréquence dont la durée de modulation est asservie en fonction de la hauteur mesurée. La Figure I.7 présente un synoptique du fonctionnement de ces radioaltimètres.

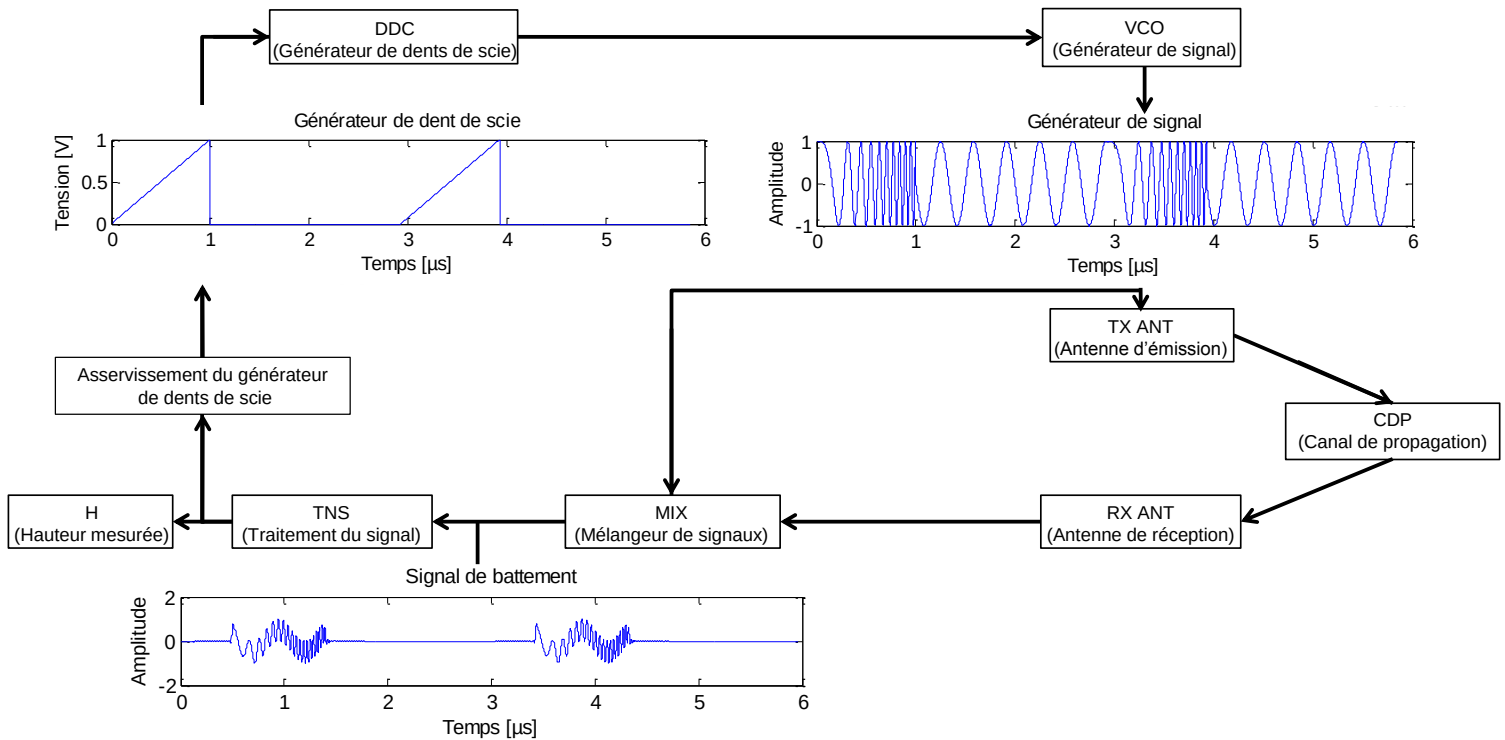


Figure I.7. Synoptique d'un radioaltimètre THALES

Un générateur de dents de scie envoie une tension de commande à un VCO. L'équipement émet alors une onde modulée dans une bande de fréquence comprise entre une fréquence de départ $F_{\min}$ et une fréquence maximale $F_{\max}$ d'une durée T_m correspondant aux caractéristiques des dents de scie du générateur. L'onde émise par l'équipement transite par l'installation à bord (câbles et antenne d'émission) puis se dirige en direction du sol qui agit comme un réflecteur. L'onde parcourt alors le chemin inverse (antenne de réception et câbles) avant d'arriver à un mélangeur de signaux. L'équipement voit donc l'onde réfléchie lui parvenir avec un retard Δ_t comme illustré Figure I.8.

Ce retard peut être retrouvé directement par mélange du signal reçu avec la forme d'onde émise. En effet, le résultat du mélange fréquentiel de deux signaux FMCW, ou encore appelé battement fréquentiel, est une somme de sinusôides de fréquences égales à la différence et à la somme des deux fréquences mélangées. Ce signal est appelé signal de battement et les fréquences des sinusôides contenues sont directement proportionnelles au retard des trajets qui les ont générés et donc à la distance parcourue par l'onde électromagnétique.

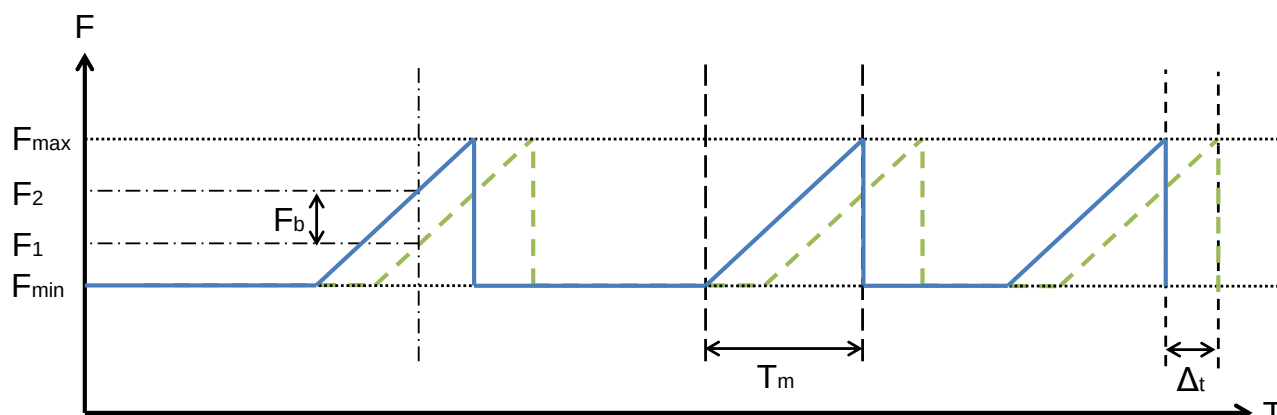


Figure I.8. Signal à dérive linéaire de fréquence en dents de scie

Le mélangeur de signaux prélève une portion du signal émis et le multiplie avec le signal reçu à un instant t . Le résultat est un signal sinusoïdal de fréquence $F_b = F_{\text{emis}}(t) - F_{\text{reçu}}(t)$ proportionnel au retard et donc à la distance parcourue par l'onde. Si la hauteur de l'aéronef augmente, alors le retard augmente. La Figure I.9 montre bien que si le retard augmente, alors la fréquence de battement F_b augmente aussi.

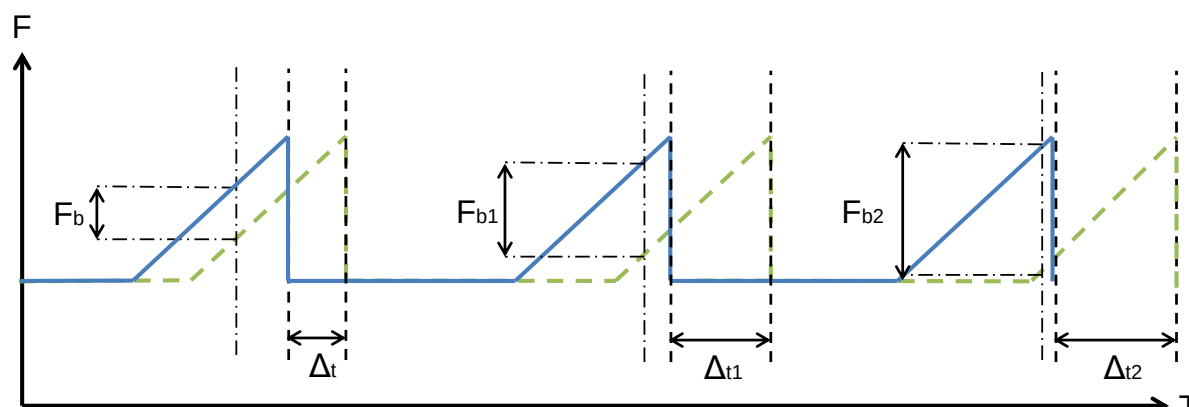


Figure I.9. Proportionalité du battement fréquentiel avec le retard de l'écho

La mesure de la fréquence $F_b(t)$ permet donc bien de calculer la hauteur de l'aéronef à l'instant t . Cependant, on remarque que la bande d'analyse nécessaire à l'observation de F_b est large, puisque celle-ci varie avec le retard de l'écho. Or, l'étude de signaux large bande nécessite de mettre en œuvre des solutions coûteuses et complexes, avec potentiellement plus de défaillances d'équipement lors des phases opérationnelles du fait de cette complexité électronique. THALES a mis au point et breveté un système d'asservissement de la durée de modulation en fonction de la hauteur mesurée, ce qui permet de réduire considérablement la bande d'analyse du signal reçu. Pour cela, le signal de battement est étudié dans une bande limitée. Si la hauteur de l'appareil augmente, alors la fréquence de battement augmente et cette hausse de fréquence est détectée. Pour compenser cette hausse de fréquence, la durée de modulation du signal est augmentée comme montré Figure I.10.

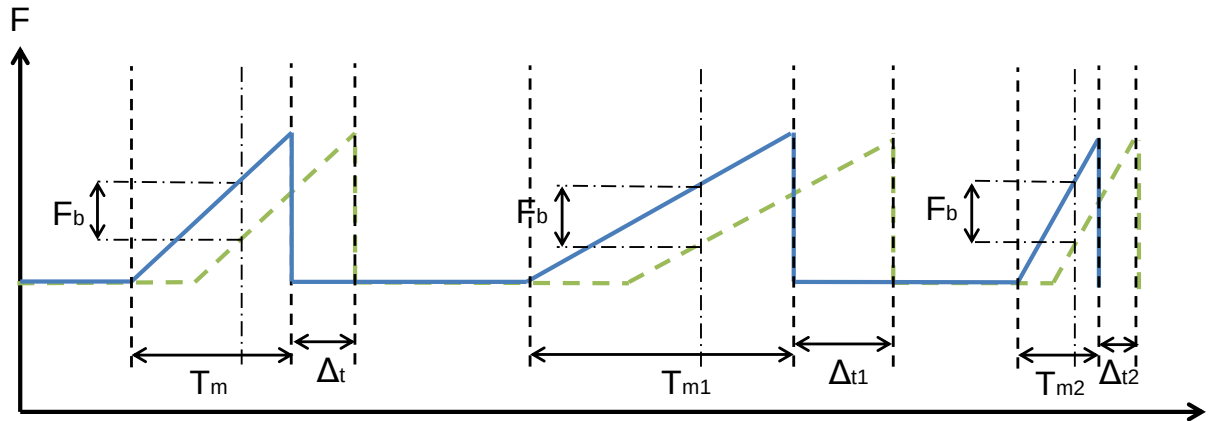


Figure I.10. Principe d'asservissement de la durée de modulation

Si la hauteur de l'appareil diminue, le phénomène est inversé. La durée de la modulation T_m est alors asservie en fonction de la hauteur prédite. Ceci est donné par l'équation (I.4).

$$T_m = \frac{2 * \Delta F}{c * F_b} * H \quad (I.4)$$

Avec ΔF la valeur de l'excursion en fréquence du signal FMCW et c la célérité des ondes électromagnétiques dans le milieu considéré. La distance parcourue par l'onde lors de son trajet aller-retour est alors donnée par (I.5).

$$H = \frac{c}{2 * \Delta F} * F_b * T_m \quad (I.5)$$

En phase dite de « poursuite » (commande en boucle fermée), le bloc du traitement du signal du radioaltimètre effectue donc une mesure de fréquence sur F_b en vue d'ajuster la durée de modulation T_m qui intervient au niveau du générateur de dents de scie en prévision de la hauteur qui sera mesurée à l'instant suivant. Ce traitement numérique en boucle fermée intervient après une phase dite de « recherche » (commande en boucle ouverte) pendant laquelle plusieurs valeurs de durée de modulation sont balayées jusqu'à obtenir un écho avec une fréquence dans la bande d'analyse de F_b .

Cet asservissement pose des problèmes en termes de moyens de tests applicables aux radioaltimètres, puisqu'il interagit en temps réel et constamment sur la forme du signal émis. L'objectif de la section suivante est donc de présenter les problématiques rencontrées lors de la recherche de moyens de test de radioaltimètres.

B. Problématique

Un radioaltimètre (Figure I.11), dont le principe de fonctionnement a été détaillé dans la section précédente, est un équipement embarqué critique. En effet, le résultat de sa mesure de hauteur est utilisé dans des phases importantes de vol, comme au décollage ou à l'atterrissage, ce qui fait que ses limites de fonctionnement doivent être parfaitement maîtrisées. Ceci passe donc essentiellement par une bonne connaissance du canal de propagation du fait des perturbations qu'il peut induire sur le signal d'un radioaltimètre.



THALES

Figure I.11. Un radioaltimètre THALES

Les phénomènes de multi-trajets vont être responsables de nombreuses dégradations du signal transmis telles que le fading ou encore la sélectivité en fréquence. Ces paramètres peuvent affecter le lien qui est potentiellement établi entre l'émetteur et le récepteur, induisant des distorsions sur le signal transmis, d'où la nécessité de bien appréhender les caractéristiques du canal de propagation.

Dans le contexte des radioaltimètres, le canal de propagation aéronautique est encore peu étudié dans la littérature. En effet, une onde est émise en direction du sol puis réfléchi par ce dernier avant de retourner à l'aéronef qui l'a émise, justifiant l'utilisation du terme « propagation Air-Sol-Air », là où les études conventionnelles parlent plutôt de propagation « Air-Air », « Air-Sol » ou « Sol-Air » [Haas], [Bello1], [Ma].

Pour ces raisons, les moyens de test de radioaltimètres sont limités. D'une part, on trouve en laboratoire des lignes à retard (Figure I.12) destinées à émuler un canal simpliste constitué d'un retard et une atténuation aux bornes de l'équipement sous test. Outre leur coût élevé, du fait de leur technologie (composant à cavité ou bobiné), cet émulation est peu réaliste et de surcroît statique, ce qui est souvent rédhibitoire pour de nombreux essais à mener. En effet, une ligne à retard ne crée qu'un seul trajet et ses caractéristiques physiques ne varient pas au cours du temps. Pour pallier à ce problème, il est possible d'utiliser des tiroirs de lignes optiques commutées [Aeroflex], permettant d'émuler des scénarii dynamiques aux bornes des équipements. Le réalisme des scénarii émulsés reste cependant limité compte tenu du canal de propagation créé par les lignes.



Figure I.12. Des lignes à retard utilisées chez THALES

D'autre part, on recense également comme moyen de test les essais en vol (Figure I.13). Ceux-ci sont coûteux à mettre en œuvre et posent des problèmes de reproductibilité, ce qui les rend non généralisables et pose des difficultés d'interprétation des résultats. En effet, il sera très difficile pour un aéronef de voler dans des conditions parfaitement répétables et en suivant la même trajectoire un nombre suffisant de fois pour obtenir des tendances statistiques.



Figure I.13. Un essai en vol réalisé à Brive la Gaillarde (19)

Il est également possible d'utiliser un émulateur de canal de propagation pour réaliser ces tests. Cependant, les émulateurs de canaux de propagation du commerce [Aeroflex], [Spirent], ne constituent pas une alternative viable aux deux moyens de test présentés ci-dessus. Leur coût est important et la bande passante est souvent insuffisante, ces solutions étant le plus souvent dédiées aux télécommunications. De plus, ils ne sont pas compatibles avec tous les types d'équipements. En effet, une des particularités des radioaltimètres produits par le groupe THALES provient du fait qu'ils reposent sur un asservissement de la forme d'onde émise comme décrit à la section précédente. Cette régulation en boucle fermée diverge lorsque le traitement du signal de l'équipement ne s'opère pas en temps réel, ce qui est le cas avec la majorité des technologies d'émulateurs.

En conclusion, le canal de propagation Air-Sol-Air est peu étudié, malgré l'impact qu'il peut avoir sur le fonctionnement des radioaltimètres. D'autre part, il n'existe pas de solution de test adaptée aux radioaltimètres, les solutions conventionnelles ayant une bande passante insuffisante et des modèles de canaux trop simplistes. Ceci nous amène à réaliser une étude des caractéristiques et des solutions d'émulation du canal Air-Sol-Air, objet de la section suivante de ce chapitre.

C. Caractéristiques et émulation du canal Air-Sol-Air

i. Généralités sur le canal de propagation

Les phénomènes qui se produisent lors de la propagation d'une onde sont responsables du phénomène de multi trajets ([Parsons] -Figure I.14) qui donne à chaque canal de propagation les spécificités de sa réponse impulsionnelle. Le multi trajets impose des recombinaisons du signal au niveau d'un récepteur qui peuvent se réaliser de manière constructive lorsque les trajets sont en conjonction de phase et de manière destructive lorsqu'ils sont en opposition de phase. Ceci génère des distorsions sur le signal reçu qui doivent être bien appréhendées.

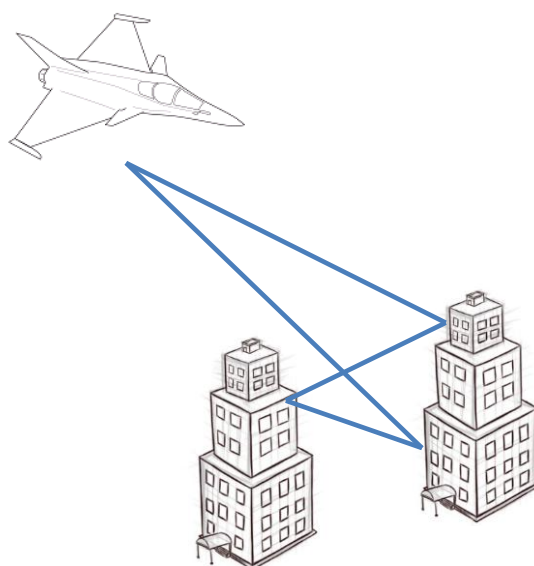


Figure I.14. Le phénomène de multi-trajets

Le multi-trajet impose des caractéristiques communes à tous les canaux de propagation, qui peuvent être illustrées par la Figure I.15

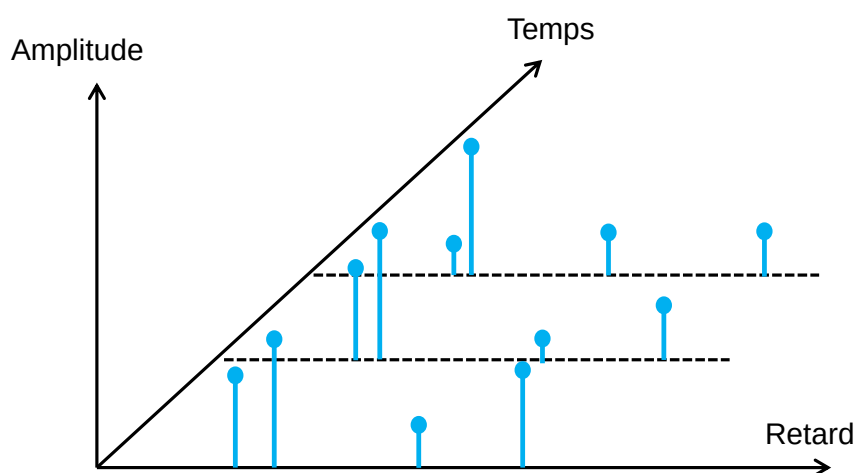


Figure I.15. Caractéristiques du canal de propagation

- **La variabilité spatio-temporelle :**

La variabilité spatio-temporelle est une caractéristique du canal de propagation observable lors du déplacement des extrémités de la liaison radioélectrique (émetteur et récepteur), et lors de la présence de petits mouvements intrinsèques au canal de propagation (feuilles d'un arbre, voitures...). Dans ce cas, les trajets perçus par le récepteur n'empruntent pas le même chemin en fonction de sa position ou de celle de l'émetteur, et les recombinaisons du signal s'opèrent de manières différentes. On parle alors de phénomène d'évanouissement du signal (fading) [Parsons]. Un bon exemple de la variabilité spatio-temporelle est la puissance du signal reçu par un téléphone mobile qui varie en fonction du temps de communication ou encore des lieux fréquentés, avec parfois une dégradation voir des ruptures de la communication.

La sélectivité en fréquence :

La sélectivité en fréquence est une des conséquences directes du phénomène de multi-trajets. Le canal de propagation peut en effet être considéré comme un filtre dont la réponse impulsionnelle est dictée par les recombinaisons des multi-trajets. Ceci contribue à créer des évanouissements pouvant n'affecter que certaines fréquences du spectre du signal, qui sont alors perdues lors de la propagation de l'onde.

Dans la littérature, on distingue plusieurs fonctions qui permettent de caractériser intégralement le canal de propagation et les mécanismes cités ci-dessus. Bello a démontré que ces différentes fonctions sont simplement une représentation différente d'une même réponse impulsionnelle de canal de propagation et sont liées par la transformée de Fourier [Bello2]. Ce principe est illustré sur la Figure I.16, encore appelée diagramme de Bello.

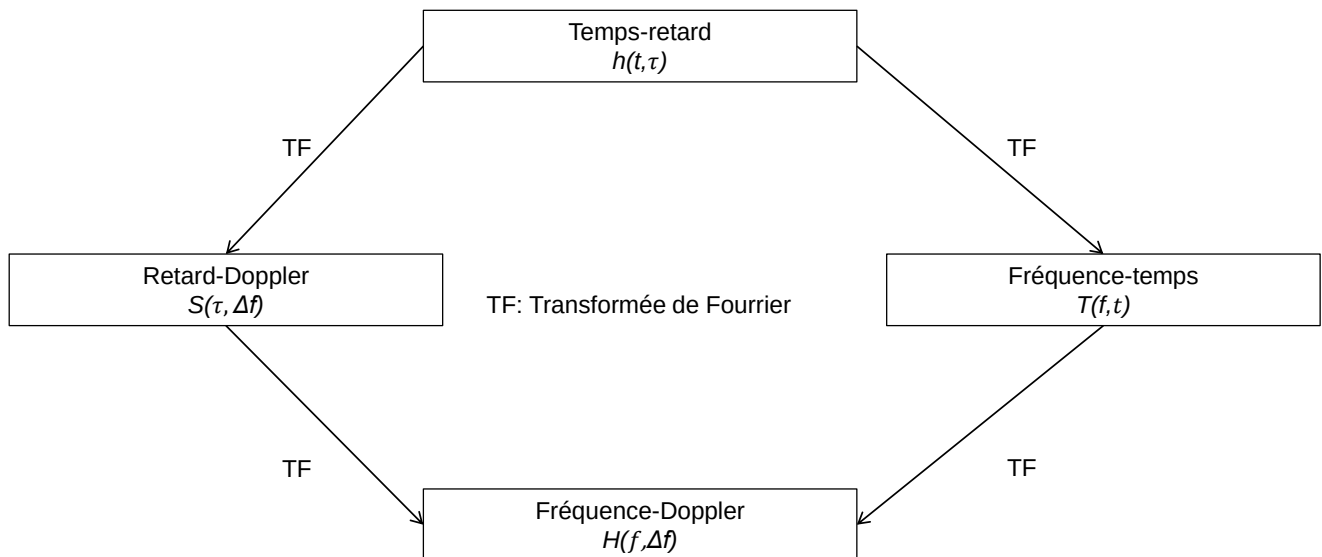


Figure I.16. Diagramme de Bello

Pour passer d'un diagramme à un autre il suffit d'appliquer la transformée de Fourier sur la ou les dimensions concernées de la réponse impulsionnelle. Les profils retard-amplitude (Power-Delay-Profile PDP) et Doppler-amplitude (Doppler Spectrum) sont la représentation en deux dimensions (l'échelle du temps n'est pas prise en compte) de la réponse impulsionnelle sous sa forme temps-retard et Doppler-retard, respectivement. Ils sont très utilisés dans la littérature pour la représentation de modèles de canaux et se retrouvent notamment dans les grandes normes telles que 3GPP [3GPP]. Ces deux diagrammes peuvent être regroupés pour former une cartographie du canal en retard, doppler et amplitude d'une position donnée et à instant donné, comme illustré par la Figure I.17.

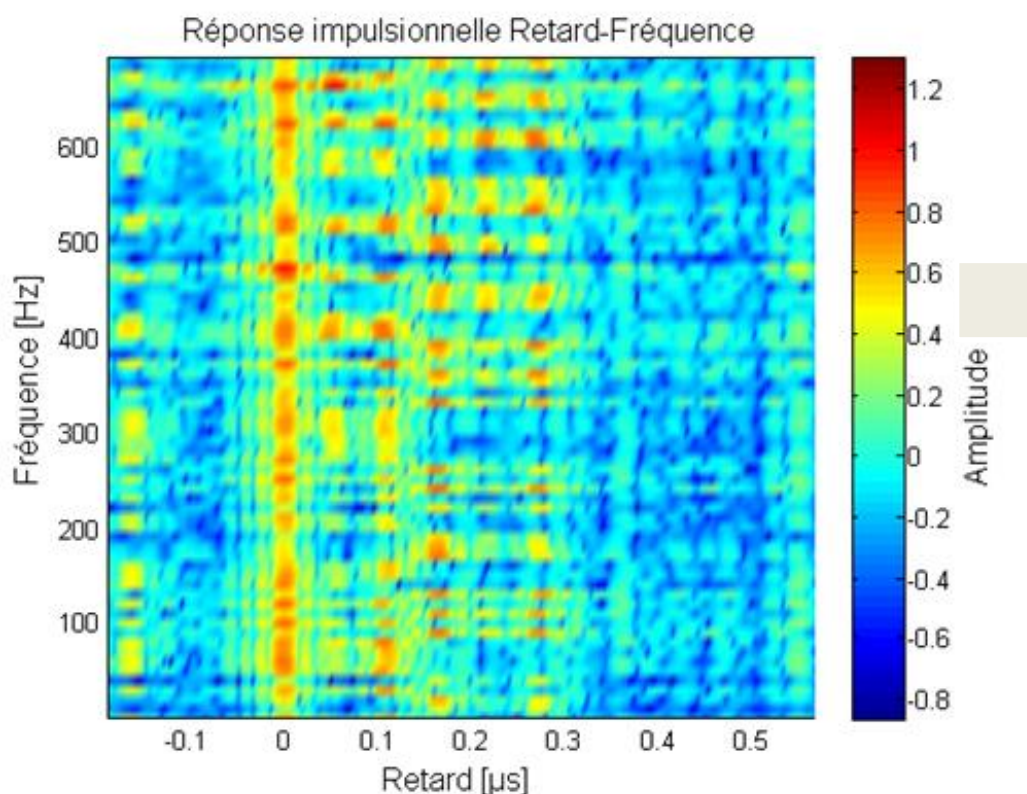


Figure I.17. Une cartographie retard-Doppler-amplitude

La modélisation du canal de propagation est donc une tâche complexe qui nécessite une bonne connaissance des paramètres physiques des objets qui le composent, comme leur nature de matériaux ou leur géométrie. On trouve plusieurs grandes familles de modèles de propagation qui sont classées suivant la destination du modèle, comme illustré sur la Figure I.18.

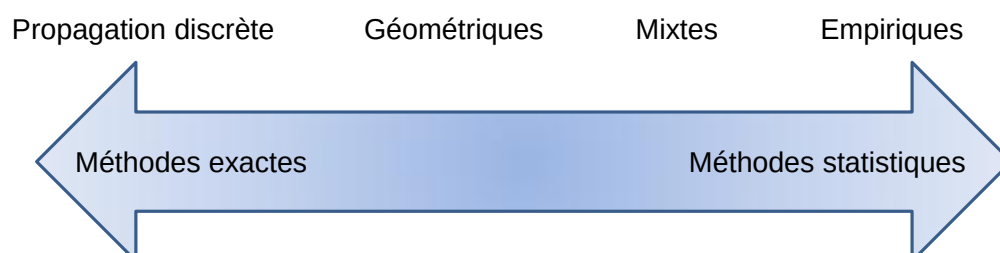


Figure I.18. Familles de modèles de propagation

- **La propagation discrète :**

La propagation discrète est basée sur une résolution analytique des équations de Maxwell. Elle permet d'obtenir la réponse impulsionnelle exacte de canaux simples avec peu de trajets.

- **Les modèles géométriques :**

Ils seront abordés en détail dans le chapitre suivant, le modèle proposé reposant en partie sur une méthode géométrique.

- **Les modèles mixtes :**

Les modèles spécifiques au site sont des modèles de canaux de propagation établis par la mesure ou la simulation et qui sont dédiés à l'étude des conditions de propagation dans un environnement et un contexte bien définis. Le modèle de canal de propagation proposé au chapitre 2 est un modèle spécifique qui permet l'obtention de modèles de canaux dans des conditions particulières définies par un scénario. Le principal avantage de ces modèles réside dans leur précision et la richesse des résultats obtenus. Dans le cadre de l'étude de la propagation Air-Sol-Air, les modèles spécifiques au site sont intéressants pour la mise en évidence de phénomènes particuliers et qui peuvent être rencontrés lors de phases opérationnelles classiques.

- **Les modèles empiriques :**

Les modèles empiriques sont généralement basés sur de nombreuses campagnes de mesures réalisées in situ [COST]. Ils permettent donc de prédire le comportement d'un canal de propagation dans des conditions particulières définies par l'environnement de propagation. Leur précision est correcte pour tous les environnements ayant des caractéristiques similaires à celui dans lequel les mesures ont été réalisées, et deviennent de plus en plus incohérents avec les variations des caractéristiques physiques du milieu de propagation. Dans le cadre de l'étude du canal de propagation Air-Sol-Air, l'obtention de modèles empiriques est délicate et coûteuse. En effet, des mesures en vol instrumenté sont chères et peu reproductibles car il est difficile pour un aéronef de suivre la même trajectoire dans les mêmes conditions un nombre suffisant de fois pour dégager les principales tendances du milieu de propagation. De nombreux modèles empiriques sont disponibles dans la littérature pour des applications terrestres, comme par exemple dans le cas des radiocommunications en milieu urbain [3GPP]. Par ailleurs, il est à noter que le modèle d'atténuation en espace libre proposé au chapitre 2, section C, paragraphe 2 est basé sur un modèle empirique dont la précision a été prouvée à maintes reprises dans la littérature [Faruque].

Les modèles statistiques sont des modèles empiriques plus génériques. Ils sont basés sur de vastes campagnes de mesures et des simulations réalisées dans des environnements différents mais aux caractéristiques similaires. C'est-à-dire qu'ils ne permettent pas de caractériser un milieu en particulier, mais tous les milieux partageant des caractéristiques proches comme par exemple la propagation indoor [3GPP], ou encore la propagation macro-urbaine ou micro-urbaine [3GPP]. Une série de calculs statistiques est ensuite employée afin de lisser et rendre génériques les résultats. Les modèles statistiques sont donc des modèles très approximatifs mais qui permettent de donner les grandes tendances pour la propagation dans un type d'environnement en particulier. De nombreuses normes comme 3GPP [3GPP] reposent sur des modèles de canaux de propagation

statistiques. Ce type de modèle est bien adapté à certains scénarii du canal de propagation Air-Sol-Air, comme le survol d'un champ de céréales coupées ou d'une étendue d'eau calme. Ils ne permettent en revanche pas la caractérisation précise d'un environnement de propagation spécifique.

ii. Les modèles de canaux aéronautiques de la littérature

Le canal de propagation aéronautique est l'environnement dans lequel évoluent les équipements hyperfréquences qui permettent le bon fonctionnement des aéronefs. Aujourd'hui, l'aéronautique est présente partout autour du globe, ce qui fait du canal de propagation aéronautique un milieu vaste aux propriétés locales très disparates. En effet, son comportement vis-à-vis des ondes électromagnétiques sera différent entre le survol d'un désert de sable et le survol d'une forêt tropicale [Ulabi], [Karam et al.]. D'autre part, il s'agit d'un milieu pouvant comporter des géométries très complexes comme la disposition des bâtiments dans un aéroport et mettant ainsi en jeu de nombreux paramètres physiques comme expliqué dans la section précédente.

Dans la littérature, la modélisation du canal de propagation aéronautique dépend de l'application visée. En effet, il ne présentera pas les mêmes caractéristiques pour les propagations Sol-Air, Air-Air ou Air-Sol [Haas], [Bello1], [Newhall]. Le contexte d'exploitation d'un radioaltimètre est un cas particulier du canal de propagation aéronautique. Une forme d'onde est émise en direction du sol (Propagation Air-Sol) qui la réfléchit en direction de l'émetteur où est également localisé le récepteur (Propagation Sol-Air), ce qui a pour effet de réaliser une propagation Air-Sol-Air. Ces différents modes de propagation du canal aéronautique sont présentés dans la Figure I.19.

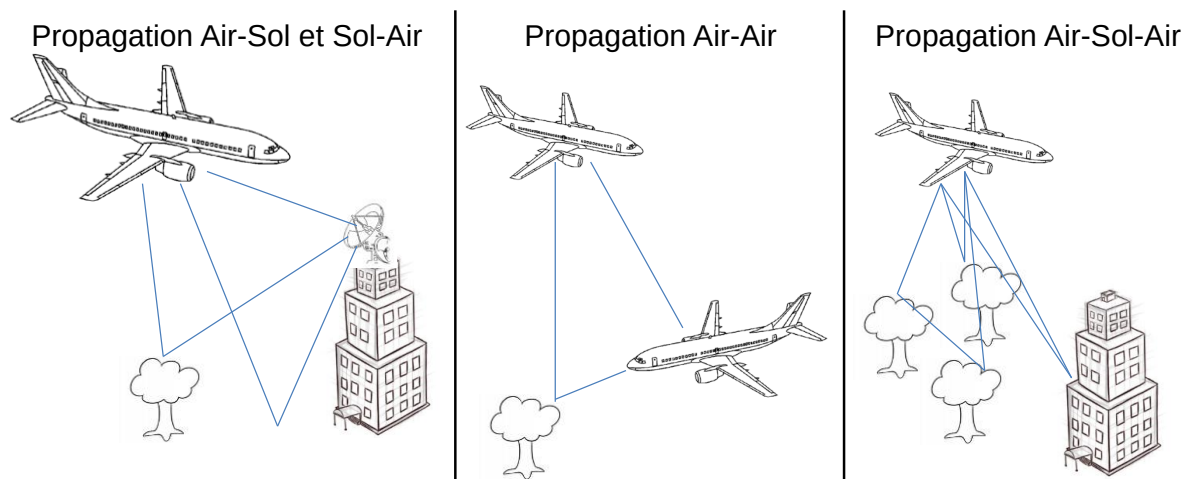


Figure I.19. Propagation Sol-Air, Air-Air, Air-Sol et Air-Sol-Air

On trouve de nombreuses méthodes de modélisation du canal de propagation dans la littérature [Athanasios]. Chacune de ces méthodes présente des avantages et des inconvénients qui la rendent plus ou moins adaptée à certains critères spécifiques du canal de propagation qui est modélisé. Concernant le canal de propagation Aéronautique, de nombreuses études proposent et discutent de méthodes de modélisation et de leur précision. Parmi les méthodes qui proposent des solutions proches des critères imposés par la propagation Air-Sol-Air, on peut notamment citer [Bello1], qui a proposé une méthode de caractérisation du canal de propagation aéronautique basé sur l'analyse de la rétrodiffusion des ondes électromagnétiques par le sol. Le modèle présenté est

adapté au test des performances de modulations de télécommunications et présente des hypothèses incompatibles avec certaines phases de fonctionnement des radioaltimètres dans le canal de propagation Air-Sol-Air, comme le suivi de terrain à basse altitude.

On peut également citer [Haas], qui a proposé une méthode de modélisation large bande du canal de propagation aéronautique pour plusieurs scénarii typiques rencontrés lors du fonctionnement typique d'un aéronef, comme par exemple les phases de parking en aéroport ou encore le décollage et l'atterrissage. Cette modélisation s'applique à des propagations Air-Air et Sol-Air et est également plutôt orientée vers les protocoles de télécommunication. Cependant, les résultats de cette étude prennent en compte les trajets multiples issus de réflexions sur le sol et les objets environnants, constituant ainsi, comme dans [Bello1 une partie de la propagation Air-Sol-Air qui est d'intérêt dans ce manuscrit.

La principale caractéristique du canal de propagation Air-Sol-Air est qu'il ne peut pas y avoir de trajet direct (LOS – Line Of Sight) entre un émetteur et un récepteur comme c'est le cas pour les autres modes de propagation dans le canal aéronautique. En effet, les antennes d'émission et de réception sont co-localisées, ce qui interdit tout trajet direct entre elles en dehors de l'écho de couplage, les autres trajets provenant forcément d'une réflexion sur le sol. Une attention toute particulière doit donc être apportée aux phénomènes physiques qui prennent place lors de la réflexion de l'onde par le sol, la propagation en espace libre étant quant à elle simple à modéliser et bien documentée dans la littérature [Faruque].

De nombreux documents s'intéressent à la réflexion des ondes électromagnétiques par le sol, encore appelée rétrodiffusion [Ulaby], [Karam], [Peake]. [Ulaby] décrit par exemple plusieurs méthodes de caractérisation de matériaux pour la propagation radar et propose une base de données de mesures importante. Les matériaux sont modélisés par un coefficient dit « de rétrodiffusion » qui donne le ratio d'énergie réfléchi par le sol en fonction de l'angle d'élévation de l'onde incidente et de la fréquence. On s'aperçoit dans cette étude que les matériaux ont des comportements électromagnétiques très différents les uns des autres et dépendant de nombreux paramètres physiques. Cette approche a cependant l'inconvénient d'être une modélisation statistique et ne permet pas de prendre en compte la géométrie des objets facilement. Un champ de céréale sera vu comme une étendue composée d'un seul matériau qui se comportera statistiquement comme le modèle choisi, indépendamment de la topologie ou des non linéarités (par exemple un arbre au milieu du champ) du terrain.

Une autre approche de la rétrodiffusion du sol se trouve dans les fonctions de distribution de réflexion bidirectionnelle (Bidirectional Reflectance Distribution Functions - BRDF), [Harkiss], [Sheel]. Dans ce cas, le sol est modélisé par une fonction à quatre variables et à quatre dimensions qui donne le ratio d'énergie réfléchi suivant chaque polarisation de l'onde en fonction des angles du rayon incident et des angles de la direction de la réflexion, comme montré sur la Figure I.20.

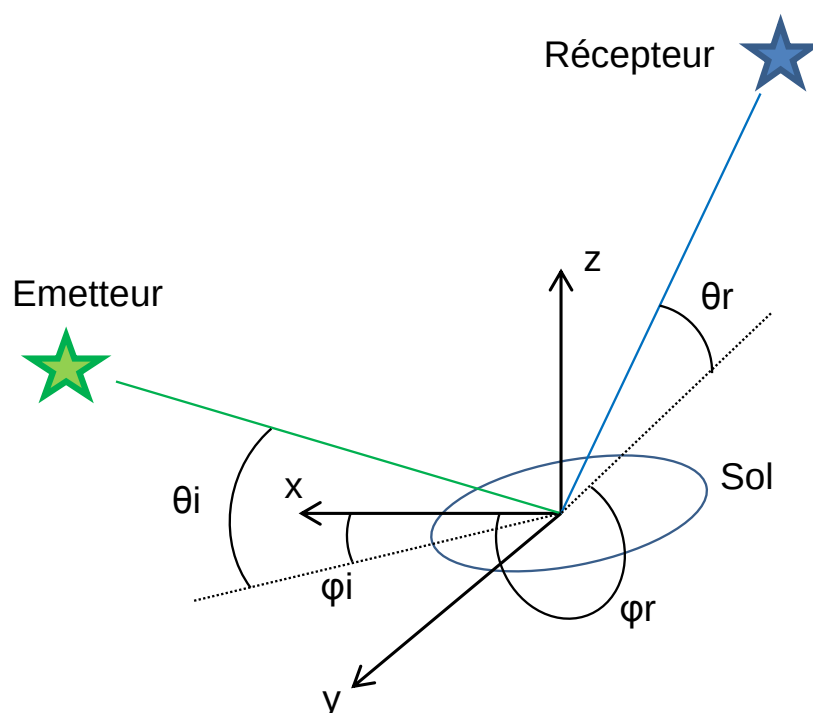


Figure I.20. Fonction de distribution de réflexion bidirectionnelle

Cette méthode a l'avantage d'être exacte car elle prend en compte la rugosité, les constantes diélectriques et la permittivité du matériau considéré. Ceci suppose cependant une bonne connaissance de ce dernier, et une BRDF sera nécessaire pour chaque matériau et chaque rugosité du matériau possible, et ne sera valable que pour une géométrie donnée, (triangle, carré, pentagone...). Cette méthode est donc bien adaptée aux scénarii maillés et avec un maillage dit « régulier » [Harkiss], [Sheel].

En conclusion, la littérature propose des méthodes de modélisation du canal de propagation aéronautique mais qui sont plutôt dédiées au test des performances de systèmes de communication, et ne sont donc pas directement transposables à la propagation radar (Air-Sol-Air) en l'état du fait des différences de fréquence, de bande passante et d'environnement rencontrées. D'autre part, la complexité du canal de propagation Air-Sol-Air et la spécificité des conditions d'exploitation des radioaltimètres font que les méthodes proposées ne peuvent pas fournir des résultats suffisamment réalistes pour être exploités directement. Ceci montre la nécessité de la conception d'une méthode de modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air qui soit adaptée à la création de modèles de canaux conformes aux conditions de fonctionnement des radioaltimètres. On trouve néanmoins des études qui traitent de la réflexion des ondes par le sol et dont les résultats constituent des éléments de comparaison intéressants avec la modélisation du canal de propagation proposée dans ce manuscrit. Par ailleurs, la littérature est assez bien documentée sur des modèles de matériaux, qui pourront être réutilisés dans le but d'en construire des BRDF.

iii. Modèles génériques de propagation Air-Sol-Air

Une modélisation réaliste du canal de propagation passe par une bonne connaissance de ses paramètres physiques. La géométrie de la scène et des objets qui la composent est d'une importance toute particulière car elle va être responsable d'une partie des phénomènes décrits à la section précédente. Le canal de propagation Air-Sol-Air est composé de tous les environnements dans lesquels un aéronef est susceptible d'évoluer. Ceci comprend de manière non exhaustive les phases de parking en aéroport ou encore les phases de décollage et d'atterrissage, ce qui rend ses caractéristiques géométriques locales très variées. Cependant, il est possible de définir des limites pratiques pour l'étude de ce milieu de propagation en s'intéressant aux caractéristiques des aéronefs.

- **Distance et atténuation des trajets :**

L'amplitude d'une onde électromagnétique décroît avec la distance à laquelle elle est mesurée. Ce phénomène de dilution dans l'espace est bien documenté dans la littérature, et une bonne approximation en est l'équation des télécommunications [Faruque], qui introduit un terme en $(\frac{1}{4 * \pi * R})^2$ pour en tenir compte, avec R la distance considérée. Cette équation a été généralisée à la propagation radar pour former l'équation (I.6), donnant le lien entre la distance du sol R et l'atténuation d'un trajet.

$$A = \frac{Pe * Ge * Gr * \sigma * \lambda^2}{4 * \pi^3 * (2 * R)^4} \quad (I.6)$$

Avec A l'atténuation du signal, Pe la puissance émise, Ge et Gr respectivement les gains des antennes d'émission et de réception, σ le coefficient de rétrodiffusion du sol (similaire à la surface équivalente radar du sol) et λ la longueur d'onde considérée.

- **Plafond aéronautique et retard maximal d'un cluster de trajets :**

Un aéronef est conçu pour fonctionner entre le sol et une hauteur maximale, appelée plafond, qui dépend de ses caractéristiques techniques [FAA]. Certains types de moteurs ou de profils de carlingue seront plus adaptés aux vols à haute altitude et permettront d'atteindre des plafonds plus importants. Dans le cas de la propagation Air-Sol-Air, une mesure radar en direction du sol est réalisée, les antennes d'émission et de réception sont donc pointées en direction de ce dernier. La connaissance du plafond permet de donner un ordre de grandeur du retard maximal avec lequel un groupement de trajets est susceptible d'arriver. Une évaluation de ce délai permet donc de positionner sur l'axe des retards la fenêtre temporelle avec laquelle sera étudié le canal de propagation Air-Sol-Air. En effet, les ondes électromagnétiques transitent dans l'atmosphère à une vitesse voisine de c , la célérité de la lumière dans le vide. La relation entre le retard avec lequel une onde reviendra à l'émetteur et la hauteur de vol de l'aéronef est donc donnée par l'équation (I.7) :

$$\tau = \frac{2 * H + AID}{c} \quad (I.7)$$

Avec τ le délai de propagation, H la hauteur d'évolution de l'aéronef et c la célérité de la lumière dans le milieu considéré. Ce délai de propagation est en réalité composé du temps de propagation dans l'installation à bord et du temps de propagation lié à la distance entre la carlingue et le sol, ce dernier étant modélisé par le paramètre *AID* (Aircraft Installation Delay - exprimé en mètres), qui dépend de chaque appareil.

- **Diagramme de rayonnement des antennes, hauteur de vol et étalement temporel :**

L'étalement temporel d'un canal de propagation est le temps qui s'écoule entre la réception du premier trajet et celle du dernier trajet. Dans le cas du canal de propagation Air-Sol-Air, l'étalement temporel sera très peu lié aux réflexions multiples qui retardent un même trajet, mais plutôt lié à la surface de sol éclairée par l'onde électromagnétique et donc intimement lié aux diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception, comme illustré Figure I.21.

En effet les réflexions multiples sont un phénomène qui atténue de manière très importante le signal [Parsons], et dont le niveau reçu par le récepteur par rapport aux autres trajets peut vite devenir négligeable. Cette hypothèse est donc valide en tant que première approximation, d'autant plus que la quantité d'énergie rayonnée en dehors de l'angle d'ouverture des antennes d'émission et de réception est faible. La surface de sol éclairée varie en fonction de l'altitude et de l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement des antennes choisies. L'étalement temporel du canal peut alors être approximé par la variation de retard entre le trajet le plus court et le trajet le plus long, donné par l'équation (I.8).

$$\tau_{max} = \frac{2 * H * (\frac{1}{\cos(\theta + \vartheta)} - 1)}{c} \quad (I.8)$$

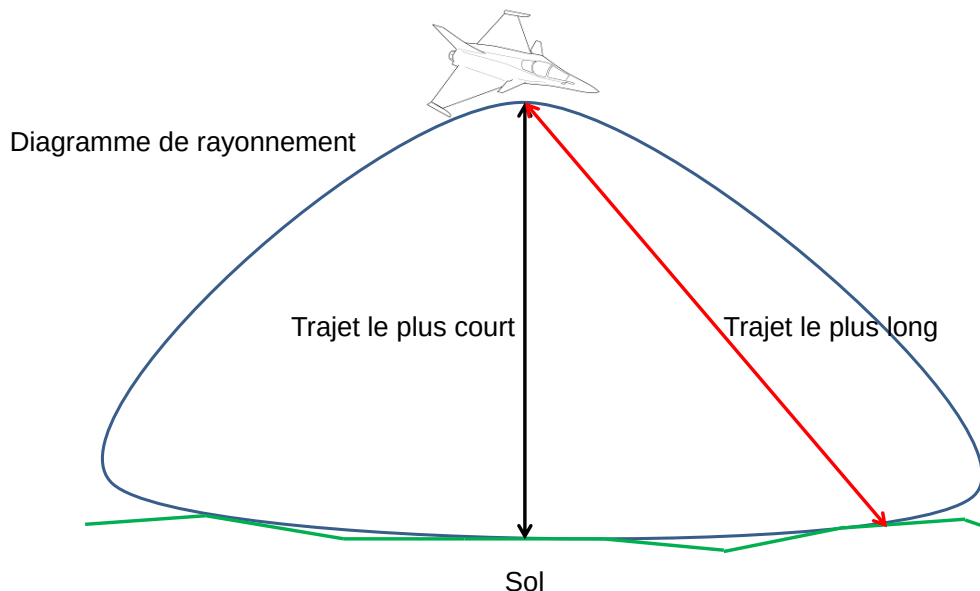


Figure I.21. Lien entre diagramme de rayonnement et étalement temporel

Avec τ_{max} l'étalement temporel du canal de propagation considéré, H la hauteur de vol de l'aéronef et c la célérité de la lumière dans le milieu considéré. L'étalement temporel est maximal lorsque la composition des angles de tangage et de roulis de l'avion noté ϑ est égale à l'angle

d'ouverture du diagramme de rayonnement des antennes dans la direction considérée noté θ . La connaissance de ce paramètre permet de limiter la largeur de la fenêtre temporelle avec laquelle sera étudié le canal de propagation Air-Sol-Air.

- **Vitesse de vol et spectre Doppler :**

L'effet Doppler, analysé en détail au chapitre 2, section E, est un phénomène physique lié à la vitesse de déplacement des émetteurs et récepteurs d'une liaison radioélectrique dans le canal de propagation. Il est responsable de l'observation de décalages fréquentiels sur les trajets qui composent la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation Air-Sol-Air. L'ensemble de ces décalages fréquentiels est appelé spectre Doppler et le domaine de fréquence balayé est appelé dispersion Doppler. L'effet Doppler est bien documenté dans la littérature [Gill]. Pour des vitesses avec un ordre de grandeur négligeable devant la vitesse de lumière, il est exprimé par l'équation (I.9) :

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} * f_0 \quad (I.9)$$

- $\Delta v = v_r - v_s$ où v_s est la vitesse de la source et v_r celle du récepteur dans le référentiel
- f_0 est la fréquence centrale du signal transmis
- c est la célérité de l'onde électromagnétique dans le milieu traversé

Dans le cas du canal de propagation Air-Sol-Air, l'effet Doppler doit être considéré en deux phases. Durant la première phase, l'aéronef joue le rôle de l'émetteur et émet l'onde en direction du sol qui joue le rôle du récepteur. Seul l'aéronef est en mouvement et c'est sa vitesse radiale qui doit être considérée, comme illustré Figure I.22.

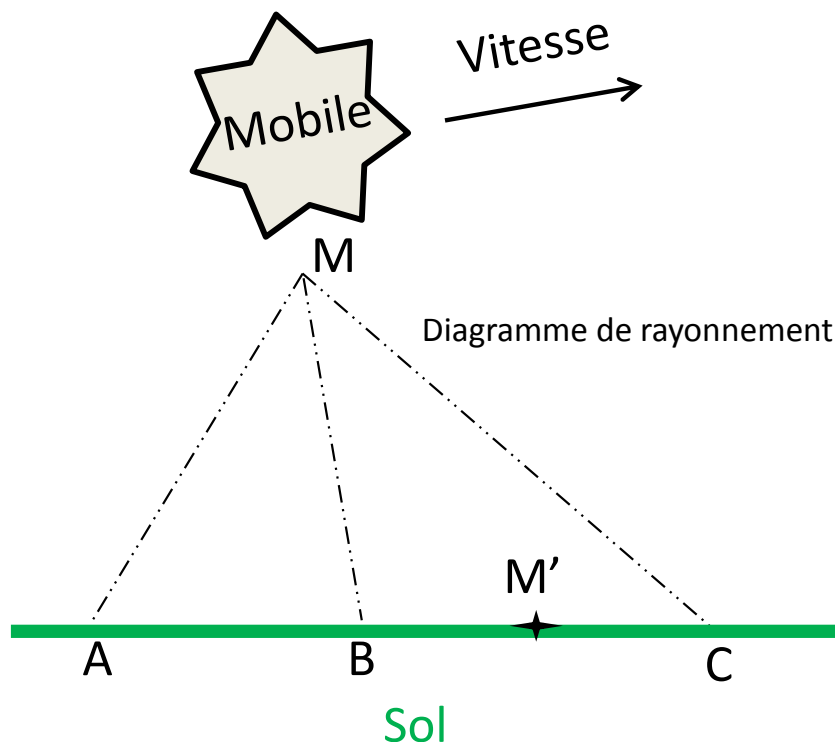


Figure I.22. Paramétrage de l'effet Doppler dans le canal aéronautique

Compte tenu du paramétrage de la Figure I.22, on peut écrire l'équation (I.10) qui donne la vitesse radiale de l'aéronef dans une direction donnée.

$$\vec{V}_r = [\|\vec{V}\| * \cos(\widehat{MM'} \cdot \vec{V})] \cdot \frac{\overrightarrow{MM'}}{\|\overrightarrow{MM'}\|} \quad (\text{I.10})$$

Dans la deuxième phase, il faut considérer le sol comme émetteur (en réfléchissant l'onde) et l'aéronef comme le récepteur. L'expression de la vitesse radiale est la même et donc l'effet Doppler est doublé. Son expression est alors donnée par l'équation (I.11).

$$\Delta f = \frac{2 * \|\vec{V}_r\|}{c} * f_0 \quad (\text{I.11})$$

Une bonne appréhension de l'environnement et des caractéristiques des émetteurs et récepteurs d'un canal de propagation est essentiel à sa modélisation, car elle permet d'aider à fixer des limites à son étude. A partir de l'étude d'un aéronef, il a été démontré dans ce paragraphe que des équations simples pour évaluer certaines caractéristiques de la propagation peuvent être obtenues. Ceci permet d'orienter les choix de méthodologie de modélisation en vue d'assurer une bonne adéquation des résultats avec la réalité.

Ce paragraphe a permis de créer des modèles analytiques pour la propagation Air-Sol-Air dans le contexte des radioaltimètres. L'objectif du paragraphe suivant est donc de passer en revue les solutions d'émulation existantes.

iv. Les émulateurs de canaux de propagation large bande et temps réel

Un émulateur de canal de propagation est un outil matériel permettant de recréer en laboratoire des conditions de propagation réalistes sur un équipement hyperfréquence. Il doit pour cela s'accorder parfaitement avec les caractéristiques de ce dernier telles que la nature et éventuellement l'impédance de ses entrées/sorties, la fréquence centrale de fonctionnement, la bande passante et le milieu de propagation usuel. Ces dernières doivent donc être parfaitement connues et maîtrisées. L'émulateur de canal de propagation permet de s'affranchir d'une partie des essais en conditions réelles, coûteux, très réglementés et difficiles à mettre en œuvre.

Des émulateurs de canal de propagation spécifiques aux radioaltimètres existent [Aeroflex]. Leur technologie dépend du type d'équipement à tester mais reposent le plus souvent sur des systèmes de lignes à retard ou optiques commutées, comme le modèle présenté Figure I.23. Le principal inconvénient de ces solutions est le manque de réalisme des canaux pour tester les équipements dans les conditions les plus réalistes possible. En effet, les lignes à retard se contentent de retarder et atténuer le signal, alors qu'il a été démontré au paragraphe précédent que la propagation est complexe et produit de nombreux phénomènes physiques sur l'onde électromagnétique qui traverse ce milieu. Les temps de commutation des lignes et la variation de retard entre deux lignes font que ces solutions sont souvent incompatibles avec des radioaltimètres asservis comme ceux produits chez THALES.

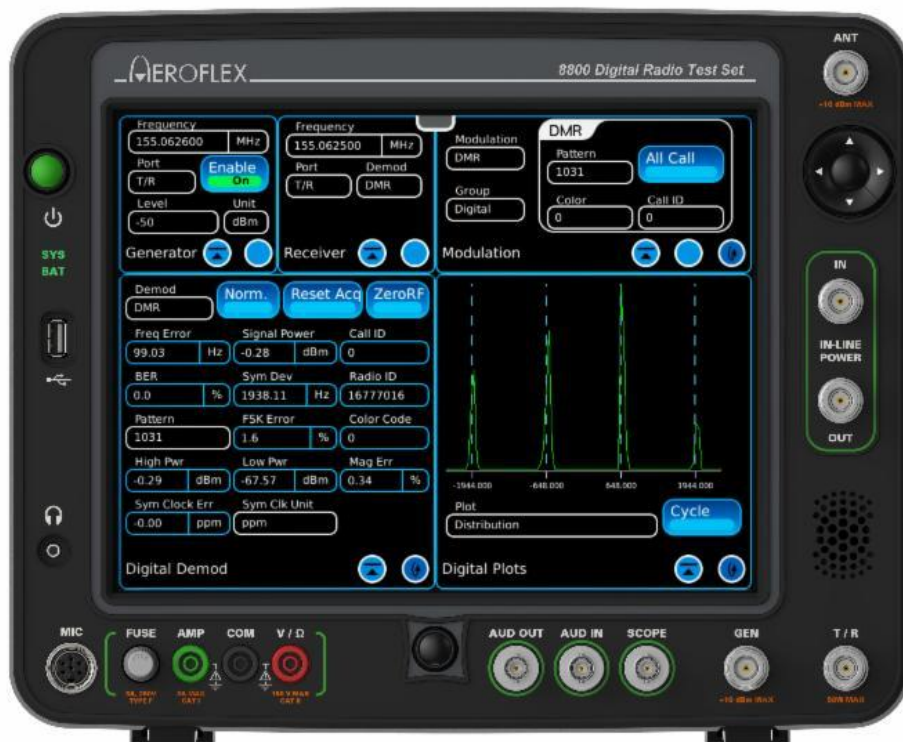


Figure I.23. Un émulateur de canal de propagation pour radioaltimètres

Il existe néanmoins des solutions numériques (DWCE – Digital Wireless Channel Emulator, Figure I.24) qui permettent de réaliser des émulateurs de canaux de propagation réalistes [Buscemi], [Olmos], [Val]. Ces solutions s’articulent généralement autour d’un processeur de traitement numérique et de convertisseurs de données dédiés à la numérisation et à la restitution dans le domaine analogique des signaux hyperfréquences. Leur principal intérêt est de permettre la réalisation d’opérations complexes sur le signal ce qui a pour conséquence d’augmenter le réalisme des scénarii émulés.

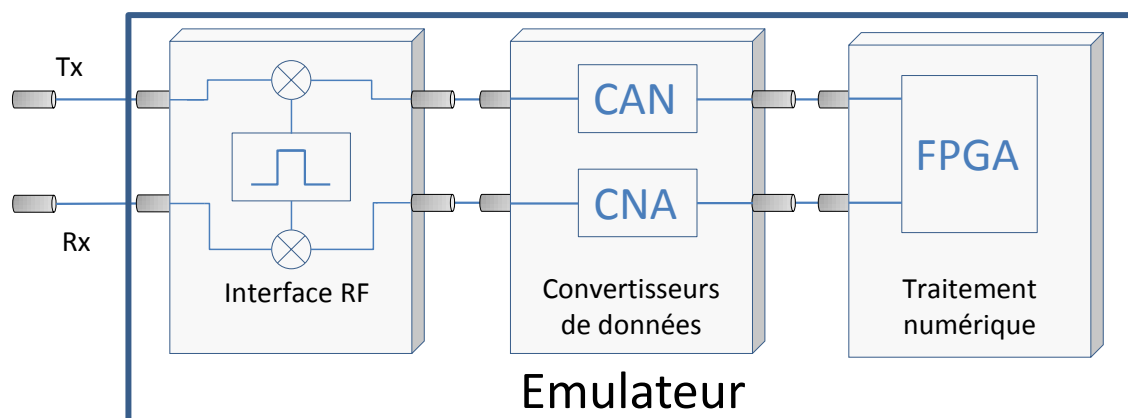


Figure I.24. Architecture « DWCE » d’un émulateur de canal

On peut par exemple citer [Olmos], qui a réalisé un émulateur de canaux de propagation pour réseau intérieur en bande Wi-Fi. Cette solution est basée sur une architecture comprenant des convertisseurs de données (Analogique/Numérique et Numérique/Analogique) et un DSP dédié au traitement numérique des échantillons du signal. Cet émulateur permet d’émuler des scénarii comportant jusqu’à 20 trajets indépendants et avec la possibilité de prendre en compte l’effet

Doppler sous la forme d'un spectre appliqué à toute la réponse impulsionnelle. L'algorithme de calcul est basé sur un modèle à trajets retardés (TDLM – Tapped Delay Line Model, [Tse]) et est appliqué sous la forme d'un filtre FIR à 20 coefficients (i.e 20 trajets). Le réalisme de la solution proposée a été démontré par le biais de mesures expérimentales qui prouvent l'intérêt d'une telle architecture. Bien que ce prototype offre des performances supérieures aux émulateurs du commerce, ses caractéristiques principales telles que la bande passante de 10MHz (résolution temporelle de 50ns) font qu'il n'est pas adapté au test de radioaltimètres.

Très récemment, l'avènement du FPGA et des convertisseurs numériques analogiques ont fait que ces architectures DWCE sont devenues des alternatives particulièrement performantes pour l'émulation réaliste de canaux de propagation. [Val] a par exemple proposé une structure basée sur un FPGA Xilinx Kintex 7 associé à deux convertisseurs analogique numérique (CAN) et numérique analogique (CNA), qui permet d'offrir une bande passante de 100MHz et d'émuler des canaux réalistes prenant en compte l'effet Doppler et les multi-trajets. La résolution temporelle est d'environ 8ns, ce qui permet une application au test de radioaltimètres avec une précision sur la hauteur émulée inférieure à 3m. Cependant, la bande passante et la fréquence centrale de fonctionnement (2.45GHz) font que cette architecture nécessite des modifications pour s'adapter au fonctionnement des radioaltimètres considérés dans cette étude.

En conclusion, la littérature et le commerce proposent des solutions pour l'émulation de canaux de propagation. Leurs caractéristiques principales comme la bande passante ou le délai de traitement numérique restent cependant incompatibles avec le test des radioaltimètres. Pour répondre à des problématiques de délai de traitement numérique et de réalisme des canaux émulsés, ces architectures doivent être améliorées et les algorithmes de calcul repensés. Un système de caractérisation pour radioaltimètres performant doit nécessairement passer par une bonne maîtrise du canal de propagation et un émulateur de canal réaliste. Compte tenu de l'état de l'art proposé dans cette section, il a été démontré qu'un tel système ne peut pas être réalisé clé en main avec des solutions existantes.

D. Description d'un système de caractérisation pour Radioaltimètres

i. Analyse du besoin

Les sections précédentes de ce chapitre ont mis en avant les enjeux d'une bonne connaissance des limites de fonctionnement d'un radioaltimètre et les difficultés liées au manque de moyens de test performants pour ces équipements. De plus, il a été démontré à la section C de ce chapitre que le canal de propagation Air-Sol-Air est peu documenté dans la littérature malgré les phénomènes physiques qu'il peut induire sur le fonctionnement d'un radioaltimètre. D'autre part, même si on trouve des architectures compatibles avec le test de radioaltimètres dans la littérature, la qualité de l'émulation de certains phénomènes physiques comme l'effet Doppler reste incertaine. Un système de caractérisation complet pour les radioaltimètres voit ses performances contraintes par les caractéristiques physiques d'un radioaltimètre. Pour les radioaltimètres THALES on peut citer les paramètres de la Table I.1.

Paramètre	Valeur	Unité
Fréquence centrale	4.3015	GHz
Bande passante	123	MHz
Hauteur minimale	0	ft
Hauteur maximale standard	8000	ft
Hauteur maximale spécifique	70000	ft
Latence	1-10000	ns
Impédance	50	Ohms

Table I.1 : Critères de développement d'un système de caractérisation de radioaltimètres

Pour proposer une solution de test réaliste et performante, un système de caractérisation de radioaltimètre doit donc disposer d'une interface 50 Ohms avec les radioaltimètres, d'une bande passante d'au moins 123MHz tout en étant capable de fonctionner entre 4.24GHz et 4.363GHz, d'un système de traitement numérique avec un temps de calcul permettant idéalement de générer des retards compris entre 10ns et 10 μ s, et de modèles de canaux de propagation réalistes pour jouer des scénarii. L'objectif du paragraphe suivant est donc de proposer et de détailler une architecture permettant de répondre à ces besoins.

ii. Synoptique général

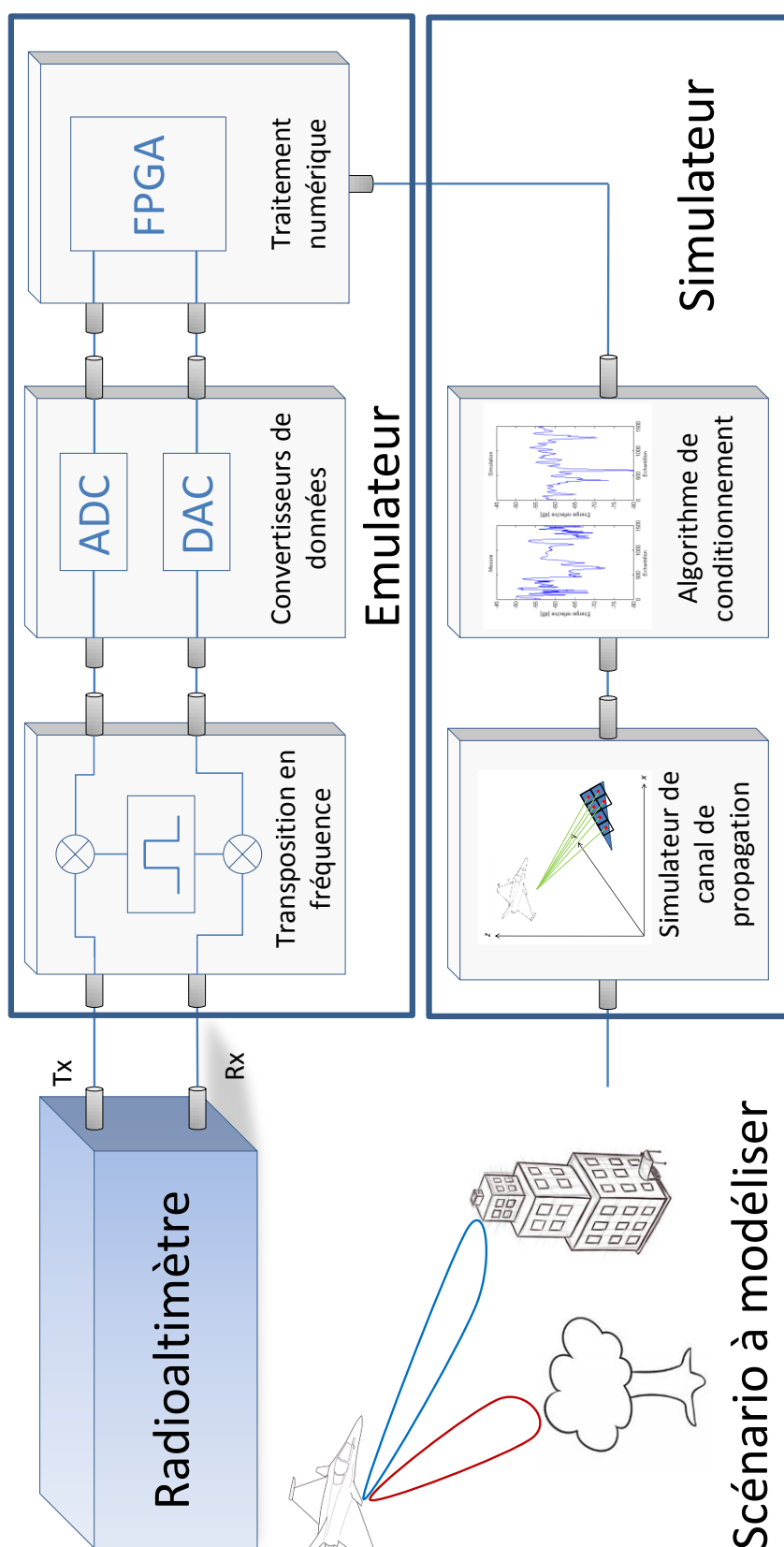


Figure I.25. Synoptique d'un système de caractérisation de radioaltimètres

La Figure I.25 présente un synoptique général du système de caractérisation de radioaltimètres présenté dans cette thèse. Ce système est composé de deux sous-ensembles qui sont un simulateur de canal de propagation et un émulateur de canal de propagation. Le radioaltimètre est interfacé avec l'émulateur de canal de propagation qui récupère des modèles dans le simulateur de canal de propagation. Cette architecture permet une bonne maîtrise de chacun des éléments qui la constituent et propose les avantages de pouvoir réaliser à la fois des simulations et des mesures. La confrontation des modèles de propagation avec les comportements observés de l'équipement est dès lors possible, ce qui facilite grandement l'interprétation des résultats.

Le simulateur de canal de propagation est un logiciel de calcul électromagnétique dédié à l'étude de la propagation Air-Sol-Air et dont la description est donnée dans le chapitre 2 de cette thèse. Ses paramètres d'entrée sont constitués par tous les éléments physiques du scénario à modéliser (géométrie de la scène, données proprioceptives de l'aéronef...) de sorte à obtenir des modèles de propagation réalistes et utilisables dans l'émulateur de canal de propagation. Cet outil permet également de mieux appréhender le canal de propagation Air-Sol-Air par le biais de simulations statistiques ou la simulation de conditions réelles rencontrées en phase opérationnelle. Du point de vue logiciel, il peut être décomposé en deux blocs qui sont le cœur électromagnétique et un algorithme de conditionnement de données. Le cœur électromagnétique a en charge la mise en forme et l'interprétation des paramètres liés au scénario, puis l'application des équations de propagation électromagnétique aux différents éléments en vue d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal de propagation simulé. Les données qui en sortent sont sous la forme des diagrammes de Bello et donnent des informations de temps, retard, atténuation et Doppler. L'algorithme de conditionnement permet quant à lui de réaliser la transformation des données de simulation en données interprétables par l'émulateur de canal de propagation, il est basé sur une méthode qui a été brevetée et qui est présentée au chapitre 3.

L'émulateur de canal de propagation est un outil matériel qui s'interface directement avec l'équipement à tester et qui est présenté au chapitre 4. Il est muni d'un port d'entrée et d'un port de sortie hyperfréquences, ainsi que d'une interface avec le simulateur de canal de propagation. La chaîne de traitement numérique réalise plusieurs opérations qui sont détaillées au chapitre 3. De manière succincte ceci comprend :

- Transposition vers une fréquence intermédiaire
- Numérisation
- Traitement numérique (breveté dans le cadre de cette thèse [Paris])
- Restitution analogique
- Transposition vers la fréquence d'origine

L'émulateur de canal de propagation permet de réaliser le traitement numérique du signal du radioaltimètre dans un laps de temps très court et ainsi de reproduire aux accès antennes de l'équipement des conditions de fonctionnement réelles, en l'occurrence les modèles de canaux de propagation créés avec le simulateur.

E. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la mise en contexte de l'objet de cette thèse. Dans une première partie, nous avons démontré au travers de l'étude détaillée des radioaltimètres que ces derniers sont des équipements de radionavigation critiques dont le comportement peut être influencé par le canal de propagation. Nous avons également mis en évidence que les moyens de test disponibles sont coûteux et posent des problèmes de reproductibilité, ce qui empêche toute généralisation des résultats.

Les modèles de canaux aéronautiques de la littérature ont été passés en revue, ce qui a permis de mettre en évidence le fait qu'ils sont inadaptés avec le contexte particulier du fonctionnement des radioaltimètres, c'est-à-dire une propagation Air-Sol-Air. Cependant, des modèles analytiques simples ont été créés en se basant sur l'observation d'un système aéronautique. Ceux-ci permettent de décrire simplement les principales caractéristiques du canal de propagation Air-Sol-Air et réalisent donc une bonne base en tant que première approche.

Une étude des émulateurs de canaux de propagation du commerce et de la littérature a été menée, mettant en évidence le fait que ces derniers sont plus particulièrement adaptés à des outils de télécommunication. Il existe néanmoins des architectures numériques qui permettent d'envisager des bandes passantes et des puissances de calcul satisfaisantes en vue de l'émulation d'un canal de propagation réaliste aux bornes d'un radioaltimètre.

Dans la dernière section de ce document, nous avons détaillé un système complet dédié à la caractérisation de radioaltimètres. L'objectif des chapitres suivants est donc de présenter plus en détail les différents blocs qui constituent cet émulateur et d'en effectuer la validation. Le chapitre suivant sera dédié à l'étude et à la caractérisation d'un simulateur de canaux de propagation Air-Sol-Air.

Table des figures

Figure I.1.	Histoire de l'altimétrie	8
Figure I.2.	Le canal de propagation aéronautique (cas idéal).....	9
Figure I.3.	Forme d'onde d'un radioaltimètre pulsé.....	10
Figure I.4.	Forme d'onde d'un radioaltimètre FM/CW	11
Figure I.5.	Synoptique d'un radioaltimètre FM/CW	11
Figure I.6.	Phénomène de point brillant	12
Figure I.7.	Synoptique d'un radioaltimètre THALES.....	13
Figure I.8.	Signal à dérive linéaire de fréquence en dents de scie.....	14
Figure I.9.	Proportionalité du battement fréquentiel avec le retard de l'écho	14
Figure I.10.	Principe d'asservissement de la durée de modulation.....	15
Figure I.11.	Un radioaltimètre THALES.....	16
Figure I.12.	Des lignes à retard utilisées chez THALES.....	17
Figure I.13.	Un essai en vol réalisé à Brive la Gaillarde (19)	17
Figure I.14.	Le phénomène de multi-trajets	18
Figure I.15.	Caractéristiques du canal de propagation	18
Figure I.16.	Diagramme de Bello.....	19
Figure I.17.	Une cartographie retard-Doppler-amplitude	20
Figure I.18.	Familles de modèles de propagation.....	20
Figure I.19.	Propagation Sol-Air, Air-Air, Air-Sol et Air-Sol-Air.....	22
Figure I.20.	Fonction de distribution de réflexion bidirectionnelle	24
Figure I.21.	Lien entre diagramme de rayonnement et étalement temporel	26
Figure I.22.	Paramétrage de l'effet Doppler dans le canal aéronautique.....	27
Figure I.23.	Un émulateur de canal de propagation pour radioaltimètres.....	29
Figure I.24.	Architecture « DWCE » d'un émulateur de canal	29
Figure I.25.	Synoptique d'un système de caractérisation de radioaltimètres.....	32

Références bibliographiques

[Stove] A.G. Stove « Linear Radar FMCW techniques », *IEEE PROCEEDINGS-F*, Vol. 139, No. 5, OCTOBER 1992.

[Haas] E. Haas, « Aeronautical channel modeling », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, n° 2, p. 254–264, 2002.

[Bello1] P.A Bello, « Aeronautical channel characterization », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 21, n° 5, p. 548–563, 1973.

[Ma] MA Jun et al. « Aeronautical channel modeling and simulation », *Proceeding of the 31st Chinese Control Conference*, July 25-27, 2012.

[Aeroflex] <http://ats.aeroflex.com/avionics-test-products/nav-comm-products/alt-8000-fmcw-pulse-radio-altimeter-flightline-test-set>

[Spirent] <https://www.spirent.com/Products/SR5500-Channel-Emulator>

[Parsons] J. D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*, 2nd ed. Chichester : New York: J. Wiley, 2000.

[Bello2] P.A Bello, « Characterization of randomly time-variant linear Channels », *IEEE Transactions on Communications Systems*, Volume: 11, Issue: 4, December 1963

[3GPP] 3GPP TR 25.996, « 3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group Radio Access Network ; Spatial channel model for MIMO simulations », version 10.

[COST] COST Action, « Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems: Final Report », *Directorate General Telecommunications, Information Society, Information Market, and Exploitation Research*, 1999.

[Faruque] S. Faruque, « Radio Frequency Propagation Made Easy », *Springer International Publishing*.

[Ulaby] F.T. Ulaby, M. Craig Dobson, « Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain », *Artech House Remote Sensing Library*.

[Karam] M. A. Karam, A. K. Fung, R. H. Lang, et N. S. Chauhan, « A microwave scattering model for layered vegetation », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, n° 4, p. 767–784, 1992.

[Newhall] W. G. Newhall et J. H. Reed, « A geometric air-to-ground radio channel model », in *MILCOM 2002. Proceedings*, 2002, vol. 1, p. 632–636.

[Athanasios] Athanasios G. Kanatas, Athanasios D. Panagopoulos, « Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth–Space Systems », *CRC Press*.

- [Peake] W. Peake, « Interaction of electromagnetic waves with some natural surfaces », *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, n° 5, p. 324–329, 1959.
- [Harkiss] S.L. Harkiss, « A study of bi-directional distribution functions and their effect on infrared signature models », Thesis, Air Force institute of technology, 2007.
- [Sheel] James R. Sheel, “Bidirectional reflectance: An overview with remote sensing applications & measurement recommendations”, May 2004.
- [FAA] FAA-H-8083-3A, « Airplane Flying Handbok », *Federal Aviation Administration*.
- [Gill] T.P. Gill « The Doppler Effect », *Academic Press Inc (1965)*
- [Buscemi] S. Buscemi, W. Kritikos, et R. Sass, « A Range and Scaling Study of an FPGA-Based Digital Wireless Channel Emulator », 2013, p. 137-144.
- [Olmos] J. J. Olmos, A. Gelonch, F. J. Casadevall, et G. Femenias, « Design and implementation of a wide-band real-time mobile channel emulator », *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 48, n° 3, p. 746–764, 1999.
- [Val] I. Val, F. Casado, P. M. Rodriguez, A. Arriola, « FPGA-based Wideband Channel Emulator for Evaluation of Wireless Sensor Networks in Industrial Environments », *IEEE Emerging Technology and Factory Automation*, 2014.
- [Tse] David Tse et Pramod Viswanath, « Fundamentals of Wireless Communication », *Cambridge University Press*, 2005
- [Paris] André Paris, D. Carsenat, M. Mouhamadou, C. Decroze, S. Tallet, G. Geneste, « Emulateur de canal de transmission », Brevet, numéro de dépôt : FR1502711

Chapitre II : Modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air et validation des modèles de canaux créés

Chapitre II : Modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air et validation des modèles de canaux créés

A.	Introduction	43
B.	Discussion autour du choix d'une méthodologie de modélisation	44
i.	Analyse des contraintes liées au canal Air-Sol-Air	44
ii.	Proposition d'une méthodologie de modélisation	45
C.	Théorie du modèle proposé.....	48
i.	Principe de fonctionnement du modèle	48
ii.	Mise en équation	53
iii.	Les fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle	56
D.	Validation des caractéristiques principales du simulateur	58
i.	Validation par confrontation à CST Microwave Studio.....	58
ii.	Validation de la recomposition des signaux issus des rayons	60
E.	Etude détaillée de l'effet Doppler.....	61
i.	Théorie, mise en équation du phénomène.....	61
ii.	Impact de l'effet Doppler sur le canal Air-Sol-Air	64
F.	Exemple de scénarii réalisables	69
i.	Décollage depuis un aéroport.....	69
ii.	Survol d'un navire en mer.....	72
iii.	Confrontation à des essais en vol	75
G.	Conclusion.....	78

A. Introduction

Le canal de propagation est composé d'objets qui interagissent avec les ondes et induisent des perturbations sur une potentielle liaison radioélectrique établie entre deux protagonistes. Ces perturbations peuvent altérer le fonctionnement des équipements permettant d'établir la liaison, ce qui montre la nécessité de bien appréhender les propriétés physiques du canal de propagation. Pour cela, on utilise généralement deux méthodes : le sondage de canal et sa modélisation.

Le sondage de canal est réalisé en effectuant des mesures directement sur le site à étudier [Bluemm]. Coûteux à mettre en œuvre, il nécessite des instruments complexes, des autorisations particulières et monopolise l'environnement le temps des mesures. Le sondage de canal produit généralement des résultats limités en termes de bande passante ou de paramètres physiques étudiés (effet Doppler, variabilité spatiale et temporelle...). La modélisation du canal de propagation est une tâche complexe qui nécessite une bonne connaissance des paramètres physiques des objets qui le composent, comme la nature de leurs matériaux ou leur géométrie. Les modèles de canaux produits sont en revanche large bande et proposent une grande variété de résultats interprétables. Leur précision dépend de la rigueur avec laquelle la modélisation est effectuée, ce qui montre l'importance du choix d'une méthodologie de calcul appropriée.

Pour réaliser une modélisation efficace du canal Air-Sol-Air, il sera proposé dans la première partie de ce chapitre une discussion autour des méthodologies de modélisation issues de la littérature. Celle-ci mettra en évidence le lien entre le choix d'une méthodologie de modélisation et les caractéristiques physiques fondamentales du canal de propagation. Une analyse des contraintes liées à la propagation Air-Sol-Air permettra de définir les méthodes de modélisation et de proposer une méthodologie appropriée à l'étude de ce canal de propagation.

Dans une deuxième partie, il sera discuté de la théorie mathématique associée au modèle proposé, incluant la modélisation du scénario, la théorie de propagation et la méthodologie de calcul d'une fonction de distribution de réflexion bidirectionnelle. Ceci permettra de bien définir les limites de fonctionnement du modèle et d'appliquer les choix de méthodologie préalablement réalisés.

Dans une troisième partie, une validation des fonctions principales du simulateur permettra de s'assurer de la validité des résultats établis. Pour cela, des simulations seront réalisées avec des cas simples et comparées avec un logiciel de calcul électromagnétique de référence.

Dans une quatrième partie, cette validation sera complétée par une étude détaillée de l'effet Doppler et de son impact sur le canal de propagation Air-Sol-Air. Un modèle d'équivalence Doppler-retard du point de vue d'un radioaltimètre sera établi pour démontrer l'importance d'une bonne modélisation de ce phénomène. Des résultats de simulation dans des cas simples seront proposés.

Enfin, il sera présenté dans une dernière partie un exemple de scénario réalisable avec le simulateur. La méthodologie de paramétrage sera détaillée et l'obtention de modèles de canaux expliquée. Des confrontations des résultats avec des essais en vol permettront de montrer le réalisme des modèles de canaux calculés. Ceci permettra de conclure sur la finalité de l'outil proposé et d'introduire son interface avec l'émulateur de canaux de propagation qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

B. Discussion autour du choix d'une méthodologie de modélisation

i. Analyse des contraintes liées au canal Air-Sol-Air

Le canal de propagation Air-Sol-Air est de très grande taille, hétérogène, et comporte de petits éléments localisés dont l'impact est non négligeable sur sa réponse impulsionnelle. C'est par exemple le cas pour une voiture, objet métallique au pouvoir réfléchissant important, transitant sur une route au milieu de champs de céréales, matériau beaucoup plus absorbant du point de vue électromagnétique, comme expliqué au paragraphe 2 de la section A du chapitre 1. Dans la littérature, de nombreuses méthodes de calcul électromagnétique sont détaillées et permettent de traiter différents scénarii en fonction de leur taille, leur linéarité ou encore la bande de fréquence ou le type de résultats escomptés. Ces méthodes peuvent d'une manière générale être réparties dans trois groupes qui sont les méthodes asymptotiques, les méthodes rigoureuses (« full-wave ») et les méthodes hybrides [Iskander].

Les méthodes asymptotiques reposent sur des calculs basés sur les lois de l'optique géométrique [Taillet], auxquelles sont ajoutés des modèles pour tenir compte de la diffraction des ondes [Kouyoumjian]. Les principales différences entre les méthodes géométriques se trouvent dans les algorithmes de gestion des rayons, qui donnent des résultats plus ou moins proches de la solution exacte avec des ressources de calcul plus ou moins importantes. D'une manière générale, ces méthodes sont plutôt adaptées au traitement de scénarii de grande taille, peu complexes et relativement homogènes. En effet, lorsque les objets modélisés sont de petite taille devant la longueur d'onde, ces méthodes ne peuvent pas rendre compte de manière précise des phénomènes physiques qui prennent place lorsqu'une onde électromagnétique interagit avec eux.

Les méthodes rigoureuses sont basées sur des algorithmes de résolution des équations de Maxwell [Harrington], [Yee] et proposent des résultats exacts lorsqu'elles sont correctement paramétrées. Ces méthodes peuvent être surfaciques, c'est-à-dire adaptées à l'étude des ondes électromagnétiques à la surface d'un matériau, ou volumiques, c'est-à-dire adaptées à l'étude de la propagation dans des milieux complexes. Ces méthodes demandent d'une manière générale beaucoup de ressources de calcul du fait de leur complexité. Elles sont par conséquent plutôt adaptées aux scénarii de petite taille devant la longueur d'onde.

On remarque directement que les méthodes de calcul électromagnétique sont de manière générale plutôt adaptées aux grands objets homogènes ou aux objets de petite dimension devant la longueur d'onde. La combinaison de ces deux contraintes sur une même méthode de résolution entraîne soit un manque de précision dans les résultats, soit des besoins conséquents en ressources de calcul. Les méthodes hybrides ont été créées pour proposer une alternative aux méthodes asymptotiques et aux méthodes numériques. D'une manière générale, elles sont construites pour solutionner de manière rapide et précise des problèmes complexes. Une méthode hybride est conçue pour donner une solution qui se base sur une méthode de calcul asymptotique pour tous les éléments le permettant et sur une méthode numérique localement pour les objets de petite dimension devant la longueur d'onde. La Figure II.1 donne une illustration de ce principe d'hybridation.

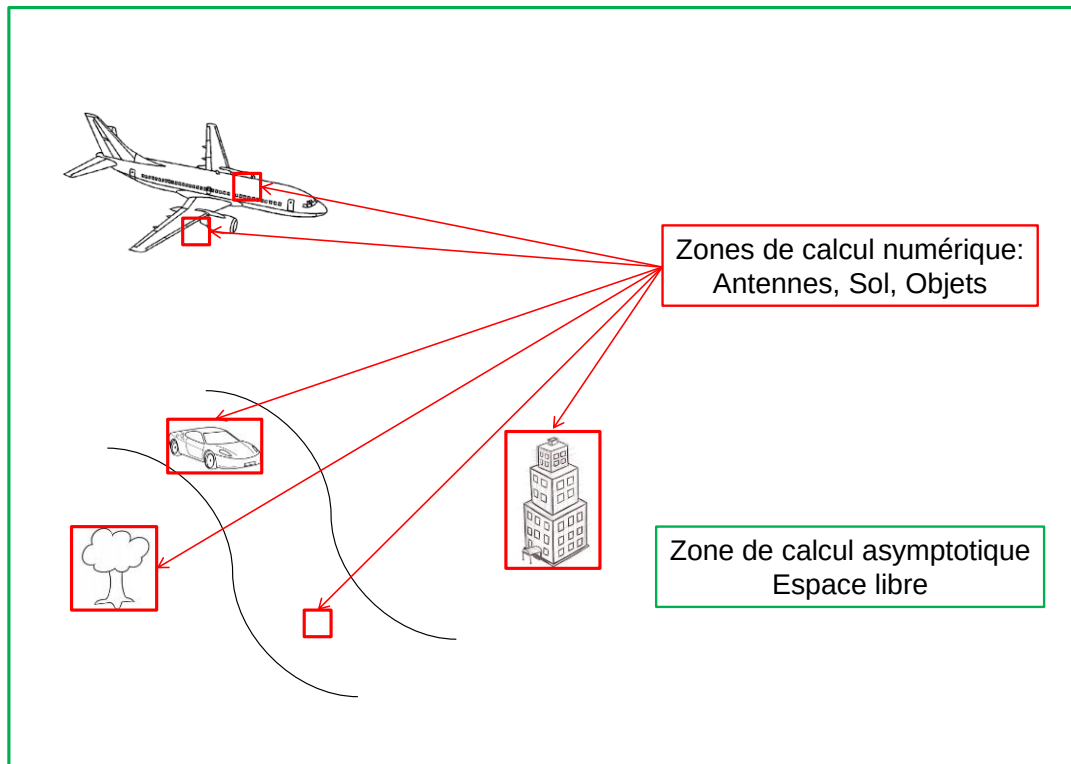


Figure II.1. Hybridation d'une méthode numérique avec une méthode asymptotique

Le canal de propagation Air-Sol-Air, compte tenu des caractéristiques énoncées au paragraphe précédent, nécessite une modélisation hybride pour tenir compte à la fois de sa grande dimension et des irrégularités du sol. Une méthode hybride adaptée au canal de propagation Air-Sol-Air devra donc permettre de traiter le volume d'air entre un aéronef et le sol de manière asymptotique et donc rapide et peu coûteuse en termes de temps et de ressources de calcul. Elle devra par ailleurs permettre de traiter de manière numérique les interactions entre l'onde électromagnétique et l'environnement proche de l'aéronef, ainsi que de modéliser les phénomènes physiques apparaissant au niveau du sol. L'objectif du paragraphe suivant est donc de proposer une méthodologie de modélisation hybride qui réponde à ces critères.

ii. Proposition d'une méthodologie de modélisation

Le canal de propagation Air-Sol-Air est de très grande taille et fortement hétérogène au niveau du sol. Par ailleurs, l'étude des méthodes de simulation du canal de propagation qui a été faite au paragraphe précédent a démontré que les méthodes hybrides sont bien adaptées aux contraintes liées au canal Air-Sol-Air. En effet, même si le volume considéré dans un scénario typique est de très grande taille, il est essentiellement composé d'air et la propagation dans ce milieu peut être modélisée facilement à l'aide d'une méthode géométrique [Iskander]. La réflexion de l'onde par le sol et les phénomènes physiques qui y prennent place est beaucoup plus délicate à modéliser et nécessite donc l'adoption de méthodes numériques spécifiques.

Le tracé de rayon est une méthode asymptotique basée sur la théorie de l'optique géométrique. Principalement utilisée pour le rendu en synthèse d'image, cette méthode est également utilisée pour l'étude des micro-ondes dans des systèmes peu complexes. Son principe est simple, elle consiste à rechercher les trajets empruntés par une onde électromagnétique entre un

émetteur et un récepteur, en partant du récepteur et en tenant compte des caractéristiques de l'environnement. Cette technique de recherche de trajets est basée sur les lois de Snell-Descartes [Taillet] et sur le principe de retour inverse de la lumière énoncé par Fermat [Fermat] :

« Le trajet suivi par la lumière pour aller d'un point à un autre ne dépend pas du sens de propagation de la lumière. »

Cette méthode est paramétrée pour limiter le nombre d'interactions possibles avec l'environnement si bien que tous les trajets superflus (i.e. : énergie négligeable vis à vis des trajets principaux du canal de propagation) sont rejetés, ce qui a pour effet de limiter les ressources nécessaires au déroulement de l'algorithme. En rendu d'image, un rayon est lancé depuis le point de vue de la caméra (récepteur) pour chaque pixel de l'objet à matérialiser. Ces rayons sont ensuite réfléchis en direction de chaque source lumineuse de l'image, ce qui permet de complètement définir le chemin de propagation entre la source lumineuse et l'objet à modéliser, et donc de définir le rendu global de l'image. La Figure II.2 est une illustration de ce principe appliqué aux ondes électromagnétiques.

Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle ne prend pas en compte tous les phénomènes physiques qui interviennent lors de l'interaction de l'onde électromagnétique avec les objets de l'environnement. En effet, la diffraction est modélisée par la théorie uniforme de la diffraction de Kouyoumjian et Pathak suivant un modèle asymptotique [Kouyoumjian]. Celui-ci permet de calculer des coefficients de diffraction basés sur différents paramètres tels que la longueur d'onde ou l'angle du rayon incident, mais ne permet pas de modéliser parfaitement l'impact d'une hétérogénéité du matériau ou encore l'effet de sa rugosité de surface. De plus, cette méthode diverge pour des objets dont la taille avoisine celle de la longueur d'onde considérée, ce qui montre l'utilité des méthodes rigoureuses pour la résolution de ces cas complexes.

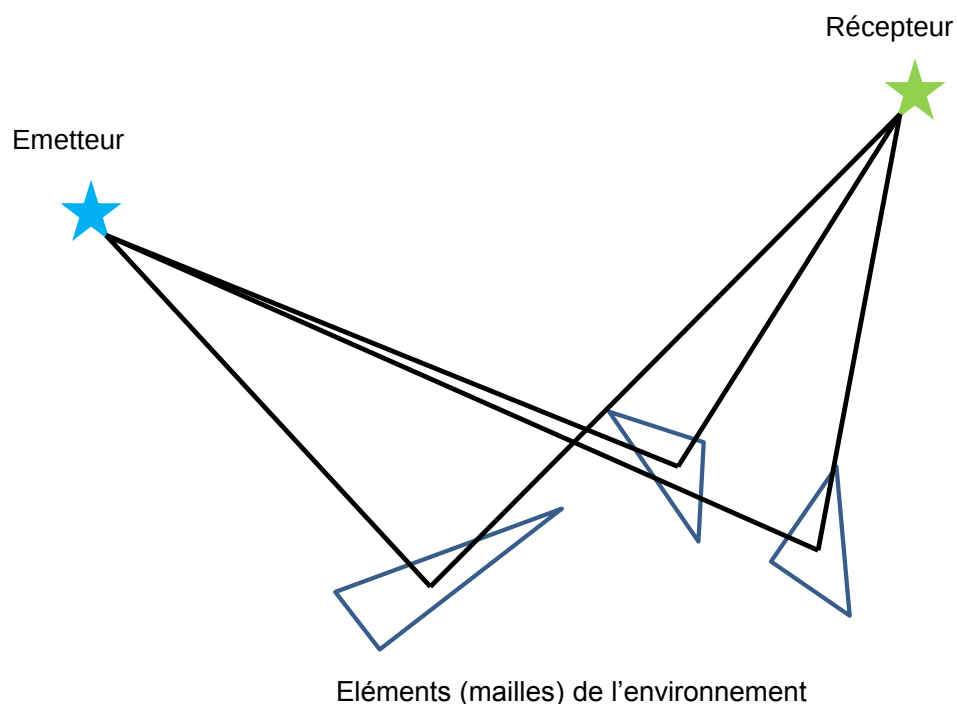


Figure II.2. Principe du tracé de rayon

Parmi les méthodes rigoureuses, on peut citer la méthode des moments qui est une technique surfacique qui permet de résoudre les équations de Maxwell pour des ondes électromagnétiques interagissant avec des objets dont la modélisation peut se résumer à leur enveloppe (une surface) [Harrington]. Elle permet la résolution des équations intégrales de champ et est donc une méthode exacte lorsqu'elle est bien paramétrée. Du fait de son caractère surfacique, elle est bien adaptée à l'étude en réflexion d'une onde électromagnétique par une surface, le devenir de la portion de l'onde transmise n'ayant que peu d'importance. Des solveurs électromagnétiques comme le logiciel CST microwave studio [CST] utilisent des moteurs de calcul pouvant faire appel à la méthode des moments, ce qui en fait une solution rapide à mettre en place.

Le principal objectif de cette thèse est de créer un système adapté à la caractérisation de radioaltimètres qui puisse à la fois permettre l'étude de la propagation Air-Sol-Air et l'émuler aux bornes d'un équipement à tester. L'objectif de ce chapitre est de proposer un outil de calcul électromagnétique alternatif aux solutions du commerce (code propriétaire) et qui soit dédié uniquement à la propagation Air-Sol-Air. Les grandes lignes de ce développement sont une simplicité d'utilisation, une rapidité de calcul et une minimisation des ressources nécessaires, et enfin l'obtention de modèles au réalisme suffisant pour le test des radioaltimètres. Les solutions de calcul électromagnétique existantes ne permettant pas ce compromis, un simulateur a été réalisé dans le cadre de cette étude.

Nous avons précédemment établi que le canal de propagation Air-Sol-Air peut être découpé en plusieurs zones requérant des traitements spécifiques pour un modèle réaliste et efficace. Une modélisation hybride est donc totalement indiquée pour la résolution de ces types de problèmes. La proposition de solution de modélisation dans cette thèse repose donc sur un modèle à base de tracé de rayon hybridé avec une méthode des moments. Le tracé de rayon sera utilisé pour traiter le volume d'air compris entre le sol et l'aéronef et la méthode des moments sera utilisée pour traiter l'environnement local de l'aéronef et le sol, vu dans cette étude comme une surface hétérogène. Cette solution de calcul permettra par la suite l'obtention rapide et à faible ressources de modèles prenant en compte un grand nombre de paramètres physique et donc potentiellement réalistes.

La méthode des moments utilisée sera bornée à l'ordre 1, c'est-à-dire que les interactions entre les éléments de l'environnement ne seront pas prises en compte. Ceci permet de grandement simplifier le modèle au détriment d'une perte de précision des résultats qui sera quantifiée ultérieurement dans ce chapitre. L'objectif de la section suivante est donc de détailler la méthodologie proposée ici et d'établir les équations qui devront régir le modèle.

C. Théorie du modèle proposé

i. Principe de fonctionnement du modèle

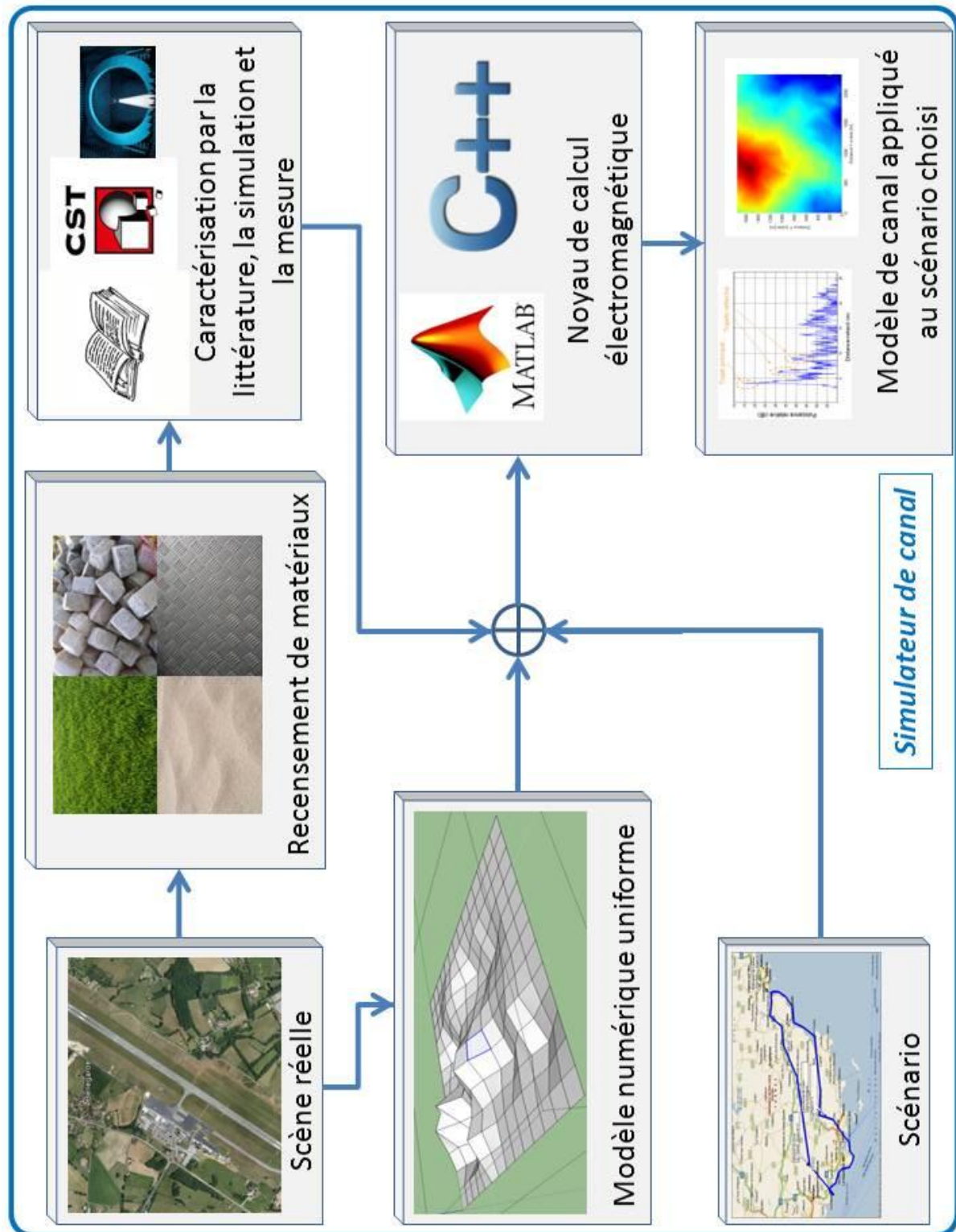


Figure II.3. Synoptique de la méthodologie de modélisation proposée

Le fonctionnement du simulateur de canal de propagation dont le synoptique est donné Figure II.3 est le suivant :

- **Modélisation de l'environnement :**

En vue d'obtenir des modèles de canaux de propagation, la première étape est de décrire le scénario sur lequel les calculs doivent s'opérer. Une bonne modélisation du scénario doit permettre d'obtenir tous les paramètres nécessaires au calcul du modèle de canal de propagation correspondant. La géométrie de la scène à étudier doit être parfaitement définie, c'est-à-dire la topologie du terrain et des objets qui y sont liés (bâtiments, arbres, véhicules...). Pour cela, il existe des modèles numériques de terrain (MNT) et des modèles numériques d'élévation (MNE). Un modèle numérique de terrain est une base de données des altitudes de la surface d'une zone terrestre dans le but d'en donner une représentation en trois dimensions, comme illustré sur la Figure II.4.

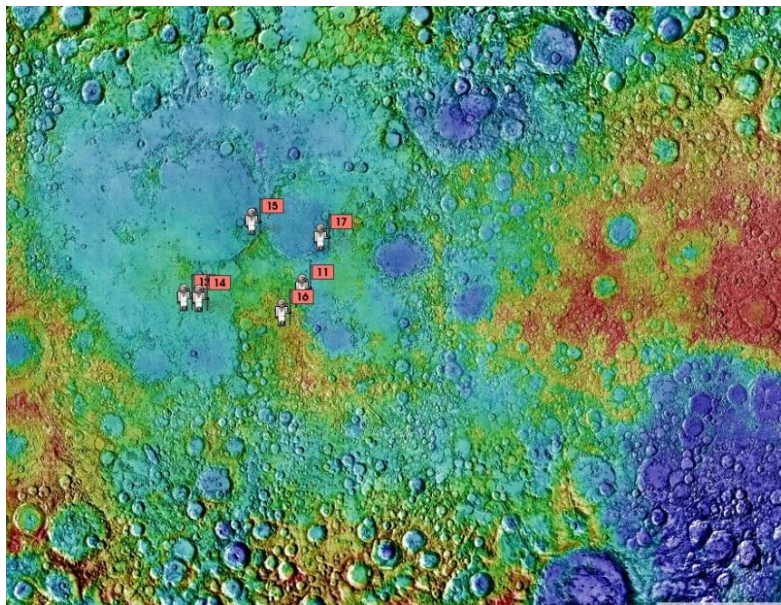


Figure II.4. Un modèle numérique de terrain

Un modèle numérique d'élévation est un modèle numérique de terrain prenant en compte la géométrie des objets présents à la surface du terrain. Il existe par conséquent plusieurs niveaux de modèle numériques d'élévation, les plus simples tenant uniquement compte des bâtiments et les plus complexes modélisant même la couche végétale. La Figure II.5 présente un exemple de modèle numérique d'élévation.

Les modèles numériques les plus connus sont ceux exploités par Google dans son logiciel Google Earth, qui permettent à la fois de traiter des données de terrain et d'élévation. Leur précision a été démontrée dans la littérature [Rusli] et des API (Application Programming Interface) existent pour pouvoir exploiter les données brutes en dehors de Google Earth, ce qui en fait de très bonnes sources pour la création de scénarii. Les données numériques de terrain ou d'élévation seront donc référencées par rapport à un repère dit « monde » comme illustré sur la Figure II.9. Tous les modèles numériques sont basés sur des mesures réalisées in situ à des intervalles de distances réguliers, le résultat formant donc un maillage qui peut être régulier (à mailles carrées, polygonales ou triangulaires de même taille) ou quelconque (triangulaire irrégulier). Les caractéristiques de chacune

de ces mailles (matériau, rugosité...) sont prises en compte sous la forme d'une fonction de distribution de réflectance bidirectionnelle (c.f. paragraphe 3 de cette section) afin de parfaire la définition de l'environnement.



Figure II.5. Un modèle numérique d'élévation

- **Maillage du scénario :**

Le scénario nécessite un maillage pour que les calculs puissent être correctement exécutés. Les modèles numériques de terrain sont déjà présentés sous une forme maillée. Cependant, celui-ci est irrégulier, c'est-à-dire qu'il présente des facettes de géométrie et taille différentes comme illustré Figure II.6.

Maillage MNT

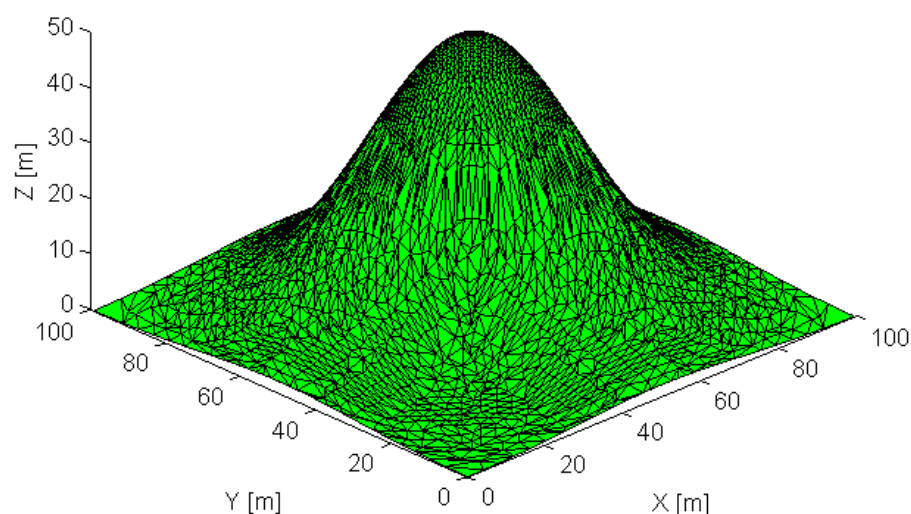


Figure II.6. Un maillage irrégulier triangulaire d'un MNT

Comme cela a précédemment été explicité, le calcul d'une BRDF s'effectue sur de nombreux paramètres et en particulier la géométrie de l'élément considéré, le plus souvent carré. Dans une optique de simplification du modèle et pour limiter le nombre de BRDF à calculer, il a été décidé de réaliser un remaillage carré du MNT. Les éléments du maillage d'origine seront appelés mailles élémentaires, et les mailles du maillage final seront appelées mailles raffinées. En utilisant des mailles identiques, les seuls paramètres variant seront liés au matériau de la maille considérée. Une même BRDF pourra alors être utilisée pour plusieurs mailles raffinées, du moment que le matériau est identique. Pour cela, chaque maille élémentaire est considérée indépendamment et est maillée avec un maillage régulier carré de manière à maximiser l'aire couverte, comme illustré Figure II.7. Le critère d'appartenance d'une maille raffinée à une maille élémentaire est donné par la position de son centre. Si celle-ci est comprise dans le contour géométrique de la maille élémentaire, alors elle lui appartient.

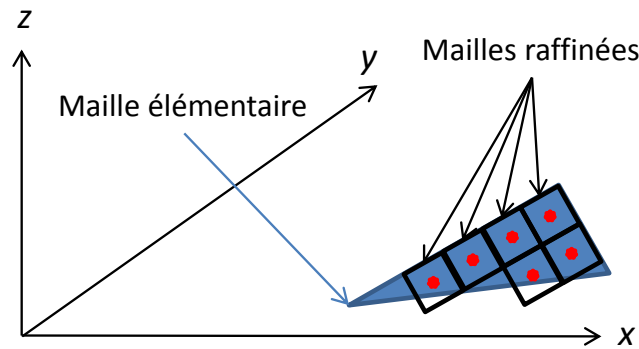


Figure II.7. Remaillage régulier d'une maille élémentaire

Du point de vue électromagnétique, cette approximation a été validée par des simulations réalisées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio Suite [CST] et présentées à la section D de ce chapitre. Pour cela, plusieurs couples de deux simulations ont été réalisés et confrontés, l'une se basant sur l'étude d'une maille triangulaire et l'autre sur son modèle raffiné, en utilisant différentes tailles pour les mailles raffinées. Un émetteur/récepteur champ lointain a été paramétré pour parcourir la demi-sphère au-dessus des éléments considérés tout en mesurant les champs réfléchis par les mailles en paramètre S. La Figure II.8 donne une illustration de ces simulations.

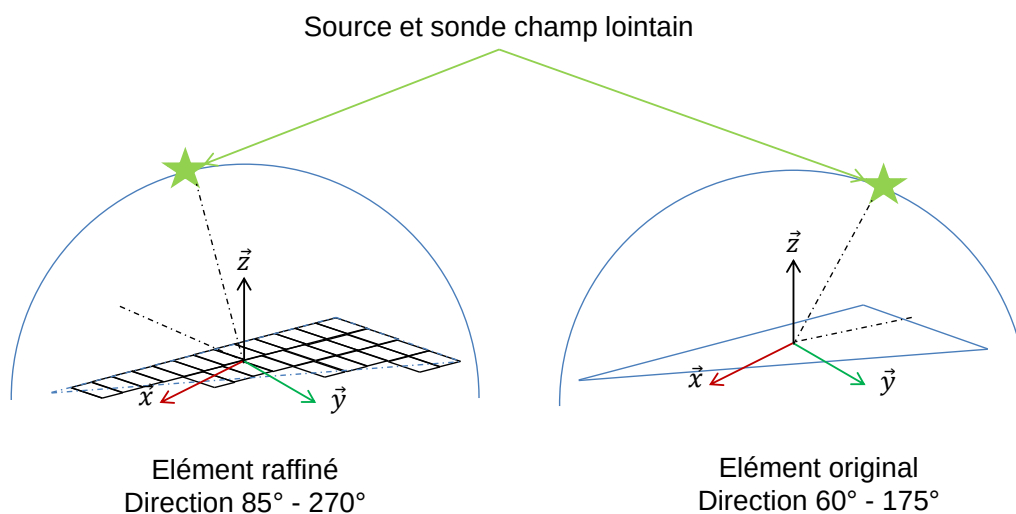


Figure II.8. Simulations d'une maille élémentaire et de son modèle raffiné

Lorsque la dimension des mailles raffinées est trop grande, alors la surface équivalente radar résultante est significativement différente de celle de la maille élémentaire, ce qui cause une divergence des résultats. Lorsque la dimension des mailles choisies est trop petite, deux phénomènes se produisent. Le temps de calcul explose du fait du nombre d'éléments à traiter, et une périodicité spatiale se crée dans la structure, ce qui nuit à la qualité des résultats. La taille des mailles élémentaires doit donc être suffisamment grande pour ne pas engendrer des temps et des coûts de calcul trop importants tout en permettant une restitution suffisamment précise de la géométrie de l'environnement. A la fréquence centrale considérée (4.3015GHz), la longueur d'onde est de 7cm. Un bon compromis a été trouvé pour des mailles raffinées carrées de 20cm de côté ($\sim 3\lambda$), dimension qui permet de limiter le nombre d'éléments à traiter (250000 pour un environnement de 10000m²) tout en permettant de bien modéliser les objets de l'environnement. Cette valeur sera utilisée dans toute la suite de cette thèse.

- **Modélisation de l'aéronef et de sa trajectoire :**

La trajectoire de l'aéronef dans l'environnement modélisé est très importante car elle va permettre de compléter la définition du scénario à modéliser. Cette trajectoire est échantillonnée dans le temps et donc dans l'espace. Un repère « aéronef » est attaché à l'appareil et permet de donner les différentes composantes de sa position, de son attitude et de sa vitesse par rapport au repère « monde » comme illustré Figure II.9.

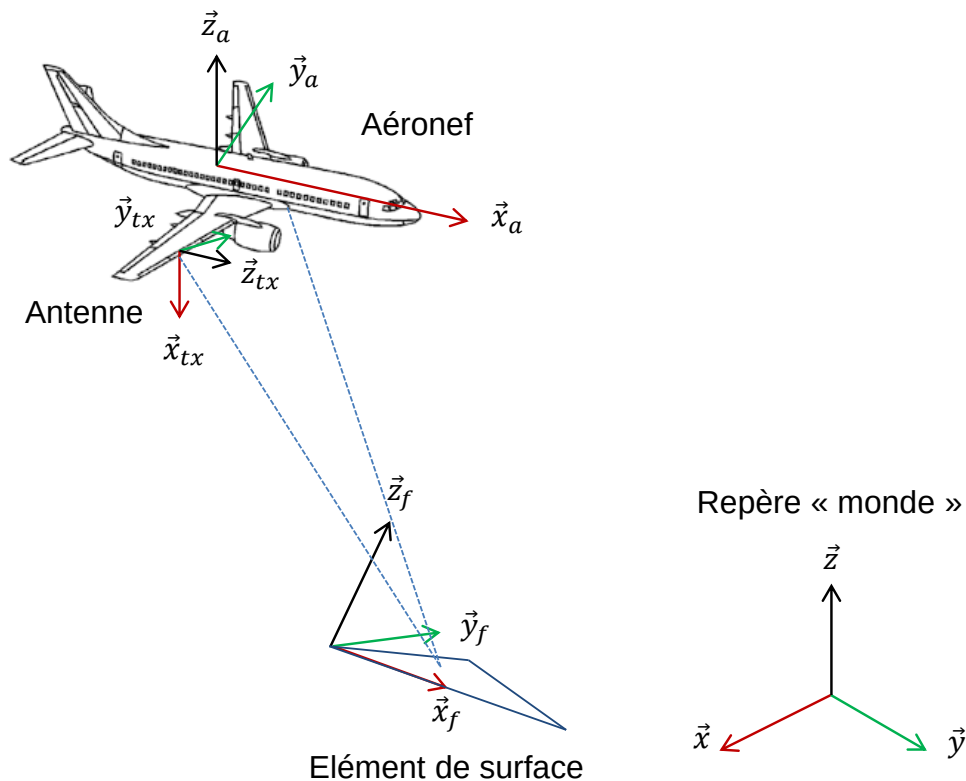


Figure II.9. Les différents repères d'un scénario

Chaque aéronef étant différent, les positions sur l'appareil des antennes qui vont jouer un rôle dans la propagation des ondes dans le canal seront différentes. Un repère « Tx » est attaché à l'antenne d'émission et un repère « Rx » à l'antenne de réception, ces repères permettant de définir

l'orientation de leur diagramme de rayonnement, comme illustré Figure II.9. Ces repères sont parfaitement définis dans le repère « monde » et permettent d'obtenir tous les paramètres nécessaires à la modélisation du canal de propagation.

- **Calcul électromagnétique :**

La dernière étape de la phase de modélisation du canal de propagation est le calcul électromagnétique sur les objets qui ont précédemment été définis. Cette opération est réalisée en se basant sur la méthodologie de calcul qui a été présentée dans la section précédente, c'est-à-dire une méthode hybride tracé de rayon – fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle. Les considérations mathématiques de cette méthodologie de calcul sont détaillées dans le paragraphe suivant.

ii. **Mise en équation**

Ce paragraphe a pour but de présenter la théorie mathématique et les équations qui régissent le modèle proposé au paragraphe précédent. L'hybridation du tracé de rayon avec les fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle y est détaillée. Considérons un élément réfléchissant carré comme montré à la Figure II.10. Un signal $E(t)$ est émis par un émetteur localisé à une distance R du centre de cet élément.

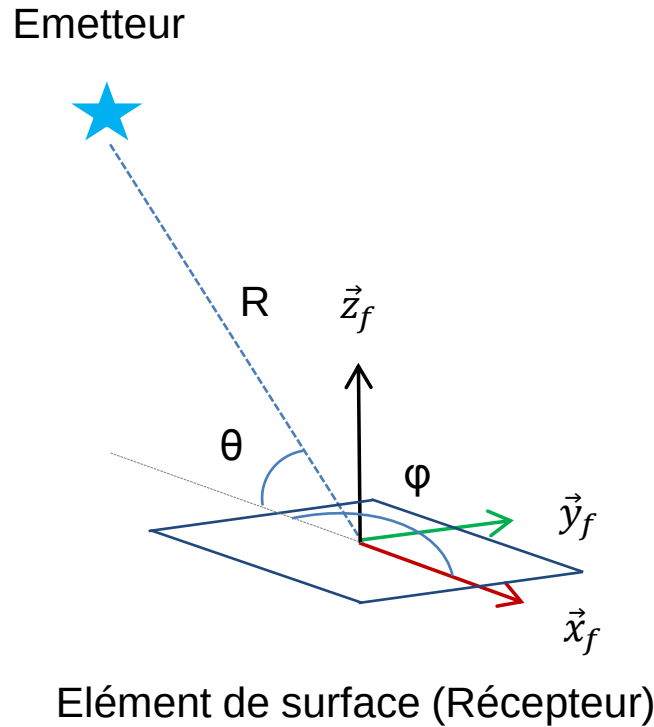


Figure II.10. Propagation entre un émetteur et un élément de surface

L'équation (II.1) donne une expression de $R_e(t)$, le signal reçu par l'élément carré, en se basant sur l'équation de FRIIS [Faruque].

$$R_e(t) = \delta\left(t - \frac{\Delta\tau}{2}\right) * \frac{E_{Tx}(\theta, \phi)}{(4 * \pi * R)} * E(t) * e^{j.2\pi\frac{\Delta f}{2}.t} \quad (II.1)$$

$\frac{\delta(t-\Delta\tau)}{2}$ est la fonction Dirac, avec $\frac{\Delta\tau}{2}$ le retard causé par la propagation en espace libre sur la distance R . Ce terme permet donc de rendre compte du retard du signal $E(t)$ lorsqu'il parvient à l'élément de surface carré.

$E_{Tx}(\theta, \varphi)$ est le champ radié par l'émetteur dans la direction d'émission (θ, φ) et R la distance, qui introduit la pertes liées à la propagation en espace libre [Faruque].

$2\pi \cdot \frac{\Delta f}{2} \cdot t$ est le déphasage du signal lié au Doppler, avec $\frac{\Delta f}{2}$ la fréquence du décalage Doppler.

On remarque également que cette équation permet de tenir compte de tous les paramètres physiques liés à l'aéronef :

- Sa distance par rapport à l'élément de surface : représentée par R
- Son attitude (tangage roulis lacet) : représentée par les angles θ et φ
- Sa vitesse : représentée par le décalage Doppler Δf
- La nature de l'antenne d'émission : représentée par E_{Tx}

Soit $S(t)$ le signal réfléchi par l'élément de surface carré. L'expression de $S(t)$ est donnée par l'équation (II.2).

$$S(t) = BRDF(\theta, \varphi) * R_e(t)$$

$$S(t) = \delta\left(t - \frac{\Delta\tau}{2}\right) * \frac{BRDF(\theta, \varphi) * E_{Tx}(\theta, \varphi)}{(4 * \pi * R)} * E(t) * e^{j.2\pi \cdot \frac{\Delta f}{2} \cdot t} \quad (II.2)$$

Le terme $BRDF(\theta, \varphi)$ qui est introduit ici est une fonction de distribution de réflectance bidirectionnelle qui décrit les phénomènes physiques qui prennent place lors de la réflexion de l'onde par le sol. Ces fonctions seront explicitées en détail dans le paragraphe suivant.

Soit $R(t)$ le signal reçu par un récepteur co-localisé avec l'émetteur de l'onde et orienté dans la même direction. $R(t)$ comme montré sur la Figure II.11.

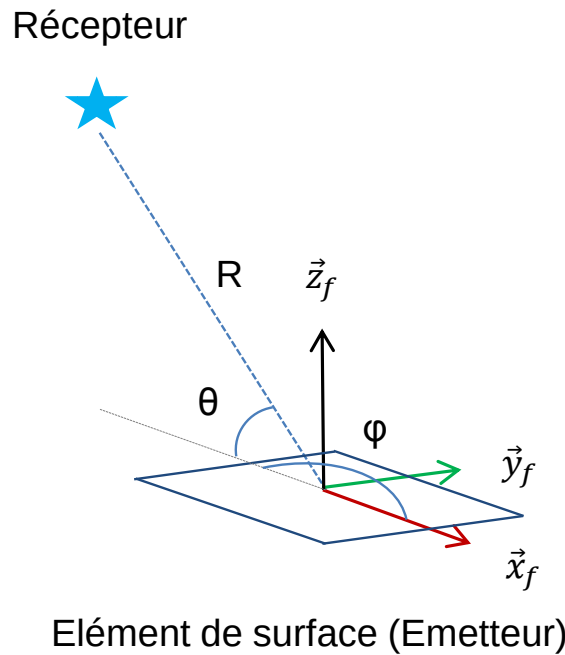


Figure II.11. Propagation entre un élément de surface et un récepteur

L'expression de $R(t)$ est donnée par l'équation (II.3).

$$R(t) = S(t) * \delta\left(t - \frac{\Delta\tau}{2}\right) * \frac{E_{Rx}(\theta, \varphi)}{(4 * \pi * R)} * e^{j.2\pi.\frac{\Delta f}{2}.t} \quad (II.3)$$

$$R(t) = \delta(t - \Delta\tau) * \frac{BRDF(\theta, \varphi) * E_{Tx}(\theta, \varphi) * E_{Rx}(\theta, \varphi)}{(4 * \pi * R)^2} * E(t) * e^{j.2\pi.\Delta f.t}$$

$\delta(t - n * \Delta\tau)$ est la fonction de Dirac, avec $n * \Delta\tau$ le délai causé par la propagation aller-retour suivant R . C'est-à-dire entre l'émetteur et le récepteur en passant par l'élément de surface carré.

$E_{Tx}(\theta, \varphi)$ est le champ radié par la source dans la direction de propagation (θ, φ) et $E_{Rx}(\theta, \varphi)$ est le champ absorbé par le récepteur dans la même direction.

R est la distance entre l'émetteur et l'élément de surface

$2\pi. \Delta f. t$ est le déphasage lié au Doppler, avec Δf la fréquence du décalage Doppler.

Soit un environnement de propagation ayant préalablement été modélisé par un ensemble de m éléments de surface ayant un indice n . La réponse impulsionnelle de celui-ci sera composée de la somme de tous les trajets aller-retour vers chacun de ces éléments. L'équation (II.4) donne donc l'expression globale de la réponse impulsionnelle du canal de propagation pour un scénario donné :

$$H(t) = \sum_{n=1}^m R_n(t) \quad (II.4)$$

$$H(t) = \sum_{n=1}^m \delta(t - \Delta\tau_n) * \frac{BRDF_n(\theta_n, \varphi_n) * E_{Tx}(\theta_n, \varphi_n) * E_{Rx}(\theta_n, \varphi_n)}{(4 * \pi * R_n)^2} * E(t) * e^{j.2\pi.\Delta f_n.t}$$

La Figure II.12 présente une illustration de ce principe de somme de macro-trajets.

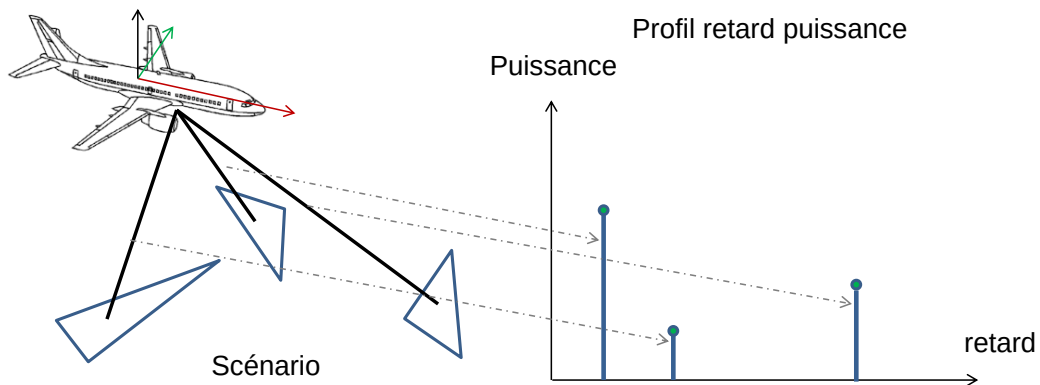


Figure II.12. Réponse impulsionnelle du canal de propagation

La propagation entre un émetteur, un élément de surface et un récepteur a été détaillée et modélisée par une équation permettant de calculer la réponse électromagnétique le long du chemin emprunté. Pour l'espace libre, un modèle à rayon basé sur l'équation de FRIIS est utilisé. Celui-ci est hybridé avec des fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle pour assurer une précision de la modélisation et la prise en compte de tous les phénomènes physiques qui prennent place au

voisinage du sol. Ces phénomènes sont détaillés dans le paragraphe suivant qui porte sur l'étude des fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle.

iii. Les fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle

Une fonction de distribution de réflectance bidirectionnelle est une fonction mathématique qui a été introduite en rendu d'image pour modéliser l'interaction d'un rayon lumineux avec la matière. Dans ce domaine, une BRDF est définie comme le rapport entre le flux lumineux sortant d'une surface dans une certaine direction de l'espace par rapport au flux lumineux incident à cette même surface dans une certaine direction de l'espace, pas forcément identique, comme illustré Figure II.13. Une BRDF est donc une fonction qui réalise un bilan de liaison énergétique pour la lumière, compte tenu de différents paramètres tels que la nature des matériaux ou la rugosité de la surface réfléchissant l'onde lumineuse.

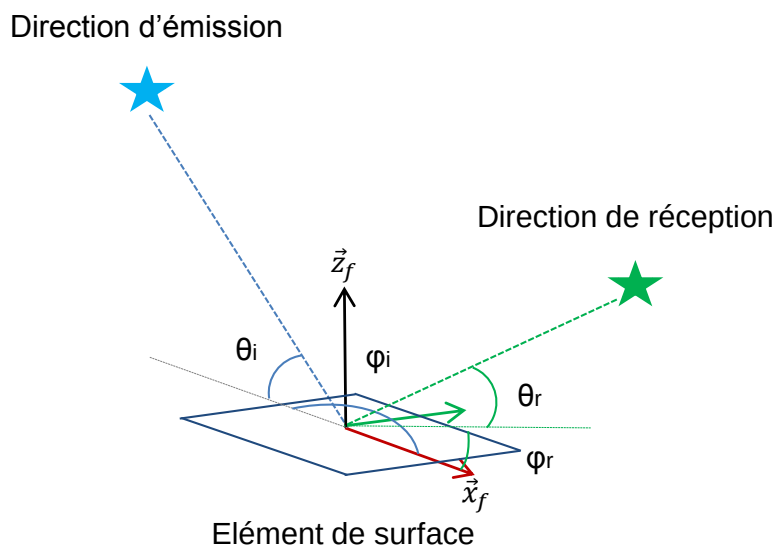


Figure II.13. Définition d'une BRDF

Les BRDF peuvent donc s'appliquer à l'étude des ondes électromagnétiques et plusieurs recherches ont été réalisées dans ce sens dans la littérature [Ulaby], [Li]. Des travaux comme [Kapfer] ou [Noe] se sont par exemple intéressés à la réflexion des ondes électromagnétiques par des surfaces rugueuses pour des applications radar, et donc proches des phénomènes à modéliser pour la propagation Air-Sol-Air.

Dans le cas de la modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air qui est d'intérêt dans cette thèse, trois solutions pour l'obtention de BRDF ont été recensées. Premièrement, l'exploitation de résultats d'études bibliographiques existantes. Par exemple [Ulaby] constitue une base de données importante qui donne le ratio d'énergie électromagnétique d'un matériau dans une direction d'élévation donnée. Ces résultats ne sont cependant pas forcément donnés dans la bande de fréquence souhaitée ni dans toutes les directions de l'espace nécessaires au calcul d'un scénario donné. L'interpolation de ces données est donc nécessaire, ce qui peut nuire à la précision du modèle créé. D'autre part ces modèles reposent bien souvent sur des calculs mathématiques complexes qui pourraient nuire au coût de calcul d'un scénario.

Deuxièmement, on peut également définir le calcul de BRDF par la simulation. L'utilisation de la méthode des moments à l'ordre 1 permet l'obtention de modèles de BRDF numériques.

L'utilisation du logiciel CST Microwave Studio permet par exemple d'obtenir de tels résultats moyennant une bonne connaissance des différents paramètres physiques du matériau considéré. Ceux-ci sont composés de la rugosité de surface, de la rigidité diélectrique, de la permittivité diélectrique et de leur angle de perte [Abram]. Le logiciel est ensuite paramétré pour calculer l'énergie réfléchiée par un élément de surface constitué du matériau préalablement défini, via le solveur intégral. Cette simulation est réalisée pour différentes valeurs d'angles d'azimut et d'élévation de manière à couvrir la demi-sphère au-dessus de l'élément de surface comme illustré Figure II.14.

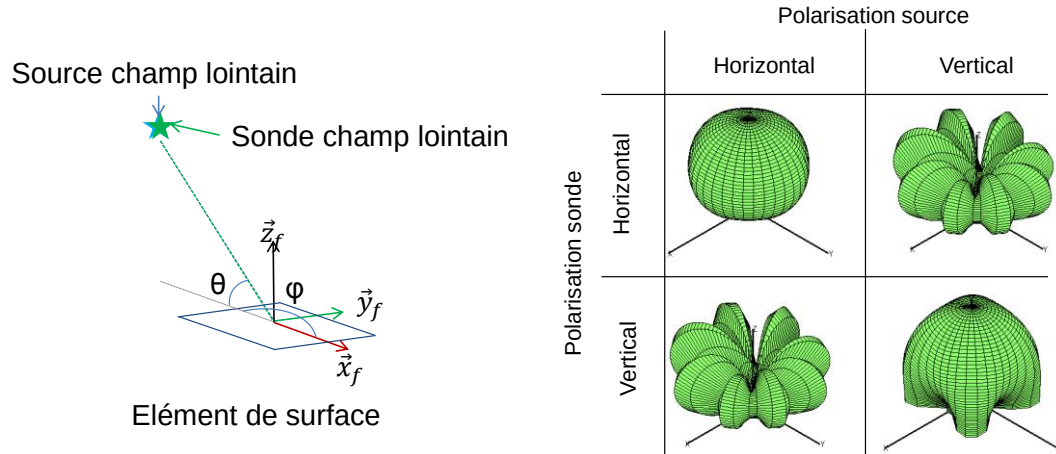


Figure II.14. Calcul d'une BRDF par la méthode des moments

Le calcul est exécuté pour les quatre combinaisons de polarisation des ondes électromagnétiques possibles avec des sources champ lointain polarisées, ce qui permet de tenir compte de tous les phénomènes possibles de recombinaison des ondes électromagnétiques lors de la simulation électromagnétique du scénario considéré.

Dernièrement, la méthode de simulation explicitée ci-dessus peut également être réalisée en mesure sur des échantillons. Des bases compactes comme [Satimo] permettent par exemple d'envisager de telles mesures. Cependant, il est à noter que bien que ces mesures donnent des résultats exacts, elles sont coûteuses et complexes à mettre en œuvre et n'ont donc pas été réalisées dans cette thèse. D'autre part, la caractérisation électromagnétique des matériaux avec des outils simples comme dans [Abram] permet d'obtenir tous les paramètres nécessaires à une paramétrisation précise de la simulation visant à obtenir des BRDF détaillées ci-dessus. La méthode des moments étant une méthode exacte, bien paramétrée elle donnera des résultats potentiellement identiques à des mesures réalisées.

Dans cette section les fonctions de réflectance bidirectionnelle ont été détaillées et des méthodes pour leur obtention mises en place. Dans la suite de ce manuscrit, les BRDF utilisées seront extraites de simulations réalisées avec le logiciel CST et se basent sur des mesures de caractéristiques de matériaux et sur des données relevées dans la littérature.

L'objectif de la méthode d'obtention de BRDF proposée dans ce paragraphe est la constitution d'une base de données de matériaux pour assurer l'ergonomie du simulateur développé. L'utilisateur final n'aura en effet plus qu'à sélectionner un matériau dans la base proposée pour l'appliquer à un élément de surface ou une zone complète de l'environnement.

D. Validation des caractéristiques principales du simulateur

i. Validation par confrontation à CST Microwave Studio

Le logiciel CST Microwave Studio embarque plusieurs moteurs de calcul et en particulier un solveur des équations intégrales qui donne des résultats exacts et sera utilisé dans cette section. Ce logiciel n'est en revanche pas adapté à la simulation d'environnements complexes tels que le canal de propagation Air-Sol-Air car ses moteurs de calculs complexes nécessiteraient des ressources et des temps de calcul très importants, raison principale pour laquelle le simulateur présenté dans ce chapitre a été développé. En revanche, ce logiciel permet de réaliser des simulations pour des cas simples, et dont les résultats peuvent être utilisés comme moyen de comparaison avec la méthode hybride détaillée à la section précédente.

L'objectif est ici de réaliser une validation CW (Continuous Wave) à une fréquence de 4.3015GHz correspondant au centre de la bande de fonctionnement d'un radioaltimètre. Plusieurs aspects et principes de calcul du simulateur développé peuvent ainsi être testés indépendamment en observant à chaque fois le module et la phase du signal simulé. Ceci permet de valider le principe d'hybridation du tracé de rayon et des BRDF ou encore la modélisation de l'atténuation en espace libre. Pour cela, on se place dans un cas avec une seule facette élémentaire. On propose de balayer l'espace au-dessus de cette facette pour plusieurs valeurs d'angles θ et φ , en conservant une distance de 10m par rapport au centre de l'élément. Ceci nous permet de vérifier que la méthode proposée dans ce chapitre donne des résultats comparables à un logiciel de référence utilisant une méthode exacte. La Figure II.15 présente le scénario utilisé.

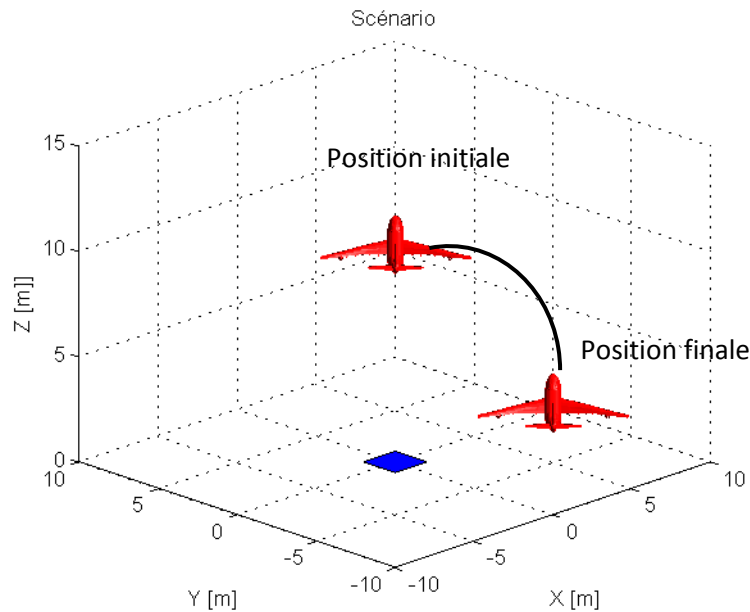


Figure II.15. Scénario de validation direction $\varphi = 132.5^\circ$

La Figure II.16 présente le résultat de la comparaison entre CST et le simulateur pour θ variant entre 0° et 90° dans la direction $\varphi = 0^\circ$. Une antenne à diagramme de rayonnement isotrope a été utilisée pour réaliser ces simulations, en considérant un signal mono-fréquence à 4.3015GHz. Ceci permet d'obtenir une distribution égale de l'énergie dans l'espace pour bien appréhender tous les phénomènes du scénario proposé ici.

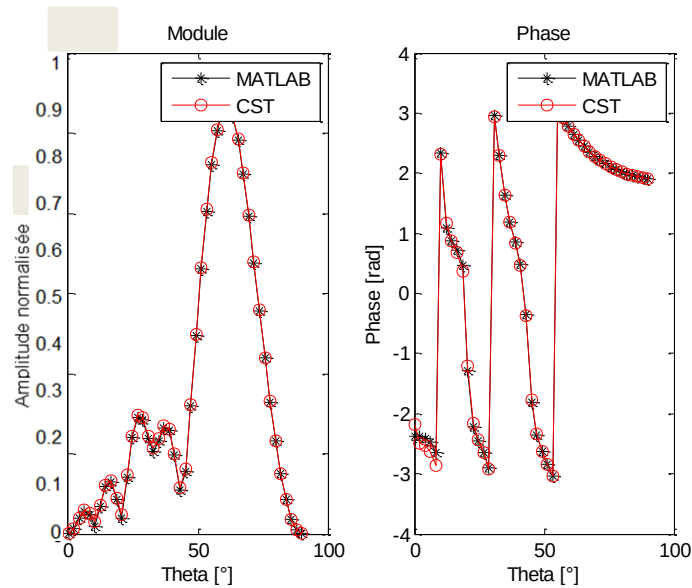


Figure II.16. Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST, direction $\varphi = 0^\circ$

La Figure II.17 présente un autre résultat de cette même simulation dans une direction $\varphi = 132.5^\circ$.

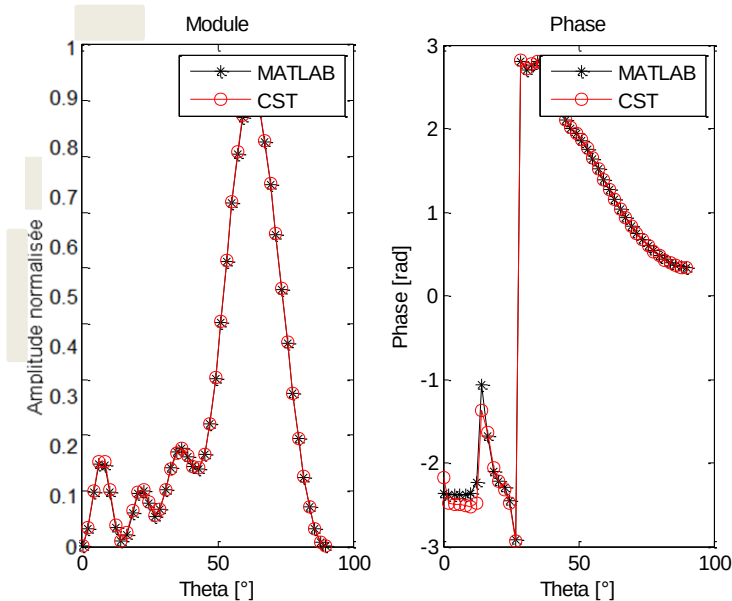


Figure II.17. Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST, direction $\varphi = 132.5^\circ$

On remarque une très bonne concordance des résultats en module, et un très léger écart en phase ($< 2\%$) pour les incidences rasantes. Ceci est directement lié au modèle de BRDF utilisé, qui du fait de la méthode des moments utilisée manque de précision pour les angles d'incidence faible. D'autre part, la BRDF utilisée est interpolée pour toutes les valeurs d'angles auxquels elle n'a pas été calculée, ce qui peut conduire à de très légers écarts tels que ceux observés. D'autre part, ces simulations nous permettent également de valider la modélisation de la propagation en espace libre. Ceci démontre que cette approximation est suffisamment précise pour les besoins de cette étude.

Les résultats de cette simulation nous permettent donc de valider le simulateur avec un cas simple composé d'une seule facette.

ii. Validation de la recomposition des signaux issus des rayons

Cette étape permet de valider la recomposition des signaux issus de multiples éléments de surface définissant un environnement par rapport à ce même environnement. On rappelle que la méthode proposée dans ce chapitre est définie à l'ordre un, c'est-à-dire que les interactions entre les éléments de l'environnement et les réflexions multiples ne sont pas prises en compte. Cette approximation induit donc une erreur sur le modèle calculé qui doit être quantifiée pour définir si elle est acceptable ou non. Le scénario utilisé (Figure II.18) est un survol d'une maille élémentaire et de son modèle discrétisé telle que celle définie sur la Figure II.8, en utilisant une antenne isotrope.

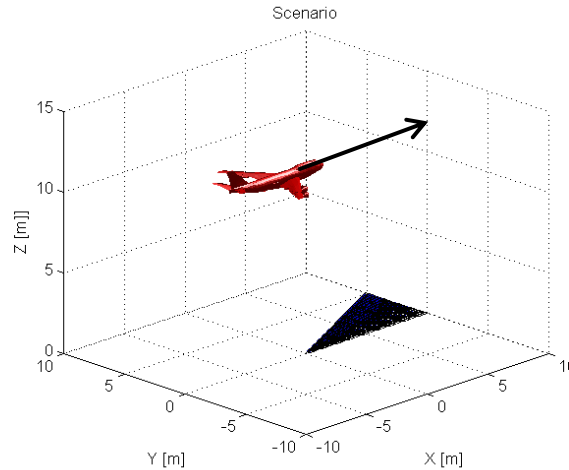


Figure II.18. Recomposition de signaux issus de plusieurs éléments

La Figure II.19 présente le résultat de cette simulation.

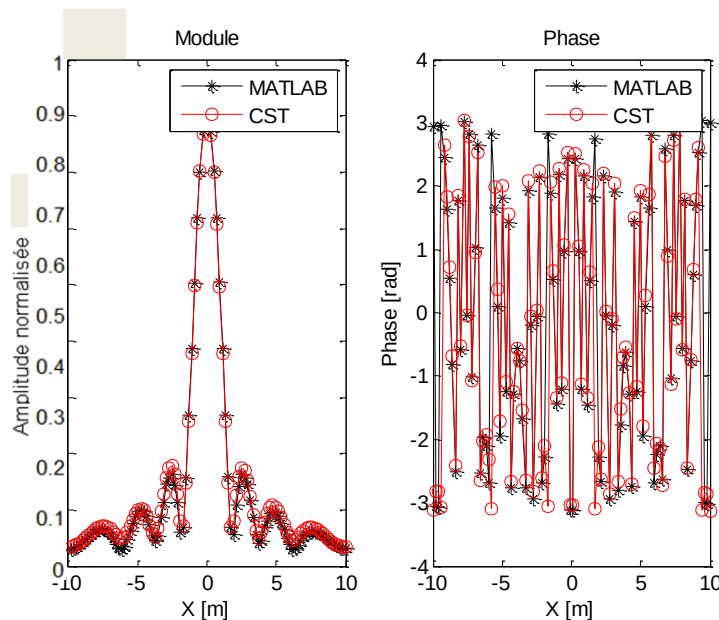


Figure II.19. Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST

L'erreur relevée est inférieure à 1% en module et de l'ordre de 1.5% en phase. Ceci est satisfaisant pour les contraintes de cette étude et permet donc de valider partiellement le simulateur proposé dans ce chapitre. Les termes qui définissent retard et Doppler seront discutés dans les sections suivantes.

E. Etude détaillée de l'effet Doppler

i. Théorie, mise en équation du phénomène

Une expression du décalage fréquentiel Doppler a été démontrée dans le chapitre 1, section C, paragraphe 3. L'équation (II.5) est un rappel du résultat obtenu.

$$\Delta f = \frac{2 * \|\vec{V}_r\|}{c} * f_0 \quad (\text{II.5})$$

Où Δf est le décalage fréquentiel lié au Doppler, V_r est la vitesse radiale de l'aéronef par rapport au point du sol considéré et f_0 est la valeur de la fréquence de l'onde émise à l'instant considéré. Dans le cas des radioaltimètres THALES, il a été expliqué au chapitre 1, section A paragraphe 3 que l'onde émise est de forme FMCW, c'est-à-dire à dérive linéaire de fréquence. Le paramètre f_0 de l'équation (II.5) devient alors $f_0(t)$, avec une valeur comprise entre f_{min} et f_{max} . L'équation (II.6) donne alors l'expression de l'effet Doppler compte tenu de la nature d'un pulse FMCW.

$$\Delta f = \frac{2 * \|\vec{V}_r\|}{c} * f_0(t) \quad (\text{II.6})$$

Etudions d'abord la stationnarité du canal de propagation pendant la durée de modulation d'un pulse FMCW émis par un radioaltimètre. Ceci peut être fait en évaluant la variabilité spatio-temporelle du canal de propagation, dont la définition est donnée au chapitre 1, section C, paragraphe 1. La table II.1 présente un lien entre la durée de modulation du signal, le temps aller-retour d'une onde entre l'aéronef et le sol et la hauteur de vol.

H [ft]	Ta/r [μs]	Tm [μs]
10	0,02032	64
100	0,2032	106
500	1,02	176
1000	2,03	294
5000	10,2	3787
10000	20,3	80000

Table II.1 Rapport entre hauteur de vol, temps de transit de l'onde et durée de modulation

On observe tout d'abord que les ordres de grandeur des temps mis en jeu sont négligeables par rapport à la variabilité temporelle, dont l'ordre de grandeur est plutôt la seconde. Le laps de temps s'écoulant pendant un pulse FMCW est relativement court ce qui permet de considérer le canal stationnaire du point de vue temporel durant cette période. D'autre part, ces résultats nous permettent de calculer la distance parcourue par l'aéronef pendant une modulation du signal FMCW et pendant le temps de transit aller-retour d'une onde pour apprécier le caractère stationnaire du canal de propagation du point de vue de la variabilité spatiale. Les résultats sont donnés dans les tables II.2.a et II.2.b pour plusieurs vitesses d'aéronef.

	V [m/s]						D [mm]
Tm [μs]	1	10	100	300	600	900	
64	0,064	0,64	6,40	19,2	38,4	57,6	
106	0,106	1,06	10,6	31,8	63,6	95,4	
176	0,176	1,76	17,6	52,8	105,6	158,4	
294	0,294	2,94	29,4	88,2	176,4	264,6	
3787	3,79	37,9	378,7	1136,1	2272,2	3408,3	
80000	0,08	0,8	8	24	48	72	

Table II.2.a : Distance parcourue pendant le temps de modulation

	V [m/s]						D [μm]
Ta/r [μs]	1	10	100	300	600	900	
0,02032	0,02032	0,2032	2,032	6,096	12,192	18,288E	
0,2032	0,2032	2,032	20,3	61	122	183	
1,02	1,016	10,2	102	305	610	914	
2,03	2,032	20,3	203	610	1220	1830	
10,2	10,2	102	1020	3050	6100	9140	
20,3	20,3	203	2030	6100	12200	18300	

Table II.2.b : Distance parcourue pendant l'aller-retour de l'onde

La distance parcourue durant un pulse FMCW est négligeable par rapport à la hauteur d'évolution de l'aéronef. On choisira donc de considérer le canal stationnaire du point de vue de la variabilité spatiale pendant la durée d'un pulse FMCW. Ceci est d'autant plus vrai durant le temps d'aller-retour de l'onde.

En conclusion, les ordres de grandeurs des temps et des distances mis en jeu pendant la durée d'un pulse FMCW ou du trajet aller-retour d'une onde dans le canal de propagation Air-Sol-Air permettent de le considérer stationnaire du point de vue de la variabilité spatiale et de la variabilité temporelle durant ce laps de temps.

Etudions ensuite l'impact de la variation de fréquence du pulse FMCW sur la valeur de l'effet Doppler calculé. Un pulse FMCW est tel que $f_{0_min} = 4.24GHz$ et $f_{0_max} = 4.363GHz$ soit un balayage en fréquence de $123MHz$. Calculons le décalage doppler minimum et maximum dans le canal de propagation Air-Sol-Air en considérant les paramètres précités. La table II.3 donne les valeurs qui ont été calculées.

	V [m/s]				Δf [Hz]
	100	300	600	900	
Δf0_min	1,41E+03	4,24E+03	8,48E+03	1,27E+04	
Δf0_max	1,45E+03	4,36E+03	8,73E+03	1,31E+04	
min-max	41	123	246	369	

Table II.3 : Variation de l'effet Doppler en fonction de la fréquence

Nous observons donc un décalage Doppler possiblement compris entre $14.1Hz$ et $13.1kHz$ en considérant une vitesse minimale de $100m/s$ et une vitesse limite de $900m/s$, atteinte par très

peu de porteurs en pratique. La variation de l'effet Doppler liée à la dérive de fréquence du signal dans ces conditions est comprise entre 41Hz et 369Hz, soit un écart d'environ 2.9% entre la valeur minimale et la valeur maximale, causé par la dérive de fréquence du signal.

On choisit pour la suite de négliger l'effet de la variation de fréquence du signal sur l'effet Doppler. Ceci revient à considérer un pulse FMCW comme l'émission d'un signal mono fréquence à 4.3015GHz (centre de la bande de fréquence balayée). L'erreur commise est de 1.45% lorsque le signal réel est aux extrêmes de la bande de fréquence.

Compte tenu de ces considérations, on peut alors évaluer l'impact de l'effet Doppler sur un radioaltimètre de manière théorique. En se référant chapitre 1, section A paragraphe 3 on remarque que le radioaltimètre mesure une différence de fréquence. Or, l'effet Doppler induit un décalage fréquentiel sur le signal. Il faut donc quantifier l'influence de ce décalage sur les performances de l'équipement et la hauteur mesurée. On note dorénavant Δ_f le décalage fréquentiel induit par l'effet Doppler. La Figure II.20 donne une illustration de l'effet Doppler appliqué au mode de fonctionnement des radioaltimètres.

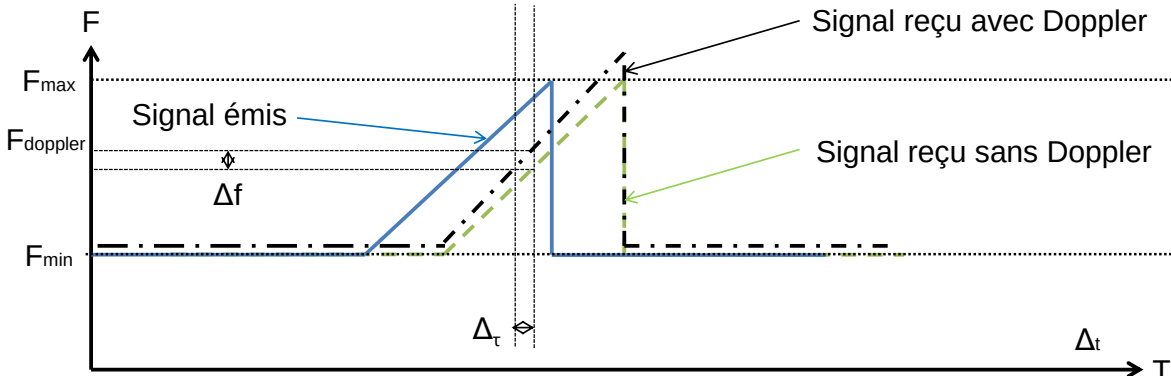


Figure II.20. Modélisation de l'impact de l'effet Doppler sur un radioaltimètre

Cette figure nous permet d'écrire l'équation (II.7) :

$$\frac{\Delta_f}{\Delta_F} = \frac{\Delta_\tau}{T_m} \quad (II.7)$$

On obtient donc :

$$\Delta_\tau = \frac{T_m * \Delta_f}{\Delta_F} \quad (II.8)$$

Δ_τ peut être vu comme le retard équivalant au décalage fréquentiel lié à l'effet Doppler du point de vue du radioaltimètre. Ceci nous permet de dire, compte tenu de l'équation (I.5) de la section A du chapitre 1, que du point de vue du radioaltimètre, un décalage Doppler est équivalent à un décalage temporel du signal reçu, cette équivalence étant définie par l'équation (II.9) :

$$\Delta_\tau = (T_0 + \frac{2 * \Delta_F}{c * F_b} * H) * \frac{\Delta_f}{\Delta_F} \quad (II.9)$$

ii. Impact de l'effet Doppler sur le canal Air-Sol-Air

Etudions maintenant l'impact de l'effet Doppler sur le canal de propagation Air-Sol-Air. Dans un premier temps, nous nous plaçons dans le cas d'un aéronef effectuant un vol à une vitesse de 250m/s au-dessus d'un sol parfaitement plan et conducteur, dont l'illustration est donnée sur la Figure II.21.

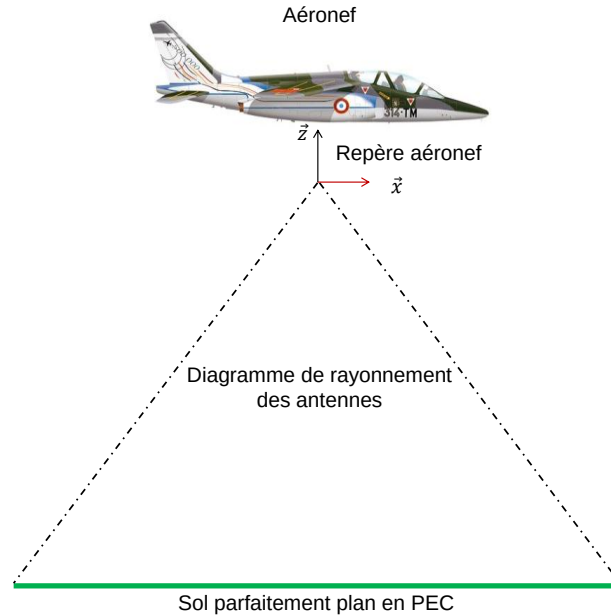


Figure II.21. Scénario simulé

On suppose également la hauteur de vol parfaitement rectiligne parallèle au sol et égale à 10m. La Figure II.22 présente le spectre Doppler obtenu en fonction de la zone éclairée au sol.

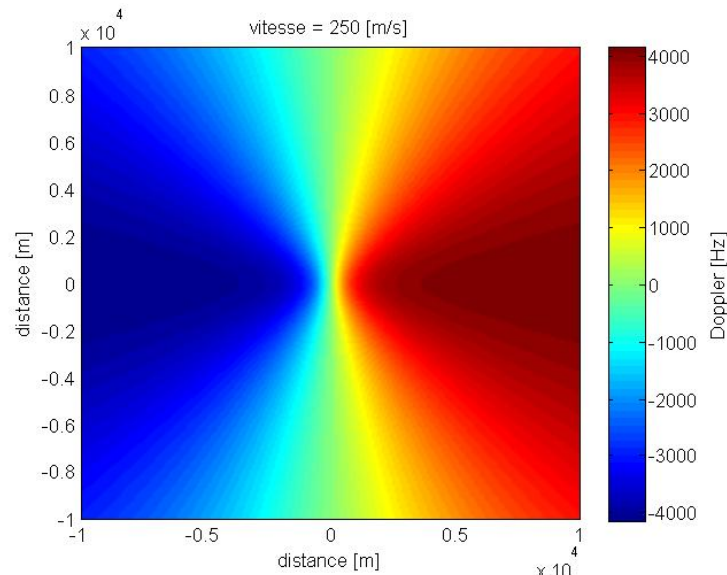


Figure II.22. Spectre Doppler obtenu

On remarque que l'effet Doppler est nul à la verticale de l'aéronef et perpendiculairement à sa trajectoire. Ceci signifie que le signal n'est pas altéré par ce dernier, ce qui est normal car selon l'équation (II.6) ci-dessus, seule la vitesse radiale entre en compte pour le calcul de l'effet Doppler, et celle-ci est nulle dans le plan perpendiculaire à sa trajectoire. On constate ensuite que l'effet

Doppler est maximum dans le plan parallèle à la trajectoire et pour les distances les plus longues, là où la vitesse radiale est la plus importante. Il est positif dans le sens de la trajectoire de l'aéronef (vitesse radiale positive) et négatif dans le sens opposé (vitesse radiale négative). Ceci peut être interprété par le fait que le sol devant l'appareil semble s'approcher et que celui derrière semble s'éloigner. La Figure II.23 présente le profil puissance-Doppler obtenu pour cette simulation.

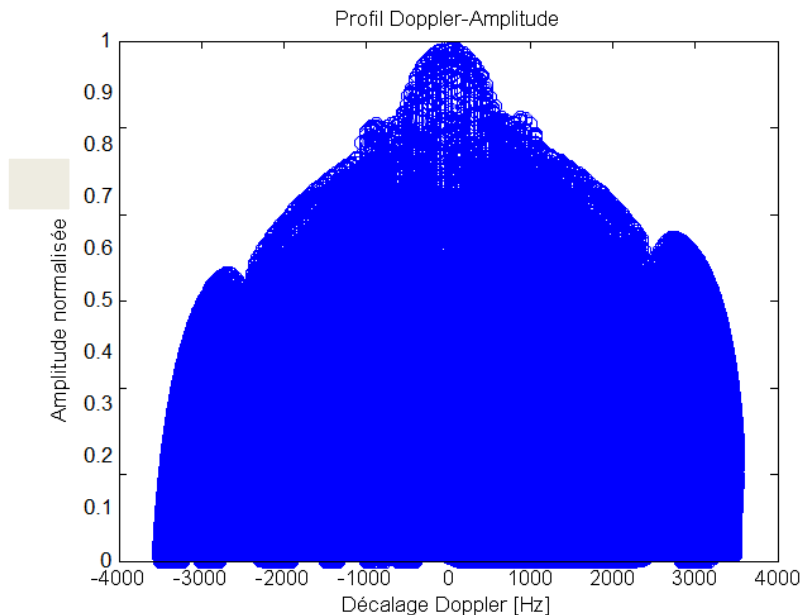


Figure II.23. Profil Puissance-Doppler

On remarque que l'effet Doppler est compris entre -3500Hz et 3500Hz, ce qui est en adéquation avec l'équation (I.11) de la section C du chapitre 1. En utilisant l'équivalence Doppler-retard établi par l'équation (II.9), on peut comparer la réponse impulsionnelle calculée dans la section précédente avec son équivalent tenant compte de l'effet Doppler. La Figure II.24 présente cette comparaison, volontairement accentuée en prenant une vitesse très importante (900m/s) pour bien mettre en évidence les phénomènes physiques en jeu.

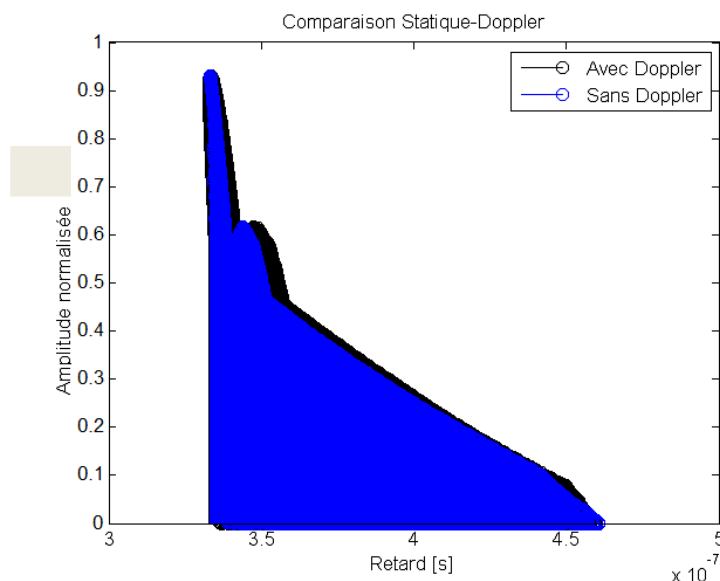


Figure II.24. Impact de l'effet Doppler sur la réponse impulsionnelle du canal

On remarque que la position du trajet de plus forte amplitude (à la verticale de l'aéronef) n'est pas modifiée, ce qui signifie que la hauteur calculée par l'équipement est à priori la même avec et sans effet Doppler. Ceci est normal, puisqu'il a été démontré qu'à la verticale de l'aéronef la vitesse radiale est nulle et donc l'effet Doppler aussi. Cependant, on observe un phénomène de modification de l'étalement temporel causé par les trajets touchés par l'effet Doppler. Cette figure nous permet donc bien de mettre en évidence l'équivalence entre l'effet Doppler et le retard des macro-trajets du point de vue d'un radioaltimètre.

Dans un deuxième temps, intéressons-nous à un cas où l'aéronef s'éloigne du sol, scénario illustré par la Figure II.25.

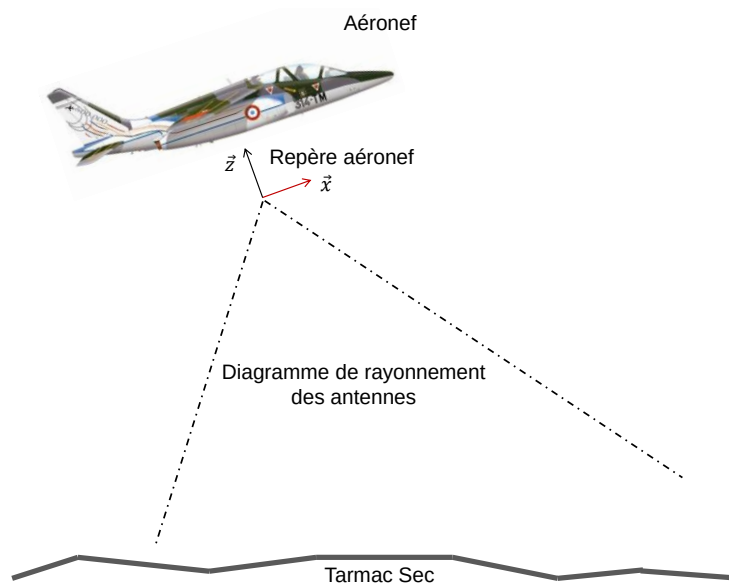


Figure II.25. Scénario étudié

On considère une hauteur de vol de 50m avec une vitesse de 250m/s au-dessus d'un sol irrégulier en tarmac sec. La Figure II.26 présente le spectre Doppler obtenu dans ces conditions.

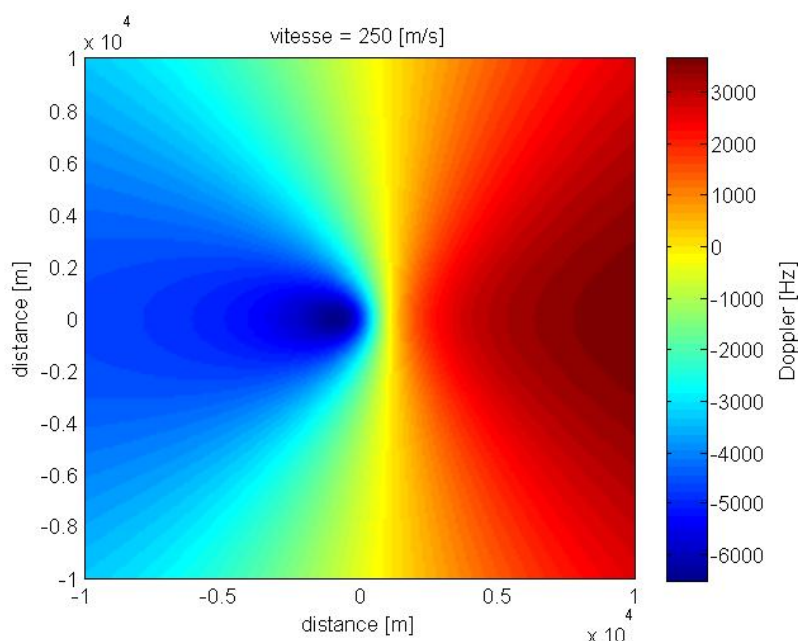


Figure II.26. Spectre Doppler simulé

On observe dans ce cas que l'effet Doppler est majoritairement négatif, ce qui s'explique par le fait que l'aéronef s'éloigne du sol. D'autre part, l'effet Doppler n'est plus nul à la verticale de l'aéronef mais perpendiculairement à sa trajectoire. La Figure II.27 présente le profil Puissance-Doppler calculé.

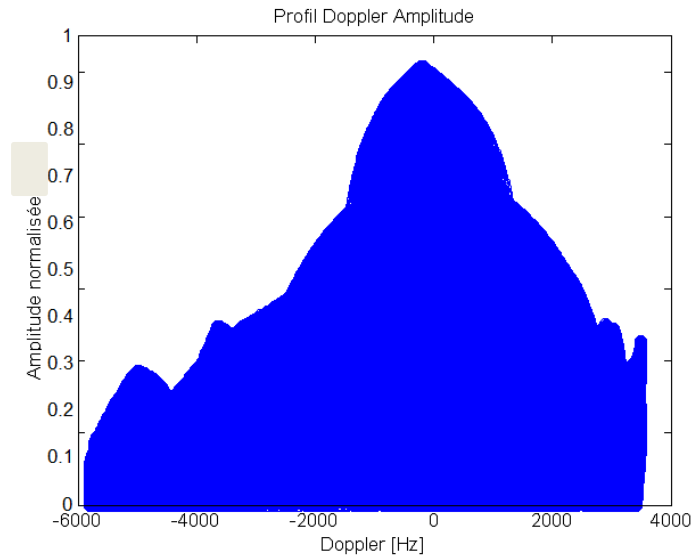


Figure II.27. Profil Puissance-Doppler

Nous observons que les trajets prépondérants (i.e. de plus forte amplitude) qui seront utilisés par un radioaltimètre pour calculer la hauteur ont un décalage Doppler négatif. Ceci signifie que d'après le principe d'équivalence retard-Doppler défini par l'équation (II.9), le radioaltimètre mesurera une hauteur plus importante que celle réellement survolée du fait de l'effet Doppler négatif à la verticale de l'aéronef.

Dans un dernier temps, intéressons-nous à un cas où l'aéronef s'approche du sol. Les paramètres sont repris du cas étudié précédemment mais en considérant un vecteur vitesse orienté en direction du sol. La Figure II.28 présente le spectre Doppler calculé.

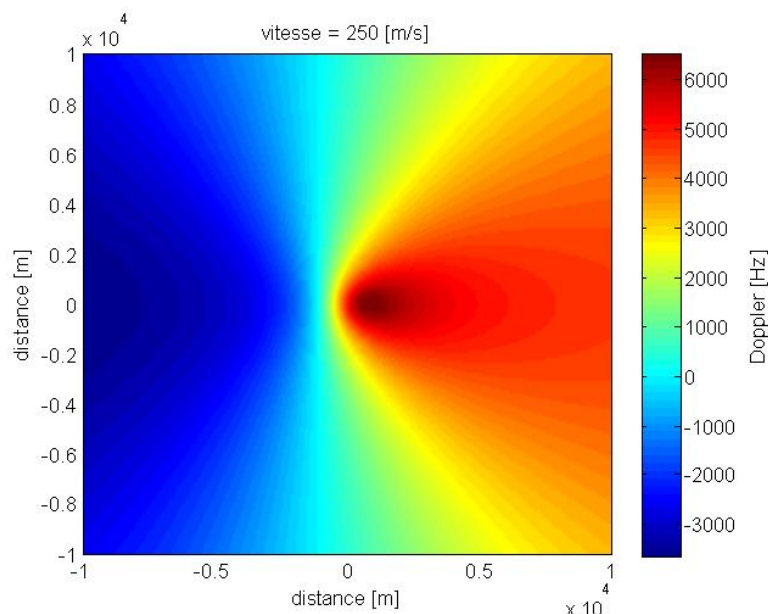


Figure II.28. Spectre Doppler

On remarque que l'effet Doppler est majoritairement positif et que la verticale de l'aéronef est dans une zone de Doppler positif. Ceci nous permet de conclure que la hauteur qui sera mesurée par le radioaltimètre sera plus faible que celle réellement survolée du fait du principe d'équivalence retard-Doppler énoncé dans l'équation (II.9).

Cette section de ce chapitre nous a permis de réaliser une étude détaillée de l'effet Doppler et de son impact sur le canal de propagation Air-Sol-Air. Ceci nous a permis de mettre en évidence que l'effet Doppler peut être modélisé de manière empirique par une équation simple et qu'il joue un rôle important dans la perception du canal de propagation par un radioaltimètre. Un principe d'équivalence retard-fréquence Doppler a été énoncé pour permettre d'évaluer l'impact de l'effet Doppler sur le fonctionnement d'un équipement, ce qui nous a permis de démontrer que ce dernier réalise une fonction d'anticipation de la hauteur. En effet, celle-ci est surévaluée lorsque l'aéronef s'éloigne et sous-évaluée lorsque l'aéronef s'approche du sol. Ceci nous démontre la nécessité de bien modéliser l'effet Doppler pour bien tenir compte de son impact sur le fonctionnement d'un radioaltimètre.

F. Exemple de scénarii réalisables

i. Décollage depuis un aéroport

L'objectif de cette section est de présenter la méthodologie de construction d'un modèle de canal en vue de son utilisation dans l'émulateur de propagation qui sera présenté dans le chapitre suivant. Dans une première partie, on propose d'étudier un scénario de décollage depuis l'aéroport de Bellegarde (87) à côté de Limoges. Le modèle numérique de terrain est récupéré depuis Google Earth avec une fonction Matlab spécialement codée à cet effet et via un activeX. La Figure II.29 présente une vue satellite de la zone d'étude.



Figure II.29. Aéroport de Limoges - Bellegarde

Comme cela a été expliqué dans la section C de ce chapitre, ce modèle est tout d'abord maillé pour pouvoir être traité avec la méthode proposée. La Figure II.30 présente une représentation de ce maillage.

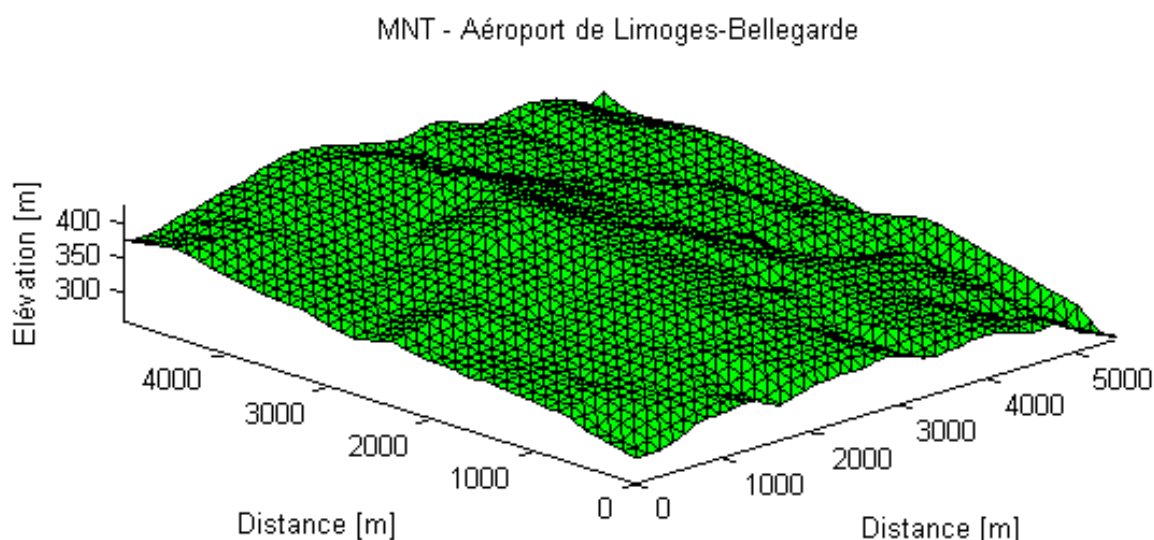


Figure II.30. Modèle numérique de terrain

Des matériaux sont ensuite appliqués par zone au modèle ainsi établi, comme cela est illustré sur la Figure II.31.

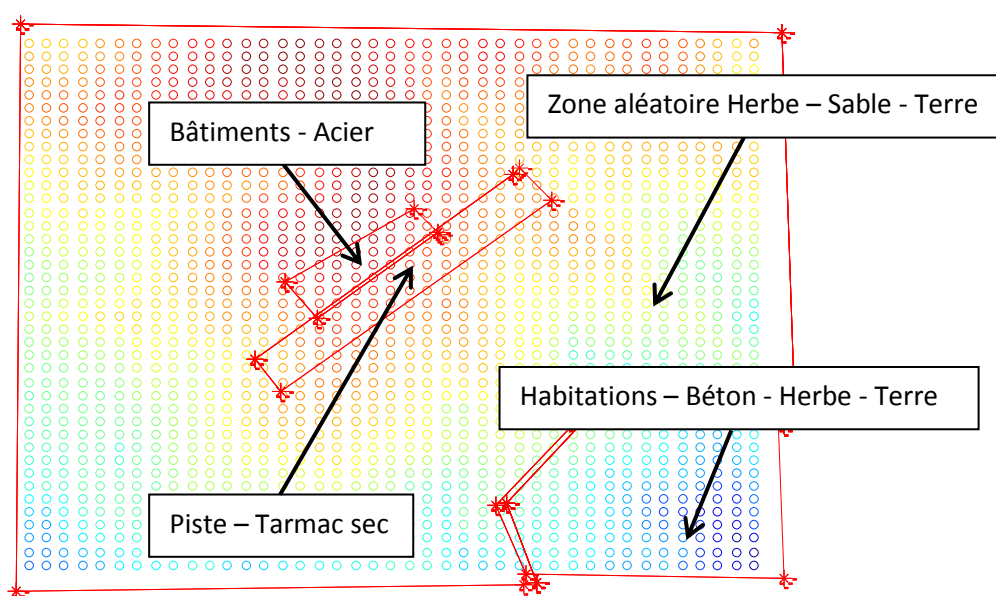


Figure II.31. Application de matériaux

Le scénario a été découpé en quatre grandes zones, et un modèle de matériau a été attribué aux facettes élémentaires de chacune de ces zones. La piste a reçu un modèle de matériau en tarmac sec et les hangars adjacents à l'aéroport ont été modélisés en acier. La végétation alentour, est supposée être composée aléatoirement d'herbe, de sable ou de terre. Finalement, le village en bas à droite est modélisé comme une combinaison de béton, d'herbe et de terre. Des BRDF pour ces matériaux ont été créées à partir de données de la littérature et en utilisant le logiciel CST. L'annexe 1 présente un compte rendu des résultats obtenus.

Une trajectoire de décollage est ensuite définie en trois dimensions sur cent points qui constitueront les instants de simulation pour le logiciel. Un vecteur vitesse est associé à chaque

point pour parfaire la définition des conditions de vol, et on suppose que celle-ci évolue linéairement de 0 à 150m/s pendant la durée du scénario.

Les résultats sont ensuite formatés pour être affichés suivant les diagrammes de Bello. La Figure II.32 présente le profil $H(t,\tau)$ obtenu.

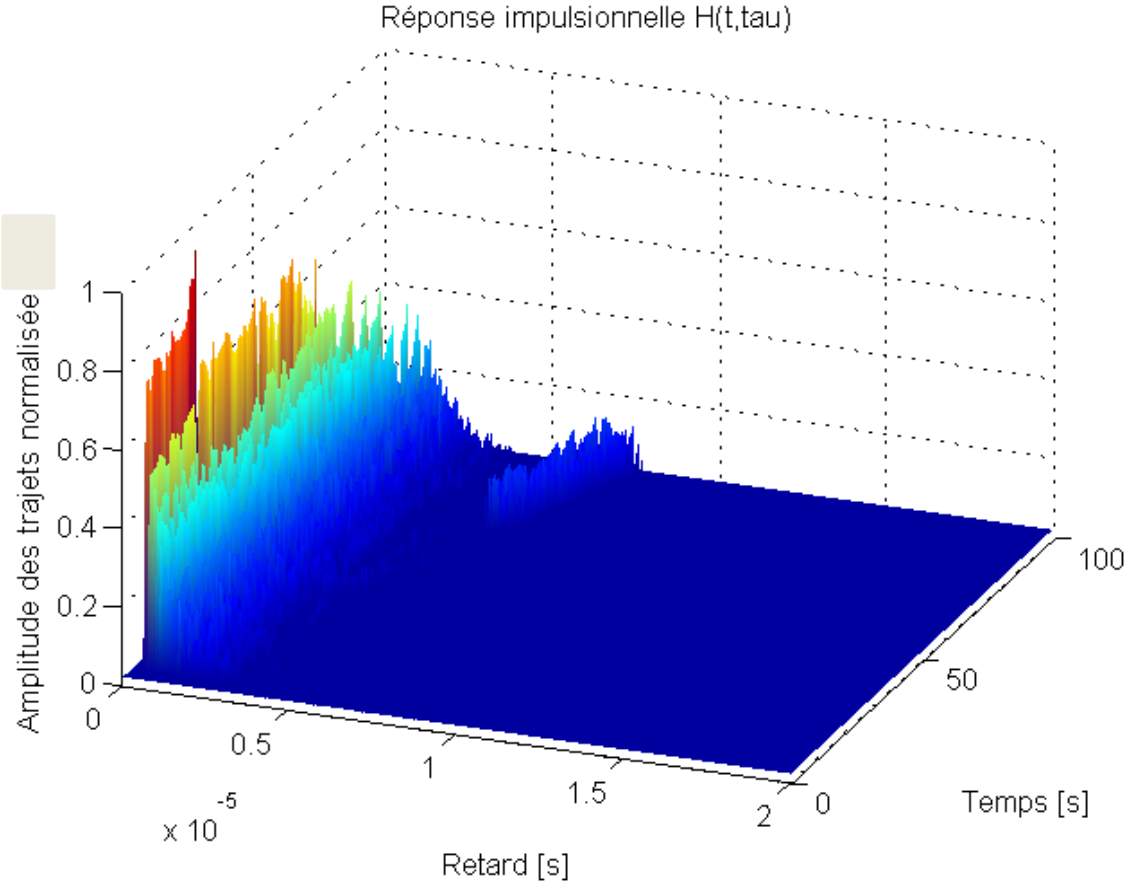


Figure II.32. Réponse impulsionnelle $H(t,\tau)$

On remarque que la réponse impulsionnelle obtenue présente de nombreux trajets et que le retard moyen évolue avec l'altitude de l'aéronef. Lorsque l'appareil s'éloigne suffisamment du sol à environ $t = 80\text{sec}$, on remarque l'apparition d'un deuxième groupement de trajets correspondant à la signature des bâtiments métalliques programmés dans le scénario.

D'après le diagramme de Bello présenté dans le chapitre 1, la réponse fréquentielle d'un canal de propagation $H(t,f)$ s'obtient en réalisant la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $H(t,\tau)$ du canal de propagation sur l'axe des retards. L'équation (II.10) donne l'expression mathématique qui permet de vérifier cette égalité dans le domaine discret, les modèles présentés ici étant numériques. On note N le nombre d'échantillons calculés pour constituer la réponse impulsionnelle.

$$H(t,f) = \sum_{n=0}^N H(t,\tau_n) * e^{(-2i*\pi*f*\frac{n}{N})} \quad (\text{II.10})$$

Ceci nous permet d'obtenir la réponse fréquentielle $H(t,f)$ du scénario émulé, qui est présentée en Figure II.33.

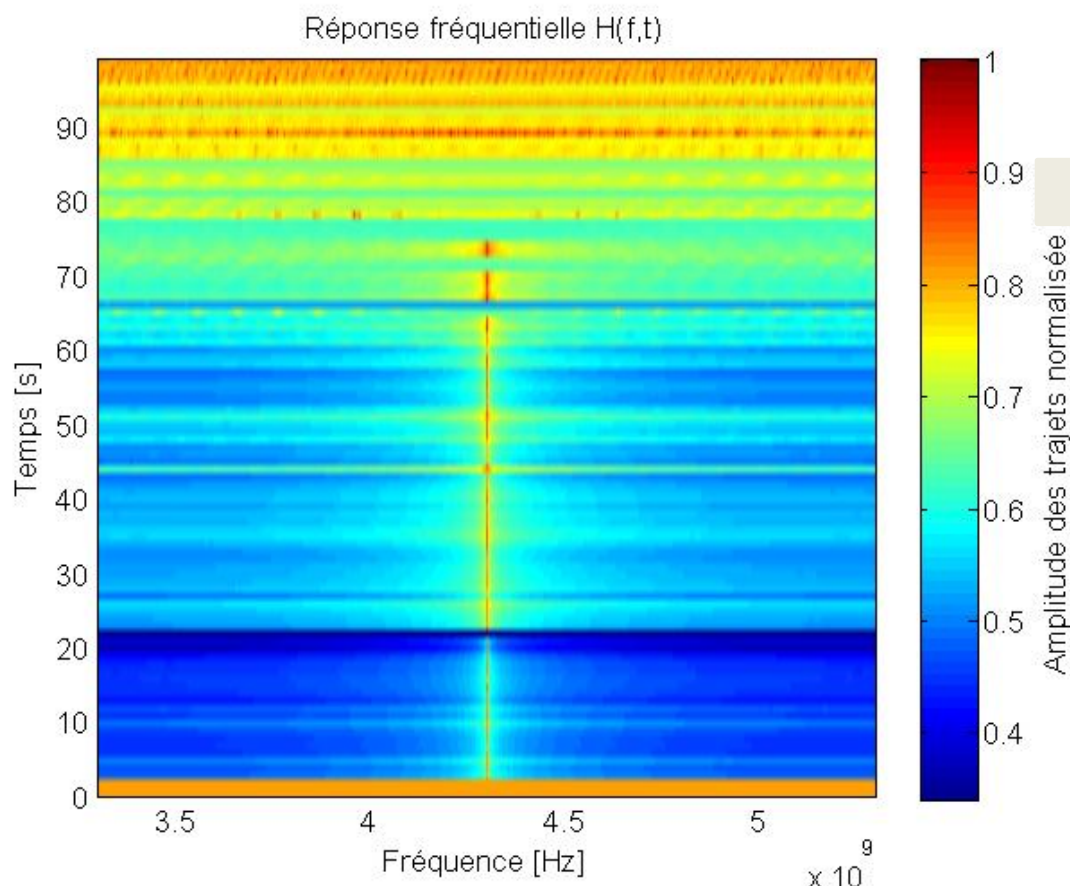


Figure II.33. Réponse temps - fréquence $H(t,f)$

On remarque que le canal modélisé n'est à priori pas sélectif en fréquence. Ceci est important car cela signifie qu'un écho sera mesuré quelle que soit la fréquence contenue dans la bande du radioaltimètre. Ceci permet d'assurer une consistance des mesures de hauteur. La réponse impulsionnelle ayant fait apparaître un écho de forte amplitude lié aux bâtiments métalliques, on propose de s'intéresser à ce phénomène dans le paragraphe suivant.

ii. Survol d'un navire en mer

Le phénomène de point brillant, présenté à la section A, paragraphe 2 du chapitre 1, présente un intérêt de simulation notable. En effet, il a été montré que du fait de leur boucle d'asservissement, les radioaltimètres Thales y sont assez susceptibles. Un cas présentant un point brillant notoire est le cas du vol en pleine mer avec le survol d'un navire. L'environnement n'est alors généralement composé que d'eau, avec un navire métallique au fort pouvoir réfléchissant au milieu.

La réalisation de cette simulation permet d'observer le phénomène de point brillant. Pour cela, un scénario est paramétré dans le simulateur comme montré sur la Figure II.34.

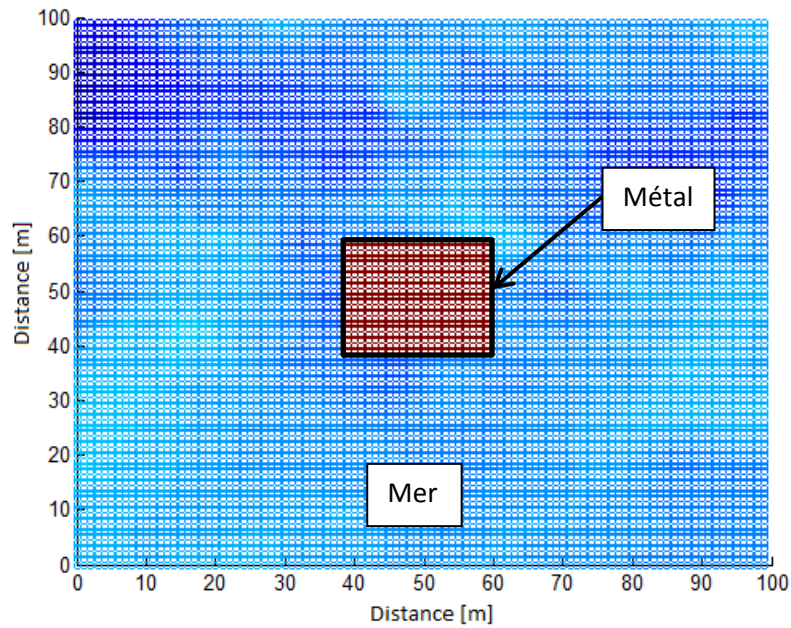


Figure II.34. Scénario

On considère une vitesse de vol constante et égale à 100m/s. La Figure II.35 donne la réponse $H(t, \tau)$ obtenue.

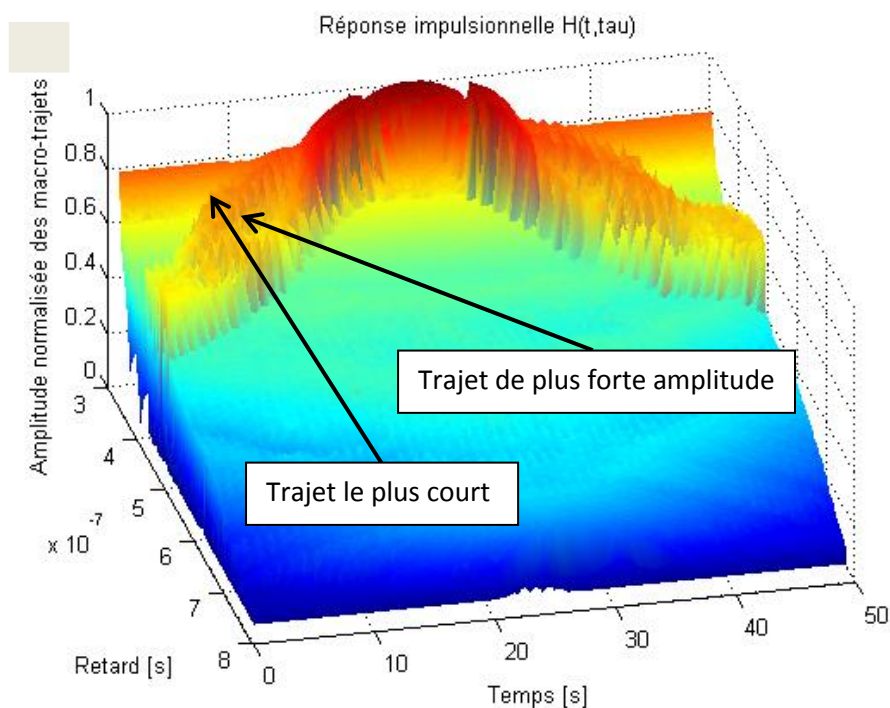


Figure II.35. Réponse impulsionnelle obtenue

On remarque que l'écho de plus forte amplitude aux abords du navire n'est plus le trajet au retard le plus court. On met ici en évidence le phénomène de point brillant : le bateau, pourtant plus loin que la mer à la verticale de l'appareil, renvoie plus d'énergie ce qui peut conduire à une

mauvaise interprétation du radioaltimètre. On remarque également que la mer à une réflectivité très importante, ce qui donne un étalement temporel au canal assez long.

L'application d'une transformée de Fourier inverse sur la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet d'obtenir le spectre Doppler du canal de propagation, tel que présenté sur la Figure II.36

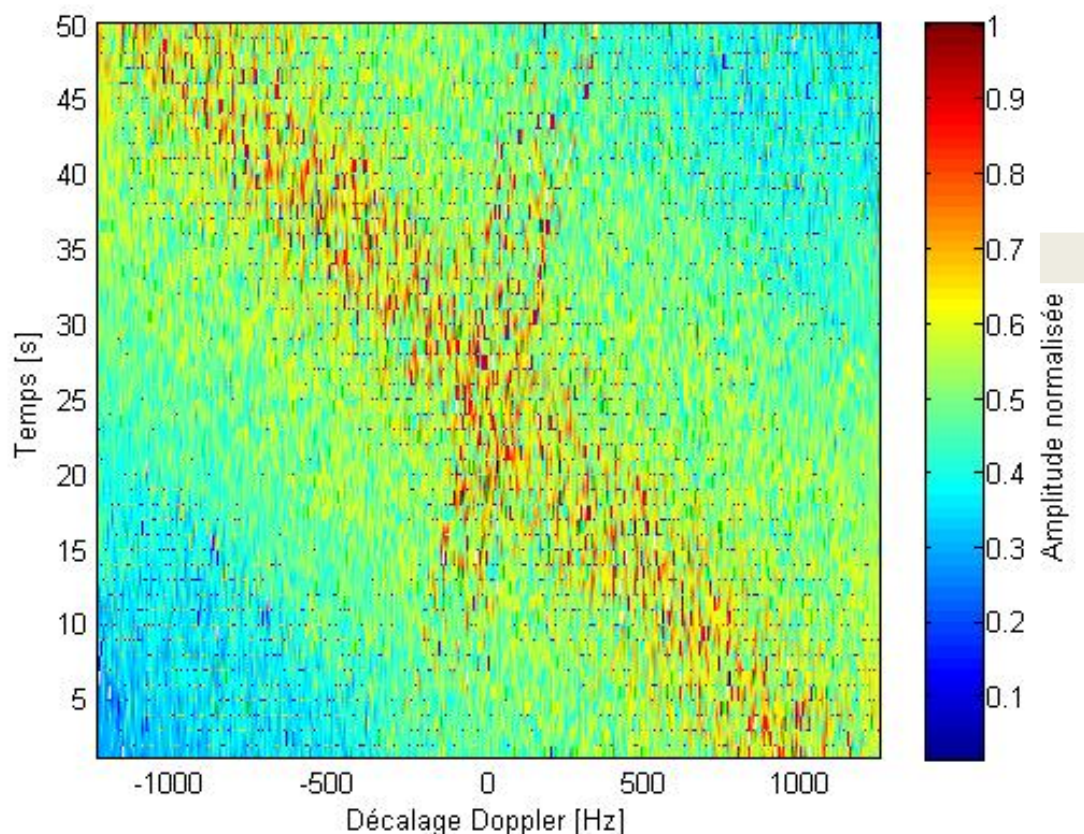


Figure II.36. Spectre Doppler

On remarque que le point brillant fait ressortir l'effet Doppler lorsque l'aéronef est à sa proximité. En effet, comme l'aéronef effectue un survol horizontal, le décalage Doppler provient essentiellement des trajets en avant et en arrière de l'appareil comme cela a été expliqué à la section précédente. Lorsque le point brillant se trouve dans cette zone, il fait donc ressortir l'effet de la vitesse de l'aéronef sur le spectre Doppler.

Les modèles présentés ci-dessus ont permis de démontrer que le simulateur proposé dans ce chapitre rend possible la réalisation de scénarii complexes qui donnent des résultats permettant une bonne interprétation des caractéristiques du canal de propagation Air-Sol-Air. Ils ont une résolution très importante qui provient de la discrétisation du sol en facette élémentaires, ce qui produit des micro-trajets. La résolution d'un radioaltimètre étant très inférieure à celle des modèles obtenus, il conviendra de réaliser un groupement de micro-trajets en macro-trajets pour simplifier le modèle et l'adapter au test des radioaltimètres, ce qui est expliqué dans la section D du chapitre 3.

iii. Confrontation à des essais en vol

De nombreux essais en vol ont été réalisés pour tester des radioaltimètres au sein du groupe Thales. En particulier, certaines mesures ont été réalisées avec un radioaltimètre modifié de manière à pouvoir relever l'atténuation du signal ou encore les échantillons du signal de battement au cours du vol, ce qui donne des indications intéressantes sur le canal de propagation. On se propose dans ce paragraphe de comparer dans des cas simples les résultats de ces essais en vol avec des modèles issus du simulateur paramétré dans les mêmes conditions. Pour limiter la complexité de l'environnement, on s'intéressera tout particulièrement à des cas de vol stationnaire avec un hélicoptère.

Dans un premier temps, un survol quasi stationnaire d'un champ de céréales coupé a été réalisé, comme illustré sur la Figure II.37.

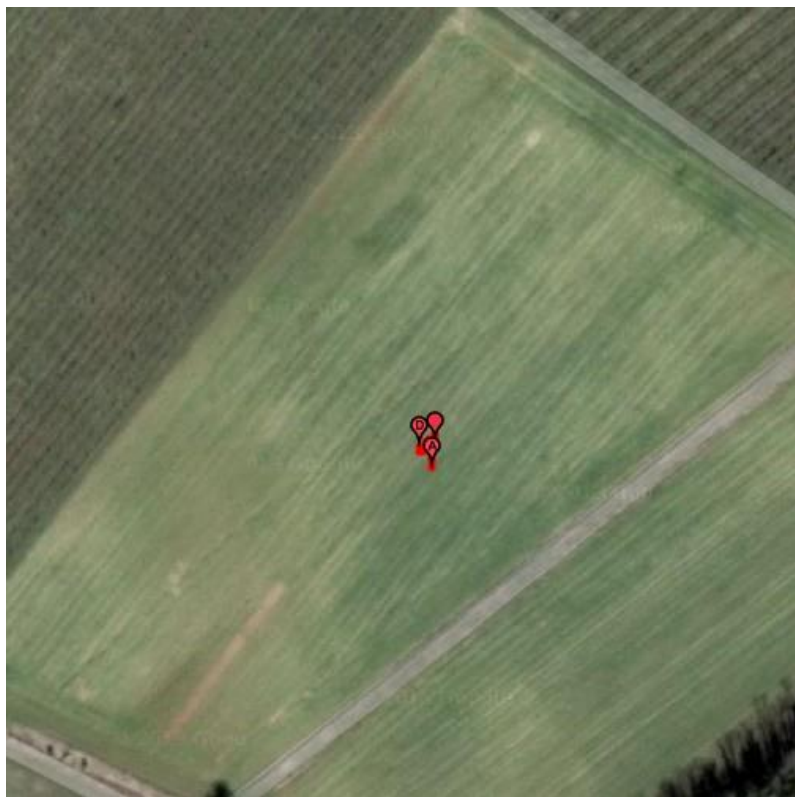


Figure II.37. Survol stationnaire d'un champ de céréales coupé

Une BRDF correspondante a été créée et le simulateur a été paramétré en reprenant les étapes décrites dans les deux paragraphes précédents. Durant la mesure, la position de l'aéronef dans l'espace fluctue légèrement et la simulation se base sur des relevés télémétriques réalisés pendant le vol pour reproduire ces conditions. De très légers mouvements dans le canal de propagation sont également introduits dans la simulation pour permettre de recréer les effets de la variabilité spatiale et temporelle. La Figure II.38 présente une comparaison des niveaux d'énergie reçus pour 2100 points temporels d'acquisition.

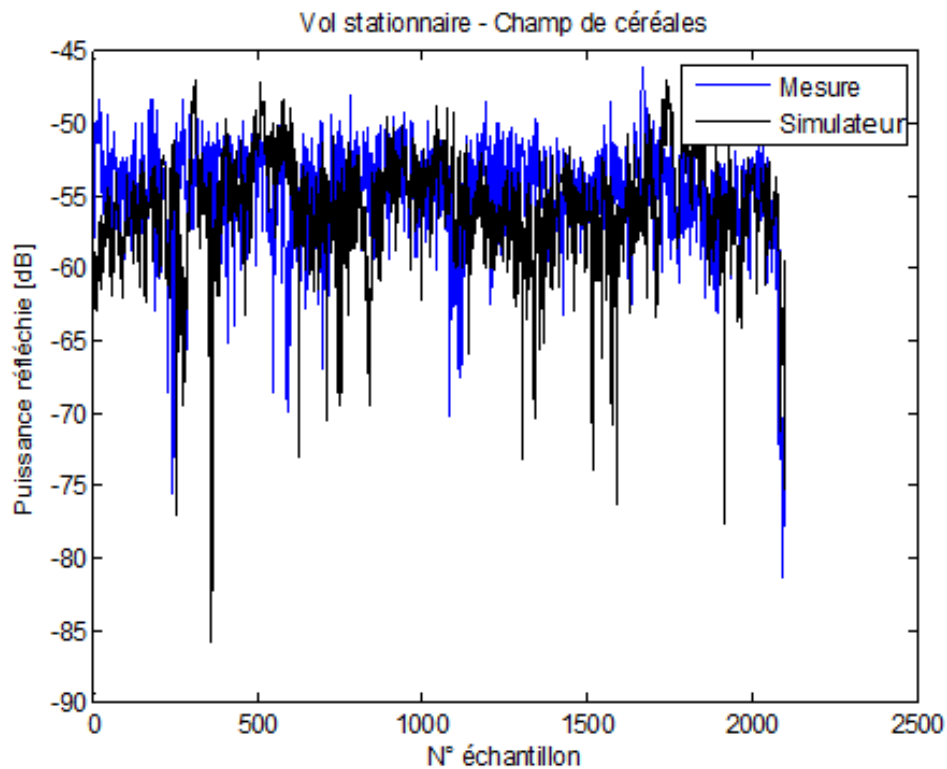


Figure II.38. Niveaux d'énergie reçue

On remarque que les niveaux d'énergie reçue moyens sont comparables en termes de moyenne et d'écart type, ce qui permet de démontrer que le simulateur de canal de propagation est capable de reproduire des conditions réelles de propagation aux bornes d'un équipement. Cette comparaison a été réalisée pour des survols quasi stationnaires sur d'autres matériaux, la Figure II.39 présente un de ces résultats au-dessus de roseaux.

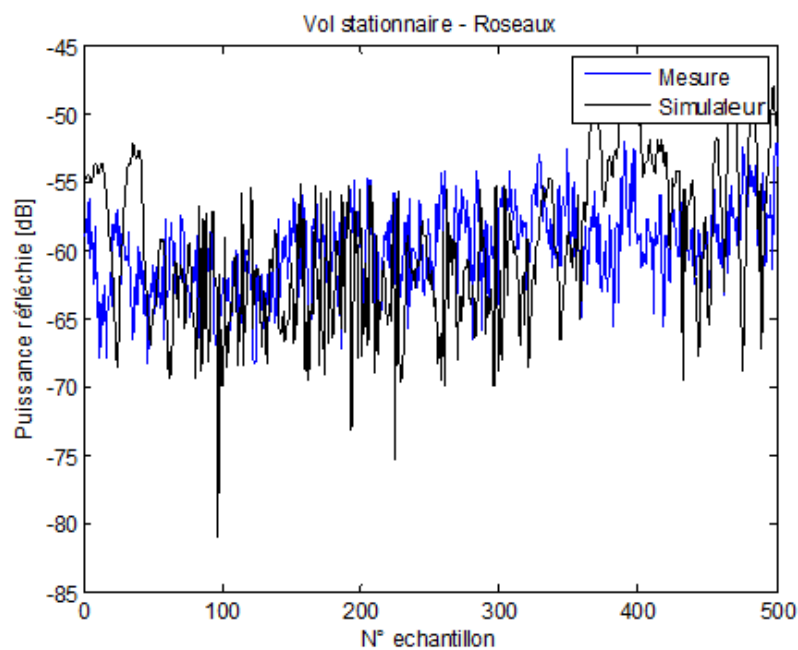


Figure II.39. Niveaux d'énergie reçue

On remarque dans ce cas particulier que bien que les moyennes des signaux reçus soient comparables, la mesure présente une variabilité temporelle plus rapide qu'en simulation et une distribution des amplitudes moins importante. Ceci peut s'expliquer par le mouvement des roseaux sous l'effet des pales de l'hélicoptère et met en évidence que pour bien modéliser un scénario, il convient de prendre en compte le maximum de phénomènes physiques. Bien étudié, ce même phénomène doit pouvoir être reproduit avec le simulateur présenté dans ce chapitre en introduisant une déformation statistique locale du maillage correspondant aux mouvements de la couche végétale.

G. Conclusion

Le canal de propagation Air-Sol-Air est défini par l'environnement d'évolution des aéronefs. Ses dimensions sont très importantes et varient en fonction de paramètres tels que la hauteur de vol ou l'attitude adoptée par l'aéronef. D'une manière générale, le volume d'étude est compris entre quelques milliers de mètres cubes et plusieurs dizaines de kilomètres cubes. Du point de vue géométrique, le canal de propagation Air-Sol-Air comporte des objets très variés et bien que certains environnements comme des aéroports soient similaires, aucune généralité ne peut en être dégagée.

Ces caractéristiques particulières du canal de propagation Air-Sol-Air nous ont emmenés dans une première partie à effectuer une étude des méthodologies de modélisation du canal de propagation. Celle-ci a permis de distinguer trois groupes de méthodes de calcul adaptées à des caractéristiques du canal de propagation différentes. Les méthodes hybrides proposent le plus de polyvalence et ont des caractéristiques en adéquation avec l'analyse faite des contraintes liées au canal de propagation Air-Sol-Air, raison pour laquelle elles ont été retenues pour cette étude. Une présentation du tracé de rayon et de la méthode des moments à l'ordre un ont été faites et leur concordance avec les nécessités de modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air a été démontrée, ce qui a permis de proposer une méthodologie de modélisation hybride au problème.

Dans une deuxième partie, la méthodologie de modélisation retenue a été détaillée en partant de la modélisation du scénario jusqu'à l'obtention de modèles pour le canal de propagation Air-Sol-Air. La possibilité d'utilisation de modèles numériques de terrain et d'élévation a été montrée et la simplification de leur maillage en éléments réguliers expliquée. La théorie mathématique permettant l'hybridation du tracé de rayon avec les fonctions de distribution de réflectance bidirectionnelle a été mise en place permettant de donner une démonstration théorique de la validité du modèle. Enfin, l'obtention de BRDF par la méthode des moments à l'ordre un a été expliquée, ce qui a permis de définir intégralement la méthodologie de modélisation du canal de propagation retenue pour cette thèse.

Dans une troisième partie, une validation des fonctions principales du simulateur a été réalisée. Ceci a permis de mettre en évidence que la méthodologie de calcul choisie permet de produire des résultats en adéquation avec ceux obtenus par d'autres méthodes de calcul. L'erreur induite par les approximations du modèle a été quantifiée et est inférieure à 1.5%. Les modèles de canaux produits seront donc suffisamment précis pour l'étude du canal de propagation Air-Sol-Air dans le contexte des radioaltimètres.

Dans une quatrième partie, une étude détaillée de l'effet Doppler a permis de mettre en évidence son impact sur le canal de propagation Air-Sol-Air. Un modèle d'équivalence retard-Doppler a été proposé pour le contexte particulier des radioaltimètres. Ceci a permis de compléter la définition des modèles de propagation proposés et montré l'intérêt de la prise en compte de ce phénomène.

La dernière partie de ce document a quant à elle été consacrée à l'étude d'exemples de scénarii réalisables. Une confrontation des modèles obtenus a permis de montrer le réalisme des modèles calculés et de donner des perspectives sur leur utilisation future.

La solution retenue présente donc les avantages d'être peu coûteuse en termes de ressources de calcul tout en prenant en compte le maximum de paramètres physiques du canal de propagation Air-Sol-Air pour en proposer une modélisation réaliste. L'objectif du chapitre suivant est donc de proposer un émulateur permettant d'appliquer les modèles présentés ici sur le signal d'un radioaltimètre.

Table des figures

Figure II.1.	Hybridation d'une méthode numérique avec une méthode asymptotique	45
Figure II.2.	Principe du tracé de rayon	46
Figure II.3.	Synoptique de la méthodologie de modélisation proposée	48
Figure II.4.	Un modèle numérique de terrain	49
Figure II.5.	Un modèle numérique d'élévation	50
Figure II.6.	Un maillage irrégulier triangulaire d'un MNT	50
Figure II.7.	Remaillage régulier d'une maille élémentaire	51
Figure II.8.	Simulations d'une maille élémentaire et de son modèle raffiné	51
Figure II.9.	Les différents repères d'un scénario	52
Figure II.10.	Propagation entre un émetteur et un élément de surface	53
Figure II.11.	Propagation entre un élément de surface et un récepteur	54
Figure II.12.	Réponse impulsionnelle du canal de propagation	55
Figure II.13.	Définition d'une BRDF	56
Figure II.14.	Calcul d'une BRDF par la méthode des moments	57
Figure II.15.	Scénario de validation direction $\varphi = 132.5^\circ$	58
Figure II.16.	Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST, direction $\varphi = 0^\circ$	59
Figure II.17.	Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST, direction $\varphi = 132.5^\circ$	59
Figure II.18.	Recomposition de signaux issus de plusieurs éléments	60
Figure II.19.	Comparaison Simulateur (développé sous MATLAB) et CST	60
Figure II.20.	Modélisation de l'impact de l'effet Doppler sur un radioaltimètre	63
Figure II.21.	Scénario simulé	64
Figure II.22.	Spectre Doppler obtenu	64
Figure II.23.	Profil Puissance-Doppler	65
Figure II.24.	Impact de l'effet Doppler sur la réponse impulsionnelle du canal	65
Figure II.25.	Scénario étudié	66
Figure II.26.	Spectre Doppler simulé	66
Figure II.27.	Profil Puissance-Doppler	67
Figure II.28.	Spectre Doppler	67
Figure II.29.	Aéroport de Limoges - Bellegarde	69
Figure II.30.	Modèle numérique de terrain	70
Figure II.31.	Application de matériaux	70
Figure II.32.	Réponse impulsionnelle $H(t, \tau)$	71
Figure II.33.	Réponse temps - fréquence $H(t, f)$	72
Figure II.34.	Scénario	73
Figure II.35.	Réponse impulsionnelle obtenue	73
Figure II.36.	Spectre Doppler	74
Figure II.37.	Survol stationnaire d'un champ de céréales coupé	75
Figure II.38.	Niveaux d'énergie reçue	76
Figure II.39.	Niveaux d'énergie reçue	76

Références bibliographiques

[Bluemm] Christian Bluemm, Christoph Heller, Bertille Fourestie et Robert Weige, « Wideband aeronautical channel sounding and modeling for C-band telemetry », *IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Fundamentals and PHY Track*, 2013, pp 264-269.

[Iskander] Magdy F. Iskander and Zhengqing Yun, « Propagation Prediction Models for Wireless Communication Systems », *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol.50, No. 3, March 2002, pp 662-673.

[Taillet] Richard Taillet, « Optique géométrique », De Boeck, 2008.

[Kouyoumjian] R. G. Kouyoumjian et P. H. Pathak, « A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface », *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1448–1461, Novembre 1974.

[Harrington] Roger F. Harrington, « Field Computation by Moment Methods », *Wiley-IEEE Press*, Reprint edition, 1993.

[Yee] K.S. Yee et J.S. Chen, « The finite-difference time-domain (FDTD) and the finite-volume time-domain (FVTD) methods in solving Maxwell's equations », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 45, Issue: 3, 1997, pp 354-363.

[Provost] Jean-Pierre Provost, Pierre Provost, Yves Carin, Catherine Carrin, « Optique et principe de Fermat », *Optique, Diffusion F. Nathan*, 1980.

[CST] <https://www.cst.com/products/cstmws>

[Rusli] N. Rusli, M R Majid et A H M Din, « Google Earth's derived digital elevation model: A comparative assessment with Aster and SRTM data », *8th International Symposium of the Digital Earth (ISDE8), IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*, 2014.

[Faruque] S. Faruque, « Radio Frequency Propagation Made Easy », *Springer International Publishing*.

[Ulaby] F.T. Ulaby, M. Craig Dobson, « Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain », *Artech House Remote Sensing Library*.

[Kapfer] Robert M. Kapfer, « An advanced specular and diffuse Bidirectional Reflectance Distribution Function target model for a synthetic aperture ground penetrating radar », thèse, *Rochester Institute of Technology*, Rochester, New York, Janvier 2005.

[Noe] Nicolas Noe, « Etude de fonctions de distribution de la réflectance bidirectionnelle », Graphics [cs.GR]. Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne; Université Jean Monnet -Saint-Etienne, 1999.

[Abram] Ryan Eric Abram, « Electromagnetic materials characterization of ferromagnetic composites at microwave frequencies », thèse, *Iowa State University*, Ames, Iowa, 2007.

[Satimo] http://www.mvg-world.com/fr/products/field_product_family/antenna-measurement-2/sg-64

Chapitre III : Etude d'un émulateur de canaux de propagation temps réel pour radioaltimètres

Chapitre III : Etude d'un émulateur de canaux de propagation temps réel pour radioaltimètres

A.	Introduction	87
B.	Evaluation des contraintes techniques	88
C.	Proposition et étude d'une structure matérielle	89
i.	Synoptique général	89
ii.	Description des sous-ensembles.....	91
D.	Mise en place d'un algorithme de traitement numérique	94
i.	Uniformisation des modèles de canaux.....	94
ii.	Algorithme de traitement numérique temps réel à noyau de convolution	97
iii.	Implémentation FPGA.....	101
E.	Caractérisation détaillée de l'émulateur de canal de propagation	103
i.	Caractérisation du retard.....	103
ii.	Caractérisation des pertes	104
iii.	Reproduction d'un modèle de canal simple	105
iv.	Validation de l'émulation de l'effet Doppler	107
F.	Exemples de mission ayant prouvé l'utilité et les performances du système	109
i.	Reproduction d'une panne opérationnelle sur poste client.....	109
ii.	Validation d'une modification du logiciel d'un radioaltimètre.....	110
G.	Conclusion	113

A. Introduction

Le chapitre précédent a été dédié à l'étude de modèle de canaux Air-Sol-Air dans le but de les utiliser dans un émulateur de canal de propagation interfacé aux bornes d'un radioaltimètre. Le synoptique général de cet outil de simulation et d'émulation de canal de propagation a été donné dans le paragraphe 2 de la section D du chapitre 1. L'objectif de ce chapitre est donc de présenter l'émulateur de canal temps réel qui a été réalisé.

Dans une première partie, il sera discuté des contraintes techniques liées aux caractéristiques des radioaltimètres et des modèles de canaux de propagation simulés. Plusieurs architectures d'émulateur seront passées en revue en mettant l'accent sur leur adéquation avec les contraintes qui seront énoncées. Ceci permettra de dégager une architecture pour mettre en application les résultats obtenus dans les chapitres précédents.

Dans une deuxième partie, un synoptique général sera détaillé avant de décrire les solutions techniques retenues afin de justifier le choix des éléments qui composent l'émulateur. L'adéquation des éléments choisis avec les contraintes exposées dans la première partie sera mise en avant.

Dans une troisième partie, nous discuterons de la mise en place d'un algorithme de traitement numérique qui a été breveté dans le cadre de cette thèse [Paris]. Dans un premier temps, un algorithme de pré-conditionnement des modèles de canaux sera explicité. Une démonstration mathématique de l'algorithme de traitement numérique sera donnée en montrant comment celui-ci a permis de réduire considérablement les coûts de calcul. Enfin, l'implémentation de cet algorithme dans le FPGA sera exposée.

Dans une quatrième partie, la validation expérimentale de l'émulateur sera détaillée. Les résultats de mesure seront donnés et permettront d'apprécier la concordance des scénarii émulsés avec les modèles théoriques.

Enfin, dans une dernière partie, deux exemples de missions ayant permis de prouver l'intérêt de ce système de caractérisation de radioaltimètres seront abordés. Ceci permettra de conclure ce chapitre et cette thèse en montrant les perspectives d'évolution du banc et ses possibilités d'industrialisation.

B. Evaluation des contraintes techniques

Le choix d'une architecture pour un émulateur de canaux de propagation doit se faire en adéquation avec l'équipement à tester d'une part, et les modèles de canaux à reproduire d'autre part. On trouve dans la littérature et dans le commerce de nombreux émulateurs de canaux de propagation [Aeroflex], [Spirent], [Hockey]. Chacun propose des caractéristiques adaptées aux équipements à tester et la plupart sont dédiés aux télécommunications.

Un tableau récapitulant les caractéristiques des radioaltimètres à tester a été donné au paragraphe 1 de la section D du chapitre 1. Celui-ci met en évidence qu'un émulateur de canal de propagation adapté au test de radioaltimètre doit avoir une bande passante d'au moins 123MHz et être capable de traiter un signal à une fréquence centrale de 4.3015GHz. Il a été montré que les modèles de propagation du canal Air-Sol-Air ont un étalement temporel pouvant aller jusqu'à quelques centaines de nanosecondes et des retards jusqu'à la milliseconde, avec des décalages Doppler jusqu'à une dizaine de kHz. Un émulateur adapté doit donc également être capable de modéliser des canaux avec des caractéristiques telles que précitées. Par ailleurs, il a également été démontré que lorsque l'appareil est au sol, le retard minimal est de l'ordre de la dizaine de nanosecondes. Un émulateur capable d'émuler ce type de canal de propagation devra donc avoir une latence très faible, inférieure au retard minimal à émuler.

A la section C du chapitre 1, nous avons vu que les émulateurs de canaux de propagation « DWCE » (digital wireless channel emulator) proposent une architecture qui permette de répondre à ces problématiques. En effet, ils proposent des bandes passantes de plusieurs centaines de MHz et s'articulent autour d'un processeur de traitement numérique permettant d'embarquer une puissance de calcul importante. Celui-ci peut être un ordinateur [Elta], un microprocesseur DSP [Olmos] ou un FPGA embarquant des unités logiques de calcul [Val].

Les échantillons numérisés sur un signal de 123MHz constituent un flux de données de plusieurs Gbits/s, ce qui est problématique pour leur transfert vers un ordinateur, très peu de bus de données étant capables d'atteindre ces débits de manière soutenue. D'autre part, la latence induite par le bus de liaison de données d'un ordinateur est importante, ce qui disqualifie cette solution, car les canaux de propagation correspondant à de faibles altitudes ne pourront pas être émulés.

Les microprocesseurs DSP sont quant à eux capables de s'interfacer avec les bus de données haut-débit issus des convertisseurs analogiques numériques et leur puissance de calcul leur permet d'appliquer la réponse impulsionnelle du canal de propagation en un laps de temps très court. Cependant, bien qu'ils soient capables d'applications temps réel, les microprocesseurs DSP doivent gérer des interruptions et partager leur puissance de calcul avec d'autres tâches à accomplir. Ceci peut produire une latence variable si le composant est mal configuré. Par ailleurs, les DSP ont tendance à avoir une température élevée s'ils sont utilisés sévèrement, c'est pourquoi leur puissance de calcul est exprimée en moyenne ou en pic.

Les FPGA sont des composants entièrement reconfigurables, aussi appelés machines à état. Ils sont à la fois capables de s'interfacer avec des bus de données haut-débit, de réaliser une opération avec une latence minimale, mais sont également capables d'une grande stabilité au niveau du temps de calcul, ce qui en fait une solution idéale pour la suite de cette étude.

C. Proposition et étude d'une structure matérielle

i. Synoptique général

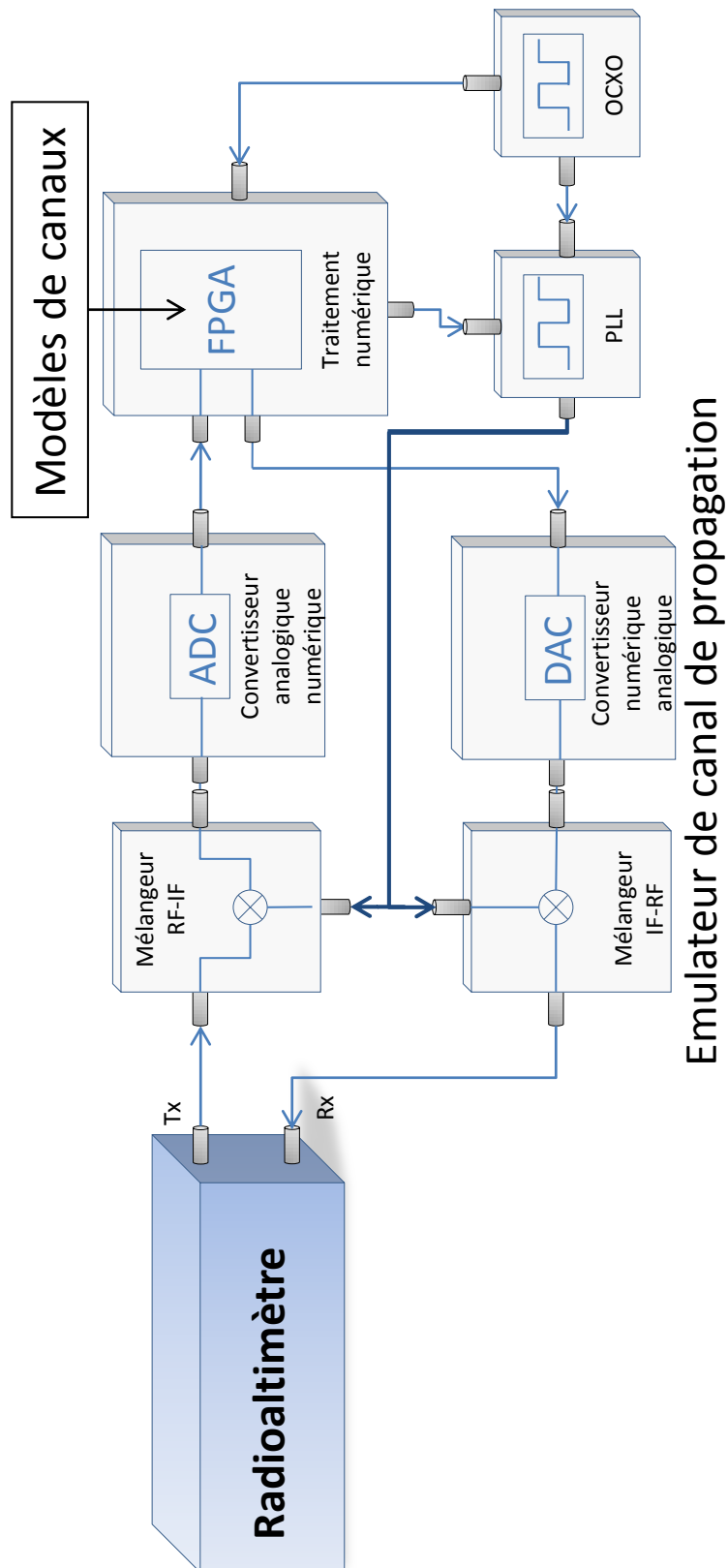


Figure III.1. Architecture de l'émulateur de canal de propagation

Le radioaltimètre sous test est directement interfacé à l'émulateur de canal de propagation par le biais de ses accès RF, Tx (voie d'émission) et Rx (voie de réception). Comme cela a été expliqué à la section précédente, un radioaltimètre émet sur sa voie Tx un signal entre 4.24GHz et 4.363GHz, ce qui constitue une gamme de fréquence trop élevée pour être numérisée par des solutions conventionnelles. Le rôle du bloc « Mélangeur RF-IF » est donc d'abaisser cette fréquence de fonctionnement à l'aide d'un mélangeur vers une fréquence intermédiaire plus faible. Pour cela, le signal du radioaltimètre est mélangé à celui d'un oscillateur local. Le signal résultant sera égal à la différence de fréquence du signal du radioaltimètre et de l'oscillateur local. Il conservera donc toutes les caractéristiques du signal initial (durée de modulation, bande passante, amplitude) à l'exception de la fréquence centrale de laquelle la fréquence de l'oscillateur aura été retranchée. Une attention toute particulière au choix de la fréquence de l'oscillateur local sera apportée dans le paragraphe suivant.

Cet abaissement fréquentiel permet au bloc suivant « convertisseur analogique numérique » de numériser le signal du radioaltimètre. Le choix de la fréquence d'échantillonnage devra se faire en adéquation avec la fréquence intermédiaire résultant de la transposition en fréquence. En effet, pour éviter les phénomènes de repliement de spectre, l'échantillonnage d'un signal doit au minimum respecter la règle de Shannon [Cottet], c'est-à-dire être réalisé à au moins deux fois la fréquence maximale du signal étudié. Par ailleurs, une attention toute particulière doit être portée à la dynamique du convertisseur choisi, ceci dans le but d'éviter les phénomènes de saturation du composant par des niveaux de signal trop importants.

Les échantillons du signal sont envoyés vers le bloc « traitement numérique ». La logique du composant FPGA est configurée pour appliquer aux échantillons du signal la réponse impulsionnelle du canal de propagation calculée par le simulateur de propagation détaillé au chapitre 2. Ce traitement numérique est synchrone avec la fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique. Cet algorithme sera présenté en détail dans la section D de ce chapitre.

Les échantillons traités numériquement représentent le signal du radioaltimètre tel qu'il aurait été vu après avoir traversé le milieu de propagation émulé. Le rôle du bloc « convertisseur numérique analogique » est donc de le restituer dans le domaine analogique en prévision de son retour vers la voie Rx du radioaltimètre. Ce convertisseur est synchrone avec le reste de la chaîne de traitement numérique (convertisseur analogique numérique et FPGA) et permet de retrouver un signal en fréquence intermédiaire. Le choix d'une dynamique de sortie de ce composant est important pour permettre de modéliser avec précision les variations d'amplitude du signal liées à l'application de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Ceci sera discuté dans le paragraphe suivant.

Le dernier élément avant retour du signal au radioaltimètre est le bloc « mélangeur IF-RF ». Celui-ci permet, avec le même oscillateur local que le bloc « mélangeur RF-IF » de réaliser une transposition du signal traité numériquement vers sa fréquence centrale d'origine. Le signal est émis en direction de la voie de réception Rx du radioaltimètre qui le perçoit tel qu'il aurait été en traversant le milieu de propagation émulé.

L'objectif de la section suivante est donc de discuter des choix de composants pour chacun de ces éléments.

ii. Description des sous-ensembles

Le synoptique détaillé à la section précédente a permis de mettre en évidence trois grands sous-ensembles qui sont l'étage de transposition en fréquence, les convertisseurs analogiques numériques et numériques analogiques et enfin le traitement numérique.

- **Transposition en fréquence :**

Comme cela a été expliqué au paragraphe précédent, l'étage de transposition permet d'abaisser la fréquence du signal du radioaltimètre vers une fréquence intermédiaire, dans le but de pouvoir la numériser avec des solutions existantes sur le marché. Un radioaltimètre possédant une bande d'analyse assez large à la réception et la transposition en fréquence produisant des images de l'oscillateur local à la sortie, le choix de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur local est très importante. Trop faible, la fréquence intermédiaire produite sera plus élevée et les solutions de numérisation plus chères et moins efficaces. Trop élevée, l'image de l'oscillateur local risque de se retrouver dans la bande d'analyse du radioaltimètre et venir parasiter le signal.

Pour les besoins de cette étude, un filtre typique à la réception d'un radioaltimètre a été mesuré, le résultat est présenté sur la Figure III.2.

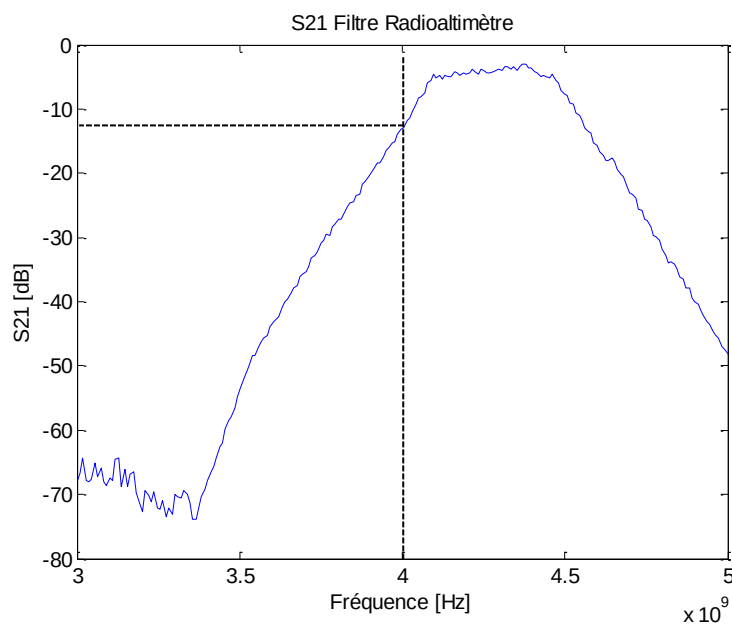


Figure III.2. Filtre à la réception d'un radioaltimètre

Cette figure met en évidence que dans la bande de fonctionnement des radioaltimètres, entre 4.24GHz et 4.363GHz, le filtre présente des pertes d'insertion de l'ordre de -3dB et laisse donc passer le signal. Le S21 atteint environ -13.5dB à 4GHz, ce qui offre un bon niveau de réjection et est suffisamment éloigné de la bande pour être considéré comme fréquence d'oscillateur local pour la transposition en fréquence. Le signal résultant sera alors compris entre 240MHz et 363MHz, bande de fréquence pouvant être numérisée à l'aide d'un convertisseur à 1250MS/s en ayant un facteur de sur-échantillonnage de 3.45 qui permet de bien respecter la deuxième zone de Nyquist [Bellanger].

Le choix de mélangeurs s'est porté sur une solution active réalisée spécialement pour le contexte de cette étude. Des mélangeurs large bande Linear Technology LTC5510 [Linear] ont été

choisis pour leur gamme de fréquence en adéquation avec la bande de fonctionnement des radioaltimètres. Ils présentent en outre une forte isolation entre la voie de sortie, la voie d'entrée, et l'oscillateur local, avec un gain de conversion avantageux et une haute linéarité. Deux designs ont été réalisés spécifiquement pour la conversion RF-IF et pour la conversion IF-RF et sont présentés sur la Figure III.3.

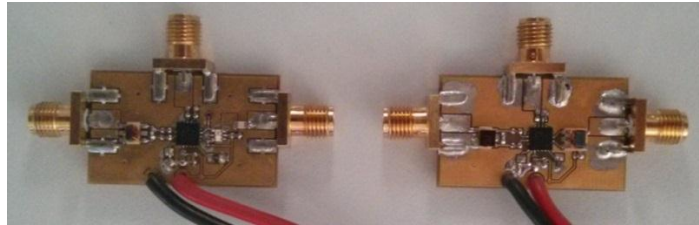


Figure III.3. Mélangeurs actifs (IF-RF à gauche et RF-IF à droite)

Ces mélangeurs offrent un gain de conversion d'environ -6dB, une ondulation dans la bande de l'ordre de 3dB et une réjection des images de la transposition en fréquence de l'ordre de -50dB. L'annexe 2 présente un résumé de ces résultats après optimisation des cartes de mélange.

- **Conversion numérique analogique et analogique numérique :**

Dans le but de pouvoir traiter numériquement les signaux du radioaltimètre, une fois leur fréquence abaissée, une numérisation doit être effectuée. Comme expliqué précédemment, le résultat de la transposition en fréquence est un signal dont la bande est comprise entre 240MHz et 363MHz, qui peut être numérisé efficacement à l'aide de convertisseurs à 1250MS/s. Dans le but de réduire les coûts et les temps d'étude, une recherche de cartes de développement a été menée. Compte tenu des contraintes de cette étude, le choix s'est arrêté sur une carte mezzanine FCM160 au format FMC Vita 57.1 de chez 4DSP [4DSP], présentée en Figure III.4.



Figure III.4. Carte de conversion numérique analogique et analogique numérique

Cette dernière offre un convertisseur numérique analogique capable de fonctionner jusqu'à 3.6GS/s sur 12bits, ce qui permet théoriquement de numériser des signaux dont la fréquence peut atteindre 900MHz avec un facteur de sur-échantillonnage de 4. Elle propose également un convertisseur numérique analogique pouvant fonctionner jusqu'à 2.8GS/s sur 14bits, avec une fonction d'interpolation permettant une fréquence efficace de rafraichissement des échantillons de 5.6GS/s. Ces précisions de numérisation de 12bits et 14bits permettent d'assurer une dynamique théorique de 72 dB à la numérisation et de 84dB à l'émission, ce qui est suffisant pour réaliser les validations des concepts de cette étude. Une PLL programmable permet par ailleurs de contrôler les horloges de cadencement des composants, ce qui en fait une solution parfaitement adaptée aux contraintes exposées dans la section précédente de ce chapitre. Par la suite, cette fréquence d'échantillonnage sera fixée à 1250MS/s, ce qui permet d'obtenir un facteur de sur échantillonnage satisfaisant.

- **Traitement numérique :**

Le choix d'un processeur FPGA a quant à lui été guidé par la puissance de calcul DSP embarquée. La carte de développement Xilinx VC709 [Xilinx] embarque un Virtex 7 690T avec 3600 unités DSP permettant d'atteindre théoriquement 5.335GMAC/s, ce qui justifie son utilisation dans le cadre de cette étude. La Figure III.5 présente celle-ci.

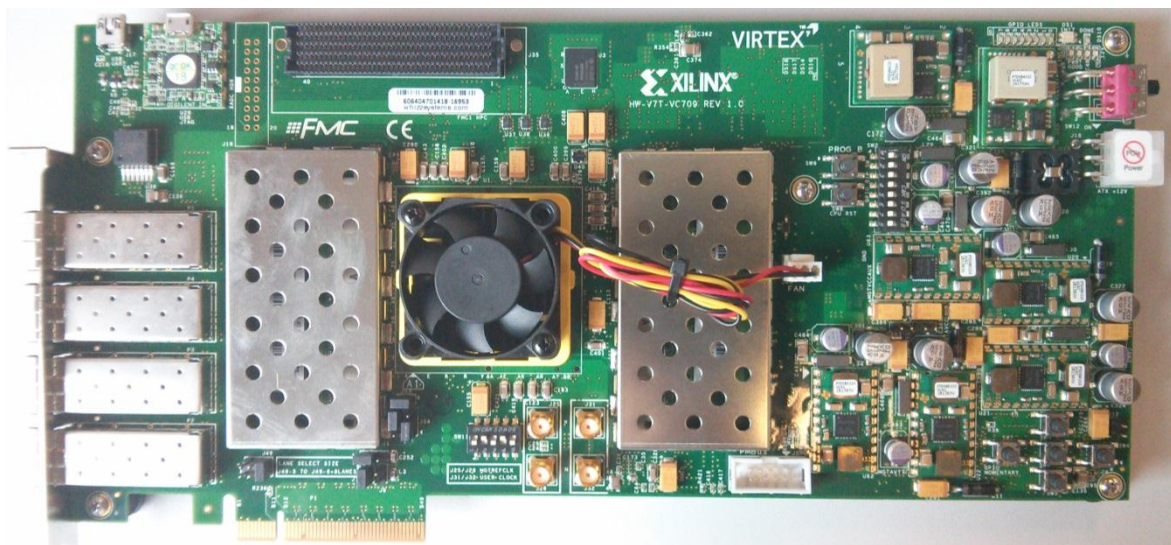


Figure III.5. Carte FPGA, Xilinx VC709

Cette carte de développement propose une interface FMC Vita 57.1 lui permettant de s'interfacer directement avec la FMC160 de 4DSP. Elle est reconfigurable à l'aide du logiciel Vivado, en langage VHDL. Cette carte de développement est destinée à embarquer le code de traitement numérique permettant d'appliquer aux échantillons numériques du signal du radioaltimètre la réponse impulsionnelle calculée par le simulateur du canal de propagation à reproduire.

Ces trois éléments, interfacés ensemble, constituent une architecture d'émulateur de canal de propagation « DWCE » (Digital Wireless Channel Emulator). Le développement d'un algorithme de traitement numérique sera développé dans la section suivante de ce chapitre.

D. Mise en place d'un algorithme de traitement numérique

i. Uniformisation des modèles de canaux

L'architecture d'un système de caractérisation de radioaltimètres proposé au chapitre 1 section D paragraphe 2 repose sur des modèles de canaux issus d'un simulateur de la propagation Air-Sol-Air qui a été présenté au chapitre 2. Les modèles décrits reposent sur une méthodologie dite modèle à trajet – délai (Tapped Delay Line Model - TDLM). Chacun de ces trajets possède un retard et une fréquence Doppler qui lui sont propres et cette distribution des retards et des fréquences Doppler n'est pas uniforme dans le temps ni en fréquence, comme illustré Figure III.6.

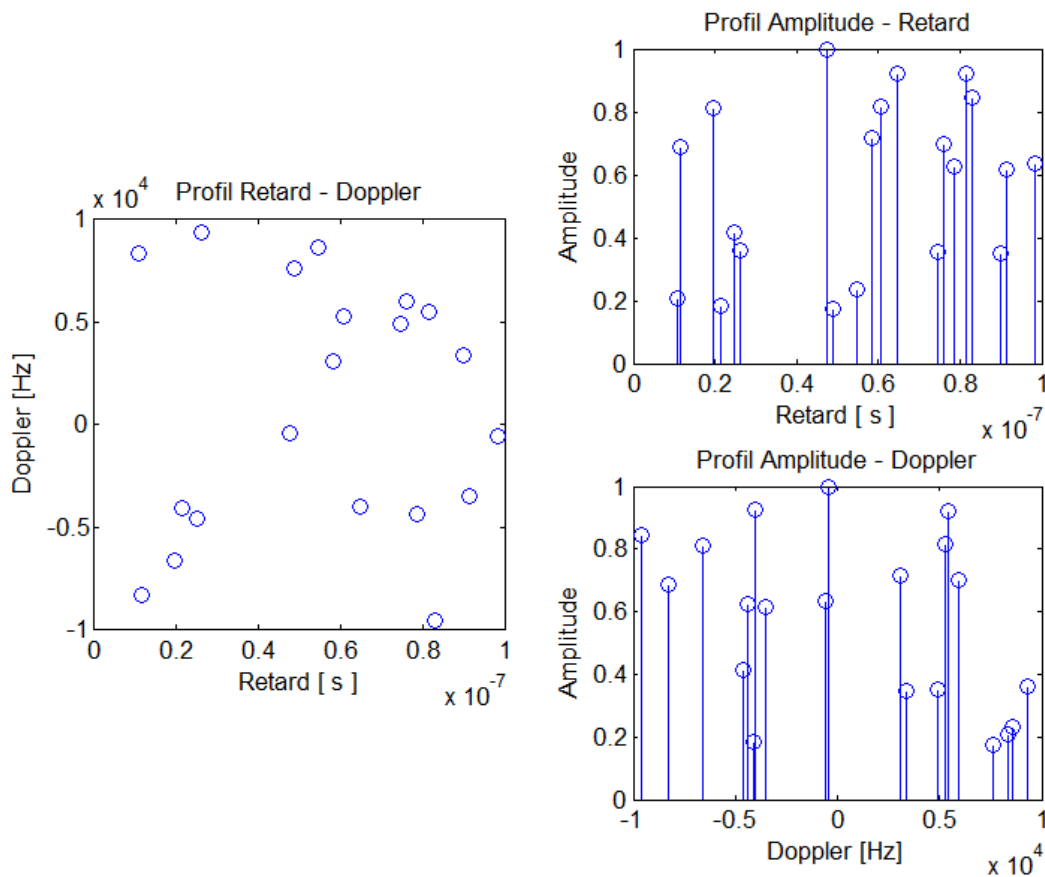
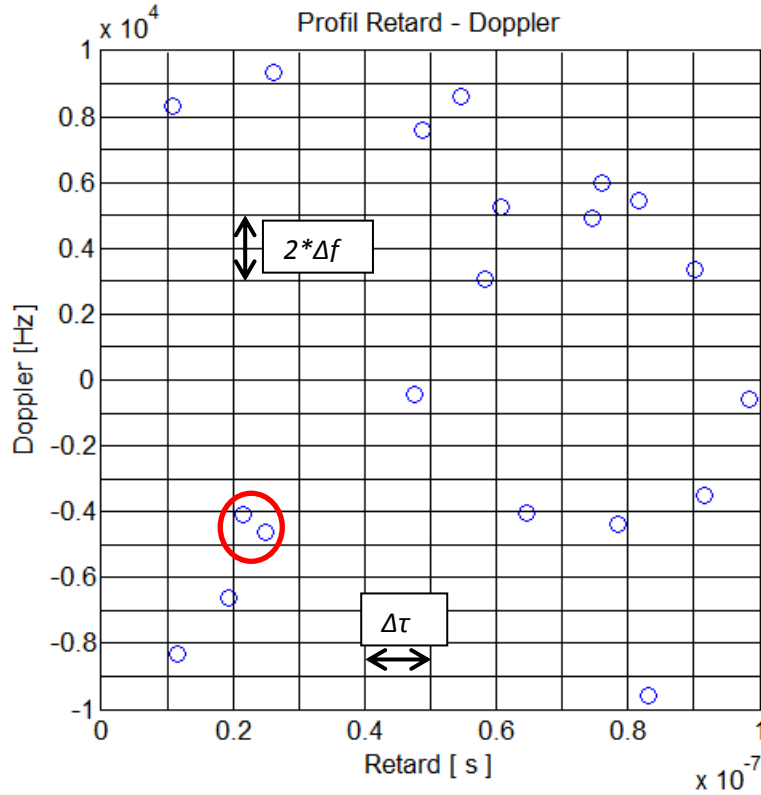


Figure III.6. Modèle de canal discret non uniformisé

La solution de traitement du signal hyperfréquence d'un radioaltimètre proposée dans cette section repose sur un filtrage numérique d'échantillons de ce signal. Les échantillons sont numérisés à une fréquence F_s et sont donc uniformément distribués dans le temps. Le noyau de calcul numérique doit posséder des coefficients uniformément espacés dans le temps en accord avec cette fréquence d'échantillonnage, ce qui montre la nécessité de mettre en place une méthode de sous échantillonnage uniforme des modèles de canaux.

La méthode proposée ici repose sur la mise en place d'un maillage uniformément espacé en temps et en fréquence. La Figure III.7 propose la mise en place d'un maillage uniforme avec des mailles telles que $\Delta\tau = 1/F_s$ (F_s la fréquence d'échantillonnage) et Δf choisi en adéquation avec les décalages Doppler minimums et maximums à émuler.



Le choix d'un pas d'échantillonnage Doppler sera plutôt indiqué par les fréquences Doppler absolues les plus importantes et les plus faibles, dans le but de limiter le nombre de zones possibles et obtenir des modèles de canaux sous échantillonnés en adéquation avec la résolution du radioaltimètre.

Le principe de fonctionnement de cette méthode est ensuite de sommer les micro-trajets localisés au sein d'une même zone de retard – Doppler pour obtenir un macro-trajet correspondant. Ceci se fait en accord avec la phase et l'amplitude des différents trajets, tout en centrant le résultat au milieu de la zone en termes de retard et de fréquence Doppler, comme illustré Figure III.8.

Cette approximation est valide du fait de la bande de 123MHz des radioaltimètres testés. En effet, leur résolution correspondante sera d'environ 1.2m, ce qui représente des retards d'environ 8ns. La résolution de discrétisation uniforme des modèles de canaux étant inférieure (0.8ns) et le radioaltimètre ne pouvant pas distinguer deux trajets espacés de moins de 8ns, l'effet de ce regroupement de micro-trajets sera invisible au moment du test d'un équipement.

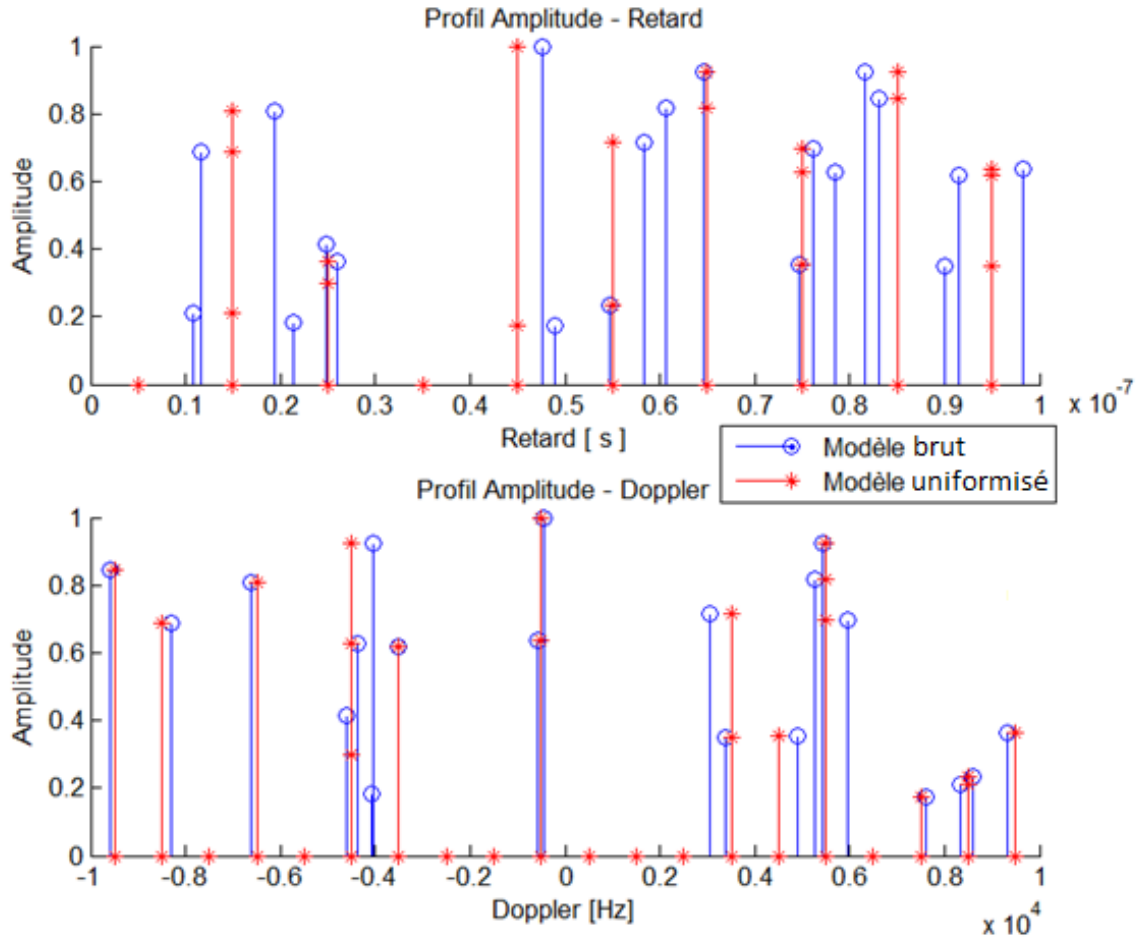


Figure III.8. Résultat de la somme de trajets au sein d'une même zone

Lorsqu'aucun trajet n'est présent dans une zone, le trajet résultant est modélisé par un coefficient nul pour respecter l'uniformité du modèle. Dans le cas le plus critique, l'erreur commise sur le signal résultant est donnée par l'équation (III.1).

$$\begin{cases} E_{\Delta\tau} = \left(\frac{2}{F_s} - \Delta\tau\right) * F_s \\ E_{df} = \left(\frac{\Delta f}{2} - df\right) * \left(\frac{1}{\Delta f}\right) \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec $E_{\Delta\tau}$ l'erreur commise sur les retards et E_{df} l'erreur commise sur les décalages Doppler. F_s est la fréquence d'échantillonnage choisie, df le Doppler considéré et $\Delta\tau$ et Δf tels que définis sur la Figure III.7. Cette équation met en évidence que plus la fréquence d'échantillonnage est importante, plus l'erreur commise sur le modèle de canal de propagation est faible. Par ailleurs, plus le pas d'échantillonnage spectral des fréquences Doppler est faible, plus l'erreur commise est faible. La méthode ainsi définie permet d'obtenir un modèle de canal uniforme. Celui-ci est donc conforme à la définition d'un TDLM numérique adapté au filtrage numérique d'échantillons par un processeur de traitement numérique. L'algorithme permettant de réaliser le filtrage en se basant sur ce modèle de canal uniforme est détaillé au paragraphe suivant.

ii. Algorithme de traitement numérique temps réel à noyau de convolution

L'objectif de cette section est de présenter un algorithme permettant d'appliquer chacun de ces trajets aux échantillons numériques du signal de l'équipement tout en minimisant les coûts et les temps de calcul pour optimiser le délai de propagation de l'émulateur. On notera dans tout ce paragraphe que « * » est l'opérateur « convolution » et « . » est l'opérateur « multiplication ». E est le signal émis et R le signal reçu.

L'avènement du FPGA a permis d'offrir de nouvelles perspectives dans le monde du traitement numérique, ces composants embarquent de plus en plus de puissance de calcul. Cependant, certaines applications nécessitent des ressources très importantes et ne peuvent donc pas être implémentées facilement, ce qui est le cas d'un modèle de canal de propagation réaliste et tenant compte de nombreux paramètres physiques comme présenté dans le chapitre 2.

La première étape dans la proposition d'un algorithme de traitement numérique est de discrétiser en retard et en fréquence le modèle de propagation proposé, comme expliqué dans le paragraphe précédent. Dans un premier temps, intéressons-nous à la démonstration mathématique de ce principe. Soit un élément de surface éclairé par un signal E .

Soit $E(t)$ le signal émis par l'équipement à l'instant t . Ce signal est émis dans une direction d'indice n avec une fréquence Doppler proportionnelle à un décalage Doppler minimal d , notée $d.\Delta f$. Le signal va se réfléchir sur un élément de surface. On note $R_f(t)$ le signal reçu par cet élément de surface et dont l'expression est donnée par l'équation (III.2).

$$R_f(t) \propto \delta\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) * (E(t). e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.t}) \quad (III.2)$$

La réflexion de l'onde par le sol est maintenant représentée par un coefficient complexe C d'indice n . On remarque également l'introduction des indices n et d , permettant de rendre compte de la discrétisation du modèle de propagation. Soit $E_f(t)$ le signal réfléchi par l'élément de surface dont l'expression est donnée par l'équation (III.3).

$$E_f(t) \propto C_n \cdot \left[\delta\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) * (E(t). e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.t}) \right] \quad (III.3)$$

Soit R_n le signal reçu dans la direction n , associé à un Doppler d dont l'expression est donnée par l'équation (III.4)

$$\begin{aligned} R_n(t) &\propto \left[\delta\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) * \left(C_n \cdot \left[\delta\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) * (E(t). e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.t}) \right] \right) \right] \cdot e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right)} \\ R_n(t) &\propto \left[\delta\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) * \left(C_n \cdot E\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) \cdot e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right)} \right) \right] \cdot e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right)} \end{aligned} \quad (III.4)$$

En simplifiant l'équation (III.4), on obtient l'équation (III.5).

$$\begin{aligned} R_n(t) &\propto C_n \cdot E\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2} - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right) \cdot e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right)} \cdot e^{j.2\pi.\frac{d.\Delta f}{2}.\left(t - \frac{n.\Delta\tau}{2}\right)} \\ R_n(t) &\propto C_n \cdot E(t - n.\Delta\tau) \cdot e^{j.2\pi.d.\Delta f.(t - n.\Delta\tau)} \end{aligned} \quad (III.5)$$

L'équation (III.6) donne alors l'expression discrète de R dans une direction n de l'espace.

$$R_n(t) \propto C_n \cdot \delta(t - n \cdot \Delta\tau) * E(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \Delta f \cdot t} \quad (\text{III.6})$$

On remarque que l'expression de R est similaire à celle qui a été donnée dans le chapitre 2, à un facteur K près qui rend compte de l'atténuation liée à la propagation en espace libre, raison pour laquelle le symbole proportionnel a été utilisé jusqu'à l'équation III.6. On considère par la suite ce coefficient K inclus dans le coefficient complexe C_n . On remarque aussi l'apparition d'indices n et d . Ceux-ci permettent de rendre compte du fait qu'il existe un quantum de retard et de Doppler tels que quelles que soient la valeur du retard et du Doppler d'un trajet, celles-ci soient multiple de ces quantas. Ceci permet alors d'accorder l'expression du modèle de canal de propagation avec la méthode d'uniformisation qui a été décrite précédemment, en choisissant $\Delta\tau = 1/F_s$ comme quantum de retard et Δdf de manière arbitraire pour le moment. L'expression de R est alors donnée par l'équation (III.7).

$$R(t) = \sum_n \sum_d \left[\left(C_{n,d} \cdot \delta(t - n \cdot \Delta\tau) \right) * E(t) e^{j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \Delta f \cdot t} \right] \quad (\text{III.7})$$

Celle-ci peut être simplifiée pour donner l'équation (III.8).

$$R(t) = \sum_n \sum_d \left[C_{n,d} \cdot E(t - n \Delta\tau) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \Delta f \cdot (t - n \Delta\tau)} \right] \quad (\text{III.8})$$

Ce qui peut être décomposé en l'équation (III.9).

$$R(t) = \sum_n \left(E(t - n \Delta\tau) \cdot \sum_d \left[C_{n,d} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \Delta f \cdot (t - n \Delta\tau)} \right] \right) \quad (\text{III.9})$$

On définit alors D_n par l'équation (III.10).

$$D_n(t) = \sum_d \left[C_{n,d} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \Delta f \cdot (t)} \right] \quad (\text{III.10})$$

Une analyse de la fonction D_n nous permet de constater plusieurs faits :

- D_n est analogue à une transformée de Fourier discrète à un coefficient près, qui est réalisée sur l'espace des fréquences Doppler. Ceci est vérifié car les variables $n \cdot \Delta\tau$ et $d \cdot \Delta f$ sont uniformément espacées.
- D_n est une fonction périodique de période $\max\left(\frac{2\pi}{\Delta f}\right)$. Ceci est vérifié car D_n est uniformément distribué dans le domaine fréquentiel du fait de son analogie avec la transformée de Fourier, ce qui équivaut à une périodicité dans le domaine temporel.
- La matrice D_n peut être pré-calculée pour limiter les temps de calcul dans l'émulateur. Sa taille est bornée du fait de sa périodicité. On peut raisonnablement éliminer les fréquences Doppler trop basses (effet négligeable par rapport aux autres fréquences plus élevées) pour réduire sa taille et limiter son occupation de mémoire. Ceci revient à dire que l'on peut jouer sur la valeur de Δf pour réduire la taille de D_n .

Cette définition de D_n nous permet d'établir l'équation (III.11).

$$R(t) = \sum_n (E(t - n\Delta\tau) \cdot D_n(t - n\Delta\tau)) \quad (\text{III.11})$$

Cette simplification d'écriture va nous permettre de réduire les temps de calculs à l'aide du pré-conditionnement des variables. Dans le domaine du temps discret, l'équation (III.11) devient l'équation (III.12).

$$R(i, \Delta t) = \sum_{n=0}^i E(i, \Delta t - n\Delta\tau) \cdot D_n(i, \Delta t - n\Delta\tau) \quad (\text{III.12})$$

La variable n est désormais bornée pour préserver la causalité de l'expression. En effet, il est impossible de recevoir en R à l'instant $i, \Delta t$ une composante provenant d'un signal E à un temps inférieur. Nous posons ici $\Delta t = \Delta\tau = \frac{1}{F_s}$ avec F_s la fréquence d'échantillonnage de l'émulateur. C'est une condition nécessaire au bon déroulement du traitement numérique qui doit être respectée dès les premières étapes du pré-conditionnement des variables. L'intervalle de temps choisi pour le regroupement des trajets sera donc égal à Δt . Aucune contrainte particulière n'est imposée lors du choix de l'intervalle de fréquence Δf pour les fréquences Doppler. Avec cette condition posée, l'équation (III.12) se simplifie pour donner l'équation (III.13).

$$R(i, \Delta t) = \sum_{n=0}^i E((i - n), \Delta t) \cdot D_n((i - n), \Delta t) \quad (\text{III.13})$$

En simplifiant l'écriture, on peut finalement écrire l'équation (III.14).

$$R_i = \sum_{n=0}^i E(i - n) \cdot D_n(i - n) \quad (\text{III.14})$$

Cette écriture nous permet de montrer que pour appliquer la réponse impulsionnelle du canal de propagation au signal numérique d'un radioaltimètre, cela revient à réaliser i sommes de n multiplications. Ceci est équivalent en termes de ressources de calcul à une convolution. L'intégralité de la méthode proposée dans les paragraphes 1 et 2 de cette section a fait l'objet d'un brevet déposé dans le cadre de cette thèse [Paris]. Celle-ci permet de réduire considérablement les ressources de calcul nécessaires à l'application des modèles de canaux de propagation aux échantillons numériques du signal du radioaltimètre, tout en considérant un décalage Doppler pour chaque trajet.

Comme cela a précédemment été expliqué, les modèles de canaux de propagation se présentent souvent sous la forme d'un TDLM. Une expression communément retenue est donnée par l'équation (III.15).

$$R(t) = \sum_n \delta(t - \tau_n) * (C_n \cdot E(t) \cdot e^{j.2\pi.\Delta f_n.t}) \quad (\text{III.15})$$

Celle-ci met en évidence que pour appliquer la réponse impulsionnelle du canal de propagation, une somme de n convolutions de N termes doit être réalisée. Ceci peut également être illustré à l'aide de la Figure III.9.

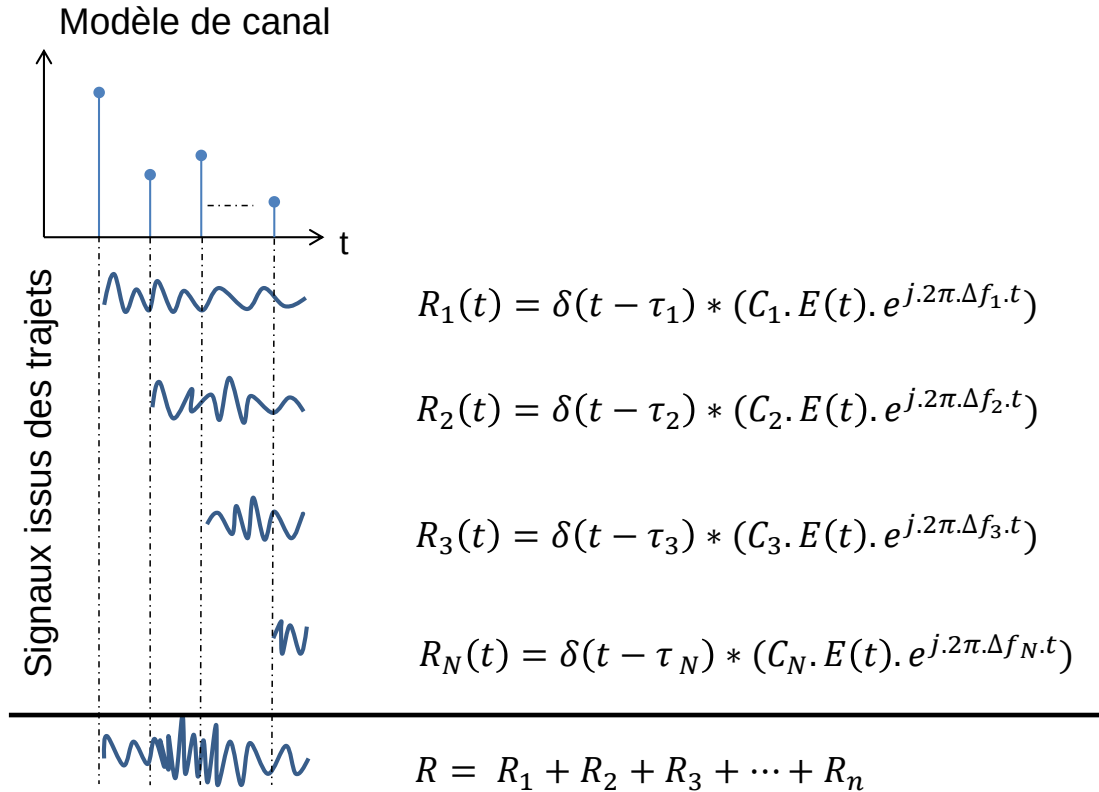


Figure III.9.

Application de la réponse impulsionnelle du canal de propagation

La démonstration réalisée au paragraphe précédent a permis de montrer que cette écriture peut être simplifiée en introduisant une matrice D_n aux caractéristiques particulières et qui la rendent pré-calculable en faisant intervenir la fréquence d'échantillonnage du traitement numérique. L'équation (III.14) démontre que le calcul nécessaire à l'application de la réponse impulsionnelle du canal de propagation peut être réduit à l'équivalent d'une seule convolution dont le noyau change au cours du temps.

Les coefficients complexes de la matrice D sont ensuite transformés en leurs homologues réels. Ceci est réalisé par l'équation (III.16).

$$D_{re} = Re(D) * h \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot \Delta t + Im(D)) \quad (III.16)$$

D est un coefficient complexe de la matrice et D_{re} le même coefficient une fois transformé en réel. f_i est la fréquence intermédiaire après transposition en fréquence et Δt est le pas temporel choisi égal à $\frac{1}{F_s}$ comme expliqué à l'équation (III.13). La partie réelle de D est convoluée avec un cosinus prenant en compte l'information de sa partie imaginaire. Ce cosinus est fenêtré par h pour éliminer les harmoniques qui peuvent résulter de la convolution. L'objectif du paragraphe suivant est donc de présenter l'implémentation de cet algorithme dans le FPGA.

iii. Implémentation FPGA

Afin de procéder à sa validation, une implémentation de l'algorithme précédent a été réalisée dans le FPGA. La logique implémentée est illustrée par la Figure III.10. Cette programmation est détaillée dans l'annexe 3.

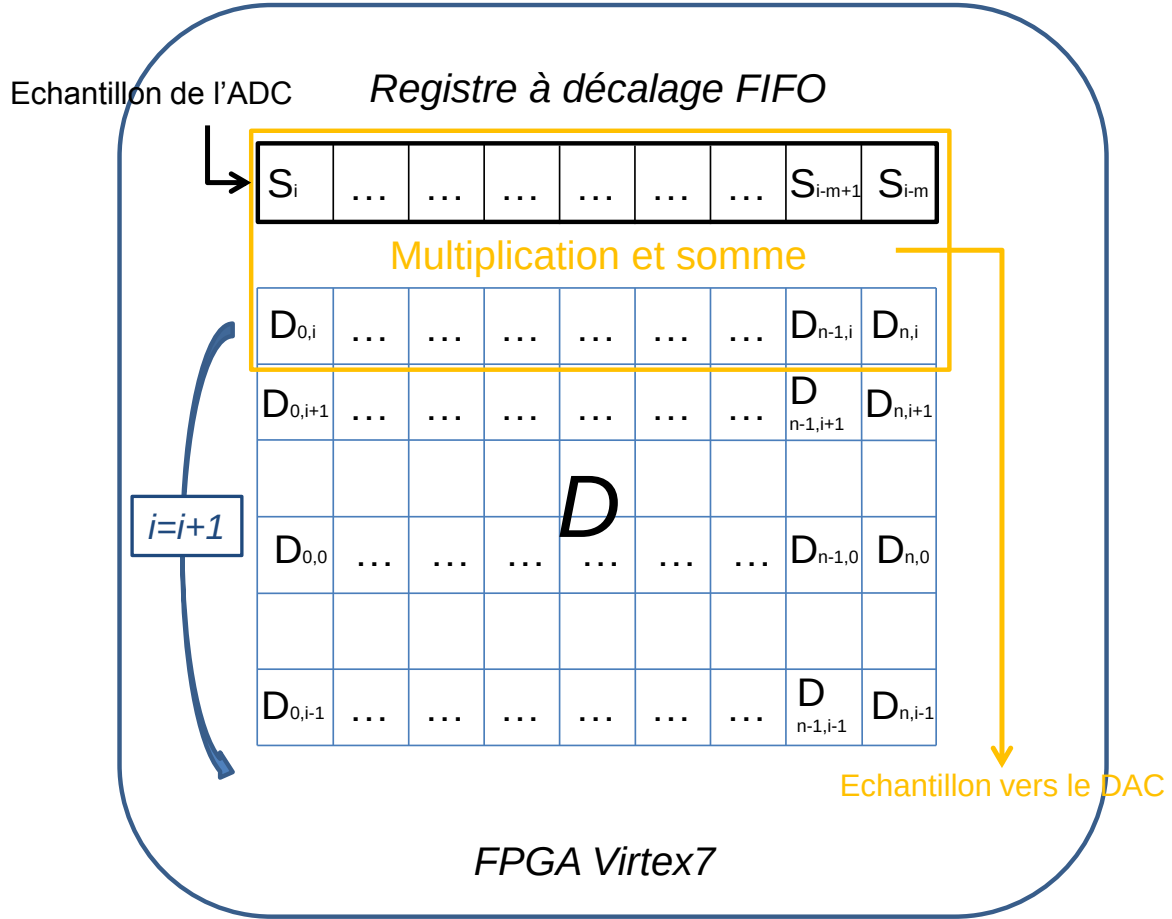


Figure III.10. Algorithme de traitement numérique

Soit une matrice D pré calculée et contenant m lignes et n colonnes. Soit t_s un instant d'échantillonnage dans le FPGA. Un échantillon du signal du radioaltimètre en provenance du convertisseur analogique numérique entre dans le FPGA. Celui-ci le place dans un registre à décalage (FIFO) de n colonnes, ce qui provoque l'effacement de l'échantillon de signal le plus vieux en mémoire. La première ligne de la matrice est multipliée terme à terme avec les échantillons de signal en mémoire dans le registre à décalage et les résultats sont sommés. Ceci produit un échantillon de signal traité numériquement qui est envoyé en direction du convertisseur numérique analogique.

Lorsqu'un nouvel instant d'échantillonnage $t_s + 1$ intervient, les lignes de la matrice sont permutées circulairement. Un nouvel échantillon du signal est stocké dans le registre à décalage et le calcul précédent est réalisé avec la nouvelle première ligne de la matrice, ce qui produit un nouvel échantillon du signal traité numériquement.

Ces opérations sont réalisées à chaque instant d'échantillonnage, ce qui fait que les lignes de la matrice sont lues périodiquement. Ceci permet de générer un effet Doppler par trajet et de tenir compte des petites fluctuations d'amplitudes de chacun de ces trajets.

Une matrice est produite à chaque instant de calcul dans le simulateur, ce qui correspond au pas d'échantillonnage de la trajectoire de l'aéronef. La matrice D_n est donc remplacée par la matrice D_{n+1} au bout d'un nombre de périodes d'échantillonnage défini par l'équation (III.17).

$$N_s = \frac{\Delta t_{sim}}{n/F_s} \quad (III.17)$$

En pratique, une matrice D comporte $n = 781250$ lignes pour émuler des fréquences Doppler minimales comprises entre -100Hz et 100Hz. Ceci veut dire qu'à une fréquence d'échantillonnage $F_s = 1250\text{MHz}$, en optant pour un pas de simulation de $\Delta t_{sim} = 500\text{ms}$, chaque matrice sera lue 800 fois avant de passer à la suivante. Ceci permet de s'assurer que le canal de propagation avec les décalages Doppler associés sera correctement émulé.

Cette section de ce chapitre a permis de présenter l'algorithme de traitement numérique et son implémentation dans le FPGA. L'objectif de la section suivante est donc de valider cette architecture par la mesure. Ceci permettra de démontrer que les canaux de propagation émulés sont conformes aux modèles issus du simulateur et ainsi de présenter un test opérationnel réalisé sur radioaltimètre.

E. Caractérisation détaillée de l'émulateur de canal de propagation

i. Caractérisation du retard

L'objectif de cette section est de proposer une validation par la mesure de l'émulateur de canal de propagation développé. On se propose dans un premier temps d'étudier un canal de propagation avec un seul trajet et de faire varier son retard de la valeur minimale (0 échantillons) à la valeur maximale possible (96000 échantillons).

Pour cela, un analyseur de réseau vectoriel Keysight PNA est utilisé pour mesurer le paramètre S_{21} du banc, comme illustré sur la Figure III.11. Cet appareil permet d'analyser à la fois les pertes d'insertion, l'ondulation dans la bande et le retard introduit par l'émulateur, raison pour laquelle il a été utilisé.

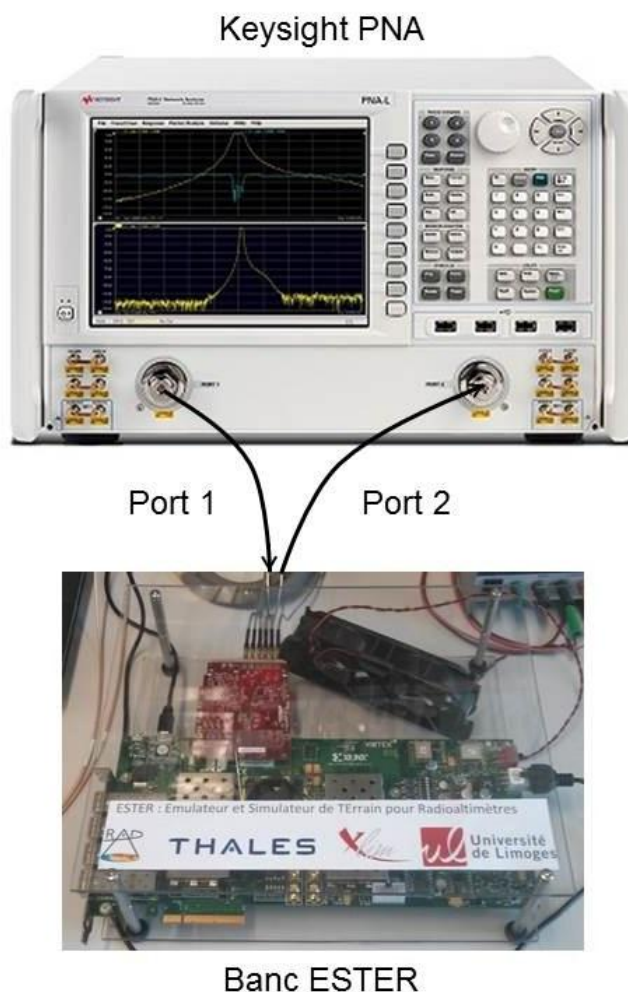


Figure III.11. Synoptique de test

L'instrument est interfacé à un ordinateur via Ethernet, ce qui permet de récupérer les échantillons mesurés et de les interpréter sous Matlab. La pente de la phase du signal nous permet de retrouver le retard introduit par l'émulateur. La Figure III.12 présente une illustration du retard mesuré en fonction du nombre d'échantillons programmé.

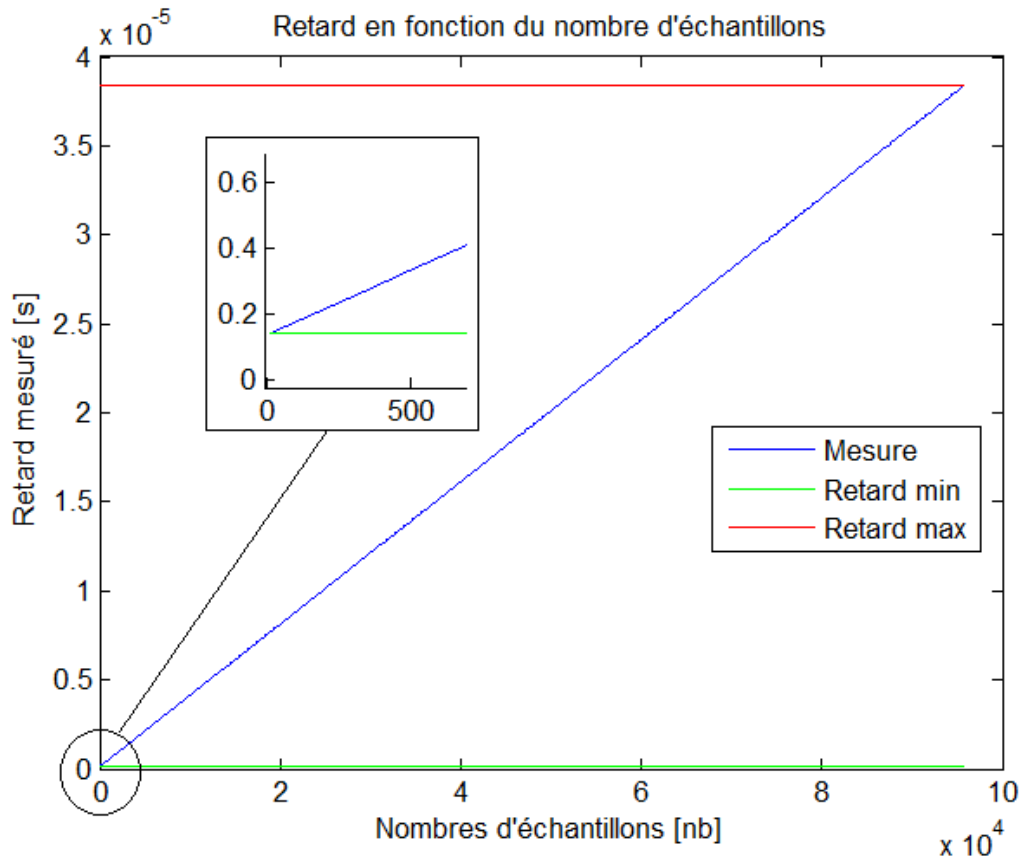


Figure III.12. Retard en fonction du nombre d'échantillons

Cette figure met en évidence que le retard induit par le matériel et la logique implémentée dans le FPGA est de 120ns. Le banc sera donc en mesure d'émuler des hauteurs à partir d'environ 60 pieds. Le retard maximal pouvant être émulé compte tenu de la profondeur mémoire de 96000 échantillons implémentée dans le FPGA est de 38.5 μ s, ce qui correspond à une hauteur vue par le radioaltimètre de 19000 pieds environ et est en adéquation avec les caractéristiques définies dans la Table I.1 de la section D du chapitre 1. Pour des applications spécifiques, cette profondeur mémoire peut-être étendue, mais ceci se fait au détriment de la capacité de stockage des modèles de canaux dans le FPGA et donc à la durée maximale d'une émulation.

ii. Caractérisation des pertes

Dans ce paragraphe, nous cherchons à étudier les pertes introduites par le banc sur le signal qui le traverse. Pour cela, on paramètre un canal de propagation composé d'un seul trajet supposé avoir une amplitude de « 1 », c'est-à-dire qui transmet l'intégralité de l'énergie reçue. Ceci nous permet donc d'obtenir l'atténuation liée aux câblages, aux transpositions en fréquence et aux conversions analogiques numériques. La Figure III.13 présente à cet effet le S21 mesuré.

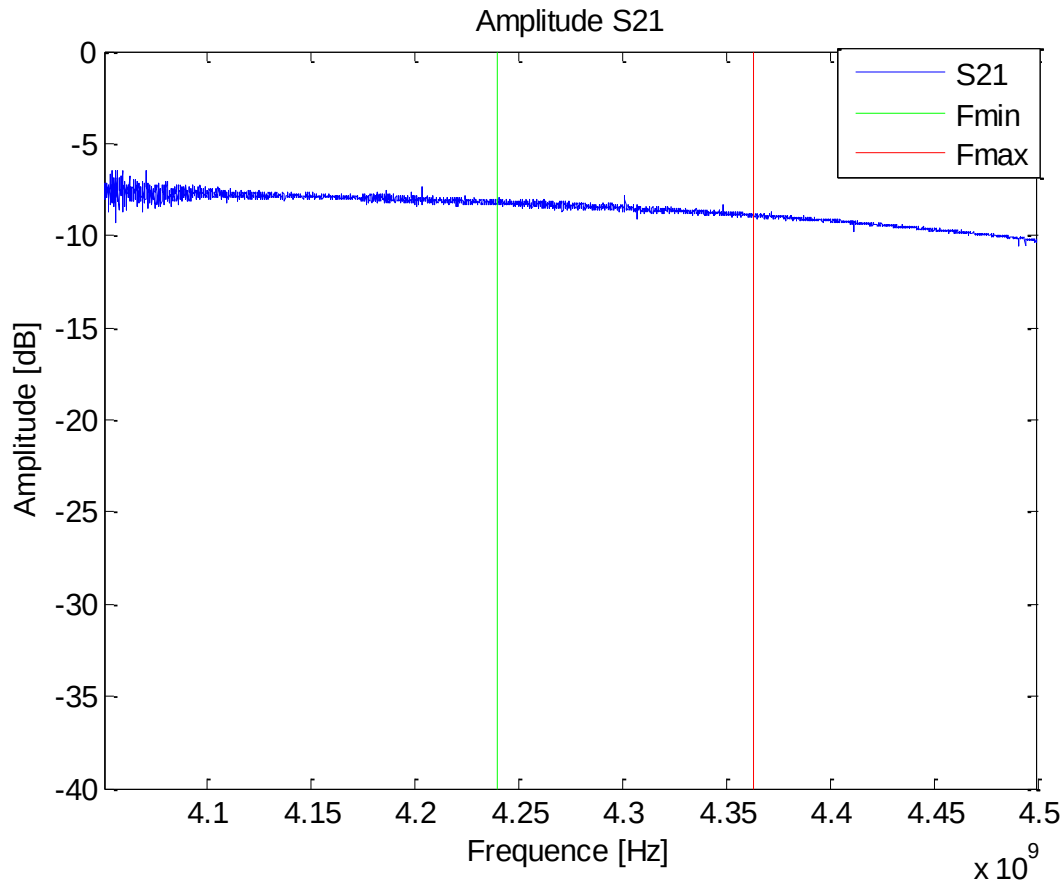


Figure III.13. Paramètre S21 mesuré

On remarque que les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de 8dB et que le signal présente une ondulation de l'ordre de 1dB dans la bande du radioaltimètre (représentée par les traits verticaux vert et rouge). Ces pertes s'expliquent par les gains de conversion des transpositions en fréquence et le câblage. L'ondulation est quant à elle liée à une combinaison des transpositions en fréquence et des étages d'adaptation des convertisseurs analogiques numériques.

iii. Reproduction d'un modèle de canal simple

Dans ce paragraphe, on propose de modéliser un canal simple et de mesurer la capacité de l'émulateur à le reproduire. On utilise toujours la méthodologie de mesure détaillée sur la Figure III.11. On s'intéresse à un canal composé de deux trajets espacés temporellement de 30 échantillons, soit 24ns. Le second trajet est supposé avoir une amplitude deux fois plus faible que le premier, ce qui signifie qu'ils transmettent l'intégralité de l'énergie reçue pour le premier, la moitié pour le second. Pour tracer le Profil retard puissance obtenu on réalise une transformée de Fourier inverse sur les échantillons complexes du S21 mesuré. La Figure III.14 présente un résumé des résultats obtenus en module de S21, phase de S21 et le profil retard – puissance calculé.

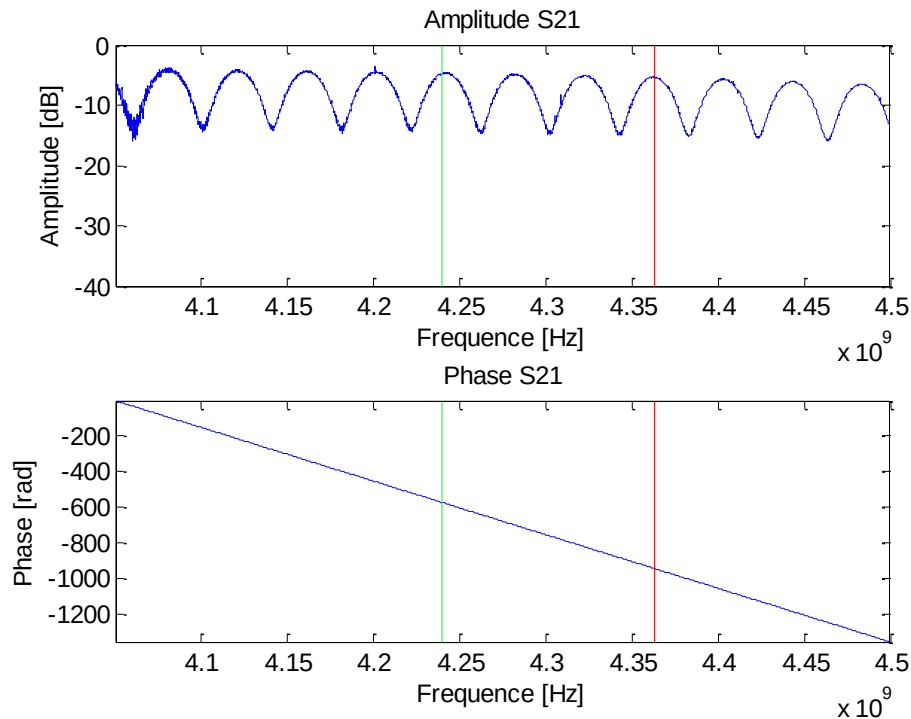


Figure III.14. Résultats obtenus

On remarque une forte ondulation de l'amplitude du S21. Ceci est normal et lié à la présence de deux trajets dans le modèle de canal utilisé. En fonction de la fréquence, le signal se recombine donc alternativement en phase et en opposition de phase, ce qui explique l'allure du S21 obtenu. La phase est une droite parfaite, ce qui montre la linéarité du banc en fréquence. La Figure III.15 présente la comparaison du modèle de canal et du profil retard-puissance obtenu.

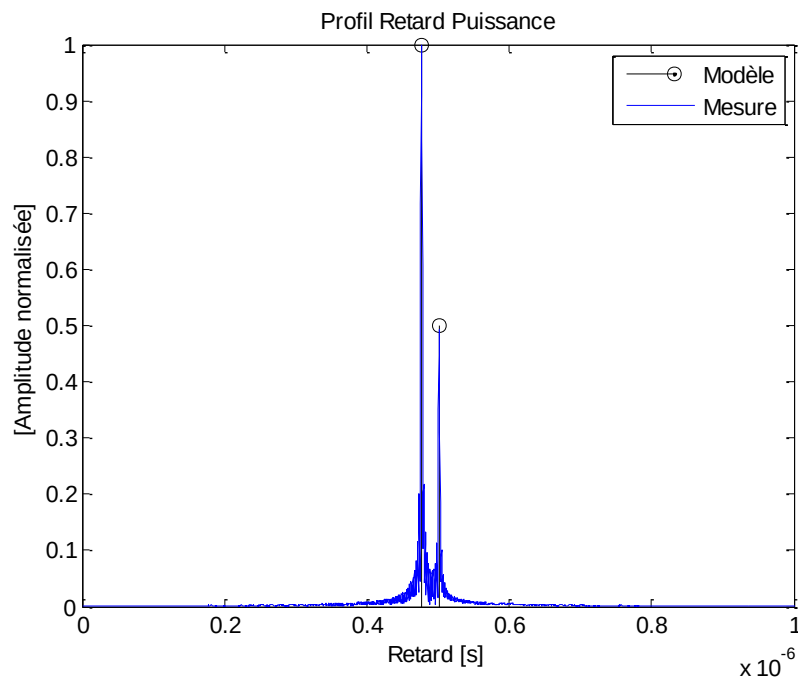


Figure III.15. Profil Retard - Puissance

On remarque une très bonne concordance entre le modèle et la mesure réalisée en termes de retard d'une part, et également du point de vue de l'écart d'amplitude entre les deux trajets. Il est à noter que les résultats de mesure ont été normalisés pour gommer l'effet des pertes mesurées au paragraphe 2.

iv. Validation de l'émulation de l'effet Doppler

On utilise un analyseur de spectre pour mesurer l'effet Doppler appliqué à un trajet. Pour cela, on utilise un générateur CW à 300MHz dont le signal est envoyé au banc ESTER. Cette mesure est effectuée sans les mélangeurs pour avoir un résultat ne tenant compte que de l'algorithme de traitement numérique et du FPGA. En effet, les mélangeurs ont des images de l'oscillateur local qui se retrouvent dans le spectre à leur sortie. On souhaite s'affranchir de ces raies parasites pour valider l'algorithme permettant d'appliquer un décalage Doppler. L'émulateur est paramétré pour appliquer un décalage Doppler de 1 MHz négatif. Le synoptique de cette manipulation est donné sur la Figure III.16.

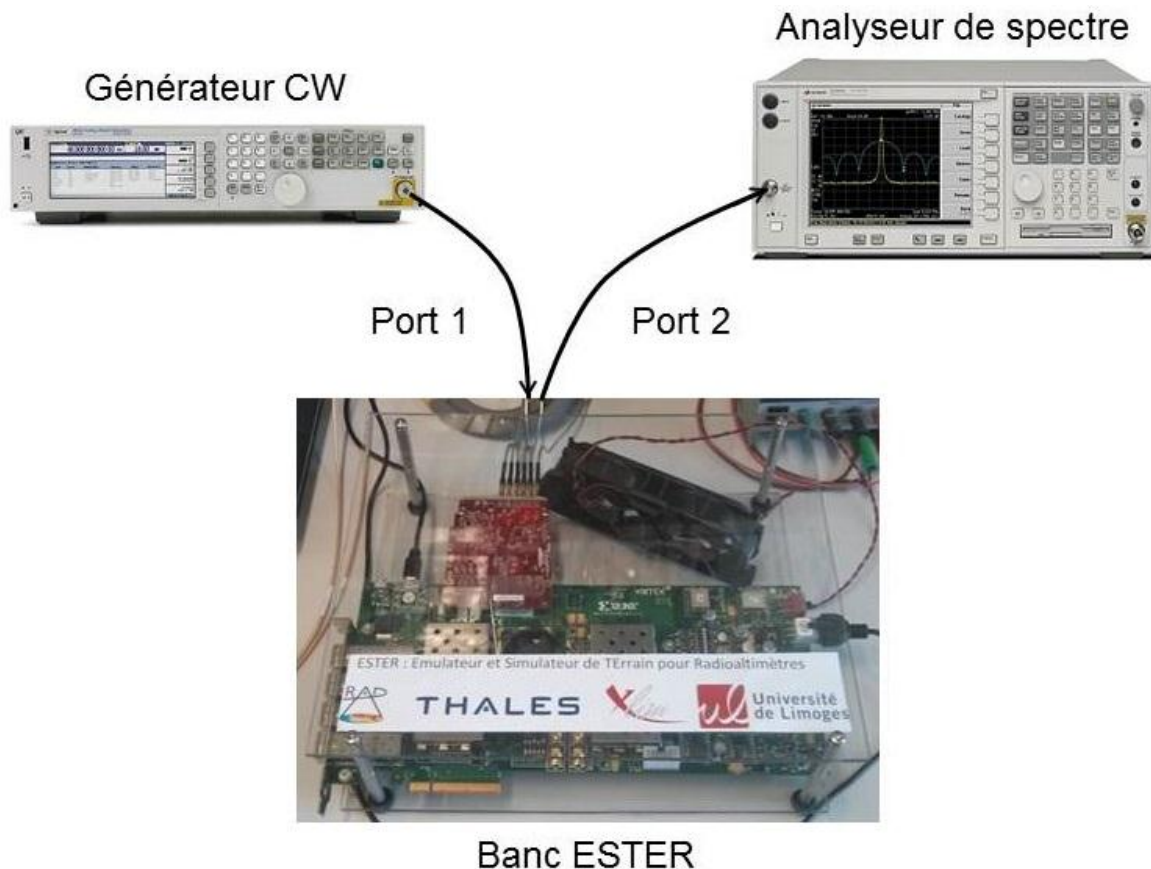


Figure III.16. Synoptique – Mesure de l'effet Doppler

La Figure III.17 présente le résultat de la mesure effectuée. On remarque que le signal émis à 300MHz est mesuré à l'analyseur de spectre à 299MHz. Les harmoniques observées proviennent du fenêtrage utilisé lors du passage des échantillons de complexe à réels. Ceci permet donc de mettre en évidence que le banc est capable d'émuler l'effet Doppler sur un trajet.

La validation d'un canal composé de plusieurs trajets avec un Doppler différent est une tâche difficile pour laquelle aucun instrument dédié n'existe. Une méthodologie de test a pour cela été mise en place.

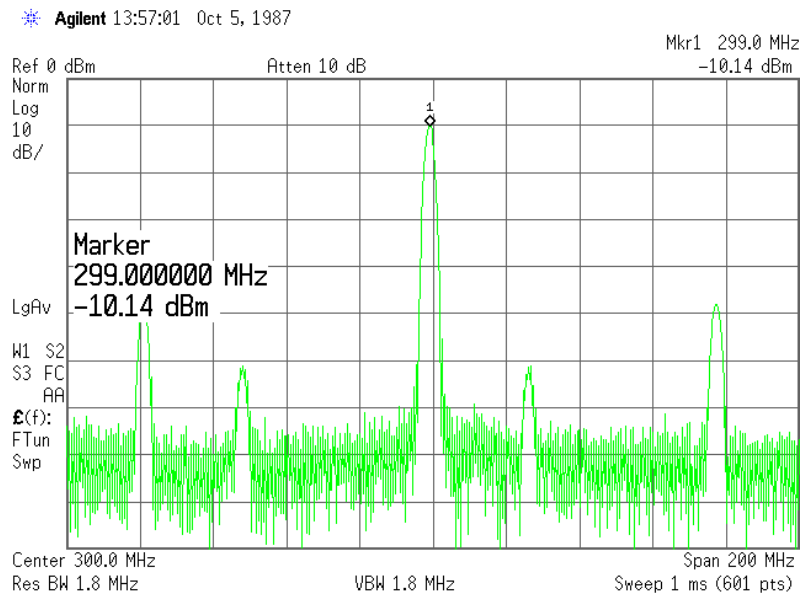


Figure III.17. Effet Doppler mesuré

Cette méthode consiste en l'utilisation d'un canal composé d'un trajet de référence avec un retard minimal et supposé sans Doppler. Il peut par ailleurs contenir en plus plusieurs autres trajets avec des retards et des Doppler différents. Le synoptique utilisé est détaillé sur la Figure III.18.

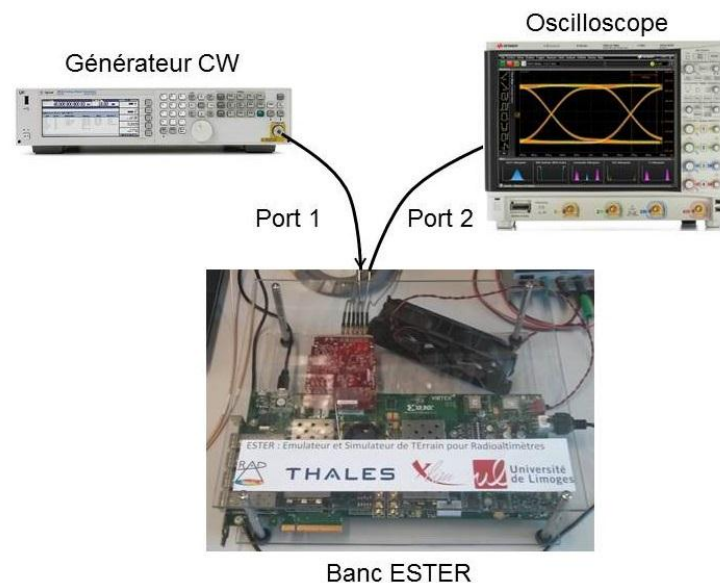


Figure III.18. Synoptique de mesure – canal avec Doppler

Les échantillons en temporel sont numérisés par un oscilloscope et envoyés pour traitement vers Matlab. Le trajet de référence permet d'obtenir l'information de phase et donc le retard et l'effet Doppler de tous les autres trajets, ce qui permet de reconstituer la matrice D qui a été présentée dans la section précédente. Les mesures sont en cours de réalisation, elles ne seront donc pas présentées dans ce manuscrit. Cette section a permis de démontrer au travers de mesures simples que le banc ESTER est opérationnel et que son émulation est conforme aux modèles programmés. L'objectif de la section suivante est de présenter des résultats obtenus sur des manipulations réalisées avec un radioaltimètre.

F. Exemples de mission ayant prouvé l'utilité et les performances du système

Les résultats présentés dans cette section ont été réalisés sur des radioaltimètres de clients pour lesquels des retours avaient été fait sur la base de pannes en conditions opérationnelles, ou pour lesquels une modification du logiciel devait être validée. Le détail des tests effectués ainsi que les axes des figures ont donc été volontairement retirés pour ne pas nuire à la confidentialité de certains de ces résultats.

La Figure III.19 présente le banc ESTER interfacé sur un radioaltimètre en cours de test.

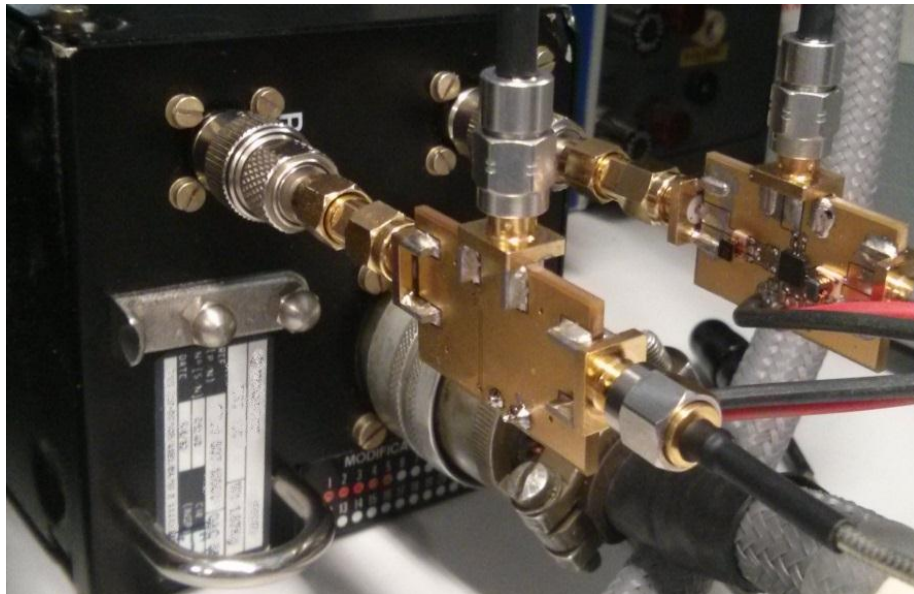


Figure III.19. Un radioaltimètre sous test

i. Reproduction d'une panne opérationnelle sur poste client

Le premier cas de test du banc ESTER dans des conditions opérationnelles a été réalisé sur un poste (radioaltimètre appartenant à un client) qui retournait un message de panne dans des conditions particulières de vol. Plusieurs séries de test avaient préalablement été réalisées avec des lignes à retard sans parvenir à remettre le radioaltimètre en défaut. Le banc ESTER a donc été programmé pour fournir un modèle de canal correspondant aux conditions décrites par le client et a été interfacé avec le radioaltimètre. La Figure III.20 présente le profil de la hauteur mesurée par le poste et l'apparition de codes panne (message RS-3).

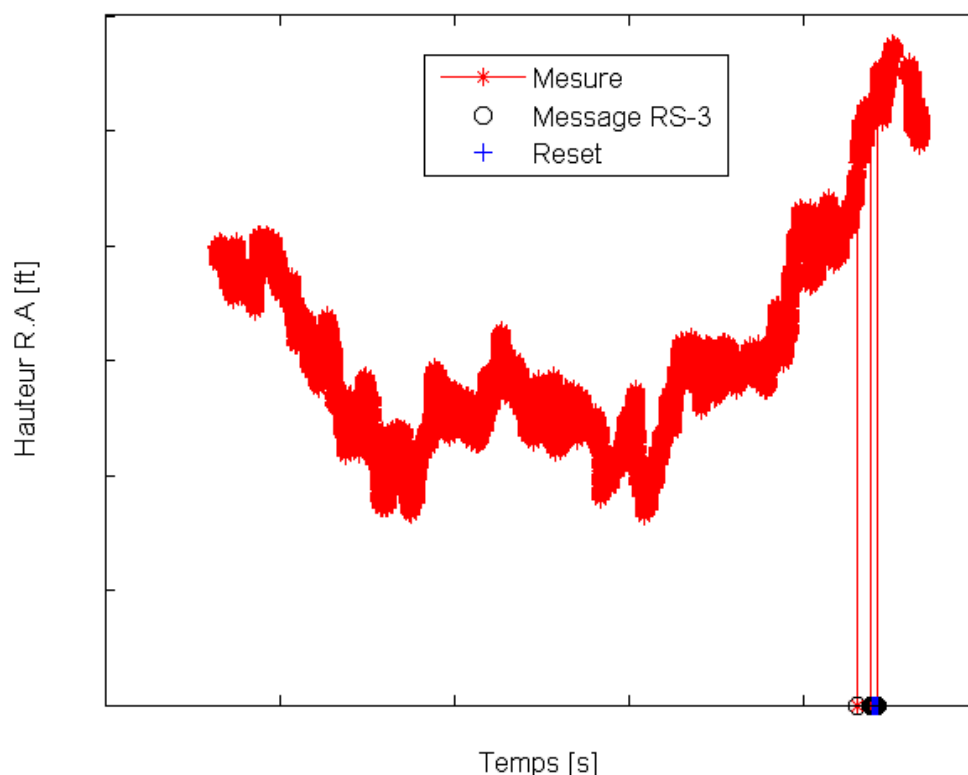


Figure III.20. Reproduction de conditions de vol opérationnelles

On remarque que le radioaltimètre fonctionne dans des conditions normales pendant un certain laps de temps puis retourne des hauteurs nulles et une série de messages d'erreur (RS-3) avant de s'auto-réinitialiser (Reset). Ceci met en évidence la capacité du banc ESTER à reproduire des conditions de vol opérationnelles là où des moyens conventionnels (lignes à retard) montrent des limites. Ceci permet en outre de faciliter les recherches de panne en mettant le poste en défaut.

ii. Validation d'une modification du logiciel d'un radioaltimètre

Le deuxième cas présenté ici a été réalisé sur un radioaltimètre présentant des caractéristiques de base connues. Le client ayant demandé une modification de la hauteur maximale admissible par l'équipement, une validation du nouveau logiciel de pilotage de l'asservissement de la durée de modulation a dû être menée pour prouver que le radioaltimètre fonctionnait de manière nominale sur la plage initiale de hauteur, puis sur la plage étendue.

Après débridage de la hauteur dans le logiciel, une rampe de hauteur a été appliquée au poste et le résultat est présenté sur la Figure III.21

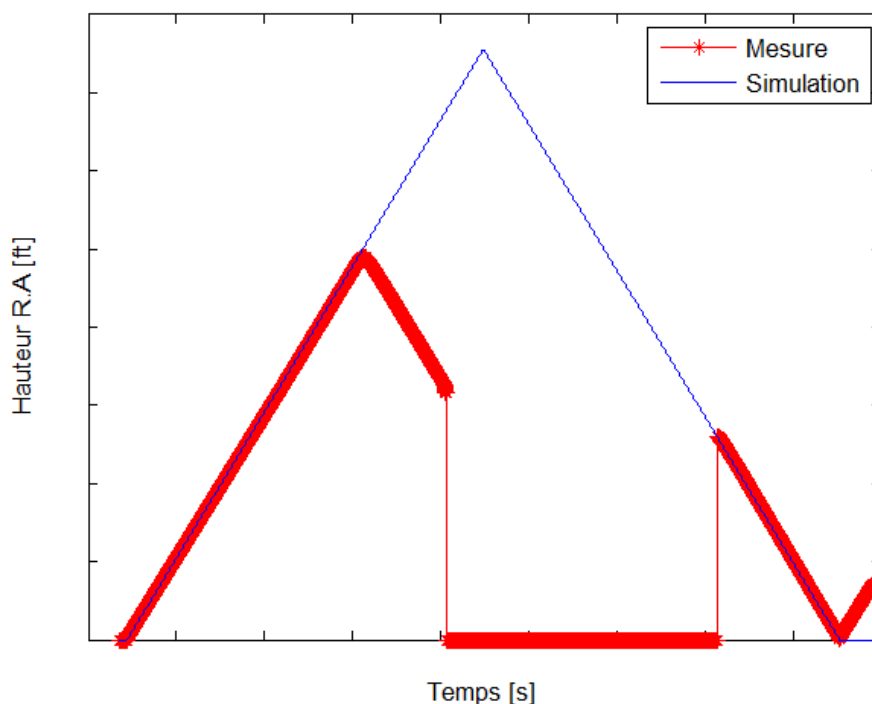


Figure III.21. Test d'un radioaltimètre – Logiciel non corrigé

On remarque que passée une certaine altitude, le radioaltimètre a une hauteur qui décroît, alors que le retard continue d'augmenter. Ceci a permis de mettre en évidence l'apparition d'un phénomène de repliement de spectre interne au poste déjà connu en interne chez Thales.

Après l'application d'un correctif adéquat, le radioaltimètre a retrouvé un comportement normal comme illustré sur la Figure III.22, avec en plus une plage de fonctionnement étendue.

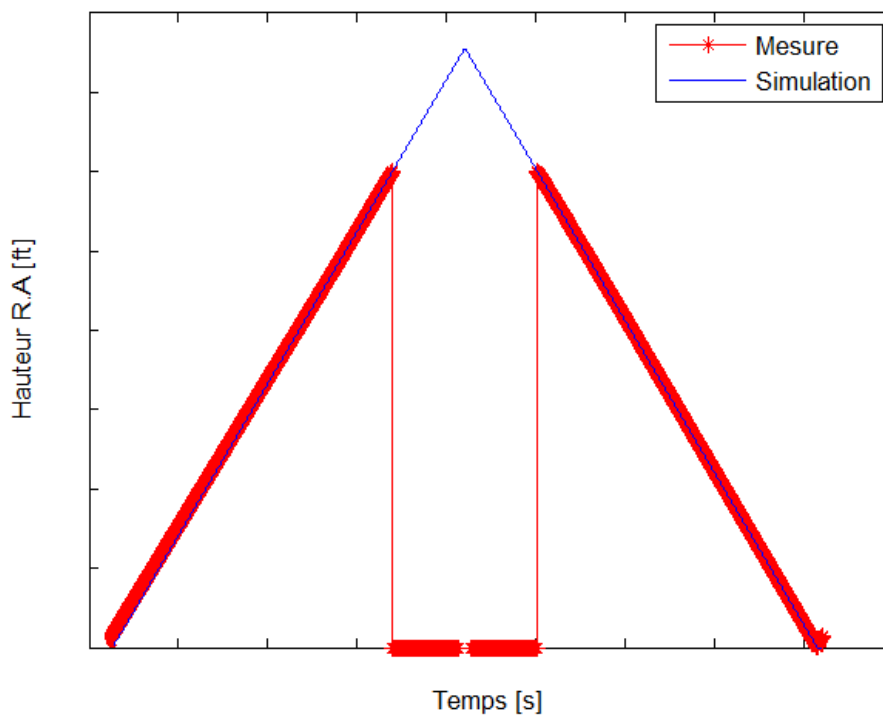


Figure III.22. Validation d'un correctif

Il est à noter que lorsque la hauteur dépasse la limite fixée, le radioaltimètre retourne 0, ce qui explique l'allure de la figure présentée ci-dessus.

Les manipulations réalisées dans cette section ont permis de démontrer l'intérêt du banc ESTER pour Thales. Il permet de reproduire des conditions de vol dans lesquelles une panne s'est produite sur un équipement, ce qui facilite grandement la recherche de cause racine. D'autre part, il permet également de réaliser des essais de validation de modifications apportées aux équipements, ce qui en fait un outil puissant.

G. . Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter l'architecture d'un émulateur de canaux de propagation dédié au test de radioaltimètres. Tout d'abord, une analyse des caractéristiques des radioaltimètres et des modèles de propagation produits nous a permis de fixer une architecture matérielle en croisant ces contraintes avec les spécificités des émulateurs de la littérature. Une architecture DWCE à base de convertisseurs analogiques/numériques et numériques/analogiques associés à un FPGA a été retenue.

Dans une deuxième partie, le choix de kits de développement permettant de réaliser chacune des fonctions nécessaires à l'émulation du canal de propagation a été justifié. Un étage de transposition en fréquence dédié a été réalisé pour les besoins de l'étude. Cette structure complète permet de répondre aux contraintes préalablement énoncées en termes de bande passante, de fréquence d'échantillonnage et de puissance de calcul.

Dans une troisième partie, un algorithme permettant de mettre en forme les modèles de canaux issus du simulateur a été proposé. Celui-ci est basé sur une méthode d'uniformisation permettant d'obtenir des matrices uniformément distribuées en temps et en Doppler pour les besoins de l'émulateur. Un algorithme de traitement numérique a ensuite été proposé. Celui-ci permet de réduire le coût de calcul de l'application des modèles de canaux par un processeur de traitement numérique. Une implémentation de cet algorithme a été proposée pour terminer.

Dans une quatrième partie, une validation expérimentale a été réalisée. L'émulateur a été configuré avec des modèles de canaux simples et l'émulation réalisée a été comparée aux modèles théoriques. Ceci a permis de quantifier les limites de cet outil, en termes de retard minimal et maximal ou des pertes liées au matériel.

Dans une dernière partie, des scénarii de tests sur radioaltimètres ont été proposés. Un cas concret où le banc s'est montré indispensable pour reproduire une panne sur un équipement a permis de mettre en évidence l'utilité de la solution présentée dans cette thèse. Une validation d'une modification sur un équipement a également permis de montrer que le banc peut être utilisé efficacement pour réaliser une caractérisation des radioaltimètres.

Associé au simulateur de canaux de propagation décrit dans le chapitre 2, cet émulateur constitue un outil de caractérisation puissant de radioaltimètres. Baptisé ESTER pour Emulateur et Simulateur de TErrain pour Radioaltimètres, cet outil est d'ores et déjà utilisé chez THALES pour des missions réelles et une industrialisation est prévue à court terme.

Table des figures

Figure III.1.	Architecture de l'émulateur de canal de propagation.....	89
Figure III.2.	Filtre à la réception d'un radioaltimètre.....	91
Figure III.3.	Mélangeurs actifs (IF-RF à gauche et RF-IF à droite)	92
Figure III.4.	Carte de conversion numérique analogique et analogique numérique	92
Figure III.5.	Carte FPGA, Xilinx VC709	93
Figure III.6.	Modèle de canal discret non uniformisé	94
Figure III.7.	Maillage régulier du modèle de canal.....	95
Figure III.8.	Résultat de la somme de trajets au sein d'une même zone	96
Figure III.9.	Application de la réponse impulsionnelle du canal de propagation	100
Figure III.10.	Algorithme de traitement numérique	101
Figure III.11.	Synoptique de test	103
Figure III.12.	Retard en fonction du nombre d'échantillons.....	104
Figure III.13.	Paramètre S21 mesuré.....	105
Figure III.14.	Résultats obtenus.....	106
Figure III.15.	Profil Retard - Puissance	106
Figure III.16.	Synoptique – Mesure de l'effet Doppler.....	107
Figure III.17.	Effet Doppler mesuré.....	108
Figure III.18.	Synoptique de mesure – canal avec Doppler.....	108
Figure III.19.	Un radioaltimètre sous test	109
Figure III.20.	Reproduction de conditions de vol opérationnelles.....	110
Figure III.21.	Test d'un radioaltimètre – Logiciel non corrigé	111
Figure III.22.	Validation d'un correctif	111

Références bibliographiques

[Paris] André Paris, D. Carsenat, M. Mouhamadou, C. Decroze, S. Tallet, G. Geneste, « Emulateur de canal de transmission », Brevet, numéro de dépôt : FR1502711.

[Aeroflex] <http://ats.aeroflex.com/avionics-test-products/nav-comm-products/alt-8000-fmcw-pulse-radio-altimeter-flightline-test-set>

[Spirent] <https://www.spirent.com/Products/SR5500-Channel-Emulator>

[Hockey] Collin Hockey, Patrick M. Howard, Ryan T. Moniz, Christopher Niessen, Billy Zhong, « The MITRE Tactical Channel Emulation System », *IEEE Military Communications Conference*, 2013.

[Elta] <http://www.elta.fr/uploads/files/f8ee51e86b90ffdda28cd84d00eec0c7260ca4a3.pdf>

[Olmos] J. J. Olmos, A. Gelonch, F. J. Casadevall, et G. Femenias, « Design and implementation of a wide-band real-time mobile channel emulator », *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 48, n° 3, p. 746–764, 1999.

[Val] I. Val, F. Casado, P. M. Rodriguez, A. Arriola, « FPGA-based Wideband Channel Emulator for Evaluation of Wireless Sensor Networks in Industrial Environments », *IEEE Emerging Technology and Factory Automation*, 2014.

[Cottet] Francis Cottet, « Traitement des signaux et acquisition de données », 4^{ème} édition, Dunod, 2015.

[Bellanger] Maurice Bellanger, « Traitement numérique du signal », 9^{ème} édition, Dunod, 2012.

[Linear] <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5510fa.pdf>

[4DSP] http://www.4dsp.com/pdf/FMC160_data_sheet.pdf

[Xilinx] <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/dk-v7-vc709-g.html>

Conclusion générale

Le fil conducteur de cette thèse a été tout au long des chapitres la réalisation d'un système de caractérisation de radioaltimètres adapté à leur test dans des conditions suffisamment réalistes. Les principaux objectifs à satisfaire ont été successivement de réaliser un outil dédié à la modélisation du canal de propagation aéronautique dans l'optique de comprendre les phénomènes physiques qui l'animent puis d'utiliser les modèles ainsi créés dans un émulateur afin de les appliquer au signal d'un radioaltimètre.

Dans le premier chapitre, le principe de fonctionnement des radioaltimètres a été expliqué et les enjeux de leur test démontrés. Nous avons ainsi pu mettre en évidence que ces équipements ont un enjeu primordial dans les phases critiques de vol d'un aéronef. Ils doivent donc être parfaitement maîtrisés. Cette thèse ayant été réalisée dans le cadre d'une convention CIFRE avec Thales, une attention particulière a été portée aux équipements produits par le groupe. Ceci a mis en évidence que du fait d'une fonction d'asservissement de la durée de modulation, les radioaltimètres Thales nécessitent des solutions de caractérisation particulières, motivation principale de cette thèse.

Une étude des modèles de canaux de propagation aéronautique de la littérature a mis en évidence que ceux-ci ne sont pas adaptés au contexte de fonctionnement des radioaltimètres. Plusieurs études ont été recensées, et elles sont de manière générale orientées vers le test de protocoles de communication. On parle de propagation Air-Air, Air-Sol ou Sol-Air. Le principe de fonctionnement d'un radioaltimètre est un contexte particulier du canal de propagation aéronautique, le sol étant utilisé comme réflecteur, ce qui justifie le terme de propagation Air-Sol-Air employé dans cette thèse. Des modèles analytiques simples ont alors été construits pour appréhender les grandes caractéristiques du canal de propagation Air-Sol-Air, ceci permettant d'orienter ultérieurement le choix d'une solution de modélisation.

Les émulateurs de la littérature et du commerce ont été passés en revue, ce qui a démontré le manque de solutions de test satisfaisantes. Ceux-ci sont en général dédiés au test d'outil de télécommunication et ont des bandes insuffisantes pour couvrir la gamme de fréquence d'un radioaltimètre. Des solutions dédiées au test de ces équipements existent, mais elles sont basées sur des lignes à retard et ne permettent pas de reproduire correctement les conditions de propagation Air-Sol-Air.

Pour répondre à la problématique soulevée, une architecture d'un système de caractérisation de ces équipements a été proposée. Celle-ci se compose d'un simulateur de canal de propagation dédié à l'analyse des phénomènes physiques liés à l'environnement de fonctionnement des radioaltimètres, et d'un émulateur de canal de propagation permettant d'appliquer la réponse impulsionnelle calculée au signal d'un équipement sous test.

Le deuxième chapitre de cette thèse a été consacré à l'étude et à la modélisation du canal de propagation Air-Sol-Air. Les caractéristiques principales énoncées dans le premier chapitre ont permis d'établir une méthodologie de modélisation hybride adaptée à l'étude d'environnements de grande taille. Le simulateur ainsi créé permet l'obtention de modèles de canaux appliqués à la

caractérisation de la propagation dans le contexte de fonctionnement des radioaltimètres de manière rapide et avec une précision suffisante pour assurer leur test dans de bonnes conditions. L'accent a été mis sur une utilisation ergonomique adaptée au personnel intervenant sur les radioaltimètres et non formé aux lois de la propagation. La validité des modèles produits a été démontrée par confrontation à un logiciel de calcul de référence dans des cas simples. Cette conformité a été renforcée par une comparaison avec des résultats de mesures effectuées en vol qui ont montré une bonne adéquation avec la simulation. Ceci en fait un outil puissant capable de produire des modèles réalistes destinés à être réutilisés dans l'émulateur développé dans la dernière partie de cette thèse.

Dans le troisième chapitre, un émulateur de canaux de propagation dédié au test de radioaltimètres a été proposé. Une architecture numérique a été choisie pour assurer une latence faible et une bande passante suffisante tout en permettant l'exploitation des modèles de propagation produits par le simulateur. Des cartes de développement ont été sélectionnées pour permettre le test de cette architecture. Une méthode de mise en forme des modèles du simulateur pour l'émulateur a été expliquée. Celle-ci fait partie d'un algorithme breveté dans le cadre de cette thèse qui permet de réaliser un traitement numérique du signal en temps réel et avec des ressources de calcul modérées. Une démonstration du gain de puissance réalisé grâce à cet algorithme a été proposée. La validité des canaux émulés a été démontrée par confrontation avec les modèles programmés, ce qui a permis de réaliser une caractérisation détaillée de l'architecture numérique. Enfin, deux exemples de missions réalisées par le banc ESTER pour Emulateur et Simulateur de Terrain pour Radioaltimètres ont permis de montrer l'intérêt de cette solution.

Cette thèse a donc permis de proposer un système de caractérisation de radioaltimètres composé d'un simulateur et d'un émulateur ayant tous les deux été validés dans des conditions réelles. L'efficacité de la solution proposée sur des missions typiques en fait un outil puissant d'ores et déjà utilisé chez Thales et avec un fort potentiel de développement.

Les perspectives de cette étude sont à court terme un développement d'une carte numérique reprenant l'architecture validée au chapitre 3. Celle-ci permettra d'assurer une latence plus faible et donc d'émuler des hauteurs de vol plus réduites. Elle est destinée à remplacer les tiroirs de lignes à retard commutées dans les futurs développements de bancs automatisés, ce qui constituera une première utilisation industrielle de cet outil.

A moyen terme, une IHM sera développée pour le simulateur de canal de propagation proposé au chapitre 2. Celle-ci permettra d'assurer pleinement l'ergonomie recherchée et une utilisation aisée par le plus grand nombre. Cette étape finalisera le dernier élément du système de caractérisation ESTER développé dans le cadre de cette thèse.

A plus long terme, des applications pour les radiocommunications sont envisagées, avec la possibilité de réaliser des tests de systèmes MIMO (multiple input – multiple output). L'architecture de l'émulateur et les modèles de propagation seront alors entièrement revus en conséquence.

Annexes

Annexe I : Etude d'une base de données de matériaux

Dans le cadre de l'étude du simulateur de canal de propagation réalisée au chapitre 2, une base de données de matériaux a été réalisée. L'objectif de cette annexe est de présenter succinctement les résultats obtenus en termes de BRDF et de montrer comment ceux-ci peuvent influencer la réponse impulsionnelle du canal de propagation simulé.

Du point de vue électromagnétique, les matériaux ont des caractéristiques et donc des comportements différents. Comme cela a été expliqué dans ce manuscrit, la rugosité de surface, la rigidité diélectrique, la permittivité diélectrique et l'angle de perte définissent un matériau du point de vue électromagnétique. On trouve dans la littérature ces caractéristiques pour de nombreux matériaux. Ces paramètres permettent de calculer des modèles de BRDF grâce à la méthode proposée dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Pour cela, le logiciel CST Microwave Studio est utilisé. La demi-sphère au-dessus de l'élément carré est balayée avec une résolution angulaire de 1° en azimut et en élévation. La Figure A1.1 présente cette simulation réalisée pour un élément en eau de mer, avec l'émetteur récepteur dans la position $\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$.

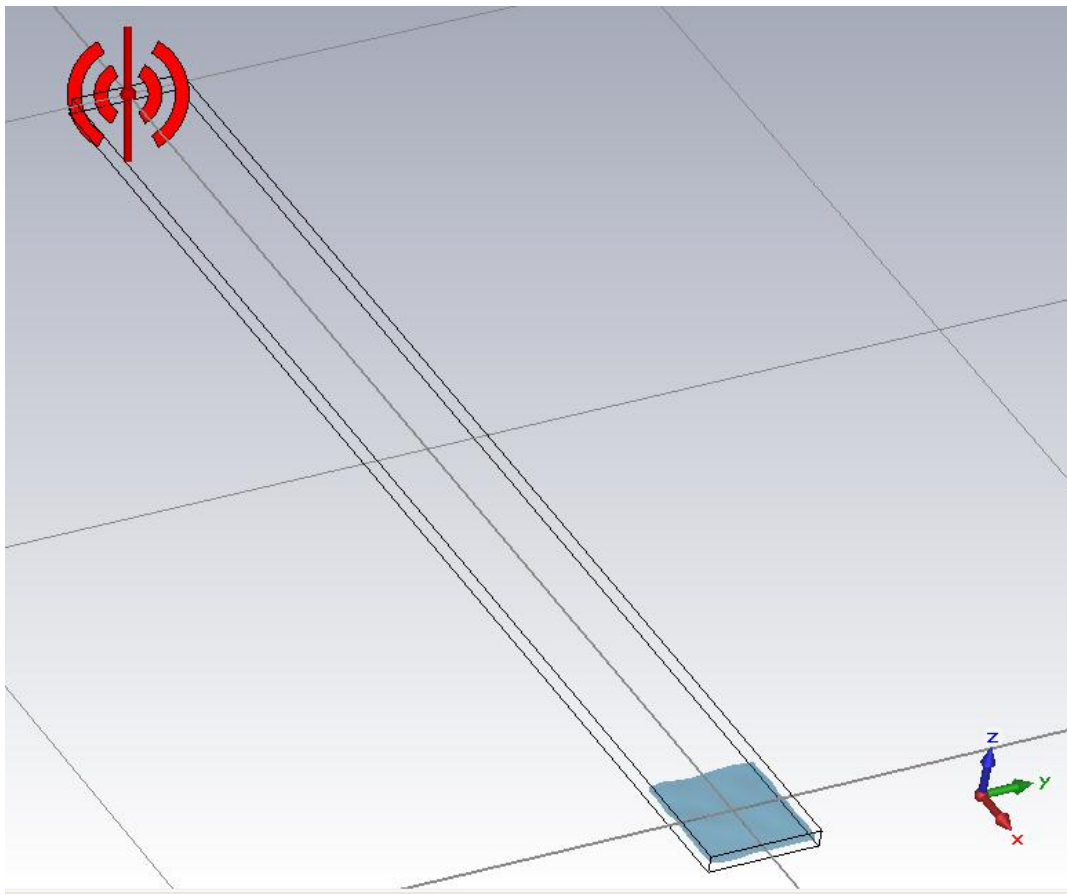


Figure A1.1. Simulation d'un élément en eau de mer

La Figure A1.2 présente les résultats obtenus dans pour toutes les combinaisons de polarisation possible pour une onde.

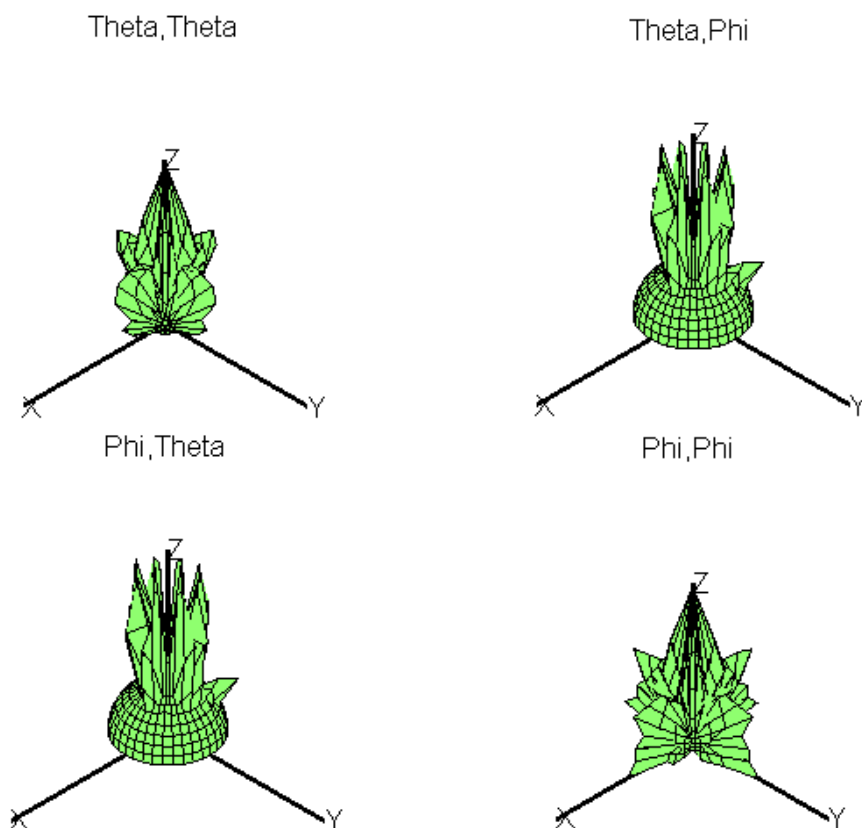


Figure A1.2. Résultat en 3D

Ceci nous permet de voir que la réflexion d'une onde par une surface peut se faire suivant toutes les polarisations possibles et dépend réellement de la direction d'attaque de la facette, aussi bien en azimuth qu'en élévation. La Figure A1.3 présente ensuite une comparaison entre les différentes BRDF de matériaux dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et pour des angles d'élévation compris entre 0° et 90° , en considérant une polarisation horizontale de l'onde à l'émission et à la réception.

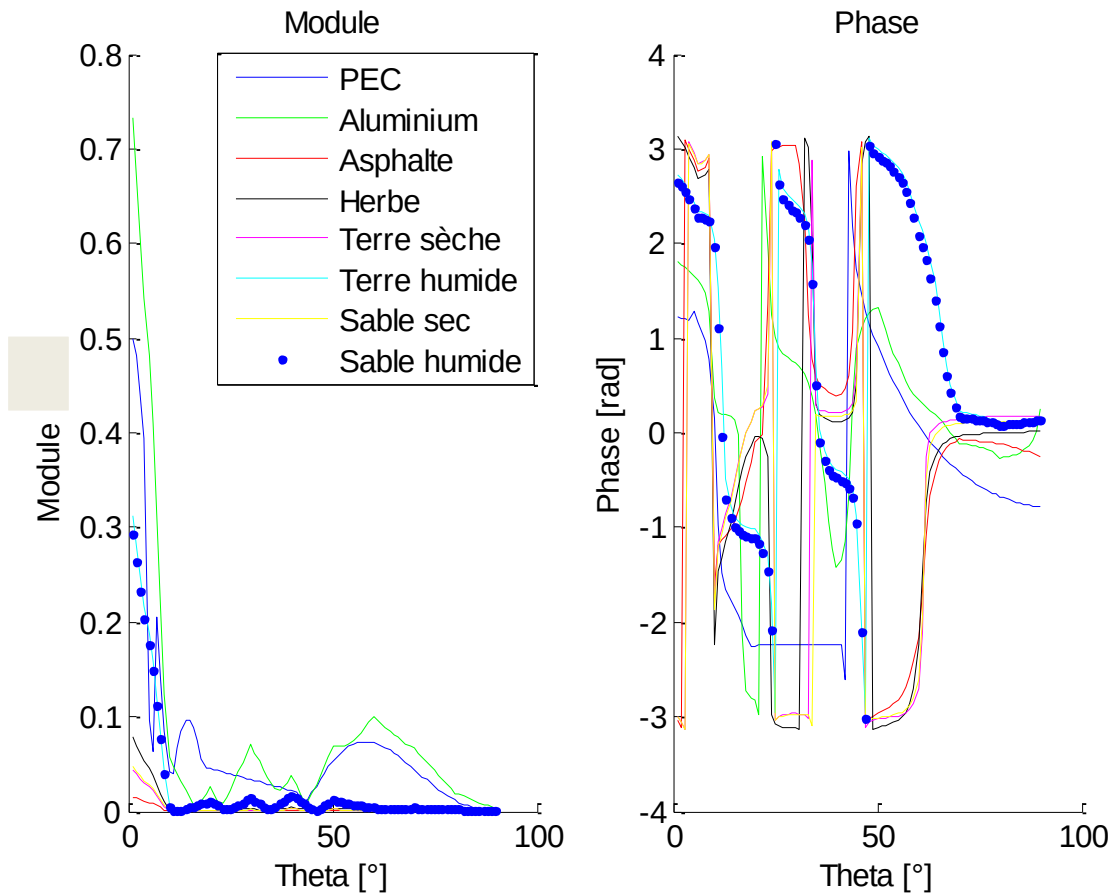


Figure A1.3. Comparaison des BRDF de matériaux, $\varphi = 0^\circ$

Cette figure met en évidence les disparités qui existent entre les différents modèles de matériaux. On remarque que les métaux ont une meilleure réflectivité que les autres matériaux, ce qui met en évidence et justifie le phénomène de point brillant aux chapitres 1 et 3. On remarque également que la présence d'eau dans le matériau (sable humide et terre humide) augmente fortement sa réflectivité. La Figure A1.4 présente une comparaison du sable sec et humide dans le plan $\varphi = 80^\circ$ pour des angles d'élévation compris entre 0° et 90° . Le résultat présenté est une combinaison des énergies réfléchies suivant toutes les polarisations.

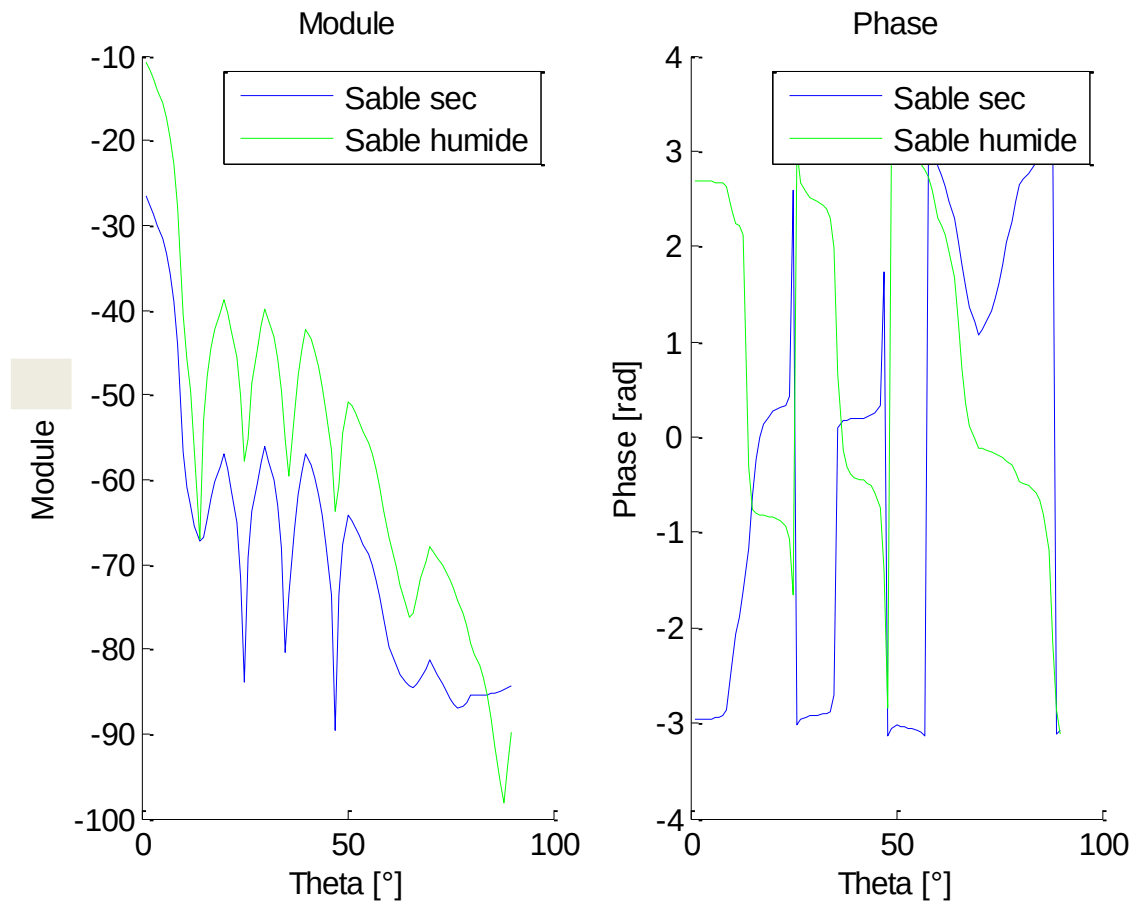


Figure A1.4. Comparaison du sable sec / humide, $\varphi = 80^\circ$

On remarque que la réflectivité spéculaire, c'est-à-dire à la verticale de l'élément augmente d'environ 15dB si le matériau est humide, et que l'allure de la phase est différente. Ces différents résultats mettent en évidence que la propagation Air-Sol-Air est influencée par la nature des matériaux qui composent l'environnement et que la pluie ou la présence d'eau dans le sol doit être prise en compte.

Analysons maintenant l'impact d'un changement de matériau sur une réponse impulsionnelle de canal de propagation calculé dans les mêmes conditions. Pour cela, le scénario utilisé est composé d'un sol généré aléatoirement mais dont la matière est homogène et prédéfinie. L'aéronef est paramétré pour réaliser un survol de ce sol à une hauteur de 100m et à une vitesse de 150m/s. Entre deux simulations, la géométrie du sol et les conditions de son survol ne changent pas, seul le matériau appliqué est changé pour mesurer son implication dans la réponse impulsionnelle obtenue. La Figure A1.5 présente un synoptique de ce scénario.

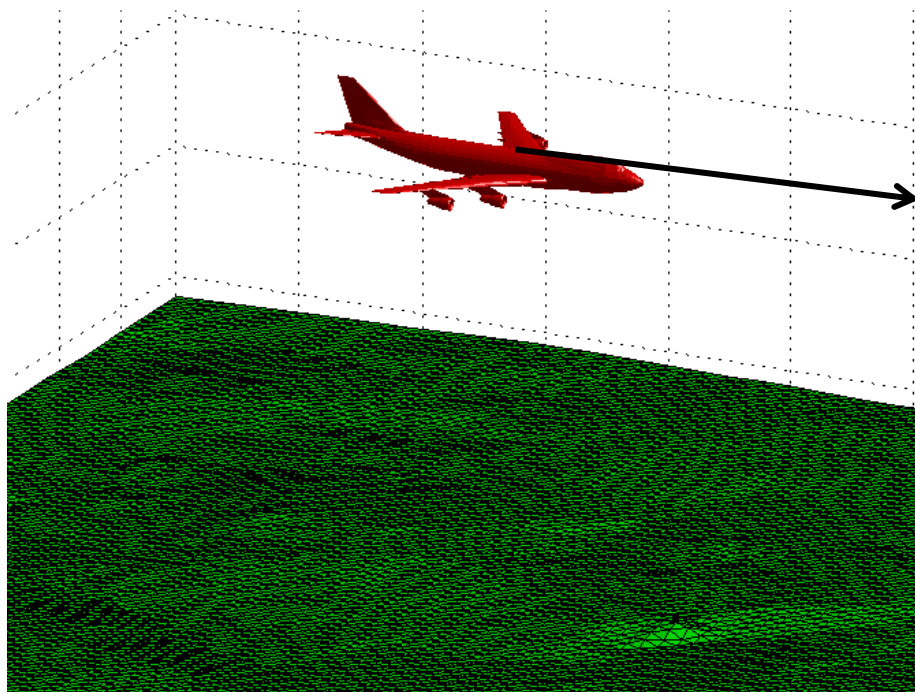


Figure A1.5. Scénario de test

Cette simulation est réalisée pour un sol en herbe et pour un sol en terre battue. La Figure A1.6 présente le profil retard puissance calculé par le simulateur dans le cas d'un sol en herbe et la Figure A1.7 présente ces mêmes résultats pour un sol en terre battue. Ces réponses impulsionnelles sont présentées lorsque l'aéronef est au milieu de sa trajectoire, c'est-à-dire parfaitement au milieu de l'environnement modélisé.

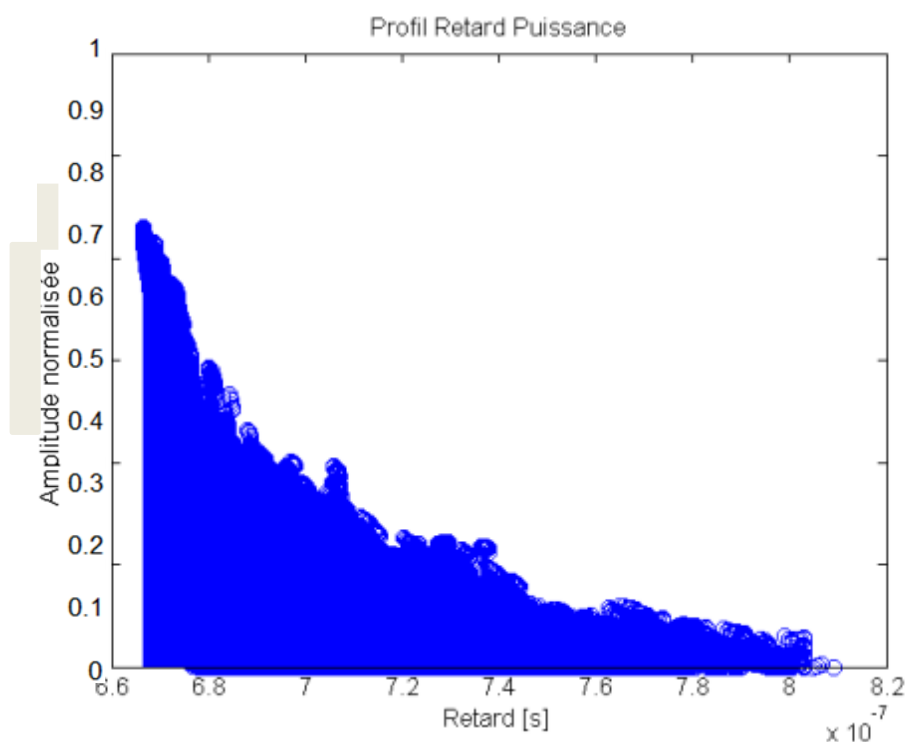


Figure A1.6. Profil retard – puissance, sol en herbe

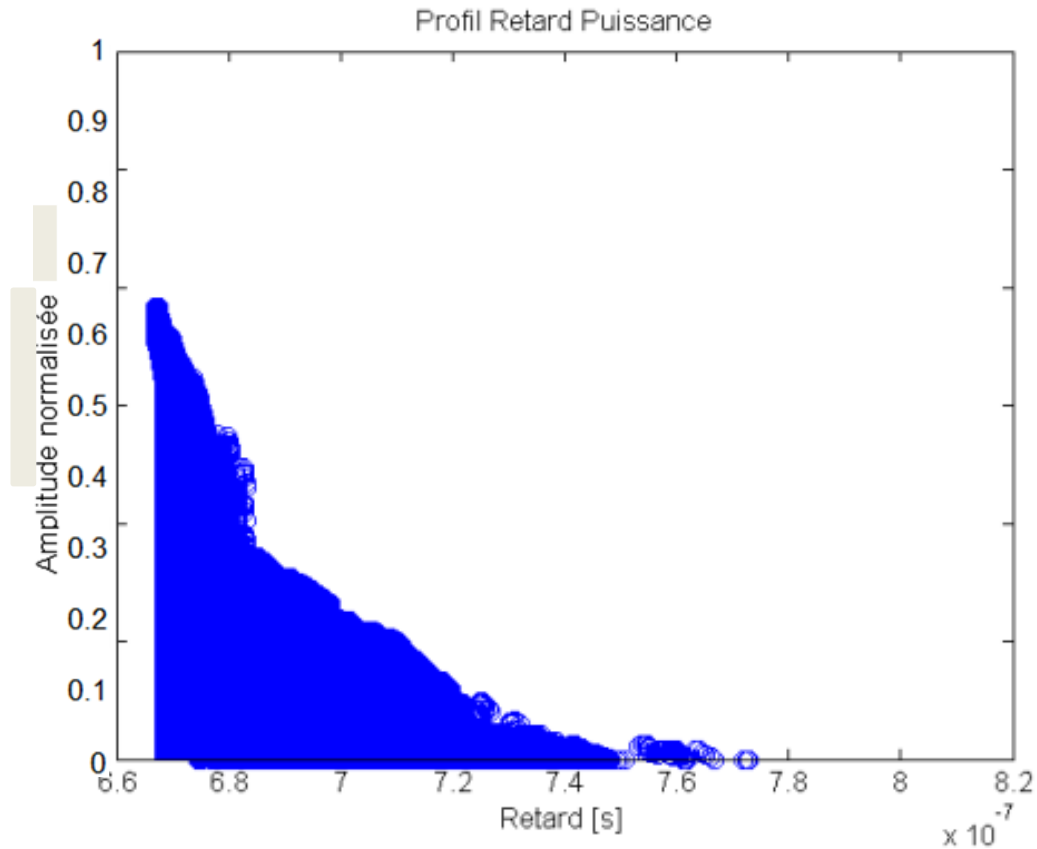


Figure A1.7. Profil retard – puissance, sol en terre battue

En conclusion, on remarque que la réponse impulsionnelle calculée est fortement influencée par la nature du matériau du sol. L'herbe est de nature plus réfléchive que la terre battue et sa réflexion est beaucoup moins spéculaire. Ceci explique le plus fort niveau de signal et l'étalement temporel plus important. En effet, du fait du caractère spéculaire de la réflexion de la terre battue, les éléments de surface qui ont un rayon avec un faible angle d'incidence réfléchissent beaucoup moins d'énergie, ce qui confère un moins bon niveau de signal aux éléments éloignés et se répercute sur l'étalement temporel du canal.

La constitution d'une base de données de matériaux sera donc d'une importance capitale pour permettre la modélisation d'une grande variété d'environnements. Par ailleurs, une attention toute particulière devra être apportée à la précision des modèles comme cela a déjà été montré dans le chapitre 2 de cette thèse, avec les comparaisons de mesures en vol et de simulations.

Annexe II : Etude de mélangeurs actifs

Dans le chapitre 3 de cette thèse, nous avons abordé les éléments constitutifs de l'émulateur de canal de propagation qui a été développé. L'étage de transposition a été abordé succinctement et l'objectif de cette annexe est de présenter cette réalisation plus en détail.

Un mélangeur permet de réaliser une opération de mélange fréquentiel. Il est généralement composé de deux entrées et d'une sortie, résultat du produit des deux entrées. Il est souvent utilisé pour réaliser des opérations de transposition en fréquence, l'une des deux entrées étant alors dédiée à la connexion d'un oscillateur local. On distingue plusieurs technologies de composants permettant d'assurer une fonction de transposition en fréquence.

- Les composants passifs sont alimentés par l'entrée de l'oscillateur local. Ils ont pour avantage d'être simples à mettre en œuvre et peuvent présenter de bonnes caractéristiques telles qu'une bande de fonctionnement importante. Ils sont cependant peu linéaires et avec un gain de conversion mauvais. Le composant étant alimenté par l'entrée de l'oscillateur local, ce dernier doit disposer d'un niveau de puissance assez important, ce qui a un impact négatif sur l'image de transposition en fréquence en sortie, la composante spectrale correspondant ayant un niveau important.
- Les composants actifs disposent d'une source d'énergie externe qui leur permet de justifier d'un niveau de performance accru. Le composant est alors relativement linéaire sur toute la bande de fonctionnement et présente un bon gain de conversion. Le niveau d'oscillateur local nécessaire au fonctionnement du composant est faible et permet de rejeter efficacement l'image de la transposition en fréquence. Cependant, ils sont relativement complexes à mettre en œuvre car ils nécessitent de nombreux composants annexes. Ils sont par ailleurs plus sujets aux perturbations environnantes.

Nous avons mis en évidence que dans le cas de l'étude de l'émulateur proposé dans cette thèse, les facteurs linéarité, gain de conversion et isolation de l'oscillateur local sont prépondérantes car directement représentatifs des performances du banc. Il a donc été choisi de développer des mélangeurs actifs pour cette application.

La Table A2.1 présente un récapitulatif des caractéristiques principales des deux mélangeurs réalisés. Les designs ont été testés sous le logiciel ADS puis validés avec un analyseur de réseaux vectoriels.

Type de mélangeur	Down Converter	Up Converter
Fréquence d'entrée	4.24GHz-4.363GHz	240MHz-363MHz
Fréquence de sortie	240MHz-363MHz	4.24GHz-4.363GHz
Bande passante	123MHz	123MHz

Table A2.1 : Caractéristiques des mélangeurs

Des modules de test ont été réalisés pour tester les fonctions d'adaptation d'impédance, de blocage DC ainsi que pour caractériser les différents composants sélectionnés. Des fichiers « Touchstone » ont été réalisés puis exportés vers ADS et des simulations ont été réalisées afin de proposer des ajustements. La Figure A2.1 présente les modules réalisés pour cette phase de test.

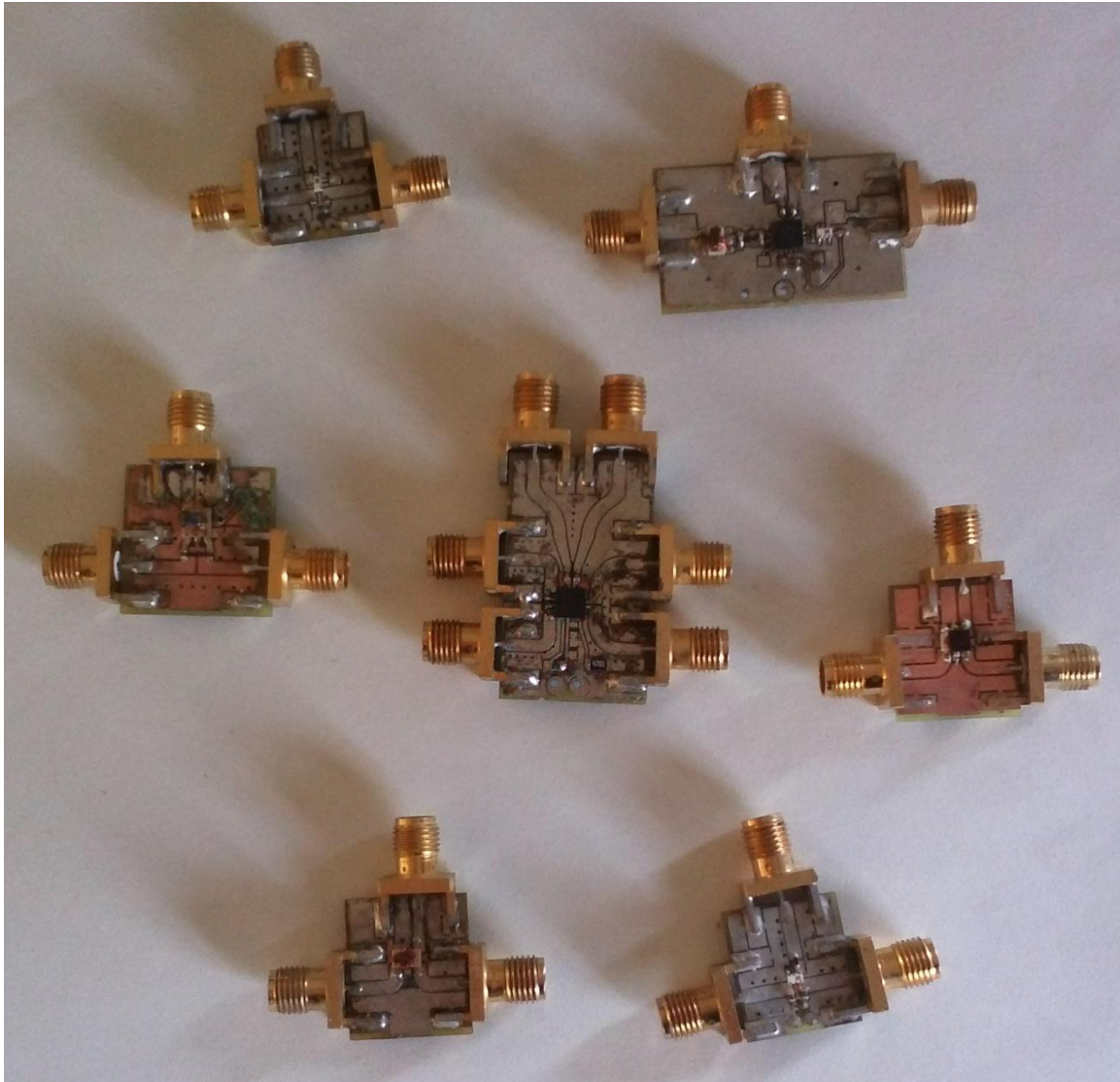


Figure A2.1. Validation de modules

Les résultats obtenus à l'issue de cette étape ont permis de fixer deux structures. Le « Down Converter » est dédié à la transposition RF-IF, il a pour rôle d'abaisser la fréquence du signal émis par le radioaltimètre pour l'amener dans un domaine fréquentiel où il puisse être numérisé à l'aide de convertisseurs analogiques/numériques classiques. Son entrée est donc conçue pour être adaptée à la gamme de fréquence de fonctionnement des radioaltimètres. L'oscillateur local ayant été fixé à 4GHz dans le chapitre 3 de cette thèse, la bande de fréquence en sortie devra donc être adaptée en conséquence.

La Figure A2.2 présente le schéma de la structure réalisée.

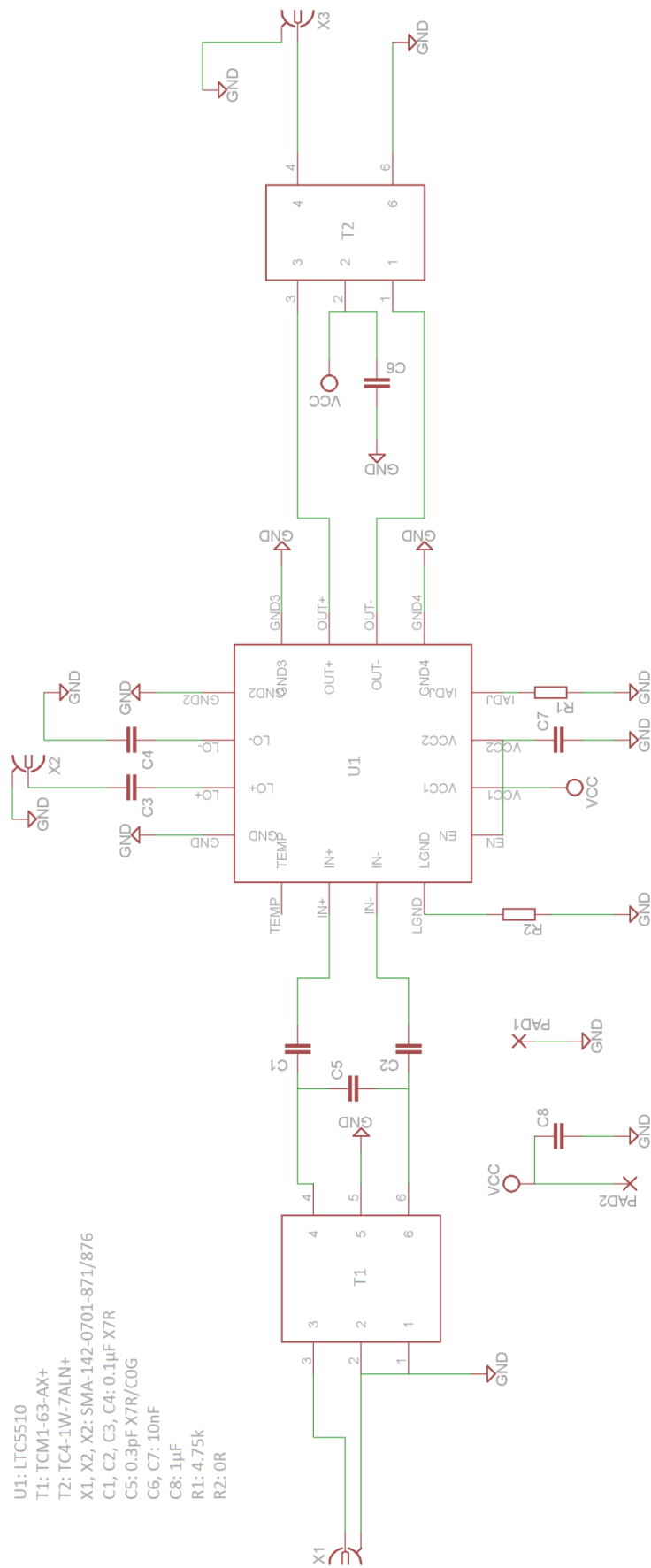


Figure A2.2. Schéma « Down Converter »

- La structure T1 + C5 sert d'adaptation d'impédance pour ramener une impédance de 50 Ohms au niveau du connecteur SMA X1.
- Les condensateurs C1 et C2 servent à bloquer la composante continue présente aux bornes IN+ et IN- de U1.
- Les condensateurs C3 et C4 bloquent la composante continue présente aux bornes LO+ et LO- de U1
- T2 sert à assurer l'adaptation d'impédance en ramenant une impédance de 50 Ohms au niveau du connecteur SMA X3.
- Les condensateurs C6, C7 et C8 sont placés au plus proches des broches VCC1 et VCC2 de U1 et à la borne 2 de T2.
- Les résistances R1 et R2 servent à ajuster le courant interne du composant.
- Les connecteurs PAD1 et PAD2 servent à connecter la tension d'alimentation de 5V

Les ports ont été mesurés en S11 pour vérifier leur adaptation, comme montré Figure A2.3

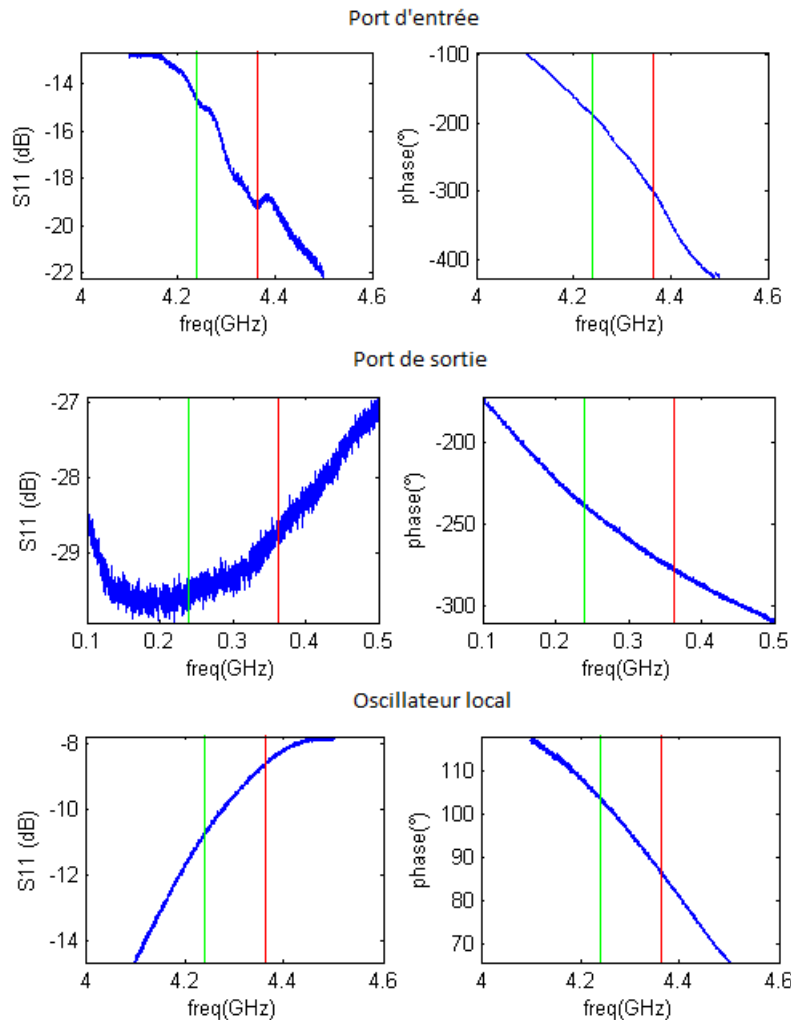


Figure A2.3. Mesure des paramètres S11 des ports

Ceci nous permet de mettre en évidence que les ports présentent un niveau d'adaptation correct dans leur bande de fonctionnement et que la phase est relativement linéaire.

Le « Up Converter » est quant à lui dédié à la transposition en fréquence IF-RF, il a pour rôle de restituer la fréquence du signal retourné par l'émulateur dans la bande d'origine du radioaltimètre. Ses entrées et sorties sont donc adaptées à l'inverse du « Down Converter ». La Figure A2.4 présente une illustration du schéma réalisé.

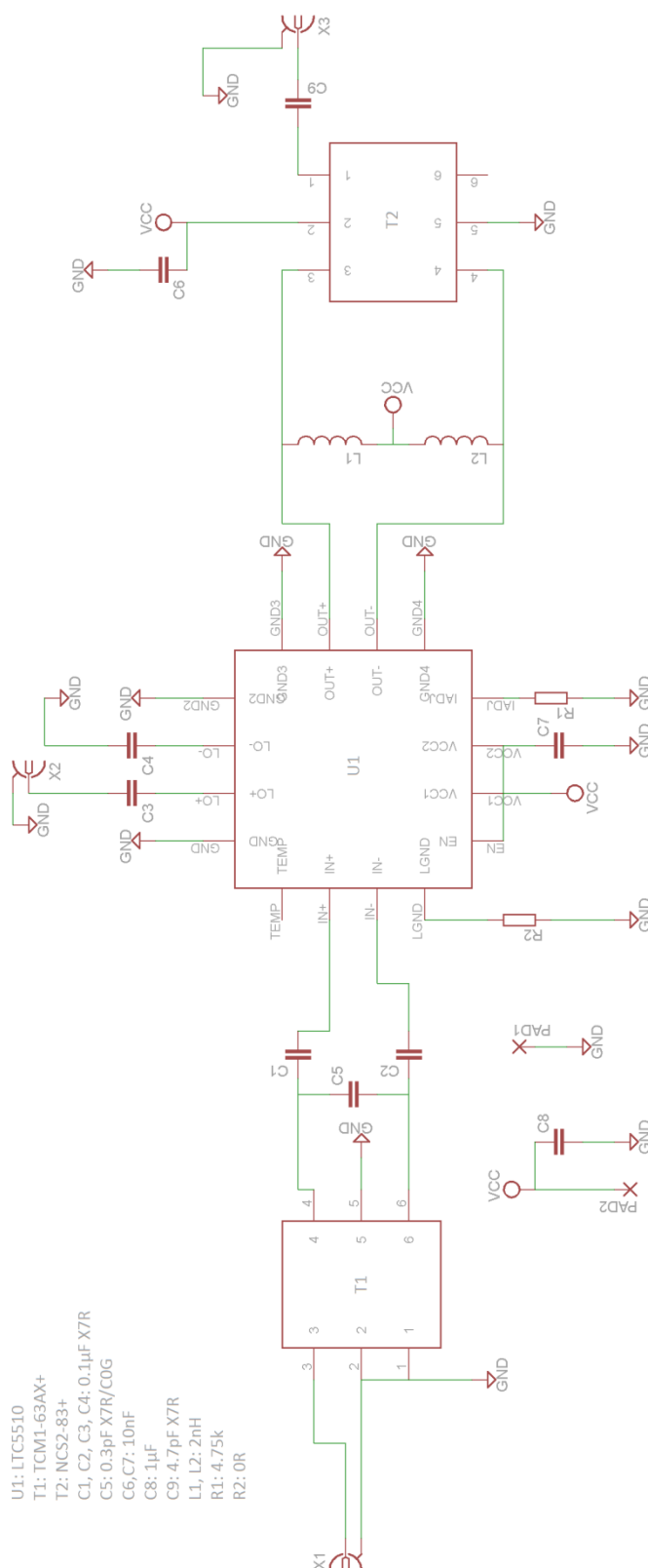


Figure A2.4. Schéma « Up Converter »

- Les condensateurs C3 et C4 bloquent la composante continue présente aux bornes LO+ et LO- de U1
- L1, L2, T2 et C9 est une structure qui sert à assurer l'adaptation d'impédance en ramenant une impédance de 50 Ohms au niveau du connecteur SMA X3.
- Les condensateurs C6, C7 et C8 sont placés au plus proches des broches VCC1 et VCC2 de U1 et à la borne 2 de T2.
- Les résistances R1 et R2 servent à ajuster le courant interne du composant.
- Les connecteurs PAD1 et PAD2 servent à connecter la tension d'alimentation de 5V.

Les ports ont été mesurés en S11 pour vérifier leur adaptation, comme montré Figure A2.5.

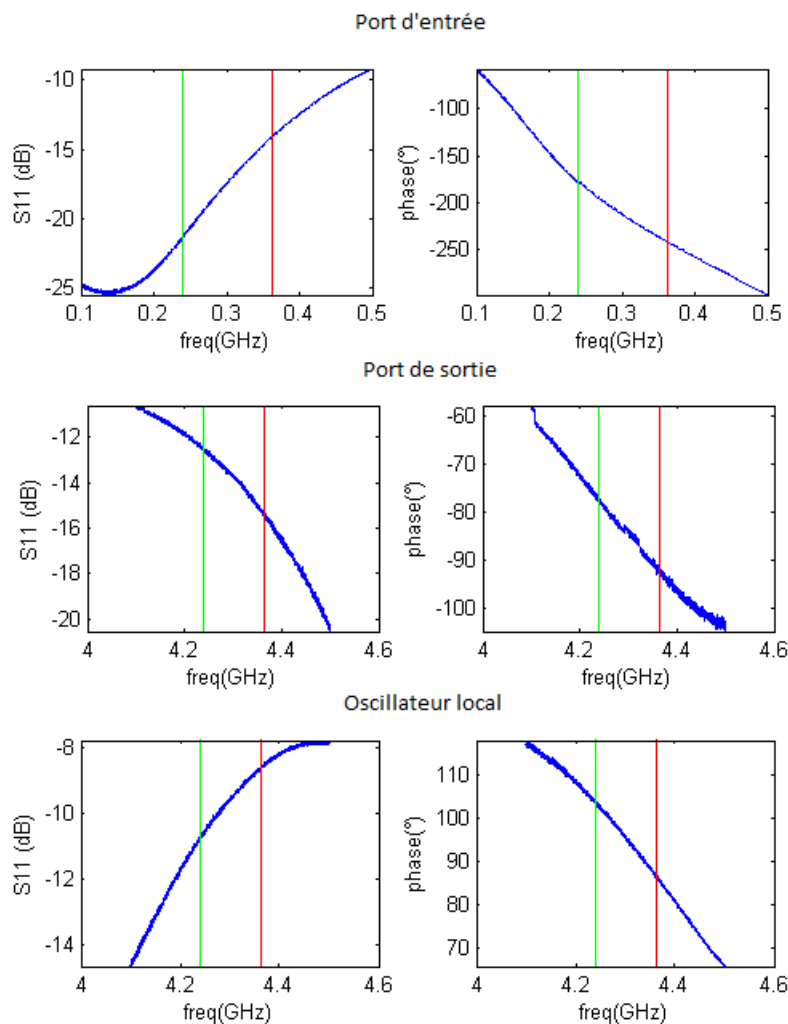


Figure A2.5. Mesure des paramètres S11 des ports

Ceci nous permet de mettre en évidence que les ports présentent un niveau d'adaptation correct dans leur bande de fonctionnement et que la phase est relativement linéaire.

Un mélangeur réalisant une opération de transposition en fréquence, une mesure du S21 n'est pas réalisable directement. Pour permettre de mesurer les pertes d'insertion des structures proposées ici, la sortie du « Down Converter » a été branchée sur l'entrée du « Up Converter », permettant ainsi d'utiliser un analyseur de réseaux vectoriels de manière conventionnelle. La présente le S21 mesuré.

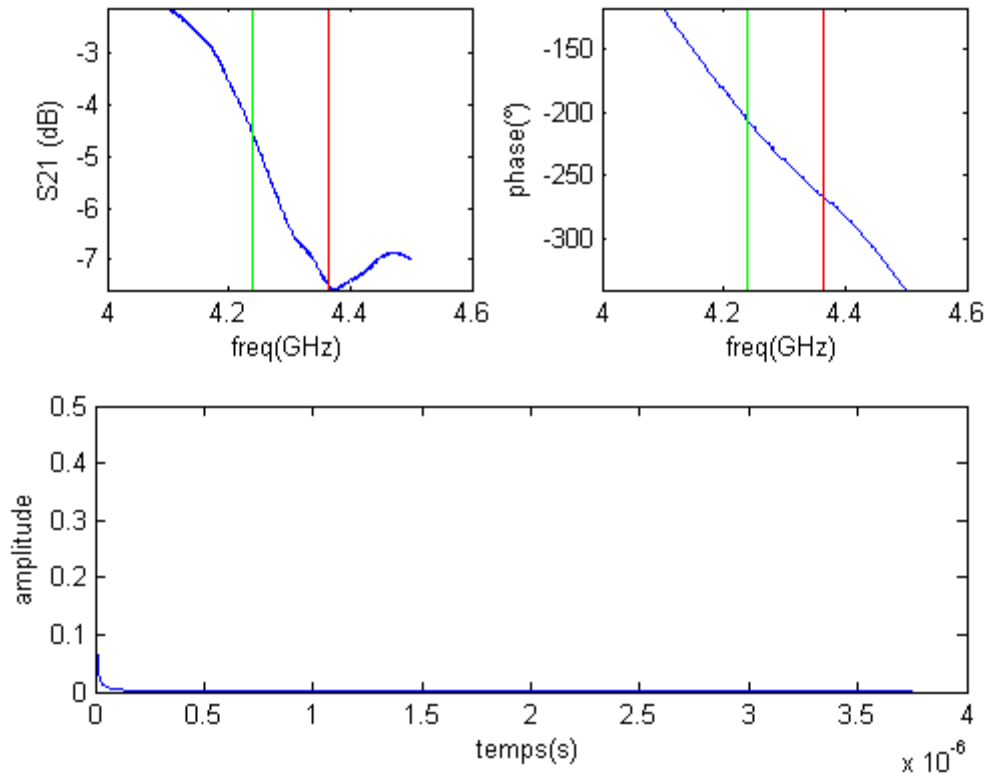


Figure A2.6. Mesure du S21 – mélangeurs cascadés

Cette figure nous permet de justifier le gain de conversion de -6dB et l'ondulation dans la bande de 3dB annoncés dans le chapitre 3. Une étude de la phase du signal nous montre qu'elle est linéaire dans la bande de fonctionnement et nous permet de déterminer un retard engendré par les deux structures de 20ns. Les deux mélangeurs proposés dans cette annexe ont donc été utilisés dans tous les essais menés dans le cadre de cette thèse.

Annexe III : Structure du code FPGA de l'émulateur de canal

L'objectif de cette section est de présenter la structure du code FPGA implémenté dans l'émulateur de canal de propagation. L'architecture proposée est celle donnée sur la Figure A3.1.

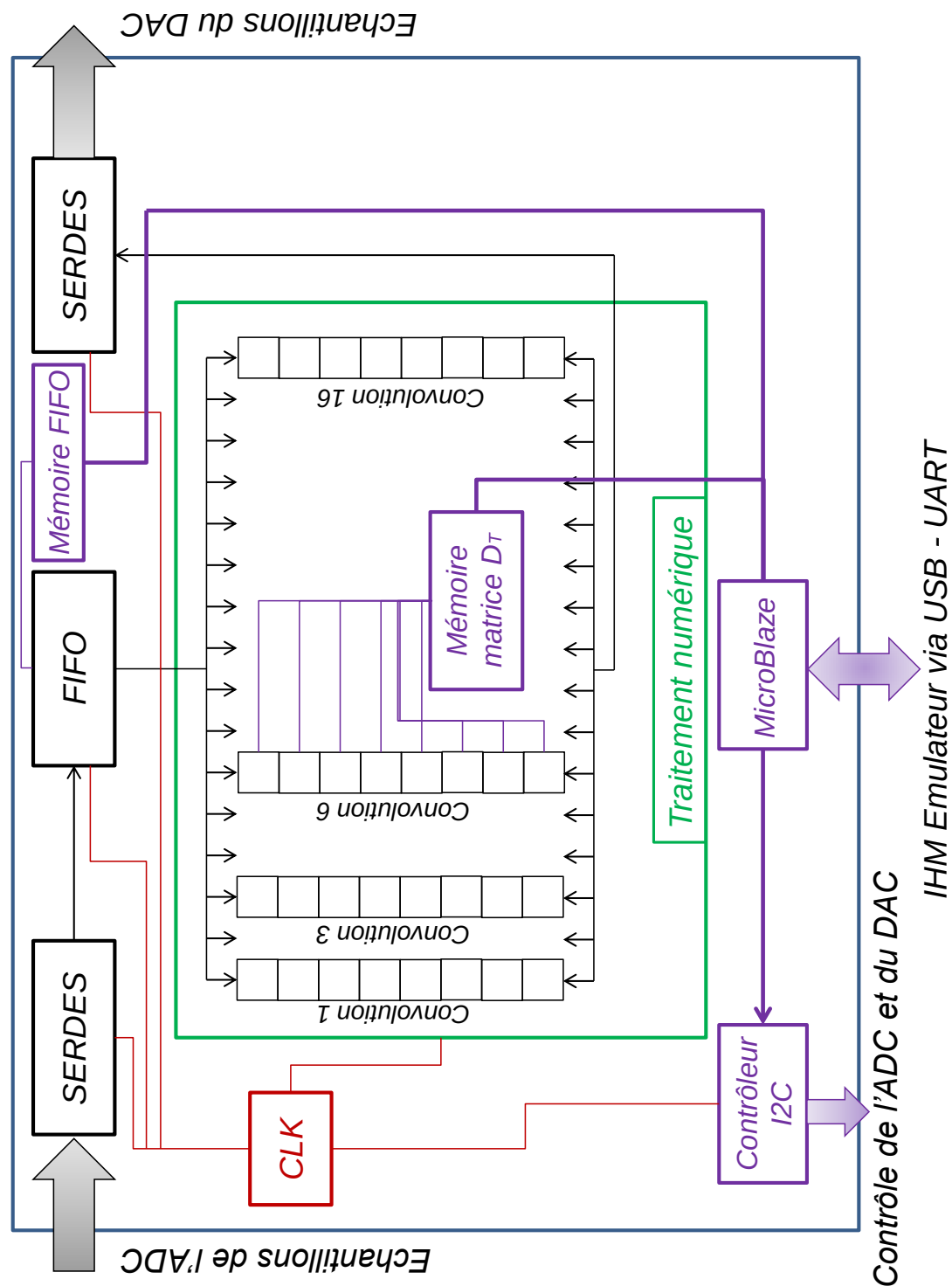


Figure A3.1. Architecture du code FPGA

Les différents blocs constitutifs de ce code vont être détaillés successivement.

- **CLK :**

CLK est l'abréviation de « clock » en anglais. Il s'agit d'une horloge programmable qui permet de synchroniser toute la logique du FPGA. C'est cette horloge qui définit la fréquence d'échantillonnage F_s .

- **Microblaze :**

Le MicroBlaze est un « soft core processor », c'est-à-dire un processeur DSP généré avec de la logique FPGA. Il embarque un micro-programme qui permet de réaliser plusieurs fonctions :

- Envoi des instructions I2C
- Contrôle de la logique FPGA
- Programmation des mémoires

Le MicroBlaze est au cœur de la logique FPGA, il permet d'en contrôler tous les éléments à partir d'un ordinateur.

- **Contrôleur I2C :**

Le rôle du contrôleur I2C est de programmer les convertisseurs analogique numérique (ADC) et numérique analogique (DAC). Il reçoit les instructions depuis le MicroBlaze et les convertit en données interprétables par les différents composants.

- **SERDES :**

Les échantillons numérisés par l'ADC sont envoyés au FPGA par le biais de 12 liaisons LVDS sur deux bus, soit 24 paires LVDS au total. Ceci impose une fréquence d'arrivée des échantillons dans le FPGA égale à la fréquence d'échantillonnage F_s divisée par 2. L'ADC étant capable de fonctionner jusqu'à 3.6GS/s, cette fréquence pourra atteindre 1,8GHz, ce qui est trop rapide pour envisager un traitement numérique par le FPGA. Le rôle du bloc SERDES (acronyme de Serializer - Deserializer) est d'attendre d'avoir reçu 16 échantillons de signal pour les paralléliser et les transmettre à la logique du FPGA. A l'entrée du SERDES, les échantillons rentrent par groupe de deux échantillons à une fréquence de $F_s/2$. Ils ressortent par groupe de 16 échantillons à une fréquence $F_s/16$, ce qui veut dire que la fréquence maximale vue par le FPGA pour réaliser le traitement numérique sera de 225MHz. Utilisé à l'envers, ce bloc permet de séparer un paquet de 16 échantillons pour les envoyer en série à la fréquence de $F_s/2$ aux deux bus de liaison LVDS du DAC.

- **FIFO :**

FIFO est l'acronyme de « First In First Out ». Il s'agit d'un registre à décalage qui permet d'enregistrer des paquets de 16 échantillons issus du SERDES. Le rôle de cette FIFO est de créer du retard sur la chaîne de traitement numérique pour positionner un groupement de trajets dans le temps. C'est cette FIFO qui permet de tenir compte du retard τ qui a été défini dans le chapitre 1. Cet élément a une profondeur mémoire correspondant à 6000 paquets de 16 échantillons, soit 96000 échantillons, ce qui permet de générer des retards allant de 0 à 38.4 μ s. Elle prend des

paquets de 16 échantillons à une fréquence de F_s en entrée et ressort des paquets de 16 échantillons retardés mais toujours à une fréquence de F_s en sortie.

- **Mémoires (FIFO et matrice D_T) :**

Ces mémoires contiennent respectivement le nombre de paquets de 16 échantillons que doit contenir la FIFO et les échantillons du filtre de convolution à un instant donné du temps. Ces mémoires sont programmées par l'intermédiaire du MicroBlaze. La logique FPGA commence la lecture depuis la première case et change de case au bout d'un certain nombre de périodes d'échantillonnage fixé par le MicroBlaze.

- **Traitement numérique :**

Il s'agit de l'algorithme de traitement numérique qui a été développé dans le chapitre 3 de cette thèse. Il contient 16 arbres de convolution qui prennent leur coefficient dans la mémoire « matrice D_T ». Cette stratégie de parallélisation du calcul est imposée par la fréquence de fonctionnement limitée du FPGA qui demande le recours aux SERDES pour grouper les échantillons en paquet de 16. Lorsqu'un paquet entre dans le bloc de traitement numérique, 16 échantillons doivent être traités, et chacun doit l'être de manière indépendante pour respecter le protocole du traitement numérique énoncé dans le chapitre 3, ce qui justifie l'utilisation de 16 arbres de convolution. La Figure A3.2 présente un détail de cette unité de traitement numérique.

Les multiplications et accumulations ont été réalisées à l'aide d'unités logiques DSP48E1. Il s'agit d'unités arithmétiques logiques qui permettent de réaliser des opérations préprogrammées. Le FPGA Virtex7 sur la carte d'évaluation contient 3600 unités DSP48E1, ce qui permet la réalisation de 16 arbres de convolution sur 225 échantillons. En effet, pour réaliser une multiplication et une addition d'un échantillon de signal, il faut une unité DSP48E1. Comme on réalise 16 convolutions en parallèle, la profondeur maximale du filtre de convolution sera égale au nombre total d'unités DSP divisé par 16. Cette profondeur de filtre permet de recréer des modèles de canaux comportant 225 trajets avec Doppler indépendant, ce qui couvre des retards et des étalements temporels allant de 0.8ns à 180ns.

Cette annexe a donc permis de présenter succinctement le fonctionnement de la logique FPGA utilisée pour implémenter l'algorithme de traitement numérique présenté au chapitre 3. Pour en améliorer les performances, un FPGA plus puissant pourra être utilisé, permettant à l'émulateur de générer des retard plus longs et avec une profondeur du filtre de convolution plus importante.

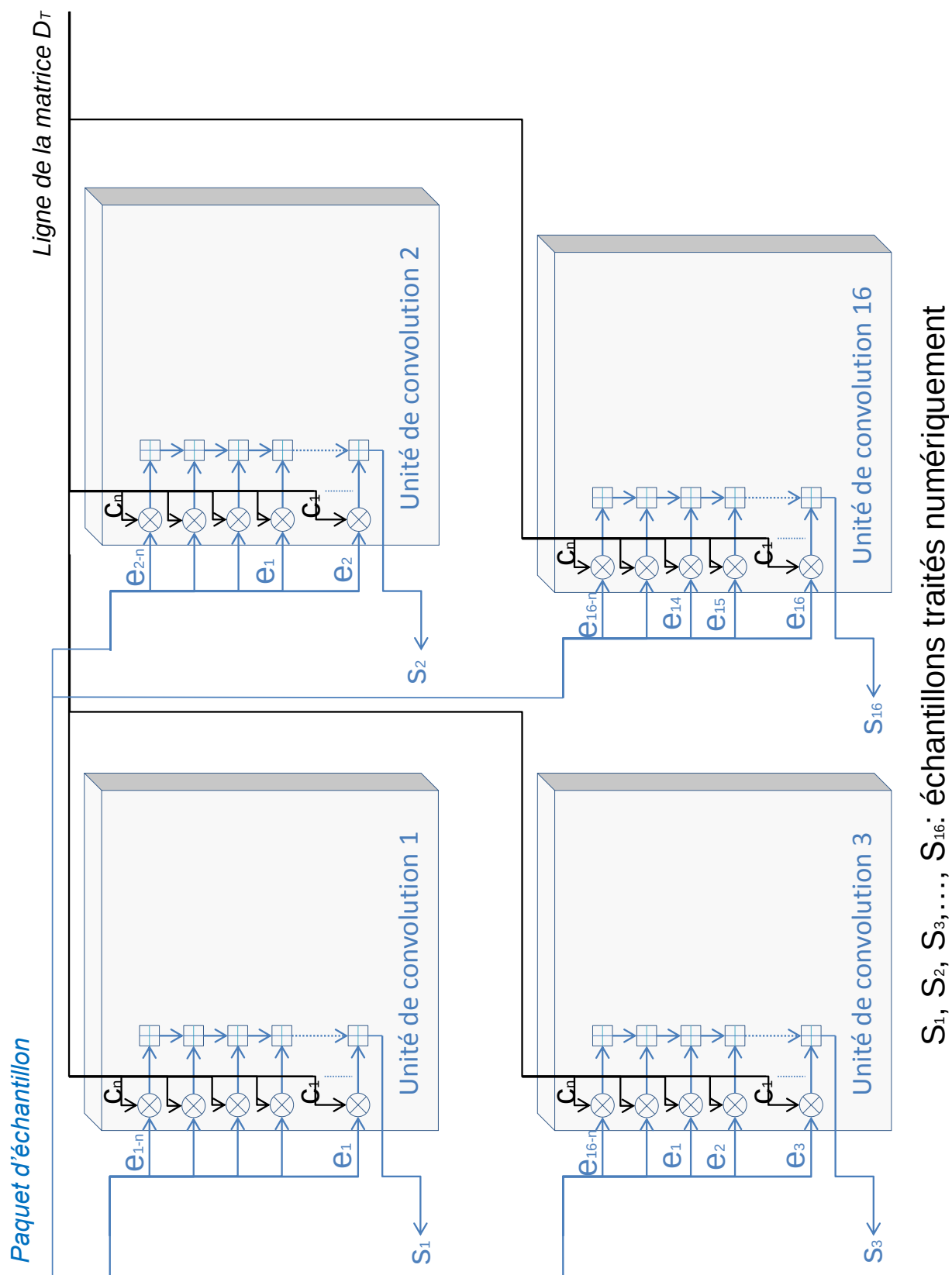


Figure A3.2. Architecture de l'unité de traitement numérique

Résumé :

Ces travaux portent sur l'étude et le développement d'un système de caractérisation de radioaltimètres. La propagation Air-Sol-Air, contexte particulier du canal de propagation aéronautique adapté aux radioaltimètres, est étudiée et modélisée. Une approche hybride basée sur le lancer de rayon et les fonctions de distribution de la réflectance bidirectionnelle est proposée pour le développement d'un simulateur de canal de propagation dédié aux radioaltimètres. Les modèles issus de cet outil sont validés par confrontation à des essais en vol et une méthode de conditionnement des résultats est proposée pour les rendre utilisables dans un émulateur de canaux de propagation temps réel. L'architecture matérielle et logicielle de celui-ci est détaillée dans ce manuscrit et son fonctionnement est validé par la mesure.

Mots clés :

Propagation Air-Sol-Air, modélisation, simulation émulation, émulateur de canal, radioaltimètres, fpga, traitement du signal temps réel.

Abstract :

This thesis presents the study and the development of a radar-altimeter characterization tool. The Air-Ground-Air propagation channel is a specific context of the aeronautical channel applied to the radar-altimeters. A new hybrid method designed to the development of a channel simulator is described. This one is based upon ray tracing and bidirectional reflectance distribution functions and permits to obtain channel models validated by comparison with on flight measurements. A pre-conditioning method is also explained to make the channel models ready to be used in a real time channel emulator. The hardware and software architecture of this channel emulator is detailed in this book and its behavior is validated with laboratory measurements.

Keywords :

Air-Ground-Air propagation channel, simulation, emulation, radar-altimeter, fpga, real time digital signal processing.