HAL
open science

Radar Passif Aéroporté : Analyse de l'impact de la propagation sur le traitement des signaux DVB-T

Clément Berthillot

▶ **To cite this version:**

Clément Berthillot. Radar Passif Aéroporté : Analyse de l'impact de la propagation sur le traitement des signaux DVB-T. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Paris Saclay (COmUE), 2018. Français. NNT : 2018SACLC103 . tel-02017997

HAL Id: tel-02017997

https://theses.hal.science/tel-02017997v1

Submitted on 13 Feb 2019

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.

université PARIS-SACLAY

CentraleSupélec

NNT : 2018SACLC103

Radar Passif Aéroporté : Analyse de l'impact de la propagation sur le traitement des signaux DVB-T

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à Centrale-Supelec

Ecole doctorale n°580 Sciences et Technologies de l'information et de la Communication (STIC)
Spécialité de doctorat : Traitement du signal et de l'image

Thèse présentée et soutenue à Gif-sur-Yvette, le 20/12/2018, par

CLÉMENT BERTHILLOT

Composition du Jury :

Stéphanie BIDON Professeur, ISAE-Supaero	Rapporteur
Thierry CHONAVEL Professeur, IMT Atlantique	Rapporteur
Sylvie MARCOS Directeur de recherche CNRS, ParisSaclay	Présidente du jury
Pier-Fransesco LOMBARDO Professeur, Université Sapienza de Rome	Examinateur
Marc LESTURGIE Professeur, SONDRA-ONERA	Directeur de thèse
Agnès SANTORI Enseignant chercheur de l'Ecole de l'air (PhD), Centre de Recherche de l'Ecole de l'air	Encadrant
Dominique POULLIN Ingénieur de recherche, ONERA	Encadrant
Olivier RABASTE Ingénieur de recherche (PhD), ONERA	Invité
Jacques RAOUT Colonel (PhD), Etat-Major de l'Armée de l'air	Invité

Thèse de doctorat

Remerciements

Ce mémoire vient clôturer cinq années d'un travail passionnant. Cette thèse est née de ma volonté, à la fois de confronter des connaissances théoriques en traitement du signal et en télécommunications à un système concret ayant trait au radar, et de contribuer à un projet d'intérêt pour l'Armée de l'air. Je souhaite donc remercier en premier lieu Marc Lesturgie et le colonel Jacques Raout pour avoir donné corps à mon projet. Cette thèse s'est caractérisée par un travail collaboratif toujours réalisé dans la bonne humeur permettant ainsi des échanges francs, cordiaux et surtout fructueux. Je tiens donc tout particulièrement à remercier l'équipe qui l'a encadrée : Agnès Santori pour ses conseils avisés quotidiens, Olivier Rabaste pour ses remarques précises et Dominique Poullin pour ses explications toujours très imagées.

Le travail expérimental conséquent a donné lieu à une collaboration riche avec le DEMR de l'antenne ONERA de Salon-de-Provence. C'est pourquoi je souhaite remercier Laurent Chaudron pour le soutien affiché à ce projet, mais aussi et surtout Jean-François Nouvel et Serges Roques pour leur précieuse expérience de la mise en œuvre de système radar expérimentaux et du motoplaneur BUSARD. Je remercie aussi tout le personnel de SONDRA, d'une part les ingénieurs qui ont contribué au développement de l'antenne RIVERA, tout particulièrement Fabrice Boust, et d'autre part les membres qui assurent un suivi plus administratif mais tout aussi indispensable de la thèse dont Sylvain Azarian et Virginie Bouvier.

Je remercie aussi les personnes de l'École de l'air qui ont soutenu ce projet, particulièrement de la Division de Formation aux Sciences et aux Humanités (DFSH) et le Centre de Recherche de l'Ecole de l'Air (CReA). En premier lieu, je remercie la lieutenant-colonel Follin et le lieutenant-colonel Roger mes chefs successifs. Je pense aussi à ceux qui ont apporté un soutien technique : l'adjudant-chef Mondou, le commandant Bochet, le sergent-chef Menelet, et Nicolas Marcellin. Je remercie aussi le Centre de Formation Aéronautique Militaire Initial (CFAMI), et plus spécifiquement ses chefs, le lieutenant-colonel Sajot et le lieutenant-colonel Rigg, dont l'engouement a permis une riche coopération lors des essais expérimentaux. Je n'oublie pas pour autant les différents pilotes du CFAMI qui ont participé à nos essais dont le lieutenant-colonel Valat.

Enfin je tiens aussi à remercier Télévision De France (TDF) pour la fourniture des mesures des diagrammes de rayonnement des émetteurs DVB-T de Marseille Grande Etoile et d'Avignon Mont Ventoux.

Rétrospectivement, je suis heureux, satisfait et même fier du chemin parcouru, des difficultés surpassées, et du travail produit. Je suis conscient d'avoir apporté une pierre seulement à un vaste édifice qui nécessite d'être consolidé. Mais comme le disait Antoine de Saint Exupéry : « Ce qui importe, ce n'est pas d'arriver mais d'aller vers. ».

« L'art naît de contraintes, vit de luttes et meurt de liberté. »

ANDRÉ GIDE

Table des matières

Glossaire xi

Table des figures xiii

Liste des tableaux xix

Liste des publications et communications xxi

Summary xxiii

Chapitre 1 Introduction 1

1.1 Motivation 1

1.2 Organisation du mémoire 2

1.3 Problématique 3

Chapitre 2 De la détection passive terrestre à la détection passive aéroportée 5

2.1 Principe général du radar passif terrestre 5

2.2 Traitements radar en passif terrestre 6

2.2.1 Modèle de signal reçu 6

2.2.2 Les mesures radar 7

2.2.3 Le filtre adapté 8

2.2.4 Impact du trajet direct et du fouillis 9

2.2.5 Test de détection 10

2.2.6 Synthèse des traitements 11

2.3 Réjection du trajet direct 11

2.4 Extension du filtre adapté au domaine spatial 12

2.5 Le signal de référence 14

2.5.1 Signal de référence focalisé 14

2.5.2 Signal de référence décodé 14

2.5.3 Impact du choix de la référence 24

2.6 Vers la détection aéroportée 24

Chapitre 3 Développement du système radar **27**
3.1 Introduction . . . 27
3.1.1 Des données indispensables . . . 27
3.1.2 Le système idéal . . . 27
3.2 L'environnement expérimental . . . 28
3.2.1 Le porteur BUSARD . . . 28
3.2.2 La zone d'expérimentation . . . 29
3.2.3 La cible coopérative . . . 35
3.3 Le système radar passif embarqué . . . 40
3.3.1 L'antenne RIVERA . . . 40
3.3.2 Conception et validation de la chaine de réception . . . 41
3.3.3 Qualification du système avant vol . . . 48

Chapitre 4 Estimation du signal de référence dans l'environnement aéronautique **51**
4.1 Introduction . . . 51
4.2 Le canal aéronautique et ses effets . . . 52
4.2.1 Présentation du canal aéronautique . . . 52
4.2.2 Les effets du canal . . . 52
4.3 Estimation du signal de référence . . . 55
4.3.1 Les méthodes d'estimation d'un canal variant dans le temps pour un signal OFDM 55
4.3.2 Méthode proposée . . . 56
4.3.3 Résultats . . . 61
4.4 Impact d'une mauvaise estimation du signal de référence sur la détection . . . 66

Chapitre 5 Mécanismes d'étalement du fouillis de sol **69**
5.1 Introduction . . . 69
5.1.1 Objectifs . . . 69
5.1.2 Notations géométriques . . . 69
5.1.3 Les essais en vol . . . 70
5.2 Fouillis aéronautique bistatique distance-Doppler . . . 74
5.2.1 Courbes isodistance . . . 74
5.2.2 Courbes isodoppler . . . 74
5.2.3 Représentation du fouillis en Distance - Doppler . . . 76
5.3 Fouillis aéronautique bistatique Spatial-Doppler . . . 79
5.3.1 Répartition spatiale du fouillis . . . 79
5.3.2 Projection cartésienne du fouillis . . . 85
5.3.3 Conclusion . . . 92

Chapitre 6 Vers la détection **93**
6.1 Introduction . . . 93
6.2 Complexité de la détection . . . 94
6.2.1 Perturbations limitant les capacités de détection . . . 94

6.2.2 Quantité de fouillis à rejeter 95
6.2.3 La structure du signal DVB-T et le réseau SFN 96
6.3 Conséquences du choix du signal de référence 99
6.3.1 Filtrage adapté 99
6.3.2 Réjection du trajet direct et des échos proches 101
6.3.3 Signal de référence et filtrage angulaire 105
6.3.4 Impact de la qualité du décodage sur la réjection du TD 110
6.4 Méthode de réjection par bloc 112
6.4.1 Le principe 113
6.4.2 Impact du nombre de blocs 113
6.4.3 Impact du nombre d'hypothèses distance 118
6.4.4 Méthode par bloc glissant 118
6.4.5 Incrustation de cible 120
6.4.6 Bilan quant aux capacités de réjection 123

Chapitre 7 Conclusion / Perspectives **125**
7.1 Conclusion 125
7.2 Perspectives 127

Annexes **129**

Annexe A Réponse fréquentielle des coefficents de décomposition BEM **129**

Bibliographie **131**

Glossaire

A-MtV : émetteur d'Avignon-Mont Ventoux
ANFR : Agence Nationale des FRéquences
AOA : Angle Of Arrival

BBC : British Broadcasting Corporation
BEM : Basis Expansion Model
BPSK : BiPhase Shift Keying
BUSARD : Banc Ultraléger pour Systèmes Aéroportés de Recherche sur les Drones

CFO : Carrier Frequency Offset
CFR : Channel Frequency Response
CIR : Channel Impulse Response
CReA : Centre de Recherche de l'Armée de l'air
CSA : Conseil Supérieur de l'Audiovisuel

DBS : Doppler Beam Sharpening
DSO : Defence Science Organisation National Laboratories, Singapore
DVB-T : Digital Video Broadcasting - Terrestrial

ESPRIT : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

FLAR : Forward Looking Antenna Radar
FM : Frequency Modulation

GLRT : Generalized Likelihood Ratio Test
GSM : Global System for Mobile

IEP : Interférence Entre Porteuses
IES : Interférence Entre Symboles

LMS : Least Mean Square
LOS : Line-Of-Sight, Ligne de vue directe
LS : Lobes Secondaires
LTE : Long Term Evolution

M-GdE : émetteur de Marseille-Grande Etoile
MALE : Medium-Altitude Long Endurance
MDL : Minimum Description Length
MER : Modulation Error Rate
MFN : Multiple Frequency Network
MUSIC : MUltiple SIgnal Classification

NUS : National University of Singapore

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ONERA : Office National d'Etudes et de Recherches Aerospatiales

PAR : Puissance Apparente Rayonnée

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

RFC : Réponse Fréquentielle du Canal
RIC : Réponse Impulsionnelle du Canal
RIVERA : aiRborne passIVE RAdar
RLS : Recursive Least Square
RSB : Rapport Signal-à-Bruit

SAR : Synthetic Aperture Radar
SDR : Software Defined Radio
SER : Surface Equivalente Radar
SFN : Single Frequency Network
SINR : Signal-to-Interference and Noise Ratio
SLAR : Side Looking Antenna Radar
SONDRA : Supelec-ONERA-NUS-DSO Research Alliance
STAP : Space-Time Adaptive Processing

TD : Trajet Direct
TFAC : Test à Fausse Alarme Constante

UHF : Ultra High Frequency
UMTS : Universal Mobile for Telecommunication System

VHF : Very High Frequency
VP : Vecteur Propre

Table des figures

2.1 Synoptique d'un radar passif terrestre 6
2.2 Notations géométriques pour décrire la mesure radar passive - Le triangle rouge symbolise l'émetteur, le carré rouge le récepteur et le carré noir la cible 8
2.3 Résultat du filtre adapté sur le signal reçu (bleu), sur le signal reçu dont le trajet direct a été rejeté (rouge), et le bruit additif seul (jaune) pour un signal émis de type bruit blanc gaussien 10
2.4 Répartition en rapport signal à bruit des contributions du trajet direct et du fouillis de sol 10
2.5 Synoptique des traitements radar passif terrestre 11
2.6 Réception d'un signal sur un réseau d'antenne linéaire uniforme 13
2.7 Exemples d'alphabets utilisés pour coder les symboles élémentaires 15
2.8 Mise en évidence schématique de l'orthogonalité entre porteuses d'un symbole OFDM 16
2.9 Spectre mesuré d'un signal OFDM de type DVB-T 17
2.10 Principe de l'intervalle de garde 17
2.11 Intérêt de l'intervalle de garde 18
2.12 Réponse fréquentielle d'un canal caractérisé par un trajet direct et un trajet secondaire de retard $\tau = 2\ \mu\mathrm{s}$ et d'atténuation $\alpha = 0.1$ - Fréquence porteuse : $500\ \mathrm{MHz}$ et bande du signal : $8\ \mathrm{MHz}$ 20
2.13 Principe de la modulation DVB-T 21
2.14 Répartition des pilotes dans le signal DVB-T - les ronds noirs représentent leur position 21
2.15 Autocorrélation distance de signaux de type Bruit blanc (a), et DVB-T (b) 23
2.16 Autocorrélation distance - Doppler d'un signal DVB-T mode 8K 24

3.1 BUSARD avant vol 28
3.2 Coiffe du pod BUSARD- Dimensions en [mm] 29
3.3 Vues de la zone d'expérimentation et des principaux émetteurs [*GoogleEarth - ©2017 Google - Image Landsat\Copernicus*] 30
3.4 Gabarit du diagramme de rayonnement de l'émetteur d'Avignon-Mont Ventoux [*Données CSA*] 31
3.5 Gabarit du diagramme de rayonnement de l'émetteur de Marseille Grande Etoile [*Données CSA*] 31
3.6 Diagramme de rayonnement - Emetteur d'Avignon-Mont Ventoux [*Données TDF*] . . . 32
3.7 Diagramme de rayonnement - Emetteur de Marseille-Grande Etoile [*Données TDF*] . 32

3.8 Comparaison de la puissance reçue pour un récepteur au sol (a), et à des altitudes de $1500\ \mathrm{m}$ (b), ou $3000\ \mathrm{m}$ (c), et la carte des différences (d) - Emetteur d'Avignon-Mont Ventoux . . . 33
3.9 Comparaison de la puissance reçue pour un récepteur au sol (a), et à des altitudes de $1500\ \mathrm{m}$ (b), ou $3000\ \mathrm{m}$ (c), et la carte des différences (d) - Emetteur de Marseille-Grande Etoile . . . 34
3.10 Emetteur secondaire d'Avignon-Mont Ventoux [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*] 35
3.11 Principaux ré-émetteurs de Marseille-Grande Etoile [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*] 35
3.12 Cirrus-SR20 [©*Ecole de l'air - Service Photo*] . . . 36
3.13 Modèle numérique de Cirrus-SR20 [🅭 *by Navy876*] . . . 37
3.14 Représentation des angles utilisés pour la mesure de SER . . . 37
3.15 SER bistatique estimée à partir d'un modèle de Cirrus-SR20 en fonction des angles d'incidence et de mesure [dBm^2] pour une fréquence f=$500\ \mathrm{MHz}$ . . . 38
3.16 SER bistatique estimée à partir d'un modèle de Cirrus-SR20 - Histogramme cumulatif [dBm^2] pour une fréquence f=$500\ \mathrm{MHz}$ . . . 39
3.17 L'antenne RIVERA dans le pod . . . 40
3.18 Format de l'écriture des données à l'acquisition . . . 41
3.19 Mesure de la fréquence centrale de deux canaux DVB-T pour en déterminer le décalage appliqué . . . 42
3.20 Mise en évidence du couplage entre antennes sur le décodage du premier symbole sur la voie 1 avec deux antennes Yagi à une fréquence de $490\ \mathrm{MHz}$ en fonction de l'espacement entre antennes . . . 43
3.21 Valeurs propres d'un signal reçu au sol : la jaune correspond au trajet direct, la bleue au bruit, la rouge à une interférence . . . 44
3.22 Erreur quadratique moyenne de l'estimation de la constellation sur les 160 symboles des fichiers acquis et pour chacune des voies dans le cas où le filtre HF est placé avant le LNA (à gauche) et après le LNA (à droite) . . . 45
3.23 Comparaison des constellations estimées dans deux cas : filtre avant le LNA (a) et filtre après le LNA (b) . . . 46
3.24 Face avant du programme de commande du récepteur RIVERA . . . 47
3.25 Chaîne de réception RIVERA . . . 47
3.26 Le système RIVERA embarqué sur BUSARD . . . 47
3.27 Disposition expérimentale sol pour validation et trace GPS d'un Cirrus-SR20 en tour de piste (cercle rouge) - En jaune, la normale au réseau d'antenne - En blanc la direction du trajet direct [*GoogleEarth - ©2018 Google*] . . . 48
3.28 Carte distance/Doppler sans réjection - Fichier 00 . . . 48
3.29 Positions successives dans le plan distance [*case distance*] - Doppler [*Hz*] de la cible instrumentée en phase de remise de gaz et d'une cible détectée (carrés rouges) par rapport à plusieurs remises de gaz issues des positions GPS enregistrées à bord d'un Cirrus-SR20 . . . 49
3.30 Validation du système RIVERA - Détections successives d'un Cirrus-SR20 en remise de gaz . . . 50

4.1 Mise en évidence schématique de l'interférence entre porteuses d'un symbole OFDM 54
4.2 Matrice du canal . . . 54

4.3 Analyses géométriques permettant une estimation grossière du décalage Doppler (a) et de l'étalement retard (b) . . . 55
4.4 Présentation schématique des solutions envisagées pour corriger la rotation de phase due au retard de protection et à la structure des pilotes du DVB-T . . . 61
4.5 Vue d'ensemble de l'algorithme d'estimation du signal de référence . . . 61
4.6 Matrice de canal estimée - Modèle de variations temporelles intra-symbole . . . 62
4.7 Réponse en fréquence du canal pour 3 symboles OFDM différents espacés de 8 symboles OFDM . . . 62
4.8 Réponse impulsionnelle estimé du canal - Nécessité d'un retard de protection . . . 63
4.9 Rotation de la constellation - $\tau_G = 30$ . . . 64
4.10 Estimation de l'Angle de Rotation sur 32 symboles consécutifs . . . 64
4.11 Représention schématique du MER . . . 64
4.12 MER mesurés sur 4 enregistrements - Démodulation classique (noir), Modèle linéaire intra-symbole (bleu), BEM intra-symbole (vert), Diversité d'antennes seule (rouge), BEM inter-symboles (orange), Diversité d'antennes et BEM inter-symboles (jaune) . . . 65
4.13 Enregistrement 2 - Constellation démodulée avec 4 méthodes différentes . . . 66
4.14 Symboles potentiellement candidats pour les erreurs introduites dans le signal de référence . . . 67
4.15 Probabilité de détection en fonction du nombre de symboles élémentaires erronés par symbole OFDM . . . 67
4.16 Comparaison de l'efficacité du filtrage adapté après suppression du trajet direct pour deux exemples de nombres d'erreurs élémentaires par symbole OFDM - $RSB_{TG} = 30\ \mathrm{dB}$ . . . 68
4.17 MER en fonction du nombre de symboles erronés par symbole OFDM . . . 68

5.1 Notations géométriques . . . 70
5.2 Vol 1 - Trajectoire de RIVERA (cercles noirs) - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*] . . . 72
5.3 Vol 2 - Document préparatoire - Paramètres de BUSARD (carré blanc) et de la cible coopérative (carré rouge) . . . 72
5.4 Vol 2 - Trajectoire de RIVERA (cercles noirs) et de la cible coopérative (cercles jaunes) - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*] . . . 73
5.5 Courbes Isodistance . . . 74
5.6 Courbes Isodoppler . . . 75
5.7 Superposition des courbes isodistances (multicolores) et isodoppler (bleues) en fonction de l'angle β_{TD} . . . 76
5.8 Evolution du Doppler (relativement au trajet direct) le long de plusieurs courbes isodistances en fonction de l'angle β_{TD} . . . 77
5.9 Superposition des courbes isodistance et isodoppler pour $\beta_{TD} = 30°$ - Observation de la dissymétrie des extrema Doppler . . . 77
5.10 Etalement distance - Doppler du fouillis pour différentes directions du vecteur vitesse . 77
5.11 Cartes distance-Doppler et prévision de l'étalement du fouillis (rouge) . . . 78
5.12 Evolution du *clutter ridge* théorique avec la distance pour 2 exemples . . . 80
5.13 Trajectoire Doppler-$\cos(\alpha)$ - en pointillé rouge, le *clutter ridge* théorique - Fichier V06 . 82
5.14 Trajectoire Doppler-$\cos(\alpha)$ - en pointillé rouge, le *clutter ridge* théorique - Fichier M126 83

5.15 Cartes distance-Doppler correspondantes - en rouge la prédiction de la répartition du fouillis . . . 84
5.16 Notations géométriques - Vue du dessus . . . 85
5.17 Notations géométriques représentation simplifiée - Vue du dessus . . . 86
5.18 Répartition cartésienne du fouillis - L'émetteur et le récepteur sont indiqués par les carrés rouges . . . 87
5.19 Superposition du fouillis sur une carte (données ©*Google Earth*) . . . 89
5.20 Fichier M35 - Echos notables (données ©*Google Earth*) . . . 90
5.21 Fichier V139 - Echos notables (données ©*Google Earth*) . . . 90
5.22 Fichier M35 - Carte angle-Doppler pour deux cases distance correspondant au ré-émetteur de Roquevaire (3) et à l'écho de fouillis (1) . . . 91
5.23 Comparaison des méthodes d'estimation de la distance et de l'angle d'arrivée pour le ré-émetteur de Roquevaire (3) et à l'écho de fouillis (1). La longueur de la flèche indique la distance estimée ou vraie le cas échéant . . . 91

6.1 Répartition en rapport signal à bruit des contributions . . . 95
6.2 Caractérisation des perturbations limitant la détection de cibles potentielles . . . 95
6.3 Repésentation schématique du masque de réjection . . . 96
6.4 Intercorrélation d'un signal DVB-T dans un environnement SFN . . . 98
6.5 Evolution d'une cible fictive générée par un maximum de corrélation entre symboles pilotes dans le réseau SFN . . . 99
6.6 Filtrage adapté à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier M190 . . . 100
6.7 Filtrage adapté à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier V357 . . . 101
6.8 Réjection du TD à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier M190 . . . 103
6.9 Réjection du TD à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier V357 . . . 104
6.10 Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier M55 . . . 109
6.11 Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier M190 . . . 109
6.12 Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier V100 . . . 110
6.13 Comparaison de la réjection du TD - Signaux de référence *BIEN* et *MAL* décodés - Emetteur A-MtV . . . 111
6.14 Comparaison de la réjection du TD - Signaux de référence *BIEN* et *MAL* décodés - Emetteur M-GdE . . . 112
6.15 Rejection par bloc signal de référence décodé - 8 et 10 symboles/bloc - Fichier M190 115
6.16 Rejection par bloc signal de référence décodé - 16 et 20 symboles/bloc - Fichier M190 116
6.17 Rejection par bloc signal de référence décodé - 32 symboles/bloc - Fichier M190 . . . 117
6.18 Mise en évidence des artefacts dus au traitement par bloc - Rejection par bloc signal de référence décodé - 8 symboles/bloc - Fichier M190 . . . 119
6.19 Etalement Doppler des principaux échos de fouillis après réjection standard - Signal de référence décodé - Fichier M190 . . . 119
6.20 Principe de la méthode par bloc glissant . . . 120
6.21 SINR en fonction du Doppler de la cible simulée . . . 121

6.22 Mise en exergue des angles d'arrivée choisis pour la cible simulée (barres verticales noires) sur la réponse impulsionnelle du filtre spatial orthogonal au vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - fichier M190 122
6.23 SINR en fonction de l'angle d'arrivée de la cible simulée 122

Liste des tableaux

2.1 Configuration du mode 8K d'un signal DVB-T 22

3.1 Principales caractéristiques des émetteurs d'Avignon-Mont Ventoux et de Marseille Grande Etoile 30
3.2 Principales caractéristiques du Cirrus-SR20 36
3.3 Principales caractéristiques des capteurs élémentaires de RIVERA 41
3.4 Caractéristiques des filtres HF 46
3.5 Caractéristiques des amplificateurs LNA 46
3.6 Estimation des niveaux de trajet direct et de lobes secondaires en fonction du traitement sur les fichiers sol 49

4.1 Paramètres des simulations 67

5.1 Caractéristiques des enregistrements du premier vol expérimental 71
5.2 Caractéristiques des enregistrements du second vol expérimental 73
5.3 Paramètres utilisés pour illustrer les courbes isodoppler 75
5.4 Paramètres des fichiers V536 et M420 78
5.5 Paramètres des fichiers V6 et M126 79
5.6 Paramètres des fichier M35 et V139 87

6.1 Comportement de la cible fictive 98
6.2 Comparaison des performances sur le filtre adapté pour des signaux de référence différents 100
6.3 Comparaison des performances sur le filtre adapté après réjection du trajet direct pour des signaux de référence différents 102
6.4 Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des lobes secondaires – Signal focalisé 107
6.5 Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des lobes secondaires en fonction du signal de référence utilisé pour la réjection du TD 108
6.6 Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des LS en fonction du signal de référence et du type de filtrage angulaire utilisé pour la réjection du TD - Fichier 192M 110
6.7 Impact du filtrage angulaire sur la cible instrumentée 110

6.8 Comparaison des performances sur le filtre adapté pour des signaux de référence différents 112
6.9 Niveau des Lobes Secondaires en fonction du nombre de symboles par bloc – Signal de référence décodé - Fichier M190 114
6.10 Niveau des Lobes Secondaires en fonction du nombre d'hypothèses distance – 16 symboles par bloc, 2 hypothèses Doppler – Signal de référence décodé - Fichier M190 118
6.11 Niveau des lobes secondaires après réjection par bloc glissant avec signal de référence focalisé, et après filtrage spatial et réjection par bloc avec signal décodé - Fichier 190M - 32 symboles par bloc, filtrage sur 18 symboles et chevauchement sur 7 120

Liste des publications et communications

Article Revue

+ *BEM reference signal estimation for an airborne passive radar antenna array*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Juin 2017, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 53, Issue 6, pp 2833 - 2845

Conférences

+ *Airborne Passive Radar : The difficulties to reconstruct an OFDM reference signal*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Avril 2015, Passive Coherent Location Days, Wachtberg, Allemagne
+ *Airborne Passive Radar : Improving BEM channel estimation for airborne passive radar reference signal estimation*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Juin 2015, International Radar Symposium, Dresde, Allemagne
+ *BEM reference signal estimation for an airborne passive radar antenna array*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Juin 2016, Workshop SONDRA, Lacanau, France
+ *DVB-T airborne passive radar : clutter analysis and experimental results*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Avril 2019, Radar Conference, Boston, USA ; article soumis à la relecture

Posters

+ *Airborne Passive Radar : Comparative analysis of reference signal estimation*, C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, M. Lesturgie, Octobre 2015, Journées Doctorants Thales-ONERA-SONDRA, Paris, France
+ *Airborne Passive Radar*, Août 2018, DSO Innofest, Singapour, Singapour

Summary

1 Introduction

The radar system literature devotes various studies on the passive radar detection, that is to say detection using already existing transmitters. These non-cooperative transmitters may broadcast television, radio or other services. The aim of passive detection consists in seeking for echoes from potential targets, of their scattered signal.

In nowadays asymmetrical conflicts, the power gap between the warring parties implies that coalition has de facto air superiority. However this assertion may be challenged in a near future. At first, the re-emergence of tensions between states may lead to tougher conflicts, needing the involvement of large forces. Besides, the main powers are currently developing new generation combat aircrafts, equipped with very long range weapons and some stealth technology. These systems may face each other in future conflicts. Finally, current air-defense systems are especially effective, and therefore represent a serious threat to any aircraft. As a consequence, it seems relevant to build stealth or at least discrete airborne platform [1].

In this context, passive detection systems extend classic active radar capacities. At first, apassive radar consists of a receiving unit only. So it is first of all characterized by its discretion. But it also presents a low weight and a low energy consumption. These properties make it a relevant candidate to be embedded on small air platform, such as unmanned air vehicle (UAV) for instance. Moreover, the very nature of passive radar makes it efficient against stealth solutions. It belongs first to the bistatic radar class. It means that the transmitter and the receiver are not colocated. Thus it reduces the relevance of geometrical stealth principles, such as those used for the Loockeed-Martin F117 Night Hawk, that aims at reducing reflexions toward the transmitter direction. Besides, passive systems operate civilian transmitter bands. They are different from the standard military frequencies for active radars. As the target electromagnetic signature depends on the frequency, stealth solutions developed for military bands may be less efficient in those civilian ones. Furthermore passive systems benefit from terrestrial dedicated broadcasters. Consequently it covers mainly low altitudes. So a passive radar may contribute to provide a complementary surveillance area where it exists gap coverage for low altitude. An airborne passive radar has all these properties. Moreover an airborne platform provides it with a wider range, cleared of any obstacles.

Despite the maturity of ground passive systems, developing an airborne passive radar remains a challenge. The processing needs to be adjusted. The first challenge consists in getting a proper copy of the transmitted signal that is then used as a reference along all the data processing. The airborne environment is characterized by a large amount of multipath, due to the receiver location

high in the sky, and due to the transmmitter tilt to the ground. It is all the more significant that a civilian broadcaster network may use one single frequency to transmit the same signal. The receiver motion induces moreover Doppler shift for all the multipaths, depending on their angle-of-arrival. Consequently, it appears much more complex to reconstruct a proper reference signal than in the ground motionless environment. All the ground echoes, that is to say clutter, consist of a sum of numerous diffuse back-scattered contributions. It is widely spread in Doppler. It has therefore a high power that may mask potential targets. So the clutter must be modelled, and its cancellation analysed.

Finally the second challenge of this PhD thesis lies on the necessity to get experimental data. To better understand limits, merits and drawbacks of such a passive airborne detection system, the propagation mechanisms in the aeronautical environment have to be understood. As simulation is unable to depict such a complex scene, a system has to be developed in order to strengthen the results on compliant and useful experimental data.

This report is organised as follows. The first section details processings of ground passive systems, and allows to compare it to the specificities of an airborne passive radar. The second section deals with the experimental part of our work. It highlights the experimental context and the validation steps of the built system. The third section explains the ajusted method we have elaborated to estimate the reference signal in the aeronautical environment. Then the fourth section points the properties of encountered clutter. Finally the last section quantifies the direct path and clutter cancellation results, and analyses the detection perfomance of our system.

2 From ground to airborne passive detection

2.1 Ground passive radar processing

2.1.1 Received signal model

A passive radar system uses non-cooperative transmitters such as television, radio, mobile phone or even Wifi [2]. Consequently, it consists of a receiver only. The received signal can be decomposed into several components : the direct path from the transmitter, in case it is actually in line-of-sight, reflections on ground obstacles that form the clutter, and finally reflections on potential targets. At time t, the received signal is :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{z}_{TD}(t) + \sum_{i=1}^{N_{FO}} \mathbf{z}_{FO,i}(t) + \sum_{i=1}^{N_{TG}} \mathbf{z}_{TG,i}(t) + u(t), \tag{1}$$

where physical values indexed by TD, FO and TG respectively refer to direct path, clutter and targets. $\mathbf{z}$ corresponds to the whole received vector whereas $\mathbf{z}_{XX}$ indexed values refer to each received signal component. N_{XX} is the number of paths, u an additive noise. Sometimes several transmitters using the same frequency may be line-of-sight because of channel re-use (as it is the case for FM radio) or broadcaster network configuration (as it is the case for DVB-T). These secondary transmitters may be considered as clutter in equation (1). This principle is depicted by figure Fig.1.

All paths are characterized by an attenuation α_{XX} and a delay τ_{XX}, induced by the additional range to travel compared to the direct path. Moving targets are also specified by their Doppler shift

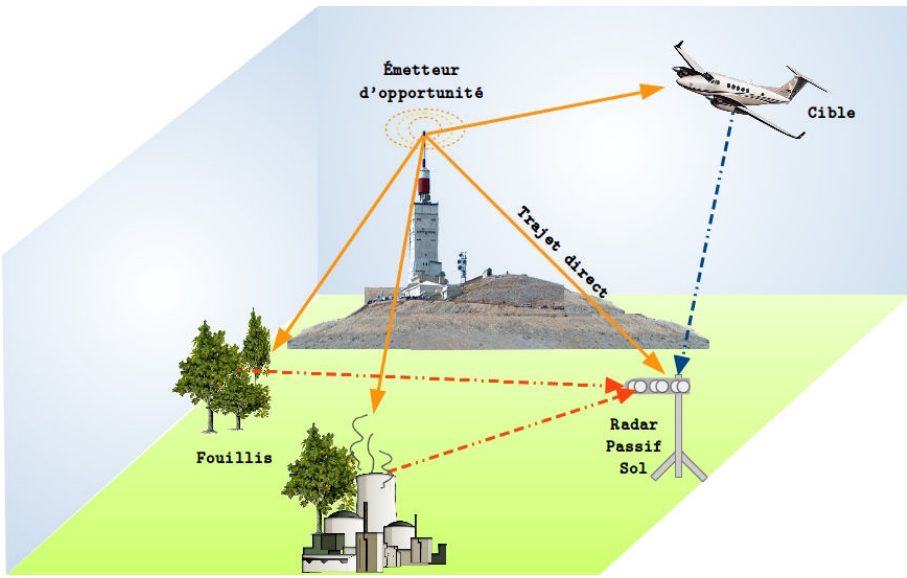


FIGURE 1 – Ground passive radar synoptic

f_D. So equation (1) becomes :

$$\mathbf{z}(t) = \alpha_{TD}\mathbf{s}(t) + \sum_{i=1}^{N_{FO}} \alpha_{FO,i}\mathbf{s}(t-\tau_{FO,i}) + \sum_{i=1}^{N_{TG}} \alpha_{TG,i}\mathbf{s}(t-\tau_{TG,i})e^{j2\pi f_D^{(TG,i)}t} + u(t), \tag{2}$$

where $\mathbf{s}$ represents the transmitted signal. To sum up, the received signal has a composite nature. It is a sum of attenuated, delayed and Doppler shifted copies of s. Passive radar consists in target detection despite all other interfering components.

2.1.2 Passive radar measure

A passive radar sould be able to retrieve some target parameters : delay τ_{TG} and Doppler $f_D^{(TG)}$. Knowing the delay gives an insight on the bistatic range d_{TG}^b relative to the direct path :

$$d_{TG}^b = R_T + R_R - L, \tag{3}$$

where R_T, R_R and L refer respectively to the distance between the transmitter and the target, the target and the receiver, and finally the transmitter and the receiver (that is to say the baseline length). Figure Fig.2 details these notations. So, given a bistatic range d_{TG}^b, the target lies on an ellipsis which focii are the transmitter and the receiver. As detailed in [3], the range resolution is :

$$\Delta_{distance} = \frac{c}{2B_w \cos(\beta/2)}, \tag{4}$$

where B_w is the signal bandwidth, c the speed of light and β the bistatic angle. The Doppler resolution depends on the observation time T_{int}, so that :

$$\Delta_{Doppler} = \frac{1}{T_{int}}. \tag{5}$$

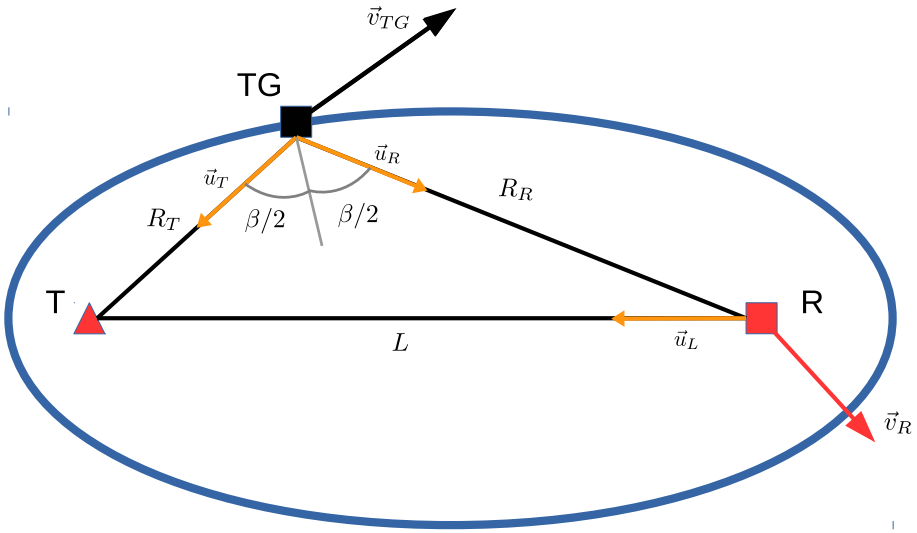


FIGURE 2 – Geometrical notations to describe passive radar measure - Red triangle : the broadcaster ; Red square : the receiver ; Black square : the target

2.1.3 Matched filter

Radar target detection is performed via a correlation between the received signal and the transmitted signal that scans the different variable states. If τ and ν denotes respectively the delay and the Doppler frequency, then the matched filtering correlation can be written :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z},\mathbf{s}) = \int_0^{T_{int}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}^*(t-\tau)e^{-j2\pi\nu t}dt, \tag{6}$$

where T_{int} is also called integration time. This processing implies to know the transmitted signal, that needs to be estimated in case of a passive radar. This reference signal will further be denoted as $\mathbf{s}_{ref}$.

Assuming that the Doppler shift is constant during T_{SUB}, the $\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z},\mathbf{s}_{ref})$ computation is often simplified by dividing the signal into N_{DOP} blocs of length T_{SUB} :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z},\mathbf{s}_{ref}) = \sum_{n=0}^{N_{DOP}-1} \left[e^{-j2\pi\nu\frac{2n+1}{2}T_{SUB}} K_{(\tau)}^{(n)}(\mathbf{z},\mathbf{s}_{ref})\right], \tag{7}$$

where :

$$K_{(\tau)}^{(n)}(\mathbf{z},\mathbf{s}_{ref}) = \int_{nT_{SUB}}^{(n+1)T_{SUB}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}_{ref}^*(t-\tau)dt. \tag{8}$$

This processing can be extended to the spatial domain. Consider a Uniform Linear Array (ULA) with N_{RX} antennas equi-spaced by a distance d. Assuming that the signal is narrow banded (ie $c/B_w >> N_{RX}d$), the phase shift between antennas is : $\gamma_n = \frac{2\pi nd}{\lambda} sin\,(\theta)$, where λ denotes the wavelength, θ the angle-of-arrival. The space steering vector is defined as : $\mathbf{a}(\theta) = \left[1, e^{j2\pi\vartheta}, e^{j2\pi 2\vartheta}, \ldots, e^{j2\pi(N_{RX}-1)\vartheta}\right]^T$, where $\vartheta = \frac{d}{\lambda} sin\,(\theta)$. $\mathbf{y}$ refers to the received vector matrix $[\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_{N_{RX}}]^T$. The extended matched filter becomes :

$$\chi_{(\tau,\nu,\theta)}(\mathbf{y}, s_{ref}) = \sum_{i=0}^{N_{RX}-1} \chi_{(\tau,\nu)}\left(\mathbf{y}_i, s_{ref}\right) e^{-j2\pi\frac{id}{\lambda}sin(\theta)}. \tag{9}$$

2.1.4 Direct path and clutter impact

Figure Fig.3 shows the output of the matched filter in case of a received signal that contains a white complex gaussian noise that figures the direct path ($SNR_{TD} = 100$ dB) and a simulated target ($\tau_{TG} = 25$ µs and $SNR_{TG} = 40$ dB).

The direct path appears clearly at time 0 s on the blue curve. As stated by [4], correlation of such a signal generates random range sidelobes (RRSL) which SNR_{LS} is :

$$SNR_{LS} = SNR_{TD} - 10log\left(B_w T_{int}\right), \tag{10}$$

where the signal bandwidth is here $B_w = 8$ MHz and $T_{int} = 161$ ms. The parameters used in this example are related to the DVB-T signal as will be explained later. So these RRSL stand roughly 61 dB under the direct path, and mask the simulated target. Therefore the direct path must be cancelled to make possible the target detection as it is illustrated by the red curve. In fact, ground echoes need also to be rejected. As they may be powerful, they may also generate interfering RRSL. Scheme Fig.4 shows the contributions of direct path, clutter and their respective sidelobes.

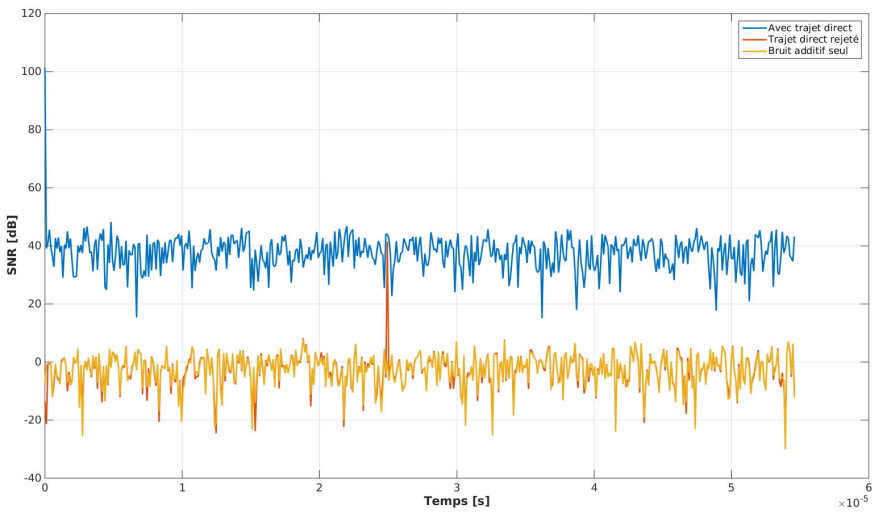


FIGURE 3 – Matched filter output of received signal (blue), and of direct path rejected received signal (red), and noise only (yellow) in case of a white gaussian noise as transmitted signal

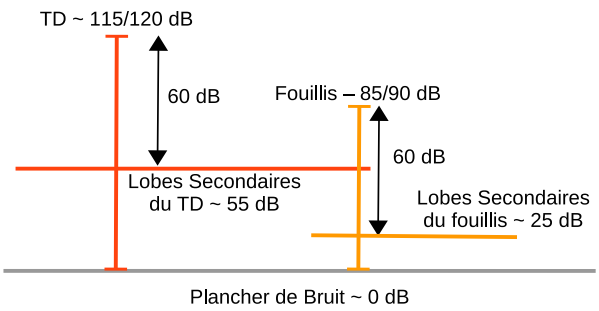


FIGURE 4 – Relative SNR of direct path and clutter contributions

2.1.5 Signal processing summary

Figure Fig.5 summarizes the processing steps : first reference signal estimation, then direct path and ground echoes rejection, matched filter, and finally detection according to a test such as Constant

False Alarm Rate (CFAR) for instance.

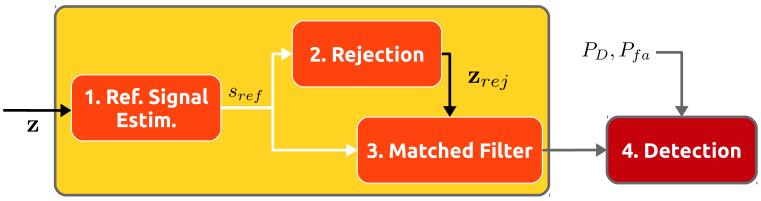


FIGURE 5 – Synoptic of processing steps for passive ground radar

2.2 Direct path rejection

Let us consider from now on a discrete signal such that : $\mathbf{z}(n) = \mathbf{z}(nT_e)$, where $n > 0$ is an integer and $T_e = 1/F_e$ are respectively the sampling period and frequency. The number of samples is denoted N_{ech}. The rejection step consists in finding the filter coefficients :

$$\mathbf{z}_{rej}(n) = \mathbf{z}(n) - \sum_{k=1}^{K} \mathbf{g}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k), \tag{11}$$

so that $\mathbf{z}_{rej}$ contains target signal and noise only. The optimal coefficients according to the minimum mean square error (MMSE) are :

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg\min_{\mathbf{g}} \left[\sum_{n} \left(\mathbf{z}(n) - \sum_{k=1}^{K} \mathbf{g}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k) \right)^2 \right]. \tag{12}$$

These correspond to the Wiener-Hopf filter[5], really complex to be computed. Consequently, several articles propose suboptimal approaches such as Least Mean Square (LMS), Normalised LMS (NLMS) or Recursive Least Square [6]. These algorithms are relevant for stationnary environment but less efficient for a time varying one. Otherwise, the article [7] adapts to radar the CLEAN method introduced initially for astronomic purposes. This processing generates however artefacts especially in case of diffuse backscatterers [8]. Moreover, the author of [9] uses the OFDM signal properties to reject direct path frequency by frequency.

Finally the authors of [10] proposes a Least Square approach. Therefore the filter coefficients are solution of :

$$\mathbf{g}_{LS} = \arg\min_{\mathbf{g}} \|\mathbf{z} - S_{ref}^{(\tau,D)}\mathbf{g}\|^2. \tag{13}$$

where $S_{ref}^{(\tau,D)}$ corresponds to the rejection mask. The columns of this matrix are delayed and Doppler shifted copies of the reference signal. As K_τ and K_D denote respectively the number of range and Doppler hypotheses (that is bins to be rejected), the matrix size is $N_{ech} \times K_\tau K_D$. So the solution of equation (13) is :

$$\mathbf{g}_{LS} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} \right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H \mathbf{z}. \tag{14}$$

It corresponds to an orthogonal projection towards the rejection mask $S_{ref}^{(\tau,D)}$ subspace.

2.3 Reference signal

Several processing steps require the knowledge of the transmitted signal. Once estimated, it is considered as the reference signal. Several methods for estimating the reference signal can be found in the literature.

2.3.1 Focused reference signal

The first solution consists in directing the antenna towards the transmitter [11, 12]. This direction may be either physical (one channel is dedicated to the reference estimation) or digital (thanks to beamforming). The beamformed signal is denoted as focalised reference, and may be oriented along the eigen vector corresponding to the main eigenvalue of the received signal correlation matrix $\mathbf{R}_{yy} = E\left[y^H y\right]$, referred to as $\mathbf{a}_{FOC}$:

$$s_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}. \tag{15}$$

It is assumed that this reference does not contain any multipath, which is generally questionable as shows article [8]. Even far less powerful, these multipaths may introduce artefacts while processing the data.

2.3.2 Decoded reference signal

Digital modulations (DVB-T and DAB for instance) allow a second solution, that consists in decoding the transmitted signal in order to remodulate it afterwards. This reference must be free from any multipath, and forms a kind of ideal reference. However its quality depends on the decoding error rate. Besides it can not reproduce the transmitter behaviour such as non linearity of transmitting chain, clock jitter, etc.

OFDM modulation The OFDM modulation is built in the frequency domain [13] with equi-spaced subcarriers at frequency :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_u}, \tag{16}$$

where T_u represents useful OFDM symbol duration and $k = 0, \ldots, N-1$ the subcarrier index. An OFDM symbol n contains N elementary symbols $X_{n,k}$, chosen from a given alphabet. For instance, the alphabet may be Binary Phase Shift Keying (BPSK) - see Fig.6a - or Quadrature Amplitude Modulation (QAM) - see Fig.6b.

(a) BPSK (b) QAM 64

FIGURE 6 – Alphabet examples used to code elementary symbols

The OFDM signal is written as :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t), \tag{17}$$

where $\Psi_{n,k}(t) = g_k(t - nT_u)$ and :

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & 0 \leq t < T_u; \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{18}$$

Equation (17) means that OFDM symbols are bound to time windows of duration T_u, one after another. Figure Fig.7 shows the spectrum of such equi-spaced subcarrier signal. It highlights the fact that the subcarrier of one OFDM symbol are orthogonal to each other. Strictly the orthogonality among subcarriers can be written :

$$\begin{cases} \text{if } n \neq n' \text{ and } k \neq k' & \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_{n,k}(t) \Psi^*_{n',k'}(t) dt = 0; \\ \text{and} & \int_{-\infty}^{+\infty} ||\Psi_{n,k}(t)||^2 \, dt = T_u. \end{cases} \tag{19}$$

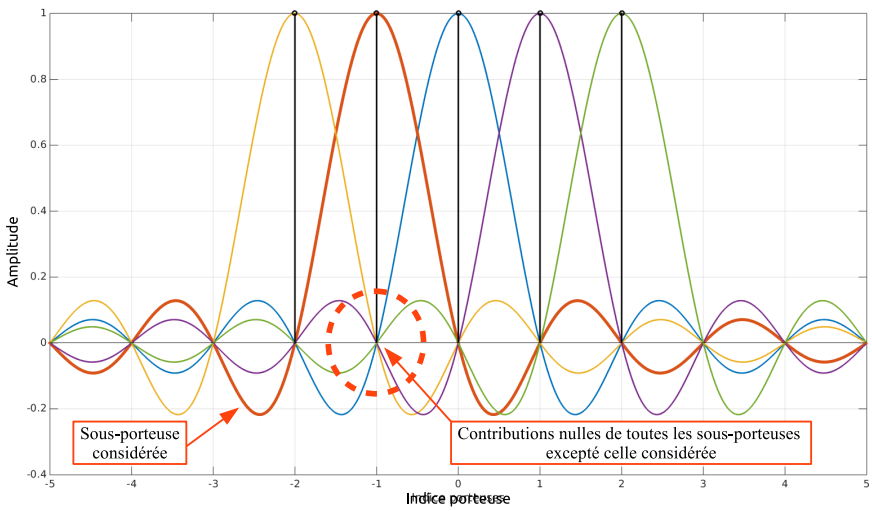


FIGURE 7 – Orthogonality among subcarriers of one OFDM symbol

The figure Fig.8 shows the spectrum of one DVB-T OFDM symbol. As it is almost constant all along the band, the OFDM signal can be modelled by white noise.

In practice a guard interval is concatenated in front of each OFDM symbol so as to face inter-symbol interference (ISI) as it copies the G last symbol samples. As a consequence, the OFDM modulation has been designed in order to cope with a network composed of several transmitters using the same frequency, which is called Single Frequency Network (SFN). When transmitters use different frequencies, the network is defined as Multiple Frequency Network (MFN). The whole OFDM symbol duration is then $T_s = \Delta + T_u$, whereas T_u corresponds to the utile part only.

For $nT_s \leq t < nT_s + T_u$, the transmitted signal corresponding to the nth OFDM symbol is :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t). \tag{20}$$

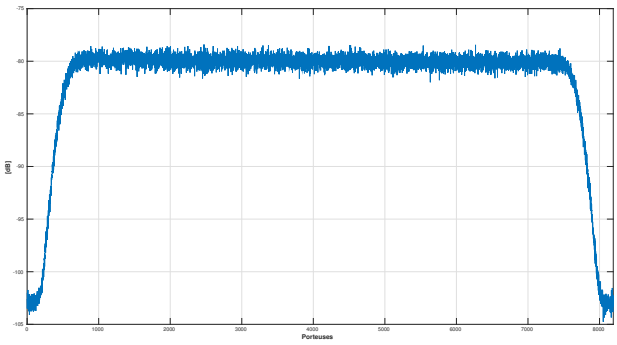


FIGURE 8 – Measured spectrum of one DVB-T OFDM symbol

It comes from a simple IFFT operation. Assuming that the channel response is time invariant over this interval, the received signal may be detailed as :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_{n,k} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t) + u(t), \tag{21}$$

where $t \in [nT_s + \Delta, (n+1)T_s]$ and $H_{n,k}$ expresses the complex attenuation of the kth subcarrier and $u(t)$ is additive white gaussian noise. Thanks to the subcarrier orthogonality, the demodulation is operated in the frequency domain after a FFT. We get :

$$Y_{n,k} = H_{n,k} X_{n,k} + U_{n,k}. \tag{22}$$

$Y_{n,k}$ thus figures the received signal on subcarrier f_k for the nth OFDM symbol. Signal demodulation aims at estimating the elementary symbols $X_{n,k}$ from the received samples $Y_{n,k}$. This step is simplified by the transmission of symbols known at the receiver, nammed pilot symbols. $P_n(k)$ refers to the kth pilot index of the nth OFDM symbol. These symbols allow to estimate the least square channel response. Thanks to the knowledge of $X_{n,P_n(k)}$, the channel frequency response at carrier $f_{P_n(k)}$ can be expressed by :

$$\hat{H}_{n,P_n(k)} = \frac{Y_{n,P_n(k)}}{X_{n,P_n(k)}}. \tag{23}$$

The whole channel frequency response $\hat{H}_{n,k}$ is inferred by interpolation. This method is further referred to as the classic demodulation. The estimated elementary symbols are then :

$$\hat{X}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}}. \tag{24}$$

In order to depict the multipath effect, let us consider a two path channel. Additive noise is neglected for the sake of simplicity. The secondary path, characterized by attenuation α, phase shift ϕ and delay τ, induces a channel frequency response for the nth OFDM symbol at f_k frequency that is expressed by :

$$H_{n,k} = 1 + \alpha e^{j\phi} e^{-j2\pi f_k \tau}. \tag{25}$$

The figure Fig.9 shows this response. The carrier frequency has been set to $500\ \mathrm{MHz}$ and its bandwidth to $8\ \mathrm{MHz}$. The second path is delayed by $\tau = 2\ \mu\mathrm{s}$ and its amplitude is 0.1. The phase shift is randomly chosen. The figure highlights periodic fluctuations, inversely proportional to the path delay.

These fadings are all the more numerous that the delay is large, and all the more deep that the secondary path amplitude is high. Reference [14] defines the coherence bandwidth as the frequency band over which the channel response may be considered as constant. It is expressed as :

$$\Delta B_c = \frac{1}{\tau_{max}}. \tag{26}$$

If $\Delta B_c < B_w$, the channel is said frequency selective ; all the frequencies are not filtered in a similar fashion.

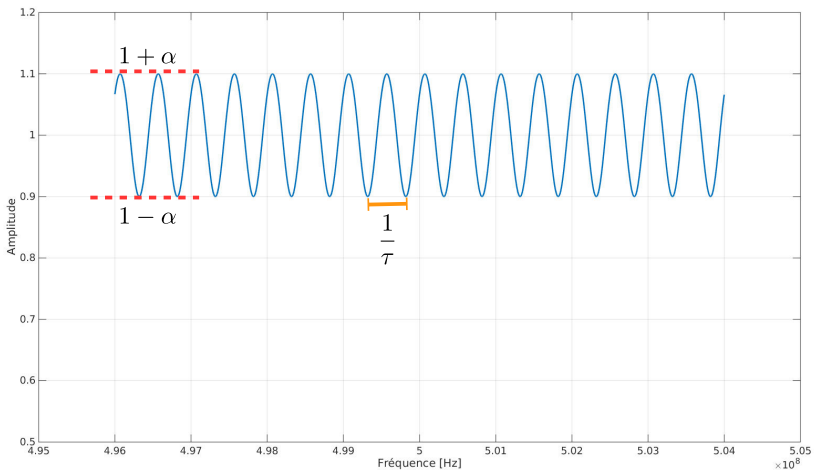


FIGURE 9 – Two path channel frequency response characterized by a secondary path delay $\tau = 2\ \mu\text{s}$ and attenuation $\alpha = 0.1$ - Carrier frequency : $500\ \text{MHz}$ and signal bandwidth : $8\ \text{MHz}$

The discret OFDM symbol, $\mathbf{X}$, is built in the frequency domain by matching the N elementary symbols to the N subcarriers. The time domain corresponding signal, $\mathbf{x}$, is inferred by inverse Fourier transform :

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}, \tag{27}$$

where $.^H$ is the hermitian transpose and $\mathbf{F}$ refers to the unitary discrete Fourier matrix, that is to say : $\mathbf{F}_{p,q} = 1/\sqrt{(N)} e^{-j2\pi pq/N}$, with $0 \leq p, q < N$.

DVB-T signal The Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) signal belongs to the class of OFDM modulated signals, and is defined by the standard [15].

DVB-T signals have at least 2048 (2K mode) up to 8192 (8K mode) subcarriers. The main parameters are listed into table Tab.1. The spectrum edges are blanked to form a guard band between contiguous DVB-T channels. The standard stipulates several alphabets to set the elementary symbols, including 64-QAM. Besides L pilots are inserted among the subcarriers. They are coded via a boosted BPSK (either $-4/3$ or $+4/3$) modulation. Figure Fig.10 maps the DVB-T modulation principle. Along the x-axes, one can observe the boosted pilots beyond the QAM-64 edges.

Pilot symbols are periodically inserted every $D_f = 12$ subcarriers and shifted by 3 subcarriers from one OFDM symbol to the next. Consequently the diffuse pilot position is 4 OFDM symbol periodic - Fig.11. Thus it exists 4 symbol types, from 0 to 3. Given $P_n(m)$ for $m = 0 \ldots L-1$, the nth OFDM symbol pilot index can be expressed by :

$$P_n(m) = mD_f + d_n, \tag{28}$$

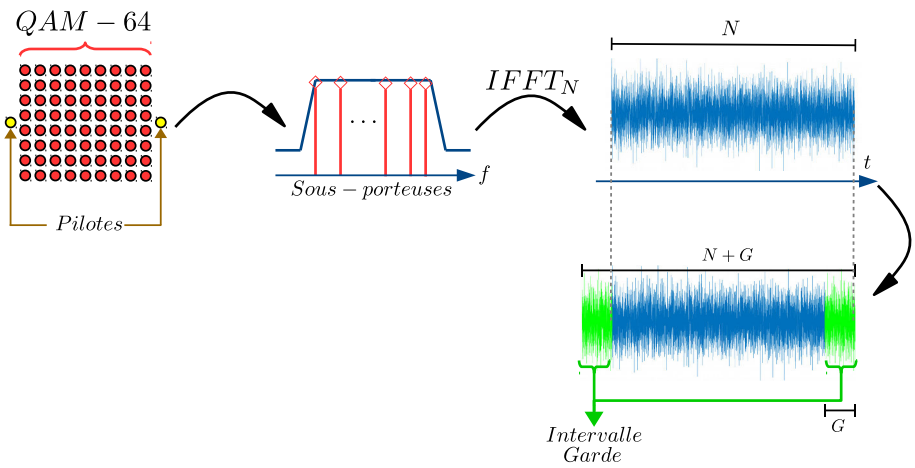


FIGURE 10 – DVB-t modulation principle

where $d_n = 3 \mod_4(n)$, and $\mod$ represents the modulo operator. For instance, $d_0 = 3 \times mod_4(0) = 0$, $d_1 = 3 \times mod_4(1) = 3$ and $d_1 = d_5$. The whole pilot structure is therefore periodic every 4 symbols as depicted by the black circles of figure Fig.11.

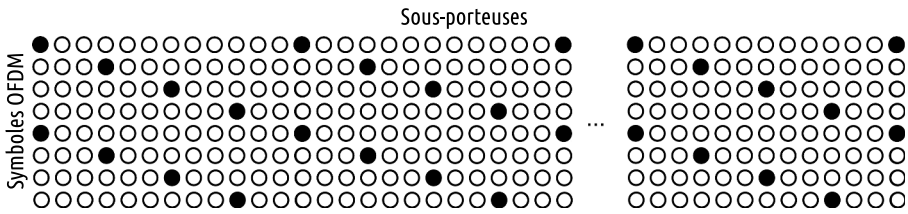
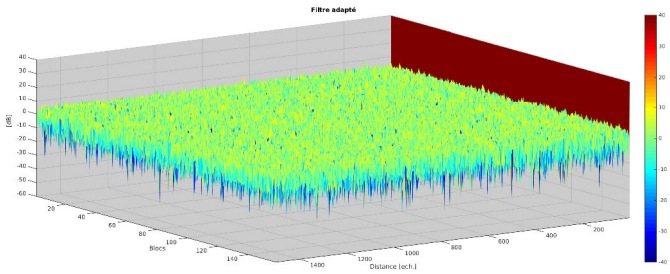


FIGURE 11 – DVB-T pilot pattern - the black circles hint their location

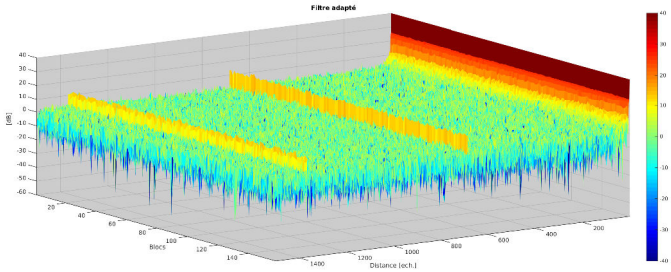
TABLE 1 – DVB-T 8K mode configuration as fielded in France

Sampling frequency	$\frac{64}{7}$ MHz
Constellation	64-QAM
Subcarrier number, N	8192
Utile subcarrier number	6817
Pilot number, L	568
Guard interval length, G	1024 samples
Utile symbol duration, T_u	896 µs
Subcarrier spacing, $1/T_u$	1116 Hz
Bandwidth, Bw	7.61 MHz
Allocated spectrum	[470 MHz, 694 MHz]

As stated above, an OFDM signal may be modelled by white noise. The range autocorrelation over a T_{SUB} interval of such a signal is characterized by a correlation peak at null delay and by a $1/B_w T_{SUB}$ level as detailed by [4] - Fig.12a. These random range sidelobes (RRSL) have a higher level than those of standard continuous active radar signals. Although a DVB-T signal is OFDM modulated, its range autocorrelation shows that the null delay peak is not as sharp and needs some range cell to decrease to the RRSL level. Besides we note correlation peaks at non-zero values. These deviations from the white noise model derive from the periodic DVB-T structure. These peaks are generated by the range compression and may mask targets. That is why they need to be cancelled prior to matched filter.



(a) White gaussian noise



(b) DVB-T signal

FIGURE 12 – Range autocorrelation for white noise (a) and DVB-T (b) signal - $T_{SUB} = 1$ ms and $B_w = 64/7$ MHz

The range - Doppler autocorrelation highlights peaks at non-zero range and/or Doppler - see figure Fig.13. These local maxima also derive from the regular DVB-T pattern, and in particular the periodic pilot symbols. Their location is however deterministic and can be computed [16, 17].

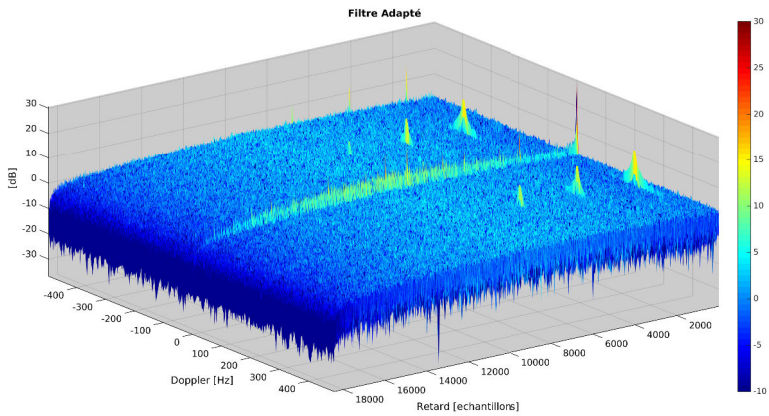


FIGURE 13 – Range - Doppler autocorrelation of a 8K mode DVB-T signal

2.4 Toward airborne detection

The general airborne passive radar is described in [18], while [19] provides a prediction perfomance analysis of such a system. Since then, only few airborne experimental tests took place. The authors of [20, 12] describe radio FM-based experimentations on the surroundings of London airports. A detection of target is attested by crosschecking its trajectory, the environment and ADS-B data for the second flight test. The experimental results detailed by [21] and [22] are also based on FM radio experiments. Nevertheless no external data allows to confirm target detection. Besides the

authors of [23] examine the results of a DVB-T airborne passive radar - [24], [25]. No detection is proved. In France, to our knowledge, the only DVB-T airborne passive radar experimentations have been conducted during this PhD.

In this context, the difference between airborne and ground passive radar needs to be reviewed. The first difference lies in the aeronautical channel. The airborne platform position implies that, the radar receives a lot of multipaths, some significantly powerful [26]. Moreover their delay may be large, introducing potentially deep fadings. Besides the receiver mobility involves on the one hand channel time variations, and on the other hand subcarrier orthogonality loss. So the reference signal reconstruction is more complex.

But the receiver mobility also introduces Doppler shift for any multipath, depending on their angle of arrival. It implies that, the clutter is widely spread in Doppler. The rejection mask of the rejection method [10] has to take that property into account. Yet the authors of [27] emphasizes the necessity of Doppler mask oversampling to mitigate rejection artefacts due to multipath Doppler mismatch with the analysis grid. Consequently the rejection complexity increases substantially.

3 Experimental airborne radar development

3.1 Introduction

The author of [4] has achieved a deep anaysis of signal processing applied to airborne passive radar during his PhD. But his work has not been confronted to real experimental airborne data. As a consequence, one of the main goal of this PhD has been to acquire experimental data whose parameters are known and mastered. Besides, we must emphasize the difficulties to relevantly simulate such a complex environment, especially the clutter behaviour. It is all the more sensitive that the environment remains little understood, as it is the case for the bistatic UHF clutter. So a dedicated system has been designed from scratch in order to overpass simulation limitation.

3.2 The experimental environment

3.2.1 The BUSARD platform

The BUSARD (Banc Ultraléger pour Systèmes Aéroportés de Recherche sur les Drones) platform, developed by ONERA, (Fig.14) is a testbed dedicated to air experiments, such as remote sensing and specifically SAR imaging [28, 29]. This STEMME S10VT motorglider cruise speed is comprised between $30\ \mathrm{m/s}$ and $55\ \mathrm{m/s}$. It can load up to $60\ \mathrm{kg}$ in its two under wing pods. One is in charge of electrical power generation, and the other has the payload. The electromagnetic waves can freely pass through the pod fairing, whose dimensions are detailed by figure Fig.15. Last, BUSARD is equipped with an inertial navigation system coupled with GPS. It records the in-flight position, speed and attitude.

3.2.2 Experimentation area

The experimentation area is located South-East of France, roughly from Montélimar (Drôme, France) at North-West end to Toulon (Var, France) in the South-East end. It is characterized by two main transmitters : the *Avignon - Mont Ventoux* one on the top of the Mount Ventoux (Vaucluse, France), and the *Marseille - Grande Etoile* one, north of Marseille (Bouches-du-Rhône, France) - see

FIGURE 14 – BUSARD preparation

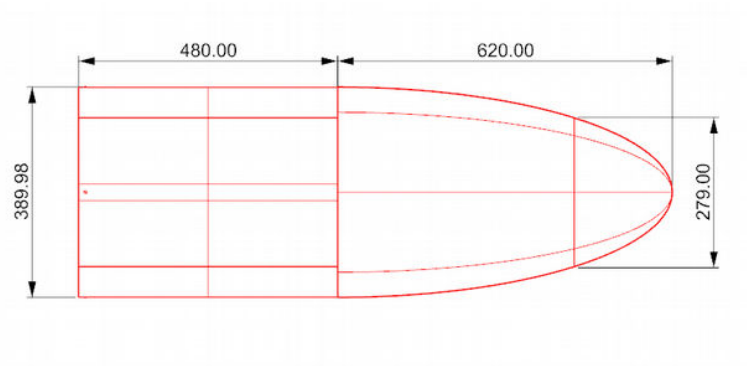


FIGURE 15 – BUSARD payload pod fairing - Dimensions in [mm]

the map Fig.16. The two transmitters are respectively further referred to as A-MtV and M-GdE. Their main parameters are listed in table Tab.2.

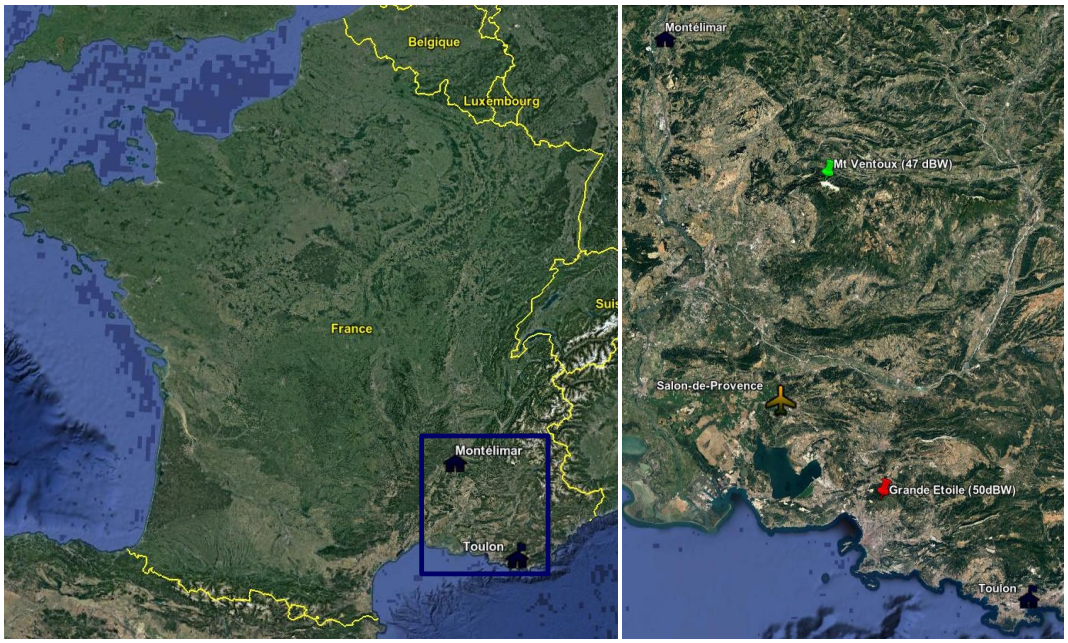


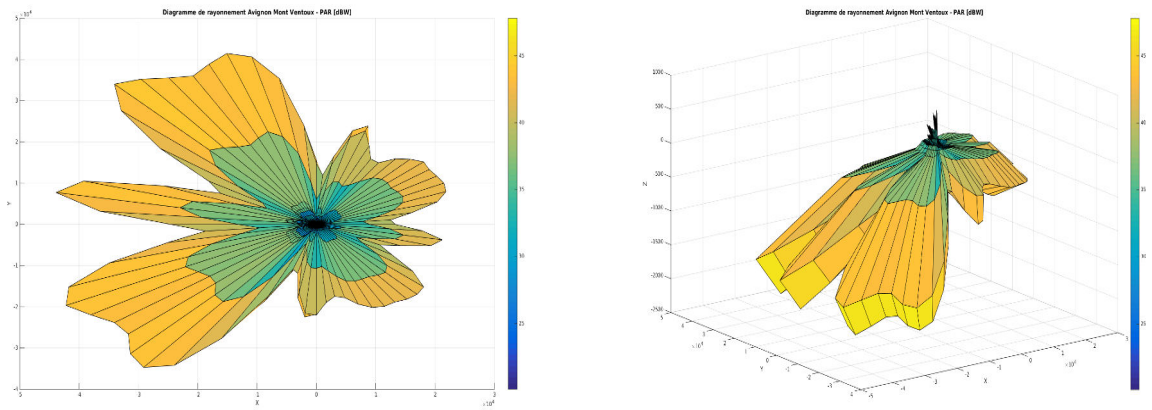
FIGURE 16 – Experimental area and the two main broadcasters[*GoogleEarth - ©2017 Google - Image Landsat\Copernicus*]

Figures Fig.17 and Fig.18 show their measured radiation pattern (data provided by Télévision De France (TDF)). It highlights the fact that their transmission are not omnidirectional. The A-MtV trans-

TABLE 2 – Avignon-Mont Ventoux and Marseille Grande Etoile broadcasters main characteristics

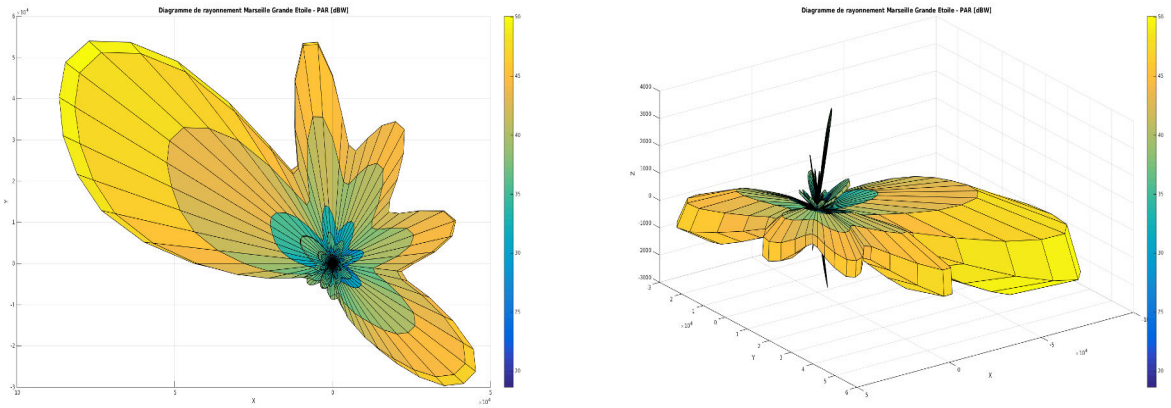
Avignon-Mont Ventoux		**Marseille Grande Etoile**	
Altitude [m]	1969	**Altitude** [m]	723
PAR max [dBW]	47	**PAR max** [dBW]	50
Polarisation	Horizontal	**Polarisation**	Horizontal
Channels	**Frequency** [MHz]	**Channels**	**Frequency** [MHz]
33	570	22	482
36	594	23	490
39	618	29	538
42	642	30	546
45	666	35	586
47	682	38	610

mitter broadcasts to the West over the Rhône valley, whereas the M-GdE one broadcasts towards North and so does not cover Marseille city. Moreover the 3D views Fig.17b and Fig.18b provide an insight into the elevation pattern. Both diagrams are clearly tilted to the ground.



(a) Top view - Oriented towards North (b) 3D view

FIGURE 17 – Radiation pattern - Avignon-Mont Ventoux broadcaster [*TDF data*]



(a) Top view - Oriented towards North (b) 3D view

FIGURE 18 – Radiation pattern - Marseille-Grande Etoile broadcaster [*TDF data*]

From the measured radiation pattern, we have estimated the received power at a receiver determined by its location : latitude, longitude and altitude. Figures Fig.19 and Fig.20 compare the received power at different altitudes from ground to $3000\ \mathrm{m}$. These estimations take into account the real radiation pattern and free space loss. The receiver is modelled by a zero-gain antenna and no amplifier. The derived ground values comply to measure campaigns made by the Agence Nationale des FRéquences (ANFR) [1]. In accordance to the antenna tilts, we observe that the received power is all the more powerful that the receiver lies at a lower altitude than the transmitter - see figures Fig.19a, Fig.19b and Fig.20a. It also appears that the received power decreases as altitude increases - see maps Fig.19c, Fig.20b and Fig.20c. Finally figures Fig.19d and Fig.20d provide the ratio of ground received power to the $1500\ \mathrm{m}$ altitude one. In case of A-MtV, the difference remains between $\pm 5\ \mathrm{dB}$, and the mean over the whole map is $-1.4\ \mathrm{dB}$. As M-GdE is concerned, the mean difference is larger, about $+6.7\ \mathrm{dB}$. However it stays lower than $5\ \mathrm{dB}$ in the north part of the map. To sum up, as long as the receiver keeps a low altitude close to $1500\ \mathrm{m}$, the mean received power presents a comparable level with the ground power.

The two main broadcasters do not use the same frequencies. That is why the DVB-T network in France is not strictly Single Frequency Network (SFN). Yet the main broadcasters are supplemented by secondary transmitters to optimize the ground coverage. So the environment may be considered as locally SFN. The Mont Ventoux transmitter has only one secondary broadcaster in Apt (Vaucluse, France) - see Fig.21. It covers another valley and is $40\ \mathrm{dB}$ less powerful. So the A-MtV area may be considered as Multiple Frequency Network (MFN). In contrast, the Marseille area is much more complicated - see Fig.22. The city is covered by the Marseille-Pomègues transmitter (Bouches-du-Rhône, France), which has a significant power : $PAR_{max} = 35.4\ \mathrm{dBW}$. Besides several secondary transmitters are present, for instance : Trets - $PAR_{max} = 15.5\ \mathrm{dBW}$, Roquevaire - $PAR_{max} = 13\ \mathrm{dBW}$, La Sainte Baume - $PAR_{max} = 13\ \mathrm{dBW}$, Le Tholonet - $PAR_{max} = 7.8\ \mathrm{dBW}$ (Bouches-du-Rhône, France). Consequently the M-GdE area may be considered as SFN.

3.2.3 The cooperative target

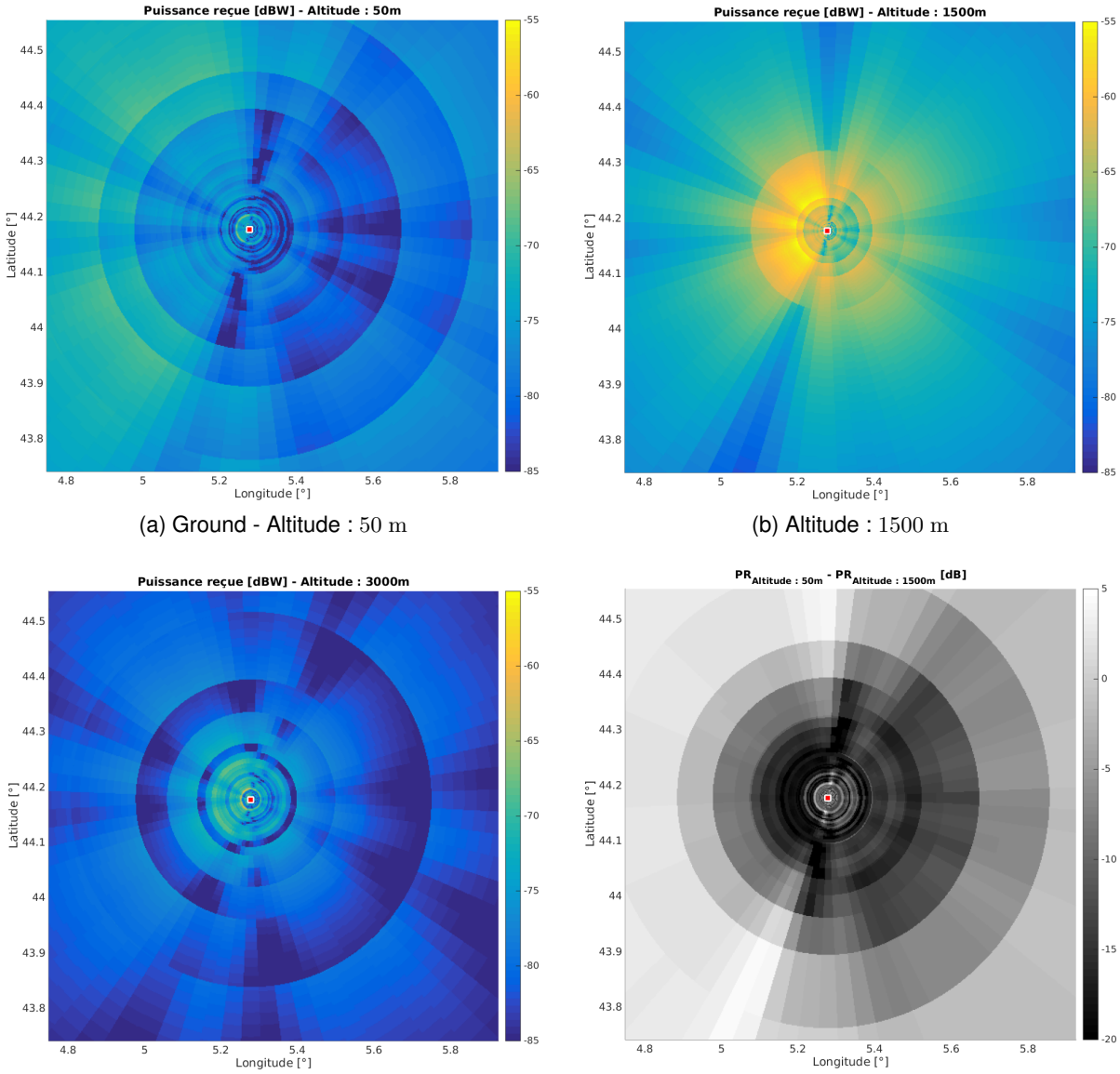
The experiment goal was to collect data in order to improve our understanding of clutter in case of an airborne DVB-T passive radar, as well as conduct first detection survey. Thus, in cooperation with the French Air Force, it has been possible to benefit from a cooperative target of Cirrus-SR20 type Fig.23. Its main characteristics are listed into Tab.3.

TABLE 3 – Main Cirrus-SR20 characteristics

Ceiling [m]	$4900\ \mathrm{m}$
Maximal speed	$80\ \mathrm{m/s}$
Minimal speed	$30\ \mathrm{m/s}$
Span	$10.85\ \mathrm{m}$
Length	$7.92\ \mathrm{m}$
Height	$2.59\ \mathrm{m}$
Fuselage structure	Epoxy resin

The Radar Cross Section (RCS) of the Cirrus-SR20 has been estimated thanks to *POFACETS* tool [2] [©*2012 US g, David Jenn US government work*]. The RCS corresponds to the proportion of

1. https://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/
2. https://fr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/35861-pofacets4-1



(a) Ground - Altitude : $50\ \mathrm{m}$

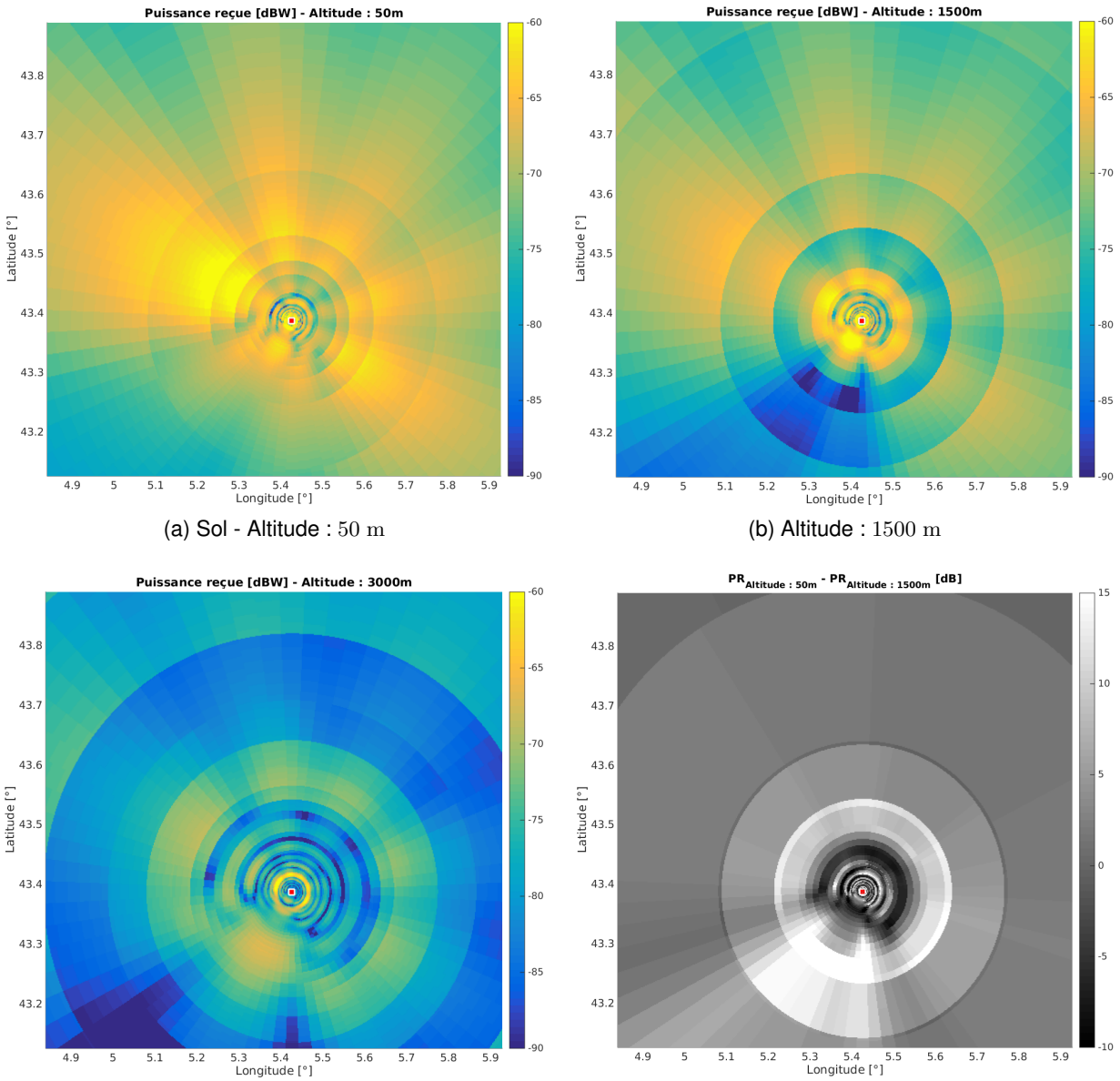
(b) Altitude : $1500\ \mathrm{m}$

(c) Altitude : $3000\ \mathrm{m}$

(d) $PR_{Alti.:50m} - PR_{Alti.:1500m}$

FIGURE 19 – Received power comparison for a ground receiver (a), and a receiver at altitude $1500\ \mathrm{m}$ (b), and $3000\ \mathrm{m}$ (c), and difference map (d) - Avignon-Mont Ventoux transmitter

reflected signal, into the receiver direction. It is modelled by a surface and measured in m^2. The cumulative RCS Fig.24 shows that the bistatic Cirrus-SR20 RCS is larger than $0\ \mathrm{dBm}^2$ in 90% cases, and larger than $4\ \mathrm{dBm}^2$ in 80% cases. So it seems relevant to consider $4\ \mathrm{dBm}^2$ as an approximation of the bistatic Cirrus-SR20 RCS in the DVB-T band.



(a) Sol - Altitude : $50\ \mathrm{m}$

(b) Altitude : $1500\ \mathrm{m}$

(c) Altitude : $3000\ \mathrm{m}$

(d) $PR_{Alti.:50m} - PR_{Alti.:1500m}$

FIGURE 20 – Received power comparison for a ground receiver (a), and a receiver at altitude $1500\ \mathrm{m}$ (b), and $3000\ \mathrm{m}$ (c), and difference map (d) - Marseille-Grande Etoile transmitter

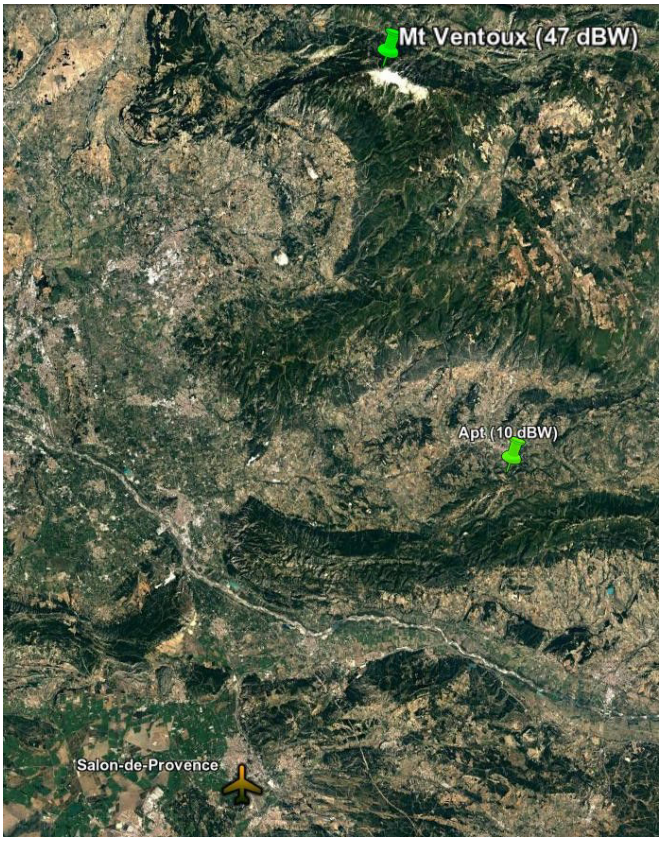


FIGURE 21 – Avignon-Mont Ventoux area secondary transmitters [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*]

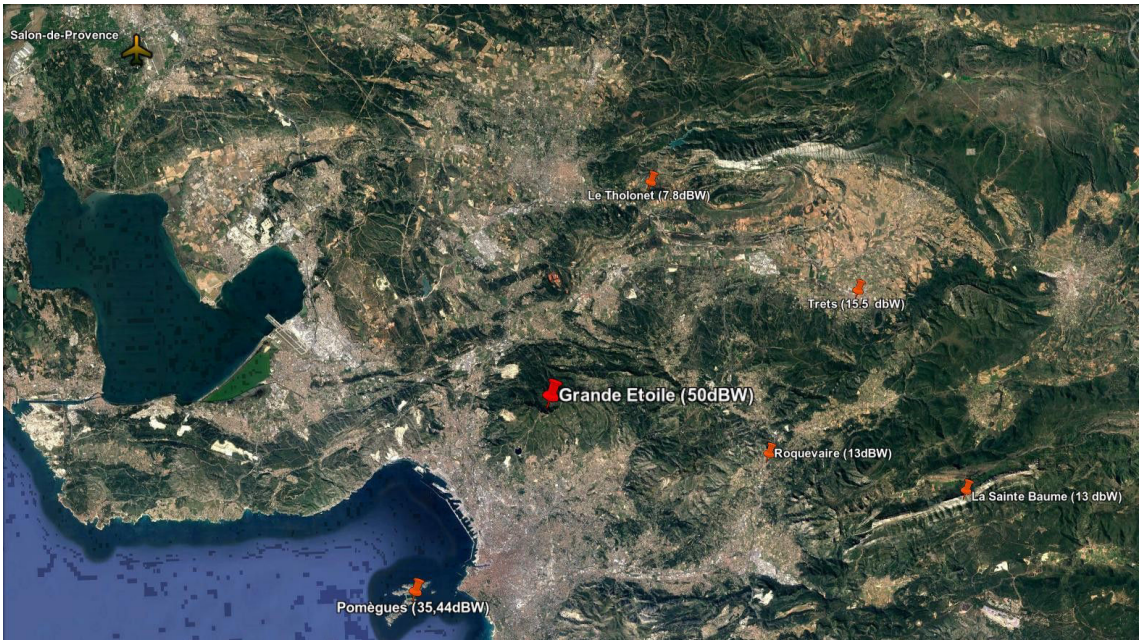


FIGURE 22 – Main secondary transmitters in the Marseille-Grande Etoile transmitter [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*]

FIGURE 23 – Cirrus-SR20 [©*Ecole de l'air - Service Photo*]

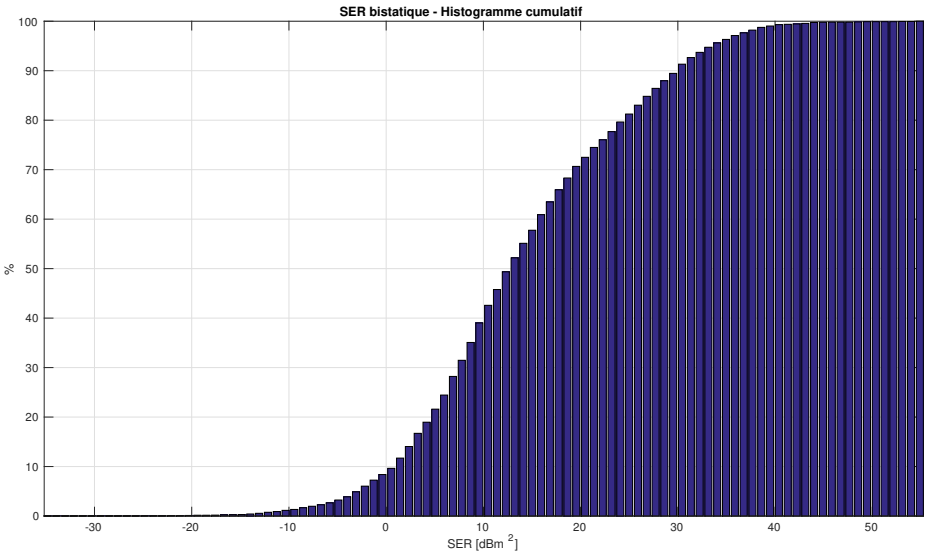


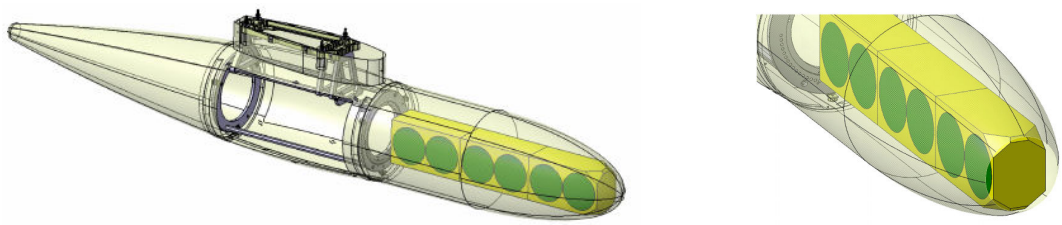
FIGURE 24 – Estimated bistatic Cirrus-SR20 RCS - Cumulative histogram [dBm^2] - Carrier frequency f=$500\ \mathrm{MHz}$

3.3 The embedded passive radar

The radar to be designed must be able to monitor a large azimuth so as to be able to detect low flying targets at range from 5 to $20\ \mathrm{km}$, The passive system should record DVB-T signals in the [$470\ \mathrm{MHz}$ - $690\ \mathrm{MHz}$] band, and must fly on board the BUSARD. The whole system has been named aiRborne passIVE RAdar (RIVERA).

3.3.1 The RIVERA antenna

Several solutions have been considered by SONDRA engineers who have been assigned this study. A dipole plan bidisk has finally been chosen. Their dimension, in the order of the half-wavelength, allows to place only three sensors into the pod. But this type of antenna presents a large aperture and a wide band. Besides, the knowledge of this technology minimises the risks. Table Tab.4 collects the antenna characteristics.



(a) Overall view (b) Zoom

FIGURE 25 – RIVERA antenna in the pod

TABLE 4 – RIVERA antenna characteristics

Channel number		3
Gain		$1\ \mathrm{dB}$
Bandwidth		$440 - 700\ \mathrm{MHz}$
$3\ \mathrm{dB}$ **Aperture**	Azimuth	$60°$
	Elevation	$120°$

3.3.2 Receiver design and validation

Starting from scratch, all possibilities have at first been scanned. Finally a *National Instrument* receiver has been selected, mainly because, among the compliant receivers , it has already flown on BUSARD.

Receiver validation In parallel with the antenna design, ground receiver tests have been performed with Yagi antennas and then dipole antennas. It has lead to validation of a prerequisite series. Read and write tests have confirmed our ability to access the recorded data. Then it has been checked, that we respect the non standard $64/7\ \mathrm{MHz}$ sampling frequency (that is to say, roughly $9\,142\,857\ \mathrm{Hz}$). As detailed in [30], all digitizers are not able to synthetize such a frequency. In that case, it makes the decoding far more complicated. Spectrum analyser have been used to find the precise DVB-T channel central frequency that is defined within multiple of a $1/6\ \mathrm{MHz}$ offset. Those tests implied to seek for the best $10\ \mathrm{MHz}$ reference in order to generate accurate frequencies. The *on board clock*

of an integrated receiver board has proven its relevance. But several other properties have been reviewed, such interchannel phase shift, impedancy matching and antenna coupling effect. It finally leads to the receiver validation before RIVERA release.

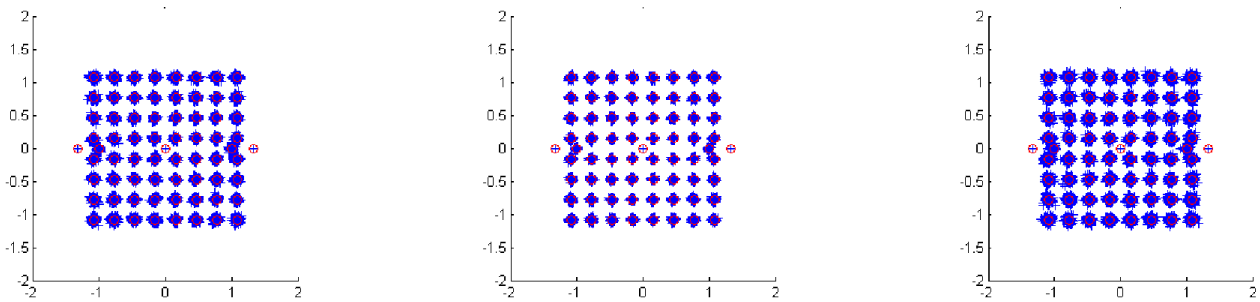
The receiver During ground experiments, a new interference emerged, that was not due to an obvious multipath. Thanks to spectrum analyser, we observed the new transmission of Long Term Evolution (LTE) signals located into the receiver image band. Its superheterodyne mode has an intermediary frequency of $187.5\ \mathrm{MHz}$ that induces an image frequency f_{im} of :

$$f_{im} = 2 \times 187.5 + \mathrm{f_c}\ \mathrm{MHz}, \tag{29}$$

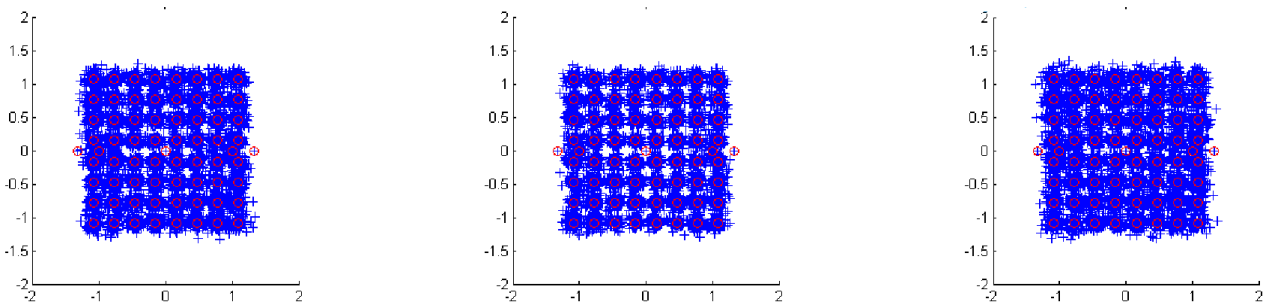
where f_c is the carrier frequency. In the specific case of DVB-T, it means that :

$$865\ \mathrm{MHz} \leq f_{im} \leq 1069\ \mathrm{MHz}, \tag{30}$$

that corresponds to the $800\ \mathrm{MHz}$ LTE band. Therefore we have decided to switch High Frequency (HF) filter and Low Noise Amplifier (LNA). Figure Fig.26 compares the decoded constellations over the three receiving channels for both configurations : the filter before the amplifier, and the filter after the amplifier. The first solution seems obviously the best one.



(a) Filter before LNA - File 15041509



(b) Filter after LNA - File 15041517

FIGURE 26 – Comparison of decoded constellations in both configurations : filter before LNA (a) and filter after LNA (b)

The final receiver configuration is described by figure Fig.27. The RIVERA system is able to record DVB-T signal during $172\ \mathrm{ms}$. Each file is separated by a few customizable seconds from the next one.

3.3.3 Pre-flight qualification

A last serie of ground tests has been set in the exact in-flight configuration. These recordings have been organised as several Cirrus-SR20 were training in the surrouding as shown by map Fig.29,

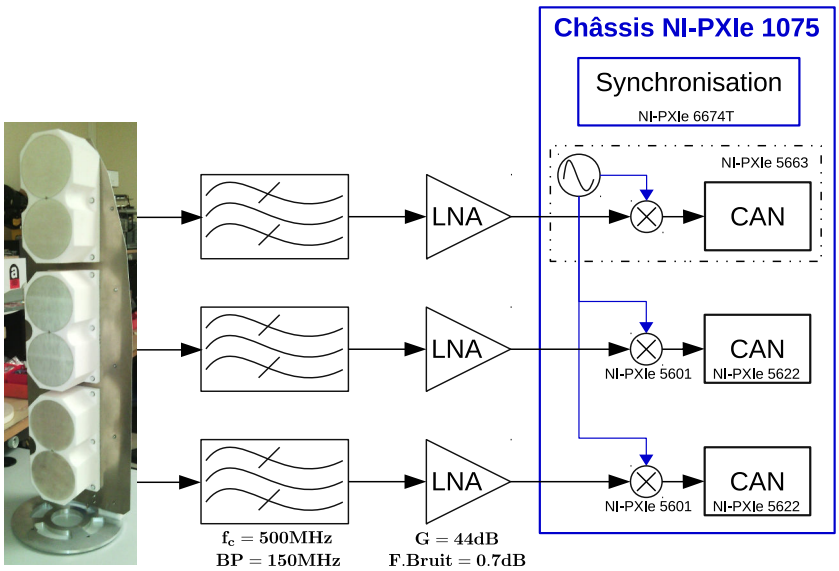


FIGURE 27 – RIVERA receiver configuration

FIGURE 28 – RIVERA on BUSARD

where the red circles hint the regular trajectory of one potential target. Targets are close, at a range lower than $7\ \mathrm{km}$. The RIVERA radar receives M-GdE signal. The reference signal is decoded according to classic demodulation. Each file is $170\ \mathrm{ms}$ long and recorded every $2\ \mathrm{s}$. Figure Fig.30 shows the output of matched filter after direct path and ground clutter rejection. It highlights target detections along successive recordings. The target range-Doppler trajectory is consistent with a taking-off target trajectory. It confirmed the ability of the system to detect Cirrus-SR20 type aircraft in a ground environment.

These recordings provide the SNR of direct path and sidelobes as collected in table Tab.5.

TABLE 5 – Direct path and sidelobes SNR in accordance to processing for ground experiment

Processings	SNR_{TD}	SNR_{LS}
Matched filter	$112.1\ \mathrm{dB}$	$48.8\ \mathrm{dB}$
Direct path and clutter rejection [11] before matched filter	$0\ \mathrm{dB}$	$13.7\ \mathrm{dB}$

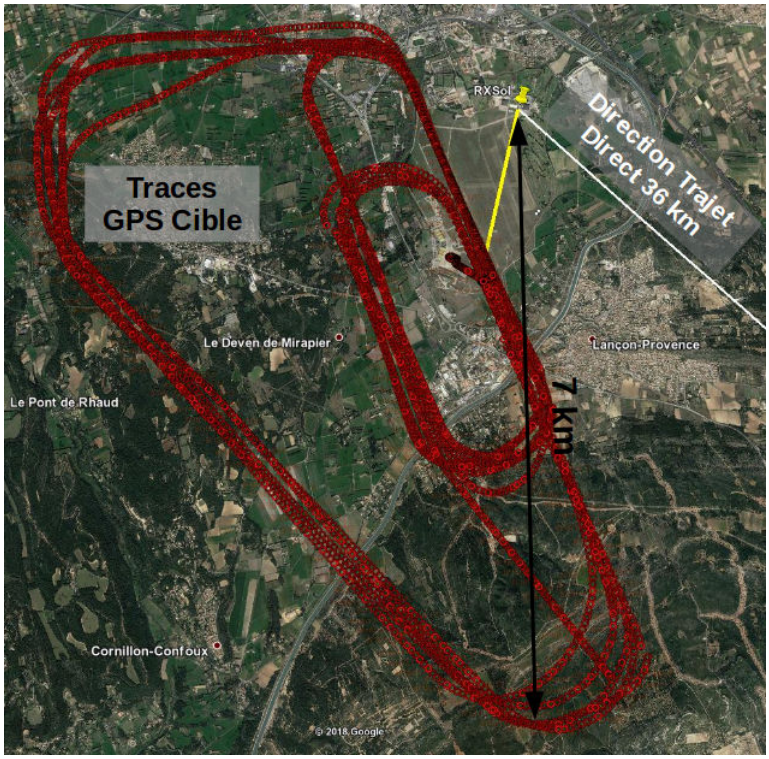
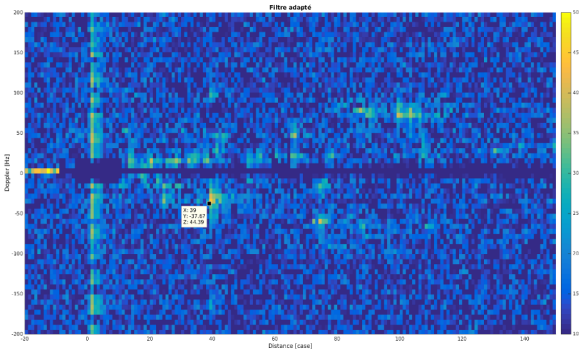
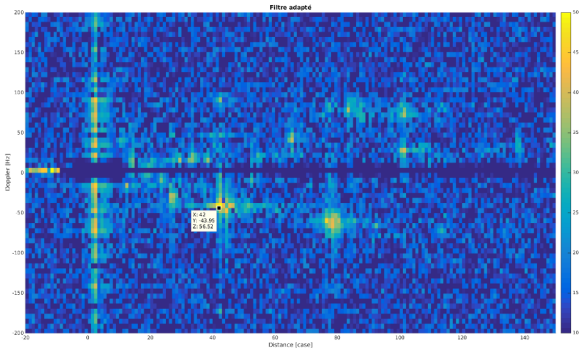


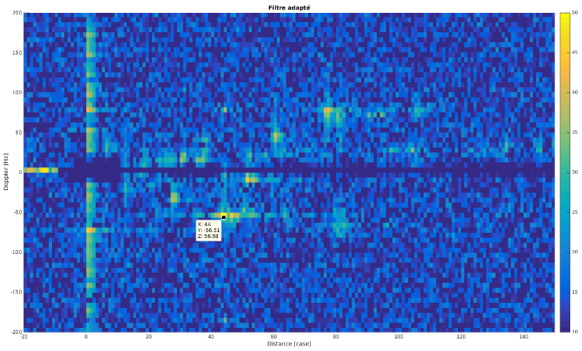
FIGURE 29 – Ground experiment layout and Cirrus-SR20 GPS tracking (red circles) - The yellow line hints the antenna pointing direction - The white line shows the direct path direction [*GoogleEarth - ©2018 Google*]



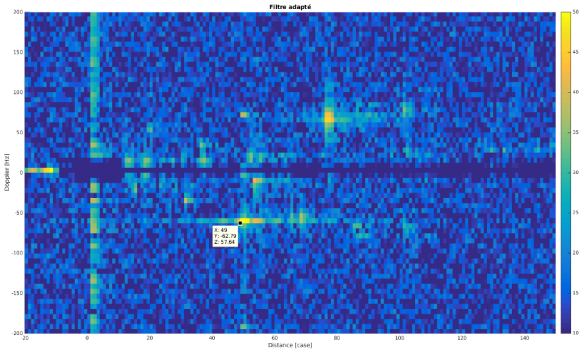
(a) File 00 - $SNR_{TG} = 44.5$ dB



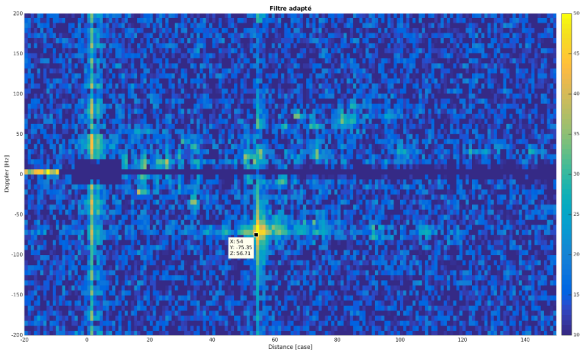
(b) File 02 - $SNR_{TG} = 56.5$ dB



(c) File 04 - $SNR_{TG} = 56.6$ dB



(d) File 06 - $SNR_{TG} = 57.6$ dB



(e) File 08 - $SNR_{TG} = 56.7$ dB

FIGURE 30 – RIVERA qualification - Taking-off Cirrus-SR20 successive detections

4 Reference signal estimation in an aeronautical environment

4.1 Introduction

Before any detection, passive radar needs to estimate the reference signal, that is to say the transmitted signal. Section 2.4 introduces two solutions. The first one consists in physically or by beamforming steering an antenna towards the transmitter. The second method aims at decoding the received signal to remodulate it thereafter. Error free decoding would produce an ideal reference. However the aeronautical environment introduces heavy constraints that deeply deteriorate the received signal. So we seek at developing an efficient estimation method to reconstruct a proper reference signal.

4.2 The aeronautical channel impacts

4.2.1 The aeronautical channel

Aeronautical channel models reasonably assume that the transmitter and the receiver are in Line-Of-Sight (LOS). So, to describe the en-route scenario, [31] proposes to divide the aeronautical channel into two contributions : a LOS, and a more stochastic diffuse backscattered component. A ground reflection component may be associated to this two-ray model [32]. This is all the more relevant that, in the current case, transmitters are generally tilted to the ground. This multipath environment implies that the aeronautical channel is strongly composite.

Moreover the aeronautical environment involves large distances and as a consequence potentially large multipath delays compared to the symbol period. Stronger ground echoes may for instance present a delay corresponding to the propagation time necessary to travel the distance from transmitter to ground and then from ground to receiver, that is about twice the receiver altitude. Thus the channel coherence bandwidth may be far less than the almost $8\ \mathrm{MHz}$ bandwidth of DVB-T signal. The aeronautical channel is hence frequency selective, which implies that deep fades may corrupt the Channel Frequency Response (CFR).

In addition it is also characterised by the mobility of the receiver. As a first consequence, the Channel Impulse Response (CIR) may fluctuate over time. Each component of the multipath aeronautical channel may show a different Doppler frequency. This differential Doppler shift degrades the orthogonality among the subcarriers and may introduce InterCarrier Interferences (ICI). In other words, the received power does not only come from the desired subcarrier but also from its neighboors. The elementary symbol to be read is therefore corrupted by these interferences.

4.2.2 Channel impacts

As our interest is focused on low altitude targets, the receiver altitude is limited up to $z_{RX} = 1500\ \mathrm{m}$. We assume that the transmitter is located at the same altitude - see Fig.32b : $z_{TX} = z_{RX}$. Therefore the main echoes are mostly concentrated during the first $10\ \mu\mathrm{s}$, that is at most $100 \times T_s$. First it points the fact that the delay spread does not exceed the $1024 \times T_s$ guard interval. So we neglect the intersymbol interferences. Moreover it implies, that the channel coherence bandwidth is about $100\ \mathrm{kHz}$, far less than the almost $8\ \mathrm{MHz}$. As previously stated, it confirms that the aeronautical channel is frequency selective.

The channel tap $h^{(t)}_{(n,l)}$ denote the complex path gain for the nth symbol and path delay lT_s. The received signal for symbol n can be written in a matrix way :

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}^{(t)}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{u}_n, \tag{31}$$

where $\mathbf{u}_n$ is an additive white Gaussian noise, $\mathbf{x}_n = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_n$ and where the lth diagonal of $\mathbf{H}^{(t)}_n$ corresponds to the lth delay $h^{(t)}_{(n,l)}$:

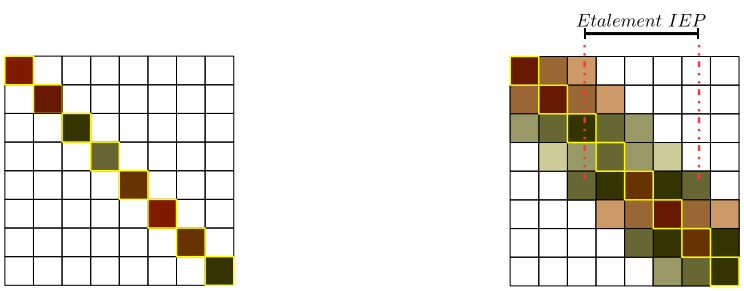
$$\mathbf{H}^{(t)}_n = \begin{bmatrix} h^{(t)}_{(0,0)} & 0 & \cdots & 0 & h^{(t)}_{(0,L-1)} & h^{(t)}_{(0,1)} & & \\ \vdots & & & & & \ddots & \vdots & \\ & & \ddots & & & & h^{(t)}_{(L-1,L-1)} & \\ h^{(t)}_{(L,L-1)} & \ddots & & h^{(t)}_{(L,0)} & \ddots & \ddots & 0 & \\ 0 & & & & & & \vdots & \\ \vdots & & \ddots & & & & & \\ & & \ddots & & & \ddots & 0 & \\ 0 & \cdots & & 0 & h^{(t)}_{(N-1,L-1)} & & h^{(t)}_{(N-1,0)} & \end{bmatrix}. \tag{32}$$

L refers to the number of pilots. In the frequency domain, this can be written :

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{F}\mathbf{y}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{X}_n + \mathbf{U}_n, \tag{33}$$

where $\mathbf{H}_n = \mathbf{F}\mathbf{H}^{(t)}_n \mathbf{F}^H$ is the channel matrix, and $\mathbf{U}_n$ remains white Gaussian.

In case the channel is time-invariant, $h^{(t)}_{(n,l)} = h^{(t)}_{(m,l)}$ for $l = 0 \ldots L-1$, and all $n, m = 0 \ldots N-1$. So, in that particular case, $\mathbf{H}^{(t)}_n$ is circulant according to (32) and $\mathbf{H}_n$ is diagonal. On the contrary, the multipath aeronautical channel introduces interferences from each subcarrier to its neighbours. The channel matrix off-diagonal terms are thus not null anymore. The larger the product $f_{dT} = \Delta f_{Dmax} \times T_u$, the heavier the consequences, where T_u is the useful symbol duration - Tab.2.1, Δf_{Dmax} is the maximum Doppler shift relatively to the direct path Doppler shift, and f_{dT} is called the normalised Doppler spread - ([33], chapter 1.2.4). So f_{dT} is the ratio of the maximum Doppler shift and the intercarrier spacing. It measures the loss of orthogonality. At least, only a few neighboor subcarriers can be assumed predominant. $\mathbf{H}_n$ may then be banded, or taylored so as to be considered as so - [34], [35]. Fig.31 illustrates the channel matrix.



(a) without ICI (b) with ICI

FIGURE 31 – Channel matrix

In our case, the maximum velocity of the receiver is about $\|\vec{v}_R\| = 50\ \mathrm{m} \cdot \mathrm{s}^{-1}$. Let us consider

a $600\ \mathrm{MHz}$ carrier frequency, and a received path at angle α from the normal of the receiver. The Doppler shift relatively to the direct path can be written :

$$\Delta f_D(\alpha) = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\left[\cos(\pi/2-\alpha) - \cos(\pi/2-\alpha_{TD})\right], \tag{34}$$

where α_{TD} denotes the direct path direction relatively to the receiver normal, and λ the wavelength. If we consider that main echoes concentrate into a $\beta = 60°$ wide beam - see 32a, the maximum Doppler shift is :

$$\Delta f_{Dmax} = \max\left[|\Delta f_D(\alpha_{TD}-\beta/2)|, |\Delta f_D(\alpha_{TD}+\beta/2)|\right]. \tag{35}$$

Whatever α_{TD}, it leads to : $\Delta f_{Dmax} \simeq 50\ \mathrm{Hz}$. Therefore : $f_{dT} \simeq 4.5\%$. Consequently, thanks to the slow velocity of the considered aircraft, the channel may be roughly supposed slow time varying. ICI impact may be then considered at most as limited.

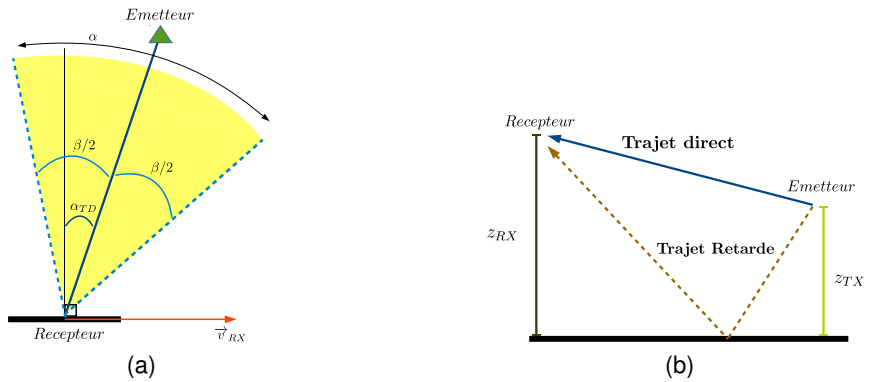


FIGURE 32 – Geometrical analyses to reach Doppler (a) and delay (b) estimations

4.3 Reference signal estimation

4.3.1 Time varying channel estimation method for OFDM signal

Usually, the OFDM channel estimation uses pilots, that is to say, symbols that are known at the receiver, to get the Least Squares (LS) estimate of the CFR at pilot subcarrier indexes. The whole CFR is then inferred thanks to frequency domain interpolation. But it does not take into account time variations or potential ICI. Therefore, the literature proposes a large solution panel to estimate a time-varying channel in case of OFDM signals. First, some articles propose to expand interpolation to the time and frequency domains [36, 37]. As the estimation methods need to catch the channel fluctuations, [38] derives a linear model based either on consecutive symbols, or only one symbol including its guard interval. And [39] expands it to higher order polynomial.

Besides methods were derived so as to benefit from all possible channel information. Especially [37] proposes a way to evaluate the precise channel length. Reference [33] considers a solution based on the combination of a Minimum Description Length (MDL) method that provides the number of active taps, and the ESPRIT algorithm that estimates their respective delays as detailed in [40]. It participates to decrease the number of coefficients to estimate [41].

When ICI is preponderent, it must be estimated but also cancelled. Several iterative solutions have been presented. Reference [42] proposes to decode and then re-encode the data to make use of virtual pilots, whereas [43] derives a QR-factorization based equalizer to remove ICI.

To represent time varying channel, Basis Expansion Model (BEM) have also been introduced [44, 45]. The general time domain model has then been adjusted to OFDM signals [34, 46, 47]. The BEM estimation principle consists in decomposing the CIR on an orthonormal basis of time-varying functions restricted over a certain span, to model the taps time variations. It includes Polynomial BEM (P-BEM). However many BEM types exist such as the Complex-Exponential BEM (CE-BEM), the Generalized CE-BEM (GCE-BEM), the Karhunen-Loeve BEM (KL-BEM) [48] or the Prolate Spheroidal BEM (PS-BEM) [49]. The BEM type may be chosen so as to fit a possible statistical channel a priori. Thanks to the BEM, the number of coefficients to estimate deeply reduces.

Reference [50] points out the benefits of using the BEM on several consecutive OFDM symbols. In fact, the article shows that this solution implies to increase the basis size so as to model the intra-symbol channel variations along this extended time window. A larger basis means more unknown parameters to estimate. Indeed the CIR needs to be evaluated for each signal sample. Yet the number of CFR samples, i.e. the number of pilots, remains limited. Thus only a few symbols may be taken into account.

4.3.2 Proposed method

These solutions focus on rapidly time varying channel, that are mainly characterised by the ICI impact. Yet the channel faced during our airborne passive radar experimentation, appears to be slow-time varying, and shows a wide diffuse backscattered component. Simple study on real data proves indeed that most of classic intra-symbol BEM coefficients are negligible. So we developed an original solution that is able to catch the composite nature of the channel and its inter-symbol variations instead of intra-symbol fluctuations.

Consequently we derive a CE-BEM estimator tuned to OFDM signal based on a large block of consecutive symbols. Contrary to intra-symbol channel estimation that demands to estimate the CIR at every sample time, our method needs to evaluate the CIR only once per symbol. Thus the complexity is severely decreased. However this method needs some adjustment, as it appears that taking into account several consecutive symbols generates a certain phase rotation of the constellation due to the shift of the pilot position from one symbol to the next one. We are now able to explain and correct this phenomenon.

Antenna diversity We assume that the antenna array is composed of N_{RX} sensors. Let $\mathbf{y}_a$ denotes the received array vector : $\mathbf{y}_a = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \ldots, \mathbf{y}_{N_{RX}}]^T$.

Antenna diversity can help to reduce the impact of channel fluctuations due to multipath fading. The probability that each receiver channel faces simultaneously a deep fade lowers as N_{RX} increases - ([14], chapter 13.4). As a consequence, antenna diversity techniques contribute to face ICI [51]. By weighting properly each array channel, these methods aim at optimizing different output parameters such as Signal-to-Noise Ratio (SNR). It is the case for Maximum Ratio Combining [51, 52]. Here we propose to focus the antenna beam in the direction provided by the maximum eigenvalue of the received signal covariance matrix $\hat{R}_{\mathbf{y}_a\mathbf{y}_a} = \sum \mathbf{y}_a \mathbf{y}_a^T$:

$$\lambda_{max} = \max_{1,\ldots,N_{RX}} \Lambda, \tag{36}$$

where $\Lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{N_{RX}}]$ is the eigen-value decomposition of $\hat{R}_{\mathbf{y}_a\mathbf{y}_a}$. The unitary eigen-vector associated to λ_{max} is denoted as $\mathbf{a}_{FOC}$. $\mathbf{a}_{FOC}$ is assumed to correspond to the direct path direction.

From then on, $\mathbf{y}$ refers to the resulting received vector :

$$\mathbf{y} = \mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{y}_a, \tag{37}$$

$\mathbf{y}_n$ and $\mathbf{Y}_n$ respectively represent the nth OFDM symbol in time and frequency domain.

Antenna diversity increases useful signal SNR, that is to say it reduces the proportion of multipath. As ICI has been previously assumed limited and, as antenna diversity helps reducing its impact, ICI is neglected in the following. It implies in particular that the CIR may be assumed constant during a symbol period.

BEM channel model The aim of the BEM modeling is to represent the channel fluctuations along N_a consecutive OFDM symbols contrary to their usual utilization to catch rapid intra-symbol variations. Let us consider a basis $\mathbf{B}$ containing $Q+1$ functions. So Q corresponds to the number of functions that are used to model the channel. This parameter is generally set. The larger the basis, the better the channel modeling is supposed to be, but the larger the number of coefficients to estimate. Thus Q is limited by the number of available equations.

The lth channel taps $h_{(.,l)}^{(t)}$ over the N_a symbols are described by the BEM coefficients $h_{(.,l)}^{(b)}$. Its modeling by the BEM is written :

$$h_{(n,l)}^{(t)} = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q) h_{(q,l)}^{(b)} + \epsilon_{n,l}, \tag{38}$$

with $\mathbf{B}$ the $N_a \times (Q+1)$ basis matrix, and $\epsilon_{n,l}$ the modeling error. For instance, the CE-BEM is defined as in [46] :

$$\mathbf{B}(n,q) = \exp\left(j\frac{2\pi n}{N}\left(q - \frac{Q}{2}\right)\right). \tag{39}$$

We introduce $\mathbf{h}_q = [h_{(q,0)}^{(b)}, \ldots, h_{(q,L-1)}^{(b)}]^T$ the decomposition coefficients for the qth function, $q = 0 \ldots Q$. So it comes that :

$$\mathbf{H}_n^{(t)} = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\mathbf{H}^{(q)} + \Xi_n^{(t)}, \tag{40}$$

with $\Xi_n^{(t)}$ the modelling error et $\mathbf{H}^{(q)}$ is the circulant matrix defined from $\mathbf{h}_q$:

$$\mathbf{H}^{(q)} = \begin{bmatrix} h_{(q,0)}^{(b)} & 0 & \cdots & 0 & h_{(q,L-1)}^{(b)} & \cdots & h_{(q,1)}^{(b)} \\ \vdots & & & & & \ddots & \vdots \\ & & \ddots & & & & h_{(q,L-1)}^{(b)} \\ h_{(q,L-1)}^{(b)} & \cdots & h_{(q,0)}^{(b)} & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & & & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & \\ & & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{(q,L-1)}^{(b)} & \cdots & & h_{(q,0)}^{(b)} \end{bmatrix}. \tag{41}$$

So :

$$\mathbf{H}_n = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H + \Xi_n, \tag{42}$$

where Ξ_n is the frequency domain modelling error. Let us denote : $\Delta_q = \mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H$. Appendix A proves that :

$$\Delta_q = \mathrm{diag}\left(\sqrt{N}\mathbf{F}_L\mathbf{h}_q\right), \tag{43}$$

where $\mathbf{F}_L$ is the restriction of $\mathbf{F}$ to the L first columns. Finally :

$$\mathbf{Y}_n = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\Delta_q\mathbf{X}_n + \mathbf{V}_n. \tag{44}$$

$\mathbf{V}_n$ expresses at once the channel additive noise and the modeling error. The L pilot rows of the previous equation can be extracted, so that :

$$\mathbf{Y}_n^{(p)} = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\Delta_q^{(p)}\mathbf{X}_n^{(p)} + \mathbf{V}_n^{(p)}. \tag{45}$$

From the definition of Δ_q, it can be further shown that $\Delta_q^{(p)}$ can be inferred from the L-sized Fourier transform of $\mathbf{h}_q$.

The ratio $\mathbf{Y}_n^{(p)}(m)/\mathbf{X}_n^{(p)}(m)$ gives a sampled estimation of the CFR at the mth pilot. Classic demodulation uses them to compute the whole CFR by interpolation, independently over each OFDM symbol.

Here it comes :

$$\frac{\mathbf{Y}_n^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_n^{(p)}(m)} = \left[\mathbf{B}_{(n,0)} \dots \mathbf{B}_{(n,Q)}\right] \begin{bmatrix} \Delta_0^{(p)}(m,m) \\ \vdots \\ \Delta_Q^{(p)}(m,m) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_n^{(p)}(m). \tag{46}$$

Consequently :

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathbf{Y}_0^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_0^{(p)}(m)} \\ \vdots \\ \frac{\mathbf{Y}_{N_a-1}^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_{N_a-1}^{(p)}(m)} \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} \Delta_0^{(p)}(m,m) \\ \vdots \\ \Delta_Q^{(p)}(m,m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_0^{(p)}(m) \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{N_a-1}^{(p)}(m) \end{bmatrix}. \tag{47}$$

Finally :

$$\mathbf{T} = \mathbf{B}\mathbf{\Delta}^{(p)} + \mathbf{V}, \tag{48}$$

where $\mathbf{T}$ is the matrix whose columns are composed of the ratio of the received sample over the transmitted pilot, for one pilot over N_a symbols, and $\mathbf{\Delta}^{(p)}$ is the matrix whose m^{th} column is composed of the mth diagonal value of $\Delta_q^{(p)}$ for $q = 0 \dots Q$. Equation (48) allows to estimate $\mathbf{\Delta}^{(p)}$ from $\mathbf{T}$, and therefore to get the BEM coefficients.

The channel matrix is then inferred. As ICI has been assumed negligible, $\mathbf{H}_n$ may be considered as diagonal, for off-diagonal terms may be neglected. As a consequence, equalization is made simple. The estimated OFDM symbol is derived from the ratio of the received vector over the estimated CFR. The equalization process provides for the kth subcarrier a complex value $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$ correspon-

ding to the in-phase and quadrature components. This estimated point is then mapped to the exact transmitted constellation point $\hat{\mathbf{X}}_n(k)$.

Model adjustement At signal reception, time synchronization provides the sample index of the beginning of one OFDM symbol. However it only detects the main path. But the DVB-T networks may be a Single Frequency Network (SFN), implying that it may exist a re-emitter, closer than the main broadcaster from the receiver. Besides artificial delays may be used for the purpose of network optimization. In any case, it is highly unlikely that the main path delay falls exactly on the sample grid. Thus sidelobes are generated, which spread apart from the main path sample. As a consequence, we use a guard delay. It means that we voluntarily set the symbol beginning a few samples before. Let τ_G denotes this sampled delay.

In other words, we aim at estimating the channel response $h^{(t)}_{(n,l-\tau_G)}$ for the nth symbol. So, according to Fourier transform properties, this τ_G time translation equates to a frequency domain modulation. At the mth subcarrier, it expresses as :

$$\Phi(m) = 2\pi \frac{m\tau_G}{N}. \tag{49}$$

It is especially true at pilot index. However in the DVB-T case, the pilots positions are shifted by 3 subcarriers from one symbol to the next, as previously detailed - see Fig.11. So the experienced modulation at the mth pilot of the nth symbol can be precised - see (28) :

$$\Phi\left(P_n(m)\right) = 2\pi \left(\frac{mD_f\tau_G}{N} + \frac{d_n\tau_G}{N}\right). \tag{50}$$

So the combination of guard delay and pilot index shift, provokes a phase shift which is composed of a modulated and a constant part. This has no consequence if only one symbol is considered. This is for instance the case of terrestrial stationary systems using the classic OFDM demodulation. Indeed the translated CFR samples at pilot index, helps estimating the τ_G-delayed CIR, as (50) expresses.

Yet in the present case, several consecutive symbols are used to catch channel time variations. Consequently from the nth symbol to the first, it exists a constant phase shift component $\Delta\Phi_n = \Phi\left(P_n(m)\right) - \Phi\left(P_0(m)\right)$ for all $m = 0 \ldots L-1$:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_n &= 2\pi \left(\frac{d_n\tau_G}{N} - \frac{d_0\tau_G}{N}\right), \\ \Delta\Phi_n &= 2\pi \frac{d_n\tau_G}{N}., \end{aligned} \tag{51}$$

as $d_0 = 0$, as stated in section 2.5.2. This constant phase shift translates into a rotation of the estimated QAM-constellation.

Two solutions can be considered to cope with this undesired effect. The first solution consists in creating a regular pilot-grid by interpolation of the pilots every 4 subcarriers for every OFDM symbol. The second one imposes to transpose the pilot-based CFR into the time domain, in order to compensate the time modulation due to the pilot location shift and then to get back to the frequency domain. Here we resort to the first solution and initialize the BEM algorithm with a regular pilot pattern both in frequency and time dimension, derived from interpolation.

4.3.3 Results

Channel estimation To analyse the potential ICI, we use the linear intra-symbol model of the channel time variations as proposed by [38] using the signal received on one of the three channels. Fig.33 shows an extraction of the corresponding estimated channel matrix. The zoom view highlights that ICI spreads apart from the diagonal over a few subcarriers only. The channel matrix coefficients decrease from the diagonal to the outside reaches up to 30 dB over these maximum five subcarriers. It confirms our assumption that ICI may be neglected.

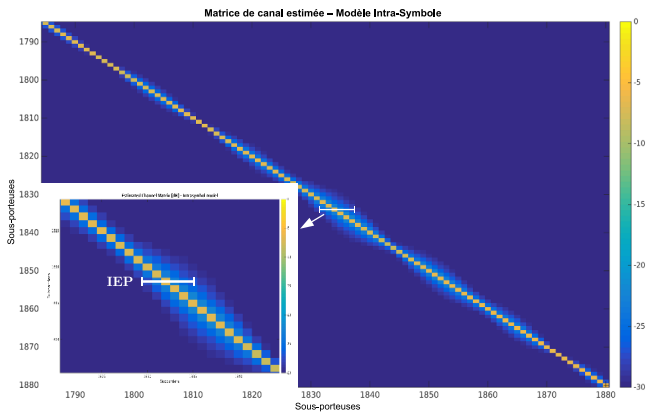


FIGURE 33 – Estimated channel matrix - intrasymbol time variation model

The BEM-based method has been built with $N_a = 32$ consecutive symbols. The basis $\mathbf{B}$ is provided by the exponential BEM, as defined by (39), as it aims at modeling Doppler-induced CIR phase evolution. Q has been empirically set to 32.

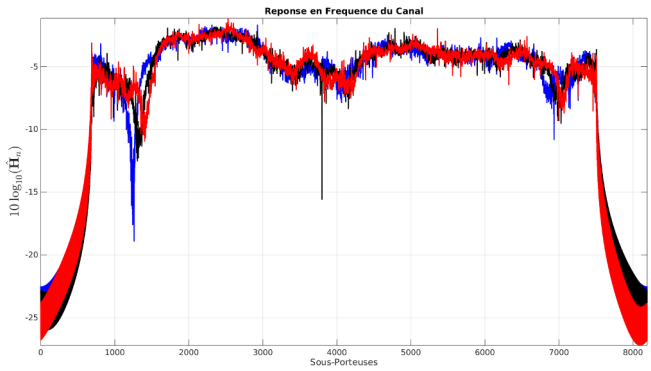


FIGURE 34 – Estimated channel frequency response for three OFDM different symbols - every 8 symbols

Fig.34 displays the CFR for 3 different symbols. There are 8 OFDM symbols in between each of the considered symbols. It highlights the deep fades that characterise the channel we are facing. It can also be noticed that these fades are evolving along time. So the channel estimation has to cope with fading effects and to model their time fluctuations.

Model Initialization Necessity Fig.35 displays the estimated CIR for one symbol only. The direct path is obvious. It appears that it is unresolved. The fact that it falls between two samples, induces secondary side lobes apart from the main taps toward the negative delay domain in particular. Even

if the present case does not correspond to a SFN environment, Fig.35 justifies the necessity to introduce a guard delay. The guard delay has been empirically set to $\tau_G = 30$ samples.

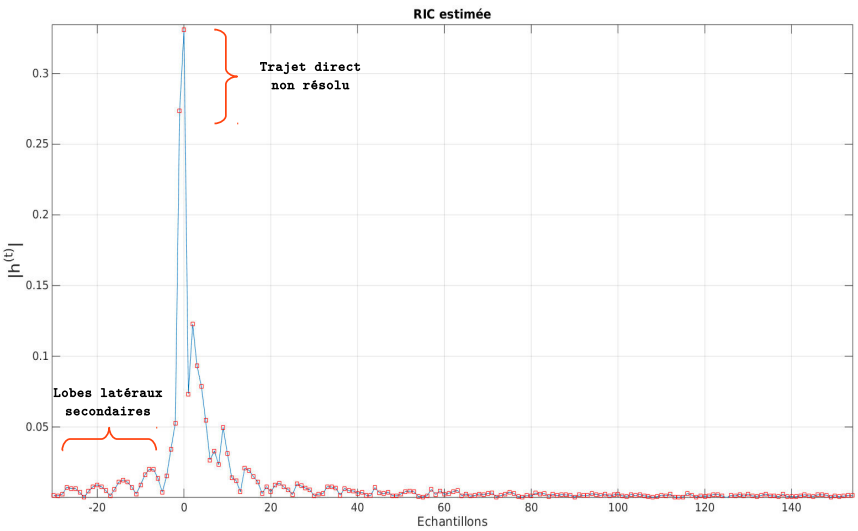


FIGURE 35 – Estimated channel impulse response - guard delay necessity

Such a guard delay induces a rotation of the constellation if no previous initialization of the BEM model is performed. The rotation angle depends on the symbol type, that is the symbol number modulo 4. As expressed by (51), in the present case, a delay guard of 30 samples implies a rotation angle that is a multiple of $\Delta\Phi_n = 2\pi\frac{3\times30}{8192} \mod_4(n)$, so $3.95°$. Figure Fig.36 shows the rotated constellations, for each symbol type. The angle may be estimated from the slope of the straight line joining the pilots. And figure Fig.37 points the estimated angles for 32 consecutive symbols. It highlights the periodicity of their value, and confirms the theoretical analysis.

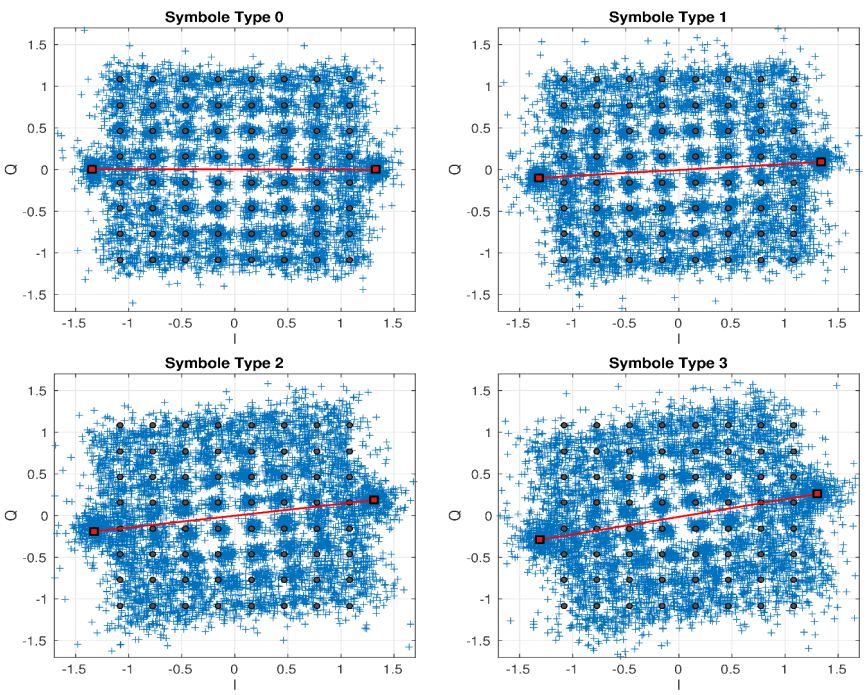


FIGURE 36 – Constellation rotation - $\tau_G = 30$ samples

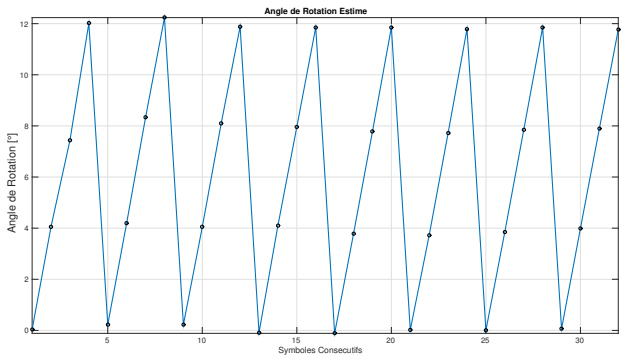


FIGURE 37 – Estimated rotation angle for 32 consecutive symbols

Reference Signal Estimation To quantify the performance of the different algorithms, we use the Modulation Error Rate (MER) ([53], chapter 9.18.2). MER corresponds to the ratio of the sum of the power of the ideal constellation symbol vectors over the sum of the power of error vectors, as illustrated by 38, and defined by :

$$MER = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_{n,k} |\hat{\mathbf{X}}_n(k)|^2}{\sum_{n,k} |\tilde{\mathbf{X}}_n(k) - \hat{\mathbf{X}}_n(k)|^2} \right), \tag{52}$$

where $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$ represents the estimated point and $\hat{\mathbf{X}}_n(k)$ the closest constellation point for each sub-carrier k^{th}. MER can be seen as a form of SNR that gives an indication of the estimation relevancy.

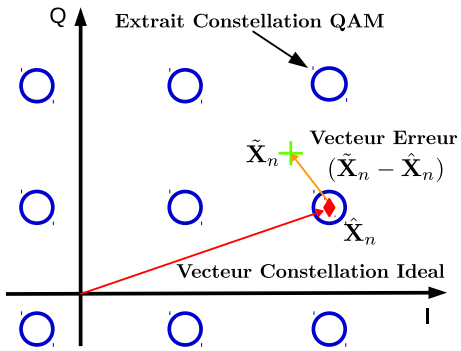


FIGURE 38 – Schematic definition of MER

Fig.39 presents the performance obtained for different demodulation methods. We compare our method to four different algorithms and use the classic demodulation as a reference, where the CFR is inferred from interpolation of its pilot-based LS estimate. We first evaluate the performances of the intra-symbol linear model proposed in [38], and an intra-symbol BEM algorithm with a polynomial basis and $Q = 2$ [46, 47]. It clearly points out the fact that intra-symbol channel variations modeling does not fit the considered aeronautical channel. The attempt to estimate ICI may introduce estimation disturbances. It emphasizes the benefits of inter-symbol model.

Then two other methods are compared : the classic demodulation that uses the antenna diversity combined signal and the BEM only inter-symbol model. A general trend can be derived from these examples. The antenna diversity and the BEM modeling provide each a substantial improvement. The first one underlines the benefits of antenna diversity against the diffuse backscattered components, whereas the second one points the positive impact of the inter-symbol model. However our method, by combining both, enables even better performance. The results are all the more interesting that

the estimation is more homogeneous over the QAM-constellation than in the classic case where the edges undergo a heavier channel impact as it can be seen in Fig.40 that shows the estimated constellations obtained with the four methods for the data record number 2. Three OFDM symbols are superimposed for each subfigure.

For data record 3, classic demodulation performs equivalently to our method. It may be explained by the fact that some of the demodulated points, $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$, lie farther from the edge of constellation with our method than with the classic demodulation. Refering to the MER definition (52), this may impair the MER denominator and decrease the global MER. However the overall benefit of our method is clearly visible on Fig.40.

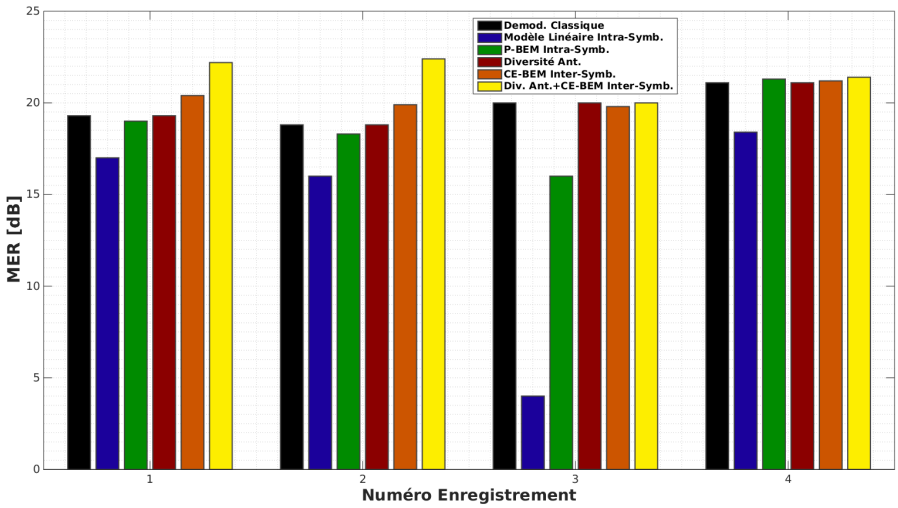
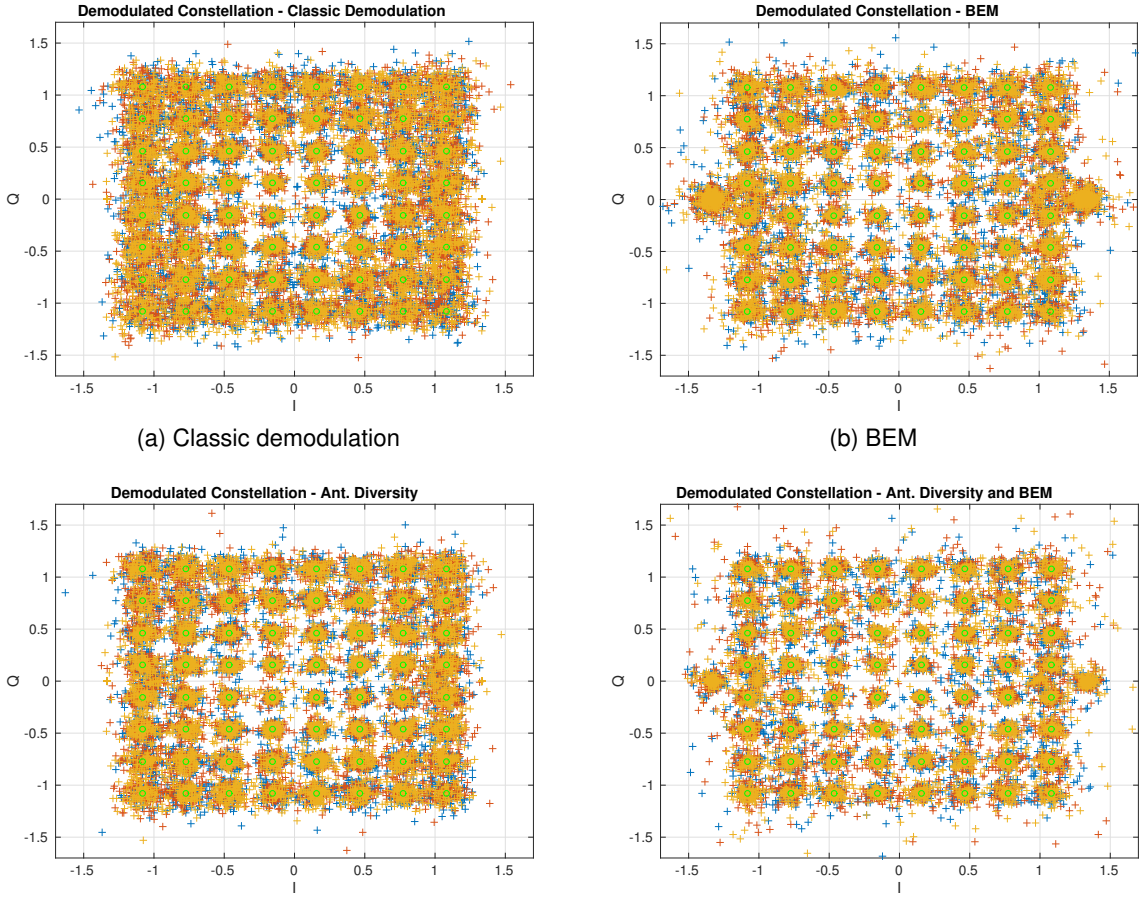


FIGURE 39 – Measured MER for 4 data records - classic demodulation (black), intra-symbol linear model (blue), intra-symbol BEM (green), antenna diversity (red), BEM inter-symbol (orange), antenna diversity and inter-symbol BEM (yellow)



(a) Classic demodulation

(b) BEM

(c) Antenna diversity

(d) BEM + Antenna diversity

FIGURE 40 – Data record 2 - demodulated constellation with 4 different methods

4.4 Reference signal misestimation impact on system detection capacity

To quantify the impact of reference signal misestimation is in fact complex. It mainly depends on the clutter nature and on the clutter cancellation processing. However [54] highlights the detrimental influence of multipath residues in the reference signal on the cancellation capability of the algorithm proposed in [10]. Moreover [55] points out that the quality of constellation estimation, that is to say the quality of the reference signal, has a direct influence on the direct path suppression, even with different SNR.

To the same extent, we propose here to measure the benefits of a proper reference signal on detection probability thanks to a simple but representative simulation. In this simulation, we generate a DVB-T reference which is used to generate the direct path at zero delay as well as one single target delayed in time (for simplicity but without lack of representativity, no Doppler shift is considered here). We then add random errors on a few elementary symbols of the DVB-T signal in order to mimick estimation errors on the reference signal. These errors are randomly drawn in the neighbourhood of the original symbol as described in Fig.41. After direct path cancellation according to [10] using the erroneous reference signal, a Constant False Alarm Rate (CFAR) test is applied to perform the target detection, and enables to evaluate the detection probability.

Table Tab.6 summarizes the parameters used for the simulations. Fig.42 shows the detection probability versus the number of erroneous elementary symbols per OFDM symbol for different target SNR : $20\ \mathrm{dB} \leq SNR_{TG} \leq 40\ \mathrm{dB}$. These results highlight the fact that even a few number of erroneous

symbols may introduce a substantial decrease on the detection probability. Let us consider a 30 dB target SNR for instance. Only about 125 erroneous symbols over the 6817 subcarriers lead to a detection probability lower than 0.5. The misestimation of the reference signal does not allow to properly cancel the direct path, and therefore involves higher spurious residuals. Fig.43 illustrates it by providing matched filter examples for two numbers of erroneous symbols in case of $SNR_{TG} = 30$ dB. The secondary lobes are more than 10 dB stronger in case of $n_{err} = 250$ erroneous symbols than in the almost error free case where $n_{err} = 10$. As illustrated by Fig.43, the target may as a consequence be hidden under the residual interferences.

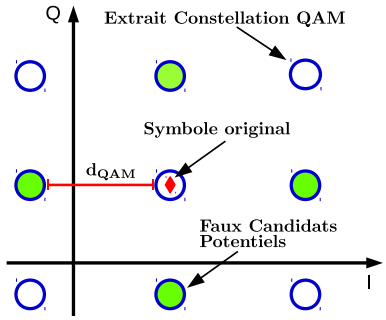


FIGURE 41 – Potential erroneous candidate symbols

TABLE 6 – Simulation Parameters

Signal	DVB-T 8K mode
Direct path SNR	$SNR_{TD} = 100$ dB
False alarm probability	$P_{fa} = 10^{-4}$
Target delay	200 samples
Monte-Carlo simulations	2000

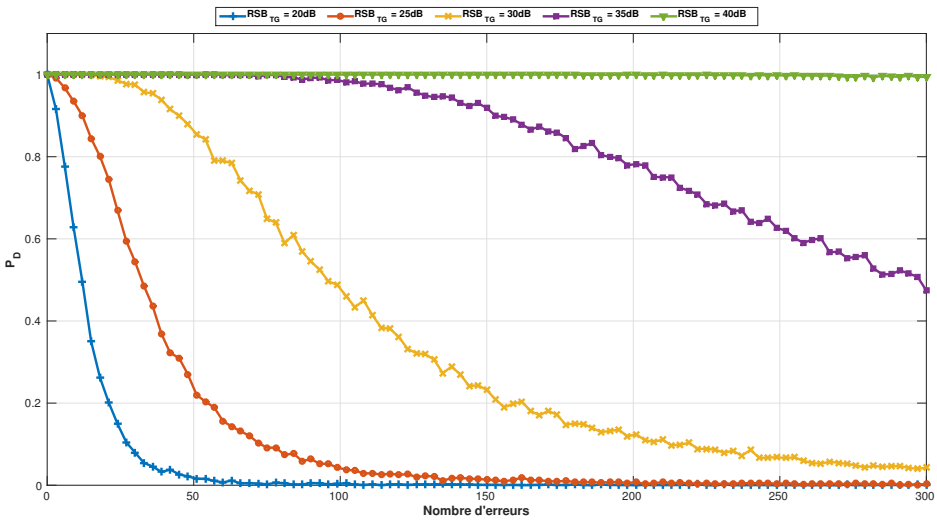


FIGURE 42 – Detection probability versus number of erroneous elementary symbols per OFDM symbol

The MER can also be estimated for the simulated case. The power of the ideal constellation vectors may be average by the average power of equiprobable QAM symbols. Figure Fig.44 displays

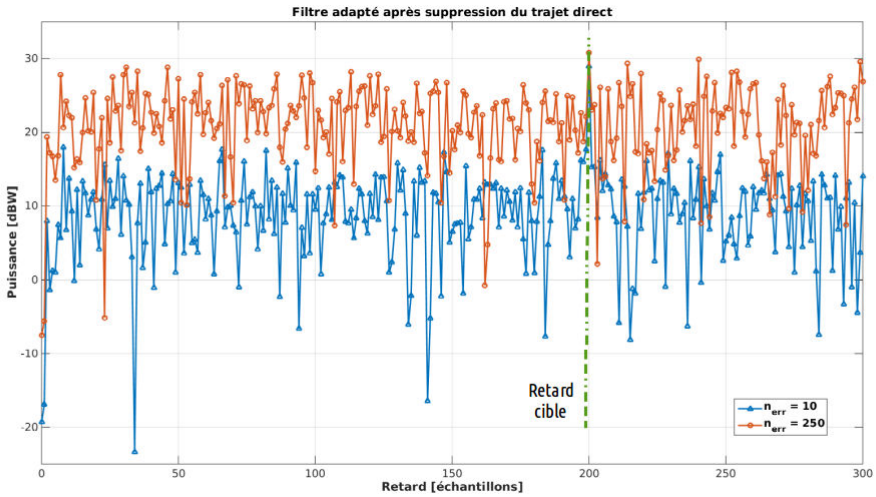


FIGURE 43 – Matched Filter examples after direct cancellation considering 2 different numbers of erroneous elementary symbols per OFDM symbol - $SNR_{TG} = 30$ dB

the resulting MER. Only a few dB MER improvement may involve a large decrease of the number of erroneous symbols. Let us consider data record 2 : with our method, $MER = 22.4$ dB, whereas $MER = 18.8$ dB with the classic demodulation. It respectively corresponds to the following numbers of erroneous symbols : $n_{err} = 110$ and $n_{err} = 260$. These reference signal improvements may be translated into detection probability improvements in accordance with figure Fig.44 in the simple simulated case. In case of $SNR_{TG} = 30$ dB, it means $P_D > 0.5$ with our method, but $P_D < 0.1$ with the classic demodulation. So the reference signal method we propose, may have a worthwhile impact on the detection capacity of the system.

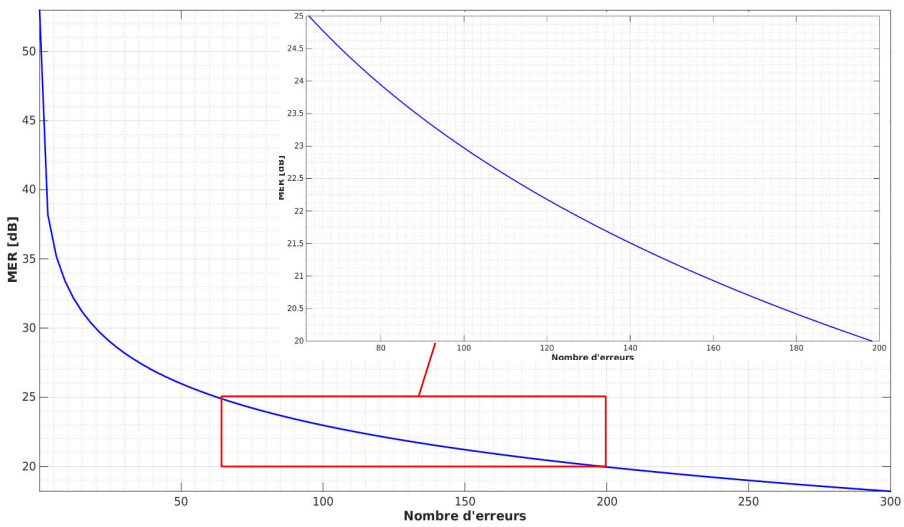


FIGURE 44 – MER versus number of erroneous symbols per OFDM symbol

5 Clutter spread mechanisms

5.1 Introduction

The work done so as to estimate the reference signal, is an initial approach to the understanding of propagation phenomenon. The current section aims at strengthening our comprehension of passive bistatic clutter spread.

5.1.1 Geometric notations

Figure Fig.45 introduces the notations. R denotes the receiver position and R index values refers to the receiver as : its altitude z_R, its speed $\vec{v}_R$ or the crab angle ϕ_R. C denotes the ground clutter cell position. Angles ϕ and θ refer respectively to the azimuth and elevation from which the clutter cell is observed.

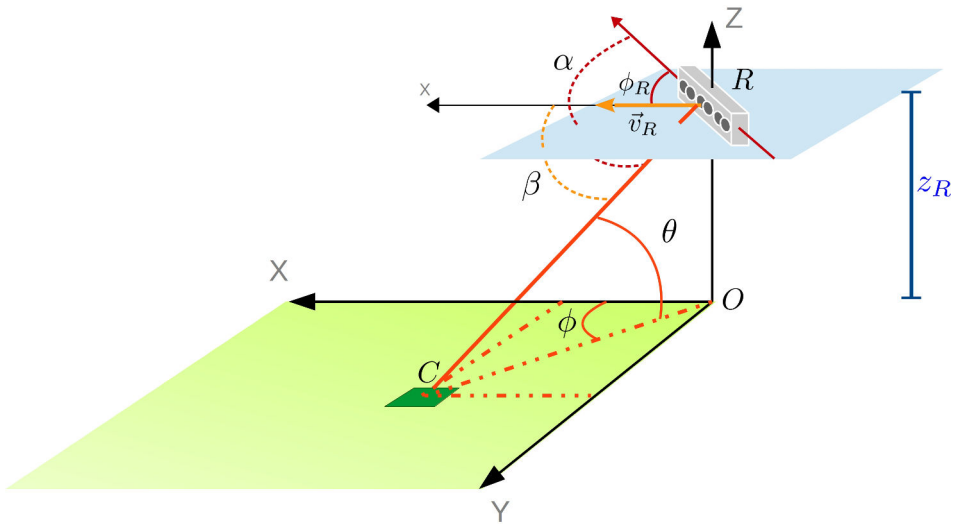


FIGURE 45 – Geometrical notations

5.1.2 Flight experiments

Two flight campaigns have been organised. The first one took place in octobre 2015. Both A-MtV and M-GdE have been used. It confirmed there is enough DVB-T signal once airborne. Several configurations have been tested such as detailled in table Tab.7. Recordings occured along straight line path, during 172 ms. Map Fig.46 shows the RIVERA trajectory.

TABLE 7 – First experimental flight recording parameters

Value	Min	Max
Altitude (m]	924	1598
Speed [m/s]	31	47
Range to transmitter [km]	27.3	52.4
Frequency [MHz]	490	594

The second flight took place in march 2017. A Cirrus-SR20 cooperative target took part to the experiment. Its trajectory has been precisely prepared according to the first flight experience - see

FIGURE 46 – Flight 1 - RIVERA trajectory (black circles) - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*]

the briefing paper Fig.47. Figure Fig.48 shows both trajectories of RIVERA and of the cooperative target. Same recording parameters were used.

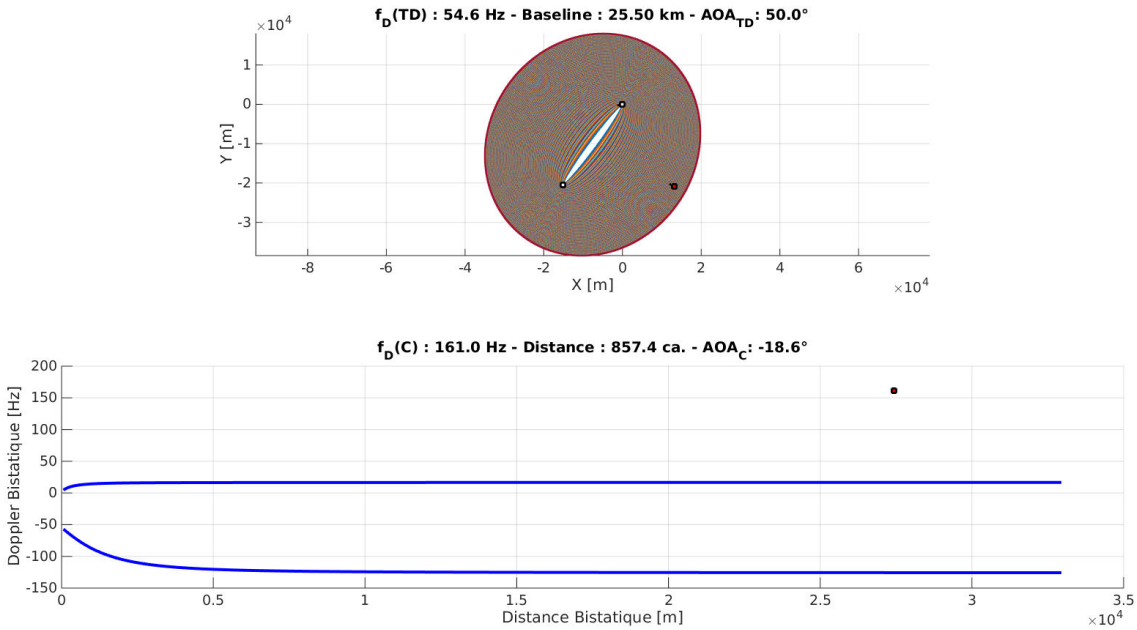


FIGURE 47 – Flight 2 - Briefing paper - BUSARD (white square) and cooperative target (red square) parameters

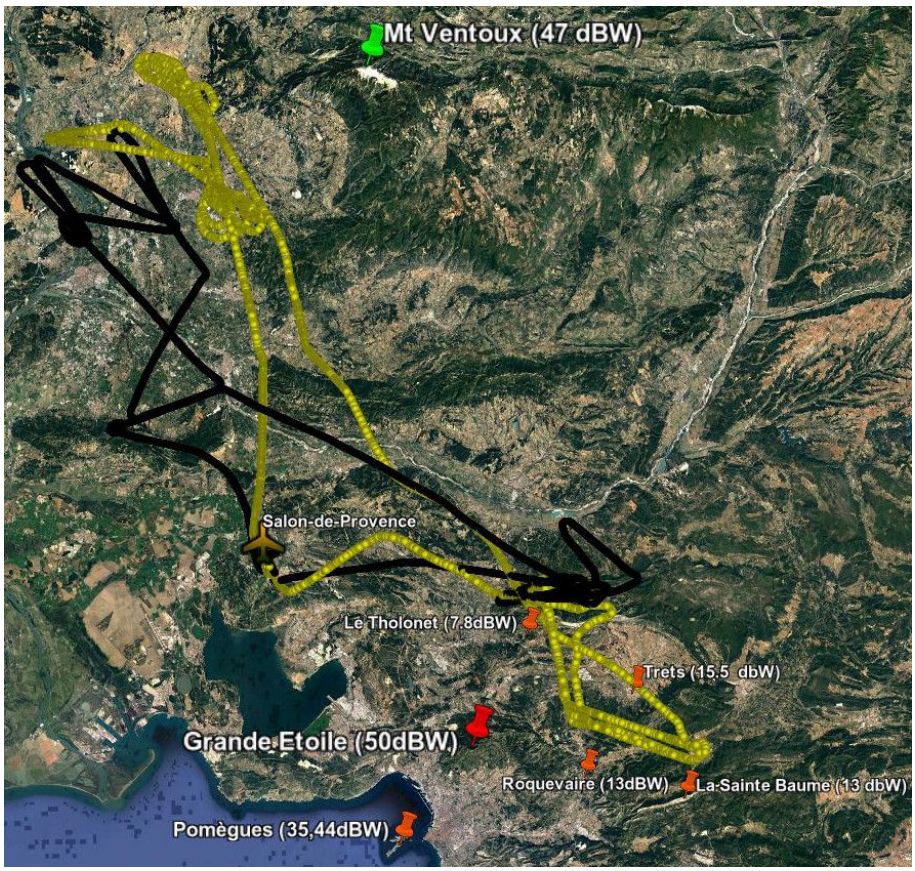


FIGURE 48 – Flight 2 - RIVERA (black circles) and cooperative target (cercles jaunes) trajectories - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*]

5.2 Range-Doppler aeronautical bistatic clutter

5.2.1 Isorange and isodoppler curves

Range bistatic radar measures geometrically locate the target along ellipses which focii are the transmitter and the receiver. So isorange curves are ellipses.

In case of a ground moving receiver, the Doppler would be $f_D^{sol} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\phi)$. So isodoppler curves would consist of straight lines converging to the receiver. Yet the airborne receiver introduces the following Doppler shift [56] :

$$f_D^{aero} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\beta) = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\phi)\cos(\theta). \tag{53}$$

Due to the receiver elevation, straight lines turn to hyperboles, which center of symmetry is the receiver. Asymptotically

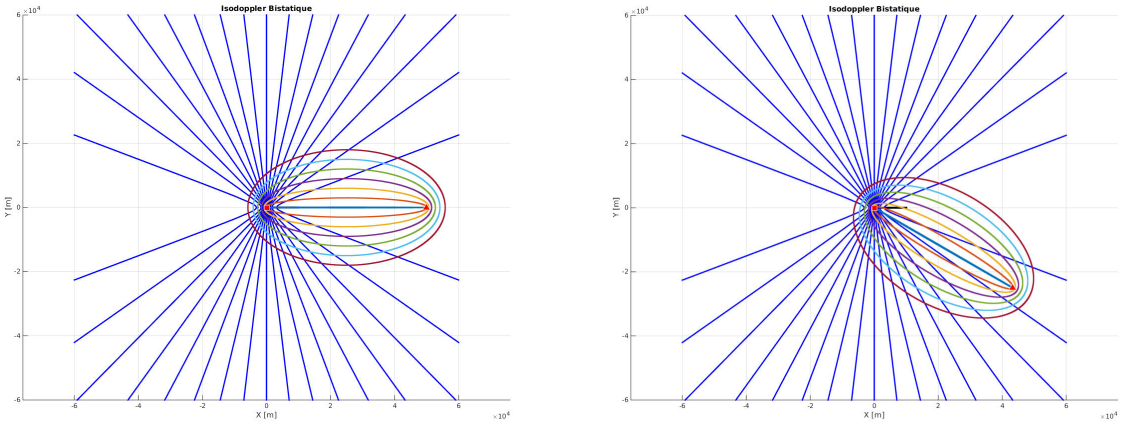
— the null isodoppler is the straight line perpendicular to the speed vector ;
— the maximum Doppler is reached by a point located in the speed vector direction over the horizon.

5.2.2 Range-Doppler clutter spread

Let us introduce β_{TD} the angle between speed vector and direct path angle-of-arrival. Figure Fig.49 superimposes isorange and isodoppler curves for $\beta_{TD} = 0°$ (Fig.49a) and $\beta_{TD} = 30°$ (Fig.49b). The speed vector is East oriented, along the x-axis. It points out the fact that the extrema Doppler

values depend on the range as an ellipses do not cross all the hyperboles. Given an ellipsis, the minimum and maximum Doppler shift are inferred from the two tangent hyperboles as shown by figure Fig.50. We also note that it exists a dissymmetry between isorange ellipsis and isodoppler hyperboles as soon as the speed vector does not match to an ellipsis symmetry axis. So we can infer that the clutter spread is also dissymmetrical - see figure Fig.51.

Experimental data confirm the above practical analysis of the clutter spread. Figure Fig.52 superimposes matched filter output after direct path cancellation and clutter spread forecast. Data parameters are listed in table Tab.8. Both forecast and experimental measures match quite accurately. The differences may be explained by our flat terrain model and/or the sampled Doppler grid resolution (about $6.25\ \mathrm{Hz}$).



(a) $\beta_{TD} = 0°$ (b) $\beta_{TD} = 30°$

FIGURE 49 – Isorange (multicolor) and isodoppler (blue) curves superimposition depending on β_{TD}

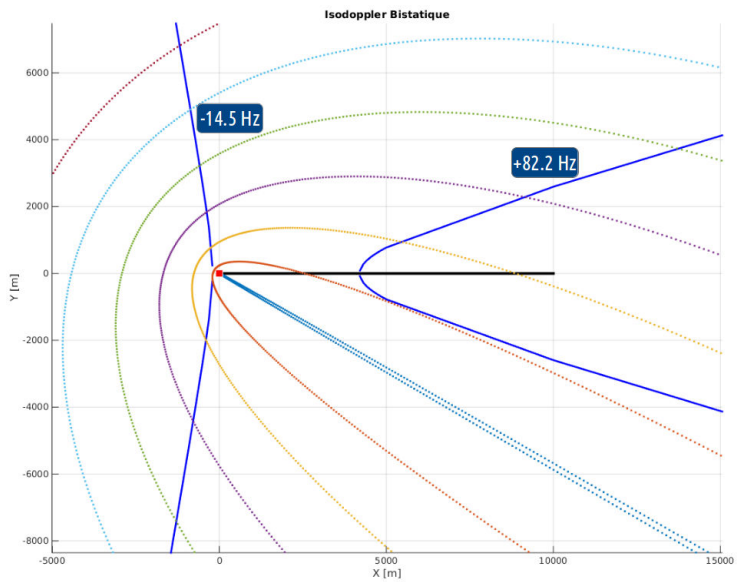
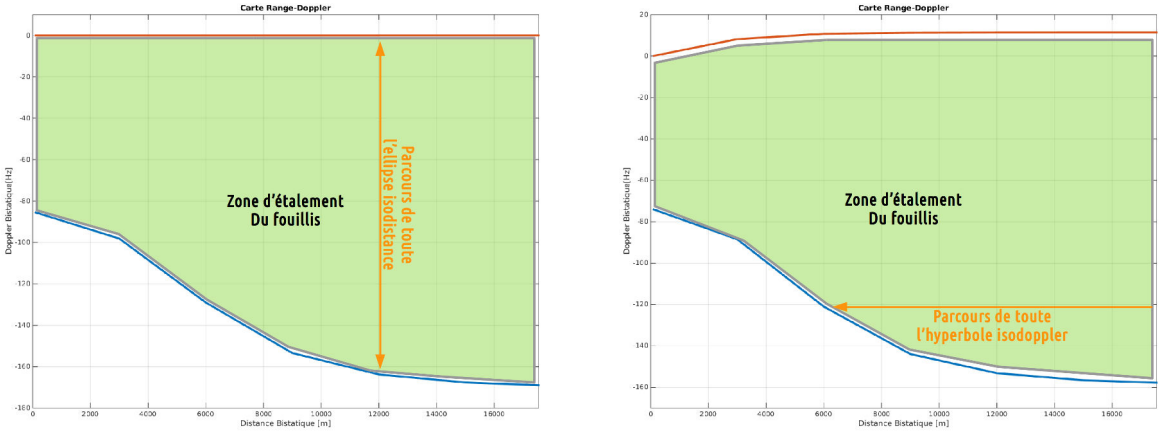


FIGURE 50 – Isorange (multicolor) and isodoppler (blue) curves superimposition for $\beta_{TD} = 30°$ - Doppler extrema dissymmetry

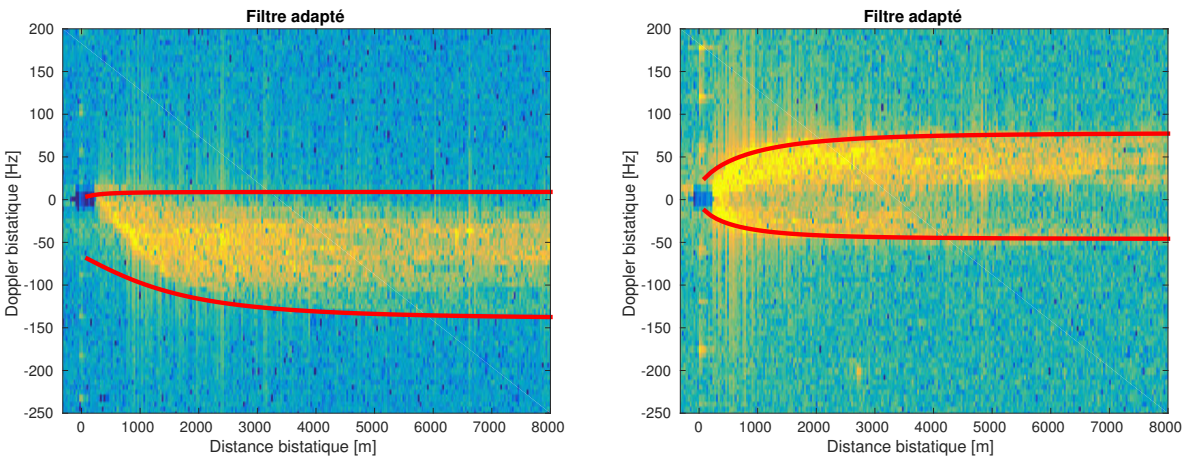


(a) $\beta_{TD} = 0°$ (b) $\beta_{TD} = 30°$

FIGURE 51 – Range-Doppler clutter spread for two angles β_{TD}

TABLE 8 – V536 and M420 data parameters

	Fichier V536	Fichier M420
Transmitter altitude, z_T	1970 m	720 m
Receiver altitude, z_R	1180 m	1150 m
Receiver speed, $\|\vec{v}_R\|$	37.7 m/s	38.2 m/s
β_{TD}	$28.6°$	$10.5°$
Direct path length	53.5 km	23.5 km
Wavelength, λ	0.505 m	0.612 m



(a) File V536 (b) File M420

FIGURE 52 – Range-Doppler maps and clutter spread forecast (red line)

5.3 Space-Doppler aeronautical bistatic clutter

5.3.1 Doppler-$\cos(\alpha)$ clutter spread

Measuring phase shift between receiving antenna gives access to the estimated angle of arrival. This phase shift depends on the α angle as defined on Fig.45 :

$$\cos(\alpha) = \cos(\phi - \phi_R)\cos(\theta), \tag{54}$$

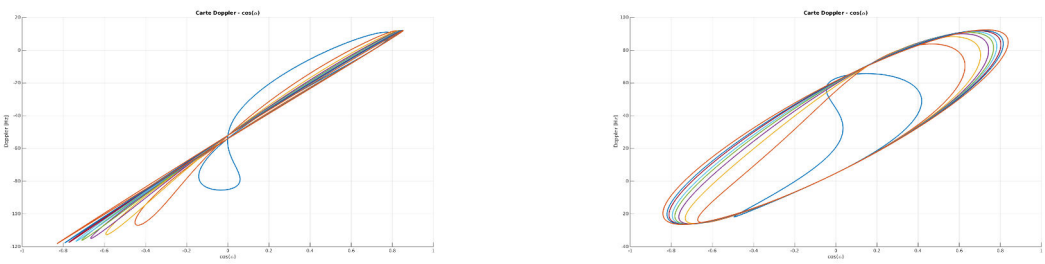
where ϕ_R is the crab angle, ie the angle between speed vector and aircraft heading. Similarly to isodoppler curves, isodirection trajectories are a set of hyperboles, symmetrical about aircraft heading.

If $\phi_R = 0$, then f_D^{aero} and $\cos(\alpha)$ are proportional by a factor of $\frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}$. In that case, the clutter is condensed along a straight line, named clutter ridge, in the Doppler-$\cos(\alpha)$ domain. That has motivated the development of Space-Time Adaptive Processing (STAP) to filter out clutter. However, if $\phi_R \neq 0$, the clutter ridge is no longer a straight line, but is described by Lissajou curves.

Figure Fig.53 provides two examples of Doppler-$\cos(\alpha)$ curves, whose parameters are listed by table Tab.9. Here the two branches of clutter ridge, corresponding to front and back antenna lobes, are displayed. The first example Fig.53a has a null crab angle. The clutter ridge is close to a straight line. To the contrary, the crab angle of the second file reaches almost $30°$ - Fig.53b. As stated, clutter right moves away from a straight line. These two examples point the clutter range dependancy. This property degrades STAP performances [57, 58] even though it exists solutions to take it into account [59, 60, 61].

TABLE 9 – Files V6 and M126 parameters

	File V6	File M126
Transmitter altitude, z_T	1970 m	720 m
Receiver altitude, z_R	1140 m	1200 m
Receiver speed, $\|\vec{v}_R\|$	34.5 m/s	36.2 m/s
Crab angle, ϕ_R	$-1°$	$-28°$
Wavelength, λ	0.526 m	0.612 m



(a) File V06 - $\phi_R = -1°$

(b) File M126 - $\phi_R = -28°$

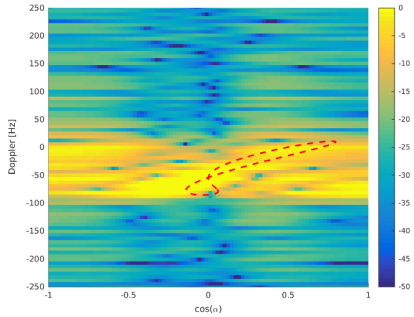
FIGURE 53 – Theoretical *clutter ridge* evolution along with range (range cells 50, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500 and 1000) for two examples

Figures Fig.54 and Fig.55 superimpose clutter ridge forecasts and matched filter outputs for the two previous examples. The low RIVERA angular resolution makes it difficult to accurately distinguish the clutter ridge. However the forecasts seem to fit the measures.

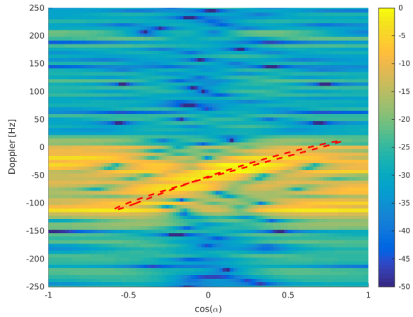
5.3.2 Clutter cartesian projection

In order to ease clutter analysis, we decided to project matched filter output into the acquainted cartesian plane. To improve the cross-range resolution, we have implemented a method similar to Doppler Beam Sharpening (DBS) as presented in [62, 26].

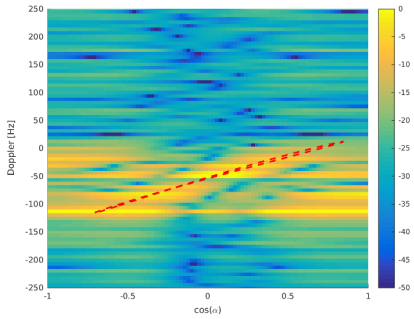
Matched filter output is range and Doppler sampled. Two successive isoranges and two successive isodopplers define a clutter ground cell C, in green on figure Fig.56. The method aims at finding its corresponding coordinates (x_C, y_C). So as to get an analytical expression, we consider that the



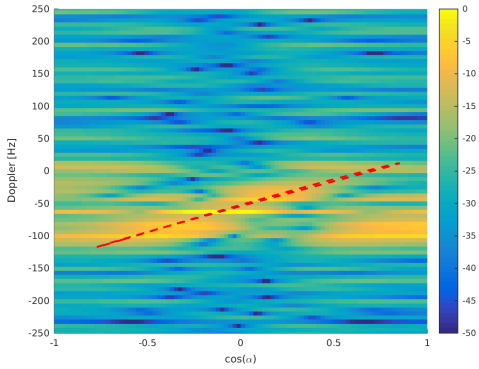
(a) Range cell = 50



(b) Range cell = 150

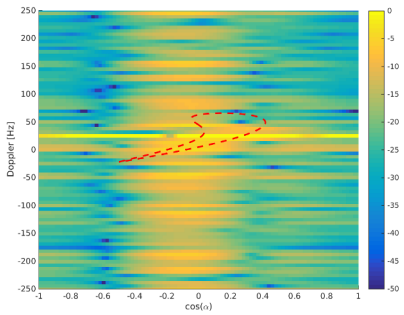


(c) Range cell = 250

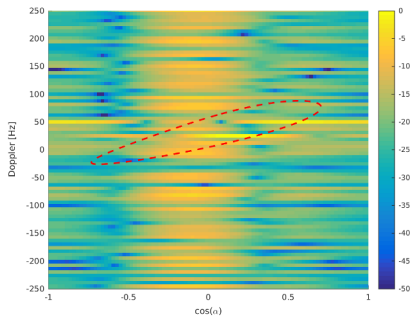


(d) Range cell = 400

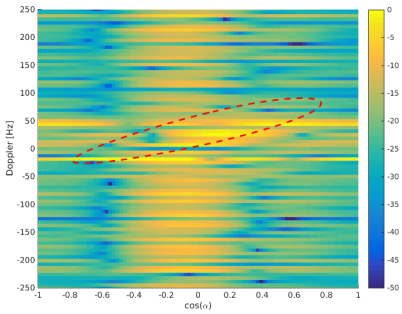
FIGURE 54 – Doppler-$\cos(\alpha)$ curves - theoretical *clutter ridge* (dotted red) - File V06



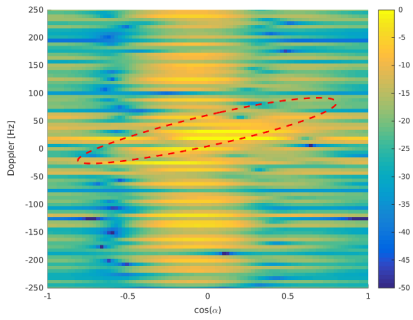
(a) Range cell = 50



(b) Range cell = 150



(c) Range cell = 250



(d) Range cell = 400

FIGURE 55 – Doppler-$\cos(\alpha)$ curves - theoretical *clutter ridge* (dotted red) - File M126

ground cell, the receiver and the transmitter lie in a same horizontal bistatic plane - see figure Fig.57.

Localizing the clutter cell needs two parameters : the monostatic receiver cell range d_C, and the cell direction that can be inferred from Doppler measure f_D^C. Doppler frequencies along the two depicted isodopplers of figure Fig.57 are :

$$\begin{cases} f_D^{(C)} & = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \cos\left(\beta_c + \frac{\delta_C}{2}\right), \\ f_D^{(C)} + \Delta_{Doppler} & = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \cos\left(\beta_c - \frac{\delta_C}{2}\right), \end{cases} \tag{55}$$

where δ_C denotes the beamwidth. Substracting one equation to the other, it comes :

$$\Delta_{Doppler} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \left[\cos\left(\beta_C - \frac{\delta_C}{2}\right) - \cos\left(\beta_C + \frac{\delta_C}{2}\right)\right]. \tag{56}$$

Thus, as $\Delta_{Doppler} = 1/T_{int}$:

$$\frac{1}{T_{int}} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \left[2\sin\left(\beta_C\right)\sin\left(\frac{\delta_C}{2}\right)\right], \tag{57}$$

that can be translated into targeted angular sector :

$$\delta_C = 2\sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\|\vec{v}_R\|\sin\left(\beta_C\right)T_{int}}\right). \tag{58}$$

Away from the antenna normal, it provides an angular resolution of about $5°$, that corresponds to a roughly $100\ \mathrm{m}$ cross-range resolution for a $1\ \mathrm{km}$ far ground cell .

The monostatic range is :

$$d_C = \frac{(d_C^b)^2 + 2Ld_C^b}{2\left(d_C^b + L\left(1 - \cos\left(\beta_{TD} - \beta_C\right)\right)\right)}, \tag{59}$$

where L represents the baseline length and d_C^b the bistatic range. Finally the cartesian coordinates are :

$$\begin{cases} x_C = d_C \sin\left(\beta_{TD} - \beta_C\right), \\ y_C = d_C \cos\left(\beta_{TD} - \beta_C\right). \end{cases} \tag{60}$$

Figure Fig.58 depicts the results that have been projected over a concrete map. Recording parameters are listed in table Tab.10.

These maps highlight particular clutter scatterers. At first, orange pins number (3), (7) et (8) respectively stand for Sainte Baume, Roquevaire and Marseille-Pomègues secondary transmitters. It emphasizes the accurate positionning of this method for known ground points. We can also find other high vertical structures that induce specular reflexion : quarries (figure Fig.59a), and metallic plant (figures Fig.59b and Fig.60a). There exists also more scattered rough reflexions : over relief (figures Fig.59c and Fig.60b), or fields (Fig.60c).

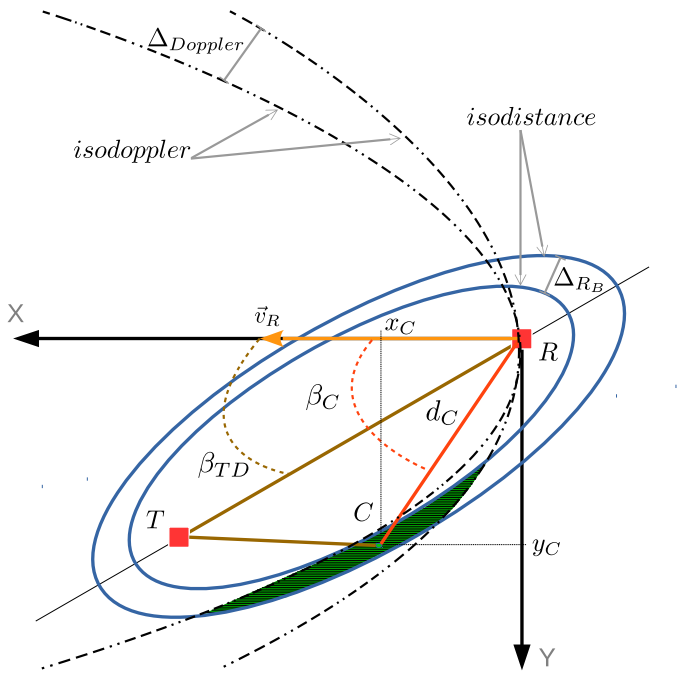


FIGURE 56 – Geometrical notations - Top view

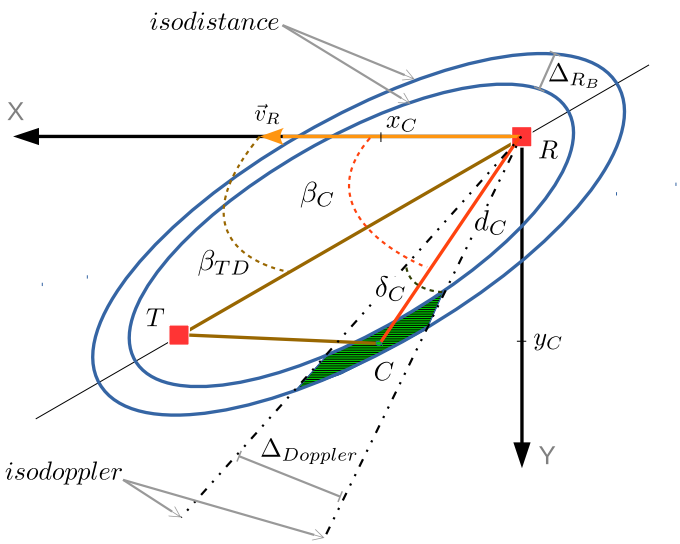
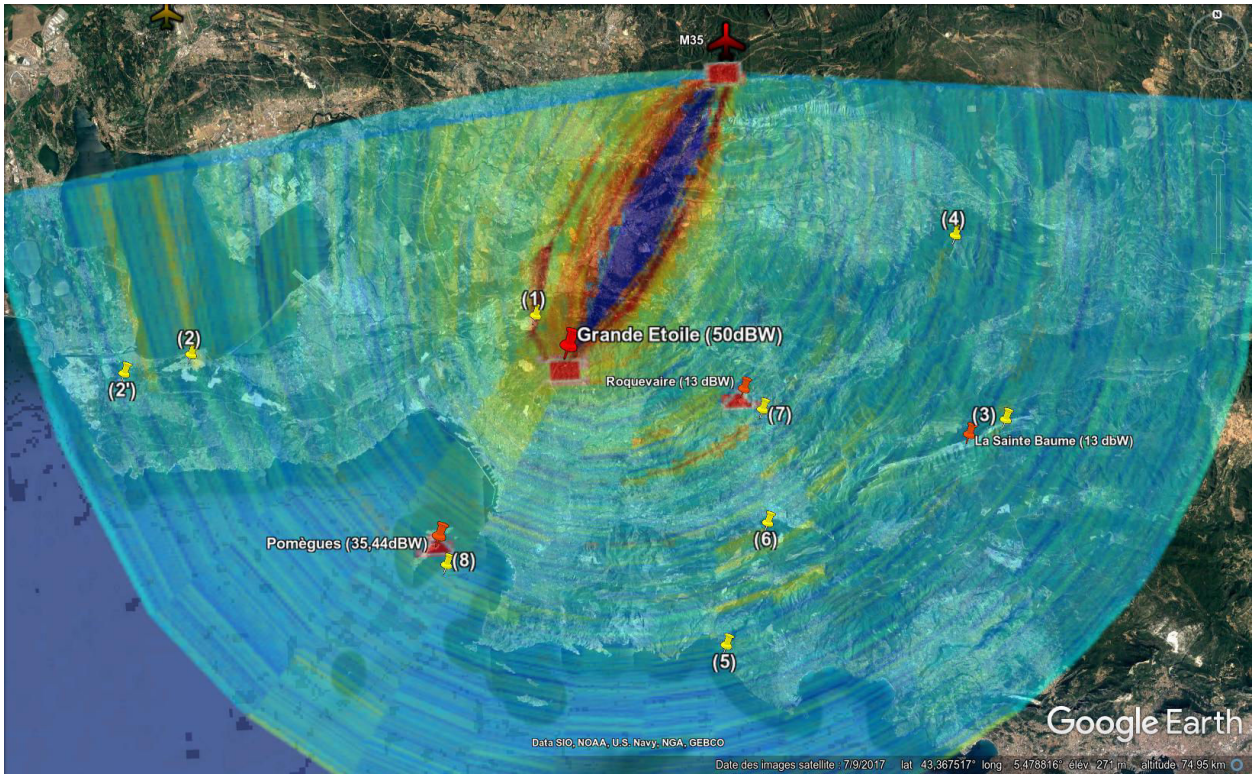


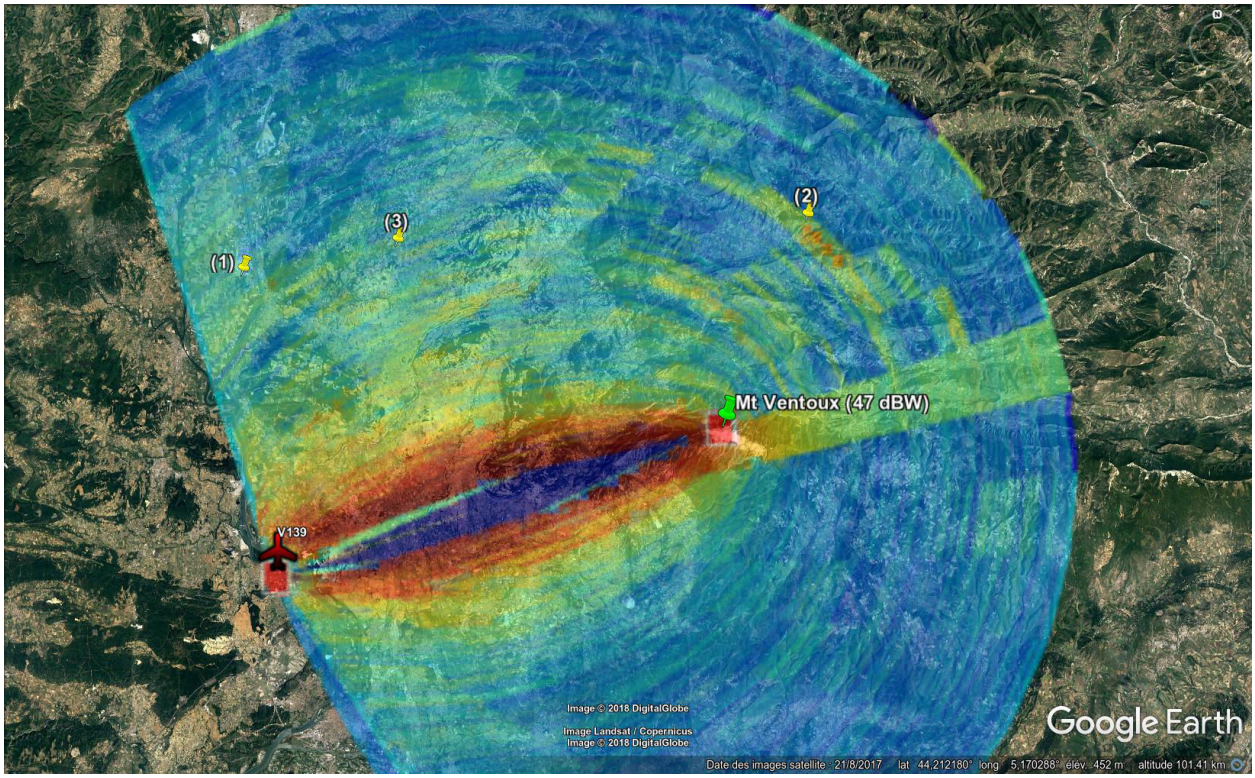
FIGURE 57 – Simplified representation geometrical notations - Top view

TABLE 10 – Files M35 and V139 parameters

	Fichier M35	Fichier V139
Transmitter altitude, z_T	720 m	1969 m
Receiver altitude, z_R	1144 m	1333 m
Receiver speed, $\|\vec{v}_R\|$	36 m/s	39 m/s
Crab angle, ϕ_R	1°	−17°
Direct path length	23.6 km	43.7 km
Wavelength, λ	0.612 m	0.526 m



(a) File M35



(b) File V139

FIGURE 58 – Superimposition of clutter cartesian projection over a map (©*Google Earth*)

(a) (1) - Cement plant

(b) (2) - Refinery

(c) (4) - Relief

(d) (5) - Cliff

FIGURE 59 – File M35 - Noticeable reflexions (©*Google Earth* data)

(a) (1) - Power plant

(b) (2) - Relief

(c) (3) - Fields

FIGURE 60 – File V139 - Noticeable reflexions (©*Google Earth* data)

6 Heading toward detection

6.1 Introduction

This last section aims at quantifying the detection ability of our airborne passive radar. We opted for the rejection method as detailled in [10], which leads to filter coefficients :

$$\mathbf{g}_{LS} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} \right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H \mathbf{z}. \tag{61}$$

Several reference signals may be chosen. The focalised signal may be beamformed towards the main eigenvalue eigenvector. It is the standard reference used in passive radar, especially because it is the only available solution for analogical modulation. As it may contain multipath, it may be composite. To the contrary, the decoded signal comes from the remodulation of the decoded transmitted signal. Decoding quality straight impacts the reference quality. Besides it does not mimic the transmitter behaviour.

6.2 Detection complexity

6.2.1 Limiting detection interferences

We have listed four interferences that limit the system capacity to detect target. First of all is the direct path, and second the clutter. The transmitter constitutes also a noise source, as it transmits the noise generated by its transmitting chain. Finally the reference imperfections take part in restraining processing performances. Figure Fig.61 updates scheme Fig.4. These four interferences have different characteristics in the range-Doppler-angle subspace. Figure Fig.62 sums up their respective spread along the three axis.

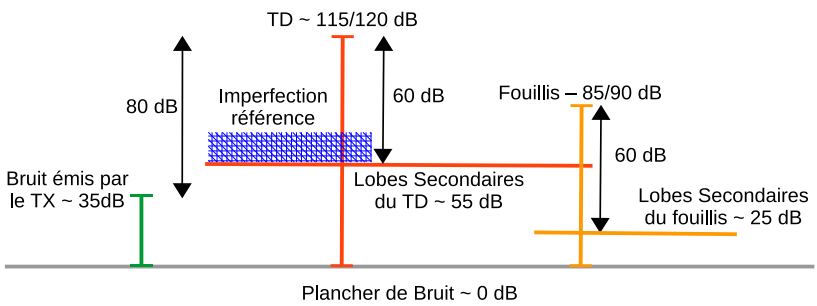


FIGURE 61 – Relative SNR of interfering contributions

6.2.2 Clutter amount to be rejected

The rejection algorithm imposes to precise the range and Doppler cells where to cancel clutter. The rejection mask contains as many delayed and Doppler shifted copies of the reference signal as selected range-Doppler cells. Yet, the previous section points out the large bistatic aeronautical passive clutter spread. First it extends beyond $50\ \mathrm{km}$, that is to say about $K_\tau = 1500$ range bins. It is roughly $100\ \mathrm{Hz}$ to $150\ \mathrm{Hz}$ wide. Considering the Doppler resolution of about $6\ \mathrm{Hz}$, it means that $K_D \simeq 20$ Doppler bins have to be taken into account. Moreover, as recommanded by [27], the Doppler must be oversampled by at least a factor of 3, to improve algorithm efficiency. It results in $K_\tau \times (K_D \times 3) = 90000$ cells.

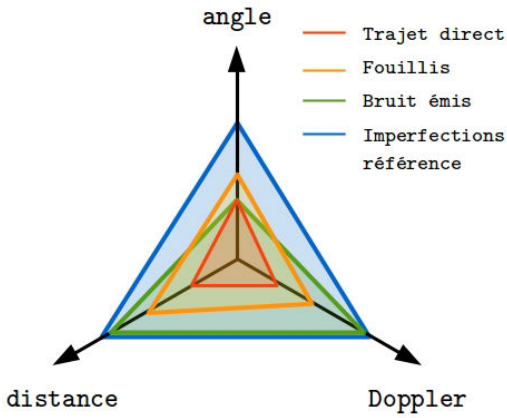


FIGURE 62 – Interferences spread in the range-Doppler-angle space

As the reference signal is $160\ \mathrm{ms}$ long, it represents more than $8\ \mathrm{To}$ memory. We conclude that the standard method [10] is not able to cancel all the whole clutter.

6.2.3 DVB-T structure and SFN network

DVB-T range-Doppler autocorrelation highlights deterministic correlation peaks due to periodic pilot symbol grid. In case of a DVB-T airborne platform flying over a SFN network, the receiver may be in line-of-sight of several transmitters on the same frequency. Consider for instance, a second path characterized by an attenuation α_{TX2}, a delay τ_{TX2} and a Doppler shift $f_{D_{TX2}}$. Ignoring all other multipaths or noise, the received signal may be written :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{s}_{ref}(t) + \alpha_{TX2}\mathbf{s}_{ref}(t - \tau_{TX2})e^{j2\pi f_{D_{TX2}}t}. \tag{62}$$

Thanks to linearity of integral, we can inferred the matched filter output :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{y}, \mathbf{s}_{ref}) = \chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{s}_{ref}, \mathbf{s}_{ref}) + \alpha_{TX2}\chi_{(\tau-\tau_{TX2},\nu-f_{D_{TX2}})}(\mathbf{s}_{ref}, \mathbf{s}_{ref}). \tag{63}$$

It reveals that the intercorrelation of the secondary path and the reference signal also induces correlation peaks. But these are α_{TX2} attenuated, and translated in delay and Doppler according to τ_{TX2} and $f_{D_{TX2}}$. Figure Fig.63 depicts this situation. Parameter values are based on the experimented case related by Fig.64.

Besides the receiver mobility involves that the secondary transmitter bistatic range and Doppler vary along time. Consequently the correlation peaks migrate in the range-Doppler map from one recording to the other. They mimic potential targets. It becomes more difficult to distinguish it from true targets. Figures Fig.64a, Fig.64b and Fig.64c show such a fake target. Cancelling the transmitter generating these ghosts enables to cancel them as well - see Fig.64d. But it is also possible to distinguish such a ghost from a true target by examining its parameters evolution - see Tab.11. The estimated range variation does not match the measured speed, inferred from Doppler shift.

Even if it exists means to put this kind of fake target aside, target detection must be cautiously verified.

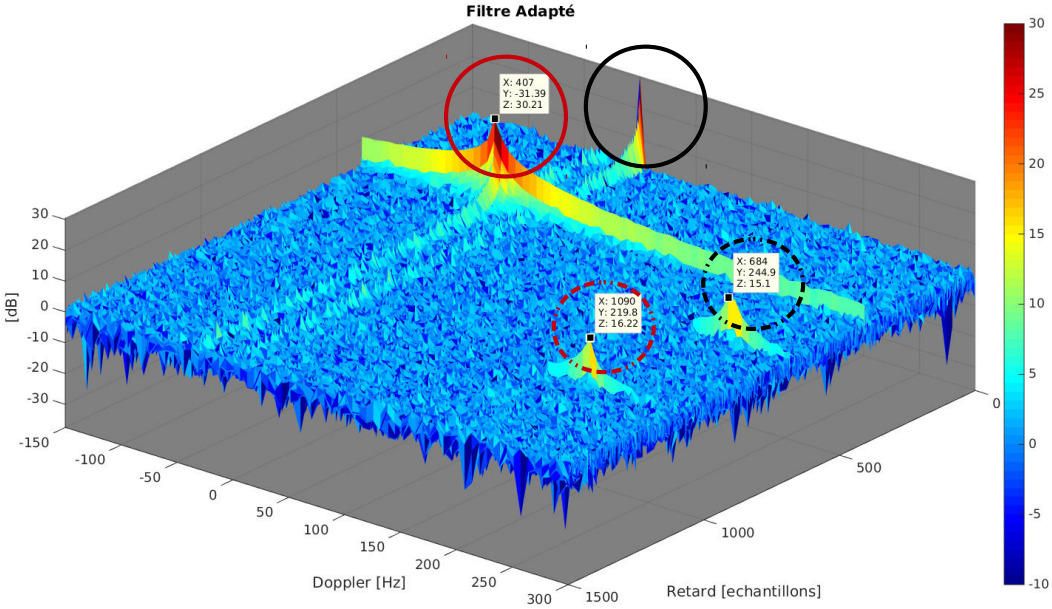
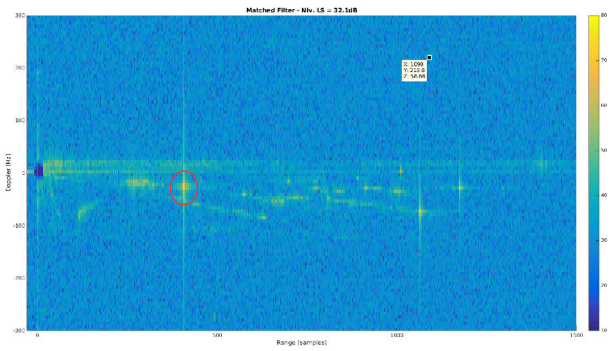
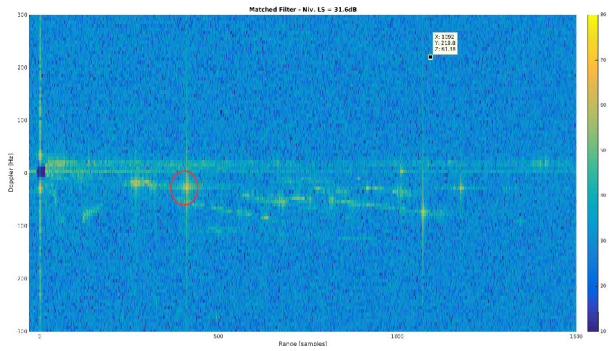


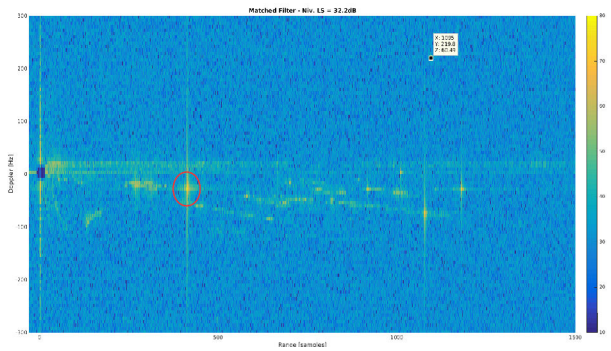
FIGURE 63 – SFN environment DVB-T intercorrelation - main path (black circles) and secondary path (red circles) - $\alpha_{TX2} = 1$, $\tau_{TX2} = 407$ range cell and $f_{D_{TX2}} = -31$ Hz



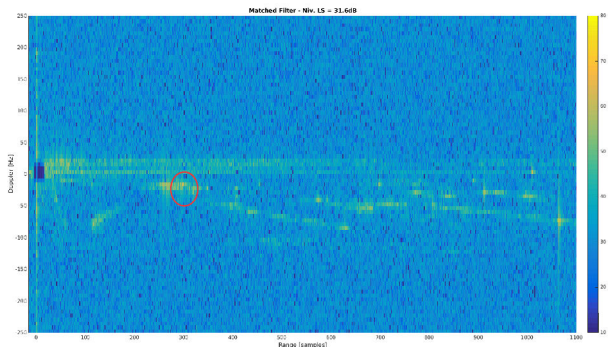
(a) File 190M - Fake target parameter : $\tau_{TG} = 1090$ cell, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(b) File 192M - Fake target parameter : $\tau_{TG} = 1092$ cell, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(c) File 194M - Fake target parameter : $\tau_{TG} = 1095$ cell, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(d) File 190M - Secondary path rejected

FIGURE 64 – Fake target range-Doppler migrations

TABLE 11 – Fake target behaviour

	190M	**192M**	**194M**
Measured Doppler shift $[Hz]$	219	219	219
Travelled range cell δ_{cd}		2	2
In between file duration δ_{tf} $[s]$		5	6
Estimated speed $V_C = \frac{\delta_{cd}}{\delta_{tf}}$ $[m.s^{-1}]$		12.8	10.7
Estimated Doppler shift, $f_D = \frac{V_C}{\lambda}$ $[Hz]$		25	21

6.3 Reference signal consequences

6.3.1 Matched filter and direct path rejection

Matched filter outputs, without any rejection, show similar results with either the focalised reference or the decoded one. Measured SNR, as listed in table Tab.12, corroborates those of figure Fig.61. Consequently the first interference to face is direct path.

TABLE 12 – Measured SNR at matched filter output for both reference signals

	File M190		File V357	
	Focalised signal	**Decoded signal**	**Focalised signal**	**Decoded signal**
SNR_{TD} [dB]	112.4	109.4	117.9	116.9
SNR_{LS} [dB]	48.8	48.8	54.9	54.2

Cancellation is applied on $K_\tau \times K_D = 60 \times 18$ range and Doppler bins, which correspond to about $2000\ \mathrm{m}$ and $110\ \mathrm{Hz}$ - see results in table Tab.13. For both reference signals, we first notice a very low direct path residual ($100\ \mathrm{dB}$ lower than before rejection). It attests the relevancy of the selected rejection method. Therefore the remaining sidelobes are no longer generated by the direct path.

In case of decoded reference, the sidelobes remain powerful, up to $35\ \mathrm{dB}$. It corresponds to the assumed transmitted noise level. The focalised reference leads to $25\ \mathrm{dB}$ sidelobes. It coincides with the clutter sidelobes SNR. It confirms that clutter keeps a significant level although the rejection mask covers almost $2\ \mathrm{km}$.

TABLE 13 – Measured SNR at matched filter output after direct path cancellation for both reference signals

	File M190		File V357	
	Focalised signal	**Decoded signal**	**Focalised signal**	**Decoded signal**
SNR_{TD} [dB]	6.5	16.9	16.8	0
SNR_{LS} [dB]	25.5	32	28	35.7

6.3.2 Reference signal and space filtering

Previous section points out the fact that focalised reference based rejection produces better results for it succeeds in facing the transmitted noise. This section explains this difference.

Let us recall that the focalised reference is steered along the eigenvector related to the main eigenvalue of the received signal covariance matrix : $s_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}$. The vector is assumed to correspond to direct path direction. As rejection according to [10] consists in an orthogonal projection against the reference signal, it equates to an orthogonal projection against the direct path direction.

Theoretical approach The received signal $\mathbf{y}$ on the N_{ch} channels is modelled as follow :

$$\mathbf{y} = \mathbf{a}(\theta_{TD})s + \alpha_{TG}\mathbf{y}_{TG} + \mathbf{u}_{AU}, \tag{64}$$

where s is the transmitted signal and the direct path attenuation is normalised to 1. α_{TG} corresponds to the target attenuation and $\mathbf{y}_{TG}$ the received target signal. Finally $\mathbf{u}_{AU}$ is an additive noise.

Assuming that the direct path is preponderent over all other multipaths, in the current case :

$$\mathbf{s}_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})s. \tag{65}$$

In accordance to (11), the rejection ouput signal on the ith channel is expressed :

$$\mathbf{y}_{rej}^{(i)}(n) = \mathbf{y}^{(i)}(n) - \sum_{k=1}^{K}\mathbf{g}^{(i)}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k). \tag{66}$$

So the least square solution is :

$$\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^{H}S_{ref}^{(\tau,D)}\right)^{-1}(S_{ref}^{(\tau,D)})^{H}\mathbf{y}^{(i)}. \tag{67}$$

Consider at first a particular case, where rejection occurs only on the null delay - null Doppler cell. It comes :

$$\begin{aligned}(S_{ref}^{(\tau,D)})^{H}S_{ref}^{(\tau,D)} &= (\mathbf{s}_{ref})^{H}\,\mathbf{s}_{ref}, && (68)\\ &= \left(\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})\right)^{H}\left(\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})\right)s^{H}s, && (69)\\ &= ||\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})||^{2}, && (70)\end{aligned}$$

As $\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})$ is scalar, and by assuming that the mean power signal is 1, we can infer that :

$$\left((\mathbf{s}_{ref})^{H}\,\mathbf{s}_{ref}\right)^{-1}(\mathbf{s}_{ref})^{H} = \frac{1}{\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}s^{H}. \tag{71}$$

So rejection coefficients on the ith channel are :

$$\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \frac{1}{\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}s^{H} \times U_i^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})s, \tag{72}$$

where $U_i = [0,\ldots,0,1,0,\ldots,0]^{T}$ is a matrix operator that selects the ith matrix line, here the ith channel output. So $\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \frac{U_i^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}$, and that implies :

$$\mathbf{g}_{LS} = \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}. \tag{73}$$

So the rejected signal over all channels can be written as :

$$\mathbf{y}_{rej}(n) = \left(I - \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})\mathbf{a}_{FOC}^{H}}{\mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})}\right)\mathbf{y}(n). \tag{74}$$

This particular case can be generalized for any rejection mask. Referring to the model of (65), the rejection mask can be decomposed into :

$$S_{ref}^{(\tau,D)} = \mathbf{a}_{FOC}^{H}\mathbf{a}(\theta_{TD})S^{(\tau,D)}, \tag{75}$$

where $S^{(\tau,D)}$ is the matrix whose columns are delayed and Doppler shifted copies of the transmitted

signal. Equation (69) becomes :

$$(S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} = \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right)^H \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right) \left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)}. \tag{76}$$

We point out that the matrix $\left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)}$ corresponds to an intercorrelation product of transmitted signal copies. Yet it has been stated that OFDM signals such as DVB-T may be modelled by white noise. In other words, only the copies that have the same delay and Doppler offsets, induce non null intercorrelation. Therefore $\left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)} = I_{K_\tau \times K_D}$. And as a consequence, the proof remains true for any rejection mask.

We notice that in any case :

$$\left(I - \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})\mathbf{a}_{FOC}^H}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}\right) \mathbf{a}(\theta_{TD}) = 0. \tag{77}$$

So, to sum up, least square focalised reference based rejection incorporates a space filter, that filters out all multipaths coming from the direction θ_{TD}.

Experimental validation First, table Tab.14 compares rejection output SNR with a focalised reference signal preceded or not by space filtering. We remark that space filtering has almost no impact on the sidelobes SNR. So space filtering seems inefficient against clutter. It also confirms that it is already included into the rejection process.

Table Tab.15 compares then the sidelobes SNR at the output of rejection with or without space pre-filtering for both reference types. It reveals that space filtering allows to reach similar sidelobes SNR with the two references. The transmitted noise is characterized by its angle of arrival that equates to the direct path angle. The orthogonal projection against $\mathbf{a}_{FOC}$ must participate to mitigate it. The remaining sidelobes correspond to those of clutter.

TABLE 14 – Space filter impact on sidelobes SNR - Focalised signal

	190M		**357V**		**375V**		**198M**		**220M**	
	Without	With	Without	With	Without	With	Without	With	Without	With
SNR_{LS} [dB]	25.8	25.3	28.2	27.6	26.7	26.3	26.4	25.9	29.5	29.1

TABLE 15 – Space filter impact on sidelobes SNR according to the reference signal type

	220M				**198M**			
	Decoded signal		**Focalised signal**		**Decoded signal**		**Focalised signal**	
	Without	With	Without	With	Without	With	Without	With
SNR_{LS} [dB]	39	28.4	29.5	29.1	36.4	26.1	26.4	25.9

Space filtering with RIVERA Two space filters are compared : the first one orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$, the second one orthogonal to the theoretical transmitter direction $\mathbf{a}(\theta_{TD})$.

Figures Fig.65 and Fig.66 depict the space response of these two filters (respectively in red and in blue). The dotted line indicates the -3 dB boundary. As assumed, we first notice that the transmitter direction matches the vector $\mathbf{a}_{FOC}$. But it also reveals that a wide angular area is affected by the space filter, more than $120°$ undergo at least a 3 dB attenuation on figure Fig.66. Finally, it highlights that, for large direct path angle of arrival ($|\theta_{TD}| > 45°$), antenna array lobes appear.

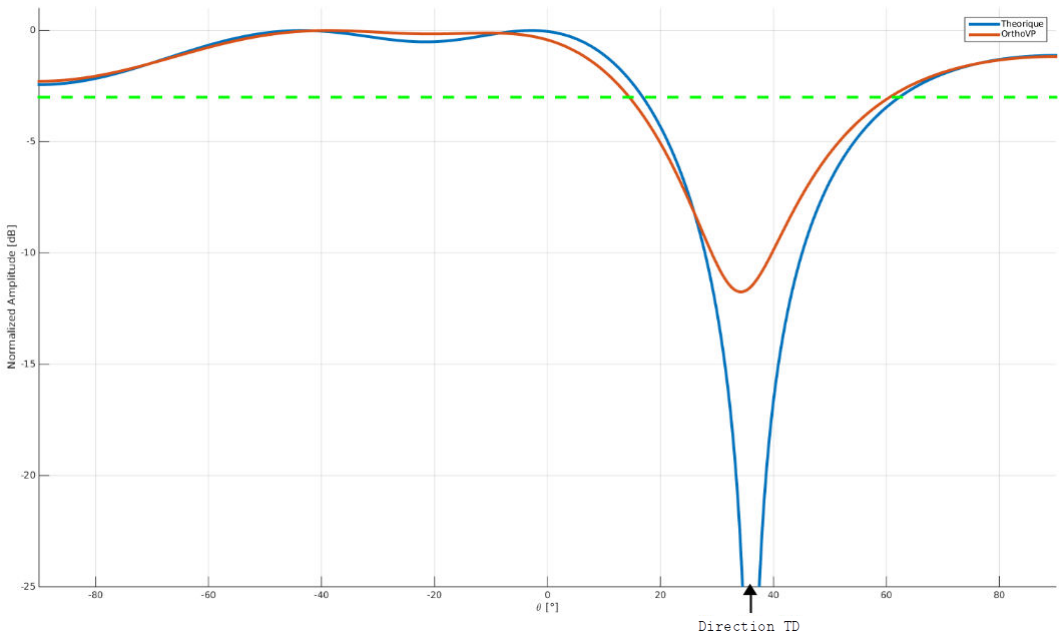


FIGURE 65 – Space filter responses orthogonal to the transmistter direction $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ and the $\mathbf{a}_{FOC}$ vector - File M55

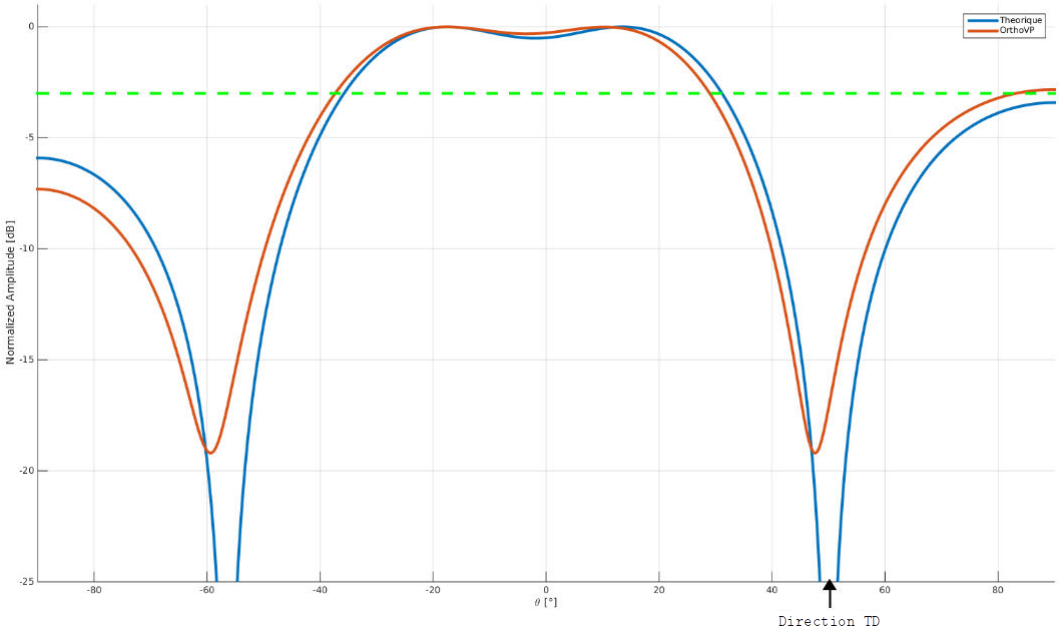


FIGURE 66 – Space filter responses orthogonal to the transmistter direction $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ and the $\mathbf{a}_{FOC}$ vector - File M190

Table Tab.16 summarizes results on experimental data. Space filtering provides similar sidelobes SNR regardless of the processing combinations. However the orthognal projection against $\mathbf{a}_{FOC}$ performs better than the maybe too ideal direct path Angle-Of-Arrival (AOA) $\mathbf{a}(\theta_{TD})$.

Moreover, it is possible to estimate the space impact on the cooperative target according to its known position. Table Tab.16 shows, that it can undergo losses from null up to higher than $5\ \mathrm{dB}$.

TABLE 16 – Space filter impact on sidelobes SNR depending on the reference signal and the space filter - File 192M

	Decoded signal			**Focalised signal**
	Without space filter	Space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$	Space filter orthogonal to $\mathbf{a}(\theta_{TD})$	Without space filter
SNR_{LS} [dB]	31.5	27.3	28.1	27.1

TABLE 17 – Space filter impact on the cooperative target

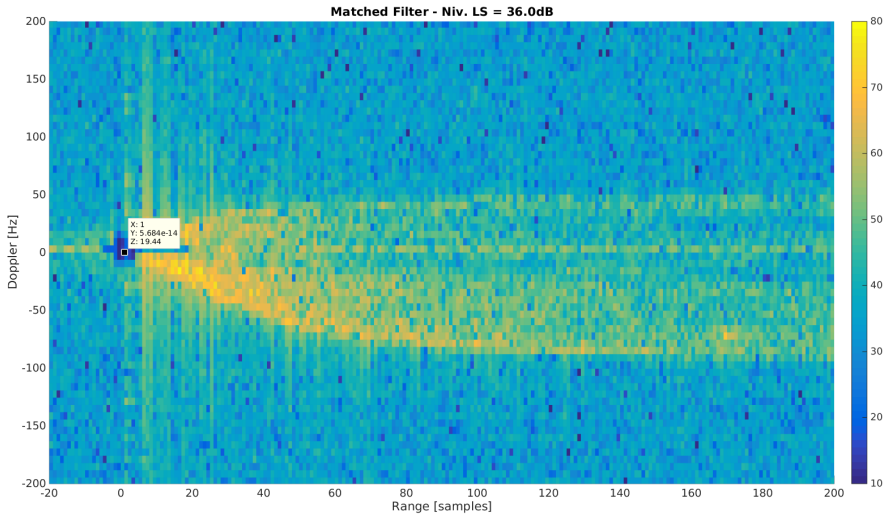
	File 190M	**File 55M**	**File 100V**
Direct path AOA	$50°$	$36°$	$48°$
Target AOA	$-18.6°$	$-20°$	$31°$
Attenuation in the target direction [dB]	0	-0.15	-5.4

6.3.3 Decoding quality impact on direct path rejection

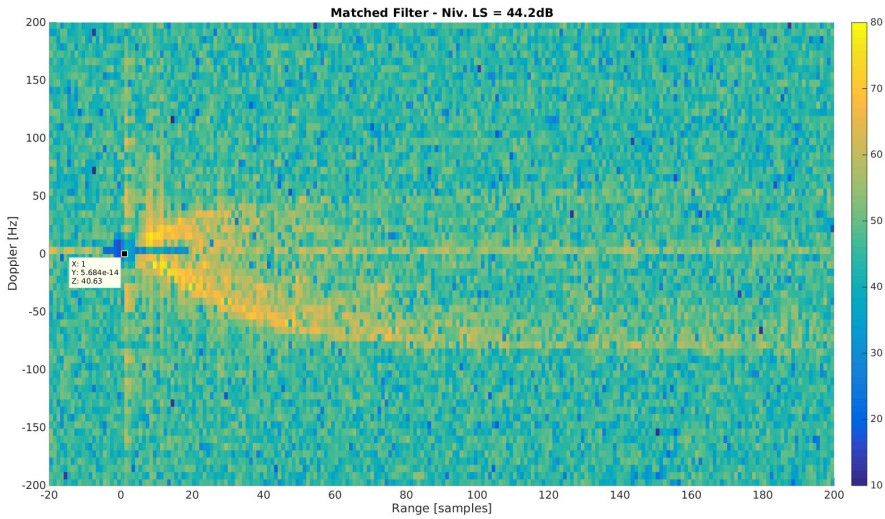
This section examines the reference quality impact on direct path rejection. The decoding quality is measured by MER criterion (the higher, the better) - see figures Fig.67. Table Tab.18 lists the measured values. It confirms that rejection is all the more efficient that the MER criterion is large. The decoding quality determines the noise power of the reference imperfections. It is however complex to analytically quantify it in general cases.

TABLE 18 – Sidelobes SNR comparison after direct path cancelaltion for *WELL* and *BADLY* decoded signals

	File V357	**File V488**	**File M104**	**File M339**
	MER = 26.6 dB	MER = 18.7 dB	MER = 26.6 dB	MER = 17 dB
SNR_{LS} [dB]	36	44.2	28.8	44.6



(a) File V357 - MER = 26.6 dB - SNR_{LS} = 36 dB



(b) File V488 - MER = 18.7 dB - SNR_{LS} = 44.2 dB

FIGURE 67 – Range-Doppler matched filter output after direct path cancellation for *WELL* and *BADLY* decoded signals

6.4 Block rejection method

Last results emphasize the rejection limit that clutter represents. This section analyses another way to implement the [10] algorithm to face it.

6.4.1 Principle

The authors of [11] propose to implement a batch version of the rejection method of [10]. The received signal is sliced into small blocks $\mathbf{z}_i$, for $i = 1, \ldots, n_{bloc}$ where n_{bloc} denotes the number of blocks. Rejection is then proceeded on every blocks. So it implies to apply different $\mathbf{g}_{LS,i}$ filter coefficients. The rejected signal $\mathbf{z}_{rej}$ is rebuild by concatenating all rejected blocks : $\mathbf{z}_{rej} = [\mathbf{z}_{rej,1}, \ldots, \mathbf{z}_{rej,n_{bloc}}]$. Initially introduced to reduce computation load, the authors of [11] notice that rejecting over a smaller period allows the algorithm to better take into account the environment fluc-

tuations.

Besides, as the Doppler resolution is $\Delta_{Doppler} = \frac{1}{T_{int}}$, rejection over small blocks cancel a wider Doppler spectrum. In our case, it reduces the rejection mask $S_{ref}^{(\tau,D)}$ size, so that further range cell can be rejected.

6.4.2 Number of blocks impact

Here, the decoded reference is used. Rejection is preceeded by a space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$. Table Tab.19 compares the results for different block sizes, from 8 to 32 OFDM symbols per block. Resulting sidelobes SNR are very similar. In this example, it reaches $21\ \mathrm{dB}$, so $5\ \mathrm{dB}$ lower than with the standard rejection. Sidelobes lie under clutter sidelobes. It assesses the ability of this method to face it.

TABLE 19 – Sidelobes SNR according to the number of OFDM symbols per block – Decoded reference - File M190

Range cell number	1100				
Symbols / block	32	20	16	10	8
Block duration, T'_{int}	$32.3\ \mathrm{ms}$	$20.2\ \mathrm{ms}$	$16.1\ \mathrm{ms}$	$10.1\ \mathrm{ms}$	$8.1\ \mathrm{ms}$
Doppler resolution, $\Delta_{Doppler}$	$31\ \mathrm{Hz}$	$49\ \mathrm{Hz}$	$62\ \mathrm{Hz}$	$99\ \mathrm{Hz}$	$124\ \mathrm{Hz}$
Doppler cell number	3	2	2	2	1
SNR_{LS} **[dB]**	21.1	21	21	20.9	21

6.4.3 Number of range cell impact

As the block method allows to cancel far range cells, table Tab.20 lists the results according to the number of rejected range cells. We notice that, as range increases, sidelobes SNR decreases. Nevertheless it reveals that main significant clutter lies between 500 to 1000 range cells.

TABLE 20 – Sidelobes SNR according to the number of rejected range cells – 16 symbols per block, 2 Doppler rejected cells – Decoded reference - File M190

Number of rejected range cells	50	100	500	1100	1500	2000	2800
Approximate range km	1.6	3.2	16	35	48	64	90
SNR_{LS} **[dB] - Decoded signal**	25.9	25.8	22.7	21.1	20.2	20	19.85

6.4.4 Sliding method

As explained in article [63], block processing introduces artefact due to the filter coefficients $\mathbf{g}_{LS,i}$ discontinuities. These artefacts present a Doppler period inverse to the block duration T'_{int}. Figure Fig.68 illustrates such a phenomenon, with peaks at $46.5\ \mathrm{Hz}$, $170.5\ \mathrm{Hz}$ and $294.5\ \mathrm{Hz}$. Between two peaks, there is exactly $1/T'_{int} = 124\ \mathrm{Hz}$.

Moreover the article [63] points out, that, in the one hand, short blocks must be preferred to permit rapid update of filter coefficients but that, in the other hand, it needs enough data to accurately esti-

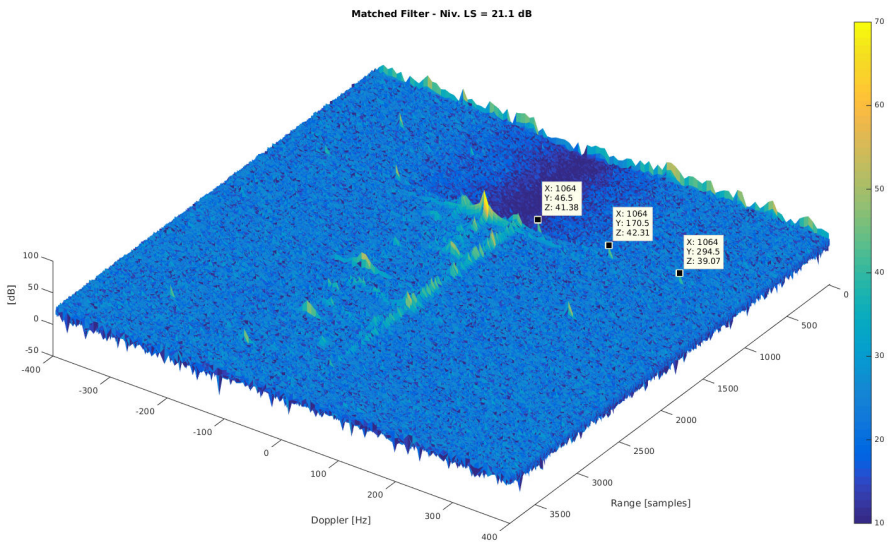


FIGURE 68 – Block processing artefacts highlight - Block rejection with decoded reference - 8 symbols per block - File M190

mate the coefficients, that is to say long blocks. That is why they have introduced a sliding method. Successive blocks overlap one another. It smoothes coefficients, and mitigates artefacts. The coefficient update duration (central part of the block) is decorrelated from needed coefficient estimation duration (whole block).

This solution provides a supplementary $4\ \mathrm{dB}$ sidelobe SNR decrease - see table Tab.21. As for [64], these results confirm the ability of the method to properly update the rejection coefficients in accordance with environment fluctuations.

TABLE 21 – SNR sidelobes after sliding block rejection with focalised reference, and after space filter and sliding block rejection with decoded reference - File 190M - 32 symbols per block, rejection over 18 symbols and overlap over 7 symbols

	Decoded signal	**Focalised signal**
SNR_{LS} [dB]	17.2	17.5

6.4.5 Target incrustation

So as to compare rejection method performance, we have simulated a customizable (delay, Doppler, angle-of-arrival and SNR) target. A minimum SNR of $45\ \mathrm{dB}$ has been set so as to ensure a Signal-to-Interference and Noise Ratio (SINR) larger than $15\ \mathrm{dB}$. Simulations are based on file M190.

Target behaviour according to its Doppler First simulations make the Doppler shift vary. The simulated target migrates along an isorange ellipsis from the outside to the inside clutter Doppler spectrum. The target angle-of-arrival has been chosen in order no to suffer from direct path nor from space filtering. In the current case, the clutter Doppler spectrum is spread from $-100\ \mathrm{Hz}$ to $+25\ \mathrm{Hz}$. The histograms Fig.69 compare non sliding and sliding block rejection SINR.

As long as the target remains outside the clutter band, SINR remains high for both algorithm. However sliding mode performs much better close to the clutter band. The sliding method, that is

able to adaptively catch the environment fluctuations, may be less efficient in cancelling the simulated target that is ideally stationnary. Once the target gets into the clutter, detection can no longer be confirmed because of a too low SINR.

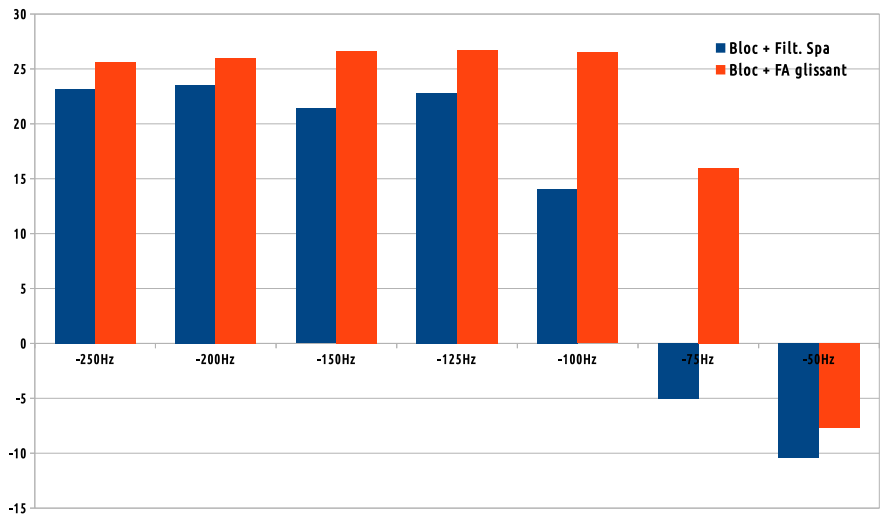


FIGURE 69 – Simulated target SINR in accordance to Doppler after space filter and sliding block rejection with decoded reference signal - $\theta_{TG} = -20°$ and $\tau_{TG} = 200$ range cells

Target behaviour according to its direction In that simulation series, target delay and Doppler remains constant. Only its AOA evolves from $-60°$ to $+60°$, whereas the direct path comes from $+50°$. It compares 8 rejection algorithms :

— standard rejection [10] with decoded (Rej std) and focalised reference (Rej Std Foc) ;
— space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$ then standard rejection with decoded reference (Rej Std + Fil Spa) ;
— block rejection with decoded (Rej Bloc) and with focalised reference (Rej Bloc Foc) ;
— space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$ then block rejection with decoded reference (Rej Bloc + Fil Spa) ;
— space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$ then sliding block with decoded reference (Rej Bloc Glissant + Fil Spa) ;
— sliding block rejection with focalised reference (Rej Bloc Foc Glissant).

Besides, figure Fig.70 depicts space filter response at simulated target AOAs.

The results of figure Fig.71 confirm that methods without any space filter show performances unrelated to target AOA. But they reach lower results than those with space filter for these are able to face transmitted noise. However space filter impairs the target itself when its direction approaches the direct path direction, or when it falls into an antenna array lobe ($\theta_{TG} = -60°$ for instance).

Sliding block methods have less impact on the target whatever its AOA, than standard block rejection. It implies higher SINR. Finally we notice that the decoded reference performs about $2\ \mathrm{dB}$ better.

6.4.6 What about the cooperative target

By taking into account the integration gain, receiver noise, cooperative target estimated RCS and free space loss, it is possible to evaluate the target SNR. Depending on the recording parameters, it

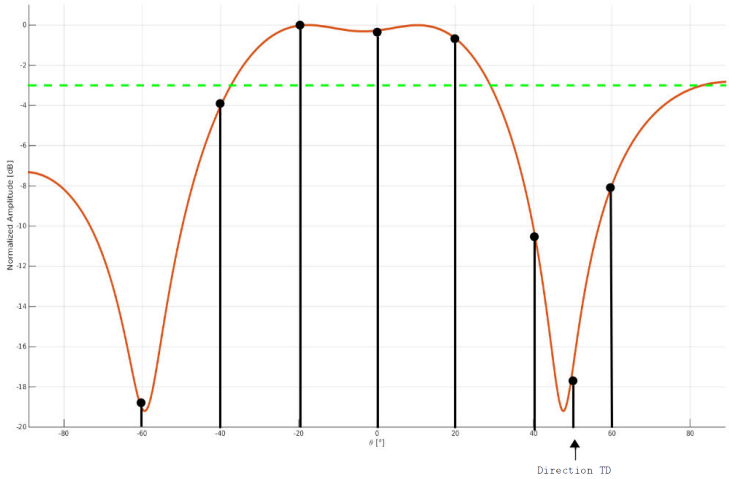


FIGURE 70 – Space filter orthogonal to $\mathbf{a}_{FOC}$ response - Black stems indicate simulated target AOAs - fichier M190

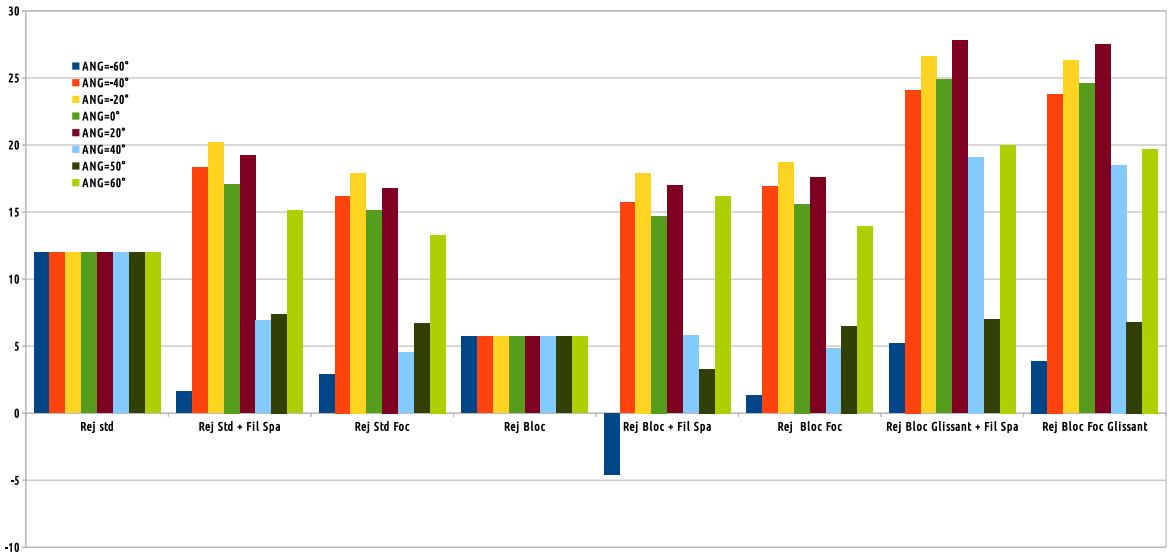


FIGURE 71 – Simulated target SINR in accordance to target AOA for several rejection combinations

comes :

$$5 \leq SNR_{CibleCoop} \leq 25. \tag{78}$$

That means that even the most advantageous SINR may reach up to only $8\ \mathrm{dB}$. We can infer, it is really difficult to detect the cooperative target.

7 Conclusion

A passive airborne radar consists in a receiving system only. It has therefore small size and low weight. Furthermore it has low energy consumption. So it makes a good candidate to be embedded. Its bistatic nature, especially in UHF band, provides advantage to face stealth system. Once airborne, it benefits from an obstacle free field of view. As it uses non cooperative transmitters dedicated to civilian services, it can offer an improved coverage for low flying targets.

However the airborne environment induces detrimental effects, and deteriorates the received signal. The receiver mobility introduces Doppler shifts. Each multipath suffers from a different frequency

shift depending on their angle-of-arrival. As a consequence, OFDM subcarriers orthogonality is no longer strictly ensured. Nevertheless we notice this effect can be neglected in our case. Besides, aeronautical channel involves a large number of multipaths, in particular due to ground tilted transmitters. It may introduce large fadings in the channel frequency response.

Consequently the reference signal reconstruction is made very complex. The method we propose, is decomposed into several steps. First it benefits from antenna diversity to face channel multipath induced fluctuations. Then it models the aeronautical channel time variations thanks to BEM. We have adjusted our model to intersymbol variations, contrary to the standard intrasymbol BEM use. Finally we have proved the necessity to take into account the DVB-T structure speficities to refine our solution.

This environment has also an heavy impact on detection performances. Ground clutter is widely spread in range and in Doppler. Its distinctive shape has been explained, and can now be forecast. In particular, the Doppler spread depends on the range. This has also been noticed through the clutter ridge shape. Finally the clutter analysis leads to its cartesian projection. This step highlights the secondary transmitters in the near-SFN environment, but also the accurate range resolution when finding some specific ground targets such as power plant.

The last part of our work focused on assessing the system detection capacity. The direct path stands for the most powerful interference. It may mask targets, and therefore needs to be cancelled. The transmitter also generates noise, named transmitted noise. It comes from the same direction as the direct path, and affects all range and Doppler cells. Space filter has proved its ability to reject it. But the airborne passive radar has to face clutter too. Its very wide spread makes standard rejection method unefficient. As a consequence, rejection has been implemented over small blocks of OFDM symbols. It reduces the computation load, and permits rapid rejection filter updates. A sliding release has been tested so as to smooth the filter coefficient estimation and avoid some unintended artefacts. Simulations have confirmed the algorithm ability to cancel large amount of clutter. Finally the last interference to face is the poor reference quality. We succeed in pointing out the impact of decoding errors. Yet it is complex to analytically quantify the difference impact between the focalised and the decoded reference.

A confirmed detected target is missing to this experimental work. It may be explained by the little number of low flying aircrafts during experiments, and their low size (so low RCS) such as the cooperative targets. To deepen the detection capacity of the system, an other flight test with a much larger cooperative target would provide useful informative detection and non detection cases. Moreover it could be interesting to wonder how it could be possible to integrate more antennas to improve beamforming and space filtering. Last, we now know there is enough signal to fly maybe higher in order to restrict clutter impact. This could be considered for a next flight experiment.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Motivation

La littérature actuelle portant sur les systèmes radar consacre un nombre important d'études ayant trait à la détection radar passive, c'est-à-dire une détection mettant à profit des émetteurs déjà présents dans le paysage électromagnétique environnant. Qu'ils soient dédiés à la télévision, la radio ou tout autre service, ces émetteurs non-coopératifs transmettent un signal, dont il convient de chercher à déterminer les échos provenant de cibles potentielles. Or ce principe est au fondement des systèmes radar. En effet les premières démonstrations d'écholocalisation d'un aéronef ont été réalisées à partir des émetteurs de la BBC (British Broadcasting Corporation). Ces premières expérimentations ont alors conduit à la mise en place du système de surveillance de l'espace aérien, *Chain Home*, dont on connait aujourd'hui le rôle important qu'il a joué lors de la Seconde Guerre Mondiale. L'intérêt pour la détection passive constitue de ce fait un retour aux origines du radar.

Dans les conflits assymétriques modernes, comme c'est le cas en Afghanistan ou au Levant, la différence de puissance entre les belligérants implique que la coalition dispose de fait de la supériorité aérienne indispensable au bon déroulement de toute opération, aérienne et terrestre. Toutefois plusieurs évolutions remettent en cause ce postulat, ou pour le moins risquent de le fragiliser dans un avenir plus ou moins proche. En premier lieu, la résurgence de tensions entre états, en Ukraine par exemple, fait craindre des conflits plus durs, avec l'engagement de forces conséquentes. Par ailleurs, des chasseurs de dernière génération, furtifs pour certains et dotés d'armement à très longue portée, sont actuellement mis au point par les grandes puissances, et pourraient être amenés à s'affronter lors de futurs conflits. Enfin le développement de systèmes de défense aérienne particulièrement performants, tels que le système Européen SAMP-T ou le Russe S400, représentent désormais une menace sérieuse pour tous les aéronefs. Tous ces éléments incitent à rendre les aéronefs, si ce n'est furtifs, au moins discrets [1].

Dans ce contexte, les systèmes de détection passive étendent l'horizon des capacités des radars classiques. En premier lieu, il convient de souligner le fait qu'un radar passif n'est constitué que d'un récepteur. Il se caractérise donc avant tout par sa discrétion. A cela s'ajoutent un faible poids et une faible consommation électrique. Ces propriétés impliquent de fait un coût plus faible que les systèmes actifs. Mais surtout, ces caractéristiques en font un candidat pertinent pour être embarqué sur une plateforme de taille réduite, tel un drone par exemple.

En outre, les radars passifs présentent par nature des protections contre la furtivité. Tout d'abord, un système passif appartient à la classe des radars bistatiques, c'est-à-dire des radars dont l'émetteur et le récepteur ne sont pas colocalisés. Ainsi les techniques furtives qui reposent sur des as-

pects géométriques visant à limiter les réflexions dans la direction d'arrivée d'un signal, comme pour le chasseur Loockeed-Martin F117 Night Hawk, sont bien moins efficaces. De plus, les systèmes passifs exploitent des émetteurs civils dont les bandes de fréquence diffèrent de celles allouées aux systèmes actifs militaires. Le comportement électromagnétique des signaux exploités varie en fonction de la fréquence. Ainsi les solutions de furtivité développées pour une bande donnée peuvent s'avérer moins efficaces dans une autre gamme de fréquence.

Par ailleurs, le système passif profite d'émetteurs dédiés à des applications terrestres, donc dont les transmissions couvrent la basse altitude. Un radar passif peut de ce fait apporter une contribution complémentaire là où il existe des lacunes de détection pour les altitudes les plus faibles. Un système passif aéroporté rassemble donc toutes ces caractéristiques. L'emport sur une plateforme aéroportée permet en outre de dégager le radar de tout obstacle et d'étendre ainsi sa portée.

Malgré la maturité des systèmes passifs terrestres, le développement d'un tel système dans une version aéroportée reste un défi.

Il est nécessaire tout d'abord d'adapter les traitements. Le premier challenge porte sur la nécessité d'estimer le signal émis utilisé ensuite comme référence dans l'ensemble des traitements. Or la position du récepteur en altitude combinée avec le tilt marqué des antennes vers le sol entraînent un très grand nombre d'échos de sol. A cela s'ajoute la configuration des réseaux d'émetteurs civils, telle qu'il est possible de se retrouver en ligne de vue de plusieurs émetteurs exploitant la même fréquence. Ainsi le signal reçu est fortement composite et marqué par de nombreuses interférences. Le déplacement du récepteur engendre de plus un décalage Doppler pour tous ces multi-trajets, différents suivant leur direction d'arrivée. En conséquence, la reconstruction du signal émis est bien plus complexe que pour un système terrestre immobile. L'ensemble des échos de sol constitue le fouillis. Ce fouillis se caractérise donc par une large somme de contributions diffuses et se retrouve donc étendu en Doppler. Il présente par conséquent une puissance élevée, suffisamment pour masquer des cibles potentielles. Donc il est nécessaire de modéliser ce fouillis et d'étudier les solutions pour le supprimer.

Enfin, le second enjeu de cette thèse porte sur la nécessité de disposer de données expérimentales. Pour déterminer les limites comme les avantages d'un système de détection passif aéroporté, il est indispensable de comprendre les mécanismes de propagation dans cet environnement aéronautique. La simulation d'un milieu aussi complexe ne peut reproduire exactement les comportements observés. Ainsi il est nécessaire de développer un système validé permettant d'obtenir des données conformes et exploitables afn de consolider les résultats enoncés. Les travaux expérimentaux ont de ce fait représentés une part importante de cette thèse.

1.2 Organisation du mémoire

Le chapitre 2 détaille la chaîne des traitements de détection d'un système radar passif terrestre. Il introduit les caractéristiques des signaux DVB-T utiles pour la compréhension du reste des travaux. Enfin, il pointe les spécificités d'un radar passif aéroporté et en dresse l'état de l'art.

Le chapitre 3 s'attache à décrire la phase expérimentale de cette étude. A l'instar du temps consacré à cette partie du travail, ce chapitre revêt une importance notable. Il présente l'environnement dans lequel ont été menés les essais. De plus, il souligne la démarche qui a conduit à la validation progressive du système et justifie les choix quant au développement du système embarqué.

Le chapitre 4 porte sur l'estimation du signal de référence. Partant d'une analyse théorique du

canal aéronautique, cette partie détaille ses effets sur le signal reçu. Dès lors, le chapitre expose les solutions mises en oeuvre pour faire face aux perturbations introduites par le canal et restituer le signal émis. Les résultats expérimentaux attestent de la pertinence de la méthode ainsi conçue. Enfin il met en avant l'indispensable nécessité de disposer d'un signal de référence de qualité pour s'assurer de bonnes propriétés de détection.

Le chapitre 5 met l'accent sur l'aspect du fouillis de sol. A partir d'une analyse géométrique, cette partie montre comment expliquer sa répartition dans le plan distance - Doppler. Mais ce chapitre confronte aussi son apparence théorique et pratique dans le plan angle - Doppler. Enfin, le fouillis de sol est projeté dans le plan cartésien de sorte à mettre en exergue les échos de sol prépondérants.

Le dernier chapitre porte sur la réjection du trajet direct et du fouillis. L'impact du choix du signal de référence est étudié sur les signaux expérimentaux. Afin de pallier les difficultés de réjection rencontrées, un traitement ajusté est proposé. Ce chapitre se conclut par un bilan des capacités de réjection du système développé. Comme cela est présenté dans le chapitre 2, en radar passif, la détection de cibles mobiles implique la réjection du trajet direct et du fouillis ainsi que de leurs lobes secondaires (réjection implicite si les signaux à l'origine de ces lobes sont rejetés avant le filtre adapté).

1.3 Problématique

Les travaux de cette thèse portent sur l'analyse d'un système aéroporté de détection passive DVB-T ayant trois objectifs principaux :

1. Etudier l'environnement aéroporté afin d'expliquer la répartition du fouillis et son impact sur les traitements ;
2. Reprendre les traitements sol pour étudier leur généralisation aux signaux aéroportés : de la restitution du signal de référence à la réjection du trajet direct et du fouillis ;
3. Développer un système expérimental permettant de tester ces traitements sur des signaux réels pour dépasser le cadre des simulations.

CHAPITRE 2

DE LA DÉTECTION PASSIVE TERRESTRE À LA DÉTECTION PASSIVE AÉROPORTÉE

Contents

2.1 Principe général du radar passif terrestre **5**
2.2 Traitements radar en passif terrestre **6**
2.2.1 Modèle de signal reçu 6
2.2.2 Les mesures radar 7
2.2.3 Le filtre adapté 8
2.2.4 Impact du trajet direct et du fouillis 9
2.2.5 Test de détection 10
2.2.6 Synthèse des traitements 11
2.3 Réjection du trajet direct **11**
2.4 Extension du filtre adapté au domaine spatial **12**
2.5 Le signal de référence **14**
2.5.1 Signal de référence focalisé 14
2.5.2 Signal de référence décodé 14
2.5.3 Impact du choix de la référence 24
2.6 Vers la détection aéroportée **24**

2.1 Principe général du radar passif terrestre

Un système de détection passive utilise comme source de rayonnement, un émetteur non coopératif déjà présent dans l'environnement électromagnétique. On parle alors d'un émetteur d'opportunité. Plusieurs types de sources sont couramment utilisées. On peut citer les émetteurs de radio FM, de télévision numérique DVB-T, de téléphonie mobile GSM ou encore des bornes Wifi [2].

De ce fait, un système radar passif est uniquement constitué d'une chaine de réception. Le signal reçu par le système se compose de plusieurs contributions. Il contient tout d'abord le trajet direct si le récepteur est bien en ligne de vue de l'émetteur - Fig.2.1. De plus, le trajet direct est réfléchi par divers obstacles au sol qui renvoient alors le signal notamment dans la direction du récepteur. Ainsi le signal reçu contient aussi une somme de toutes ces réflexions qui constituent le fouillis. De la même manière, le signal émis est réfléchi par les cibles potentielles. On peut écrire, pour un instant

donné t :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{z}_{TD}(t) + \sum_{i=1}^{N_{FO}} \mathbf{z}_{FO,i}(t) + \sum_{i=1}^{N_{TG}} \mathbf{z}_{TG,i}(t) + \mathbf{u}(t), \tag{2.1}$$

où les grandeurs indicées par TD, FO et TG se réfèrent respectivement au trajet direct, au fouillis et aux cibles, $\mathbf{z}$ est le vecteur reçu dans sa globalité, de dimension $1 \times N_{ech}$ où N_{ech} est le nombre d'échantillon, tandis que les grandeurs indexées $\mathbf{z}_{XX}$ traduisent les signaux reçus de chaque composante. N_{XX} représente le nombre de trajets. Enfin u est un bruit additif. Dans certaines configurations, il est aussi possible de recevoir le signal de plusieurs émetteurs voisins sur la même fréquence à cause de la réutilisation de canaux (exemple pour la radio FM) ou d'un mode particulier de fonctionnement du réseau d'émetteurs (cas du DVB-T). Leur contribution peut s'assimiler à du fouillis dans l'équation (2.1). De plus, la référence temporelle est considérée au niveau de la réception du trajet direct. La figure Fig.2.1 illustre ce principe.

Le signal reçu est donc par nature un signal composite. Le but du radar passif terrestre consiste en la détection des cibles mobiles en dépit de la présence de toutes les autres composantes perturbatrices.

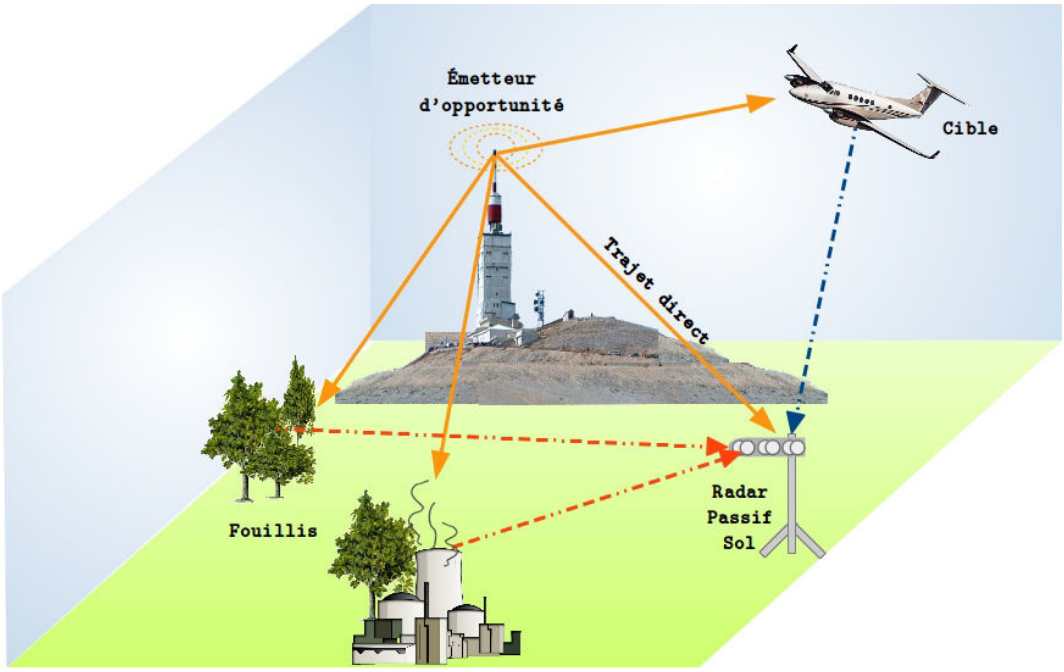


FIGURE 2.1 – Synoptique d'un radar passif terrestre

2.2 Traitements radar en passif terrestre

2.2.1 Modèle de signal reçu

Sur le schéma Fig.2.1, on observe que le trajet direct en provenance de l'émetteur est réfléchi par des obstacles divers ou par des cibles. Les échos sont perçus au niveau du récepteur avec des retards respectifs τ_{XX}, induits par la distance supplémentaire à parcourir par rapport au trajet direct. En outre, les cibles à détecter se déplacent. Leur mouvement implique un décalage en fréquence, par effet Doppler f_D, du signal réfléchi. Enfin chaque trajet subit une atténuation α_{XX}, due à la propagation et le cas échéant aux réflexions qui affectent le signal. Ainsi l'équation (2.1) peut s'écrire,

sous l'hypothèse classique du point brillant unique et en négligeant l'impact de la compression / dilatation du signal par effet Doppler sur le signal en bande de base :

$$\mathbf{z}(t) = \alpha_{TD}\mathbf{s}(t) + \sum_{i=1}^{N_{FO}} \alpha_{FO,i}\mathbf{s}(t-\tau_{FO,i}) + \sum_{i=1}^{N_{TG}} \alpha_{TG,i}\mathbf{s}(t-\tau_{TG,i})e^{j2\pi f_D^{(TG,i)}t} + u(t). \tag{2.2}$$

où s représente le signal émis. En synthèse, le signal reçu est une somme de copies du signal émis, retardées, atténuées et décalées en Doppler pour les cibles mobiles.

2.2.2 Les mesures radar

D'après le modèle de signal reçu, pour estimer les paramètres de la cible, un système radar doit être capable de mesurer le retard τ_{TG} et le Doppler $f_D^{(TG)}$. La mesure du retard de l'écho de la cible par rapport à celui du trajet direct fournit une connaissance de la distance bistatique relative à l'émetteur d_{TG}^b définie par :

$$d_{TG}^b = R_T + R_R - L, \tag{2.3}$$

où R_T, R_R et L représentent respectivement les distances entre l'émetteur et la cible, la cible et le récepteur, et enfin l'émetteur et le récepteur (ie la longueur de la ligne de base). La figure Fig.2.2 introduit ces notations. De ce fait, pour une mesure de d_{TG}^b, on déduit que la cible se situe sur une ellipse dont l'émetteur et le récepteur sont les foyers. Conformément à [3], le pouvoir de résolution associé à cette mesure est :

$$\Delta_{distance} = \frac{c}{2B_w \cos(\beta/2)}, \tag{2.4}$$

où B_w est la bande du signal, c la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques et β l'angle bistatique tel qu'il apparait sur le schéma Fig.2.2.

La mesure du Doppler est aussi relative au Doppler du trajet direct. Par conséquent, le décalage mesuré pour la cible TG s'écrit :

$$f_D^{(TG)} = \frac{1}{\lambda}\left(\vec{v}_{TG}\cdot\vec{u}_T + (\vec{v}_R - \vec{v}_{TG})\cdot\vec{u}_R - \vec{v}_R\cdot\vec{u}_L\right), \tag{2.5}$$

où les différents vecteurs sont définis sur la figure Fig.2.2. Les vecteurs $\vec{u}_X$ sont unitaires. Dans le cas d'un système passif terrestre, alors $\vec{v}_R = \vec{0}$, ce qui simplifie l'expression suivante en :

$$f_D^{(TG)} = \frac{1}{\lambda}\left(\vec{v}_{TG}\cdot\vec{u}_T - \vec{v}_{TG}\cdot\vec{u}_R\right). \tag{2.6}$$

Le pouvoir de résolution de la mesure du Doppler dépend directement du temps d'observation T_{int}, de la façon suivante :

$$\Delta_{Doppler} = \frac{1}{T_{int}}. \tag{2.7}$$

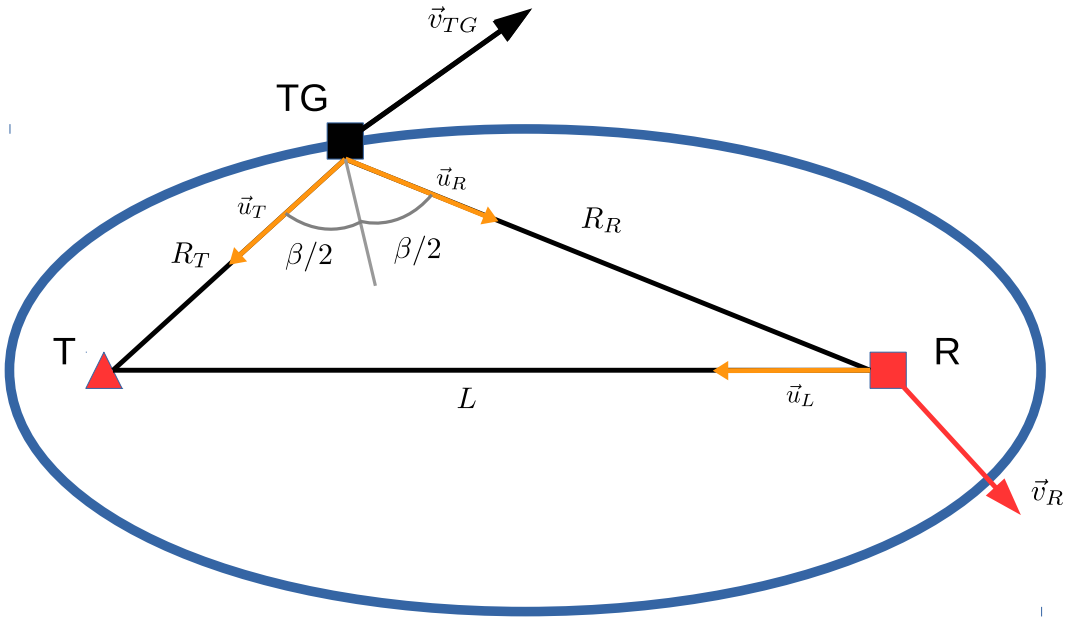


FIGURE 2.2 – Notations géométriques pour décrire la mesure radar passive - Le triangle rouge symbolise l'émetteur, le carré rouge le récepteur et le carré noir la cible

2.2.3 Le filtre adapté

Dans le cas où les paramètres de la cible τ_{TG} et $f_D^{(TG)}$ sont connus et en présence de bruit blanc gaussien, le filtre adapté est défini par :

$$\int_0^{T_{int}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}^*(t-\tau_{TG})e^{-j2\pi f_D^{(TG)}t}dt, \tag{2.8}$$

où $.^*$ représente le complexe conjugué. Le temps d'observation T_{int} est aussi appelé le temps d'intégration, c'est-à-dire la durée de calcul de la corrélation entre le signal reçu et le modèle de signal émis retardé et décalé en Doppler. Le filtre adapté permet de maximiser le rapport signal à bruit en sortie de ce filtre. De plus, la solution du test du rapport de vraisemblance généralisé (Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT) dans le cas d'un signal connu, d'amplitude déterministe inconnue et en présence d'un bruit gaussien de covariance connue n'est rien d'autre, comme le démontre l'auteur de [65], que l'application d'un seuil de détection sur la sortie du filtre adapté prise en module carré. C'est pourquoi la détection radar de cibles consiste en une recherche des paramètres par corrélation entre le signal reçu d'une part, et le signal émis qui balaie l'ensemble de l'espace d'états du modèle décrit ci-dessus d'autre part. Si l'on note respectivement τ et ν, les variables retard et Doppler de cet espace, alors cette corrélation s'écrit :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z},\mathbf{s}) = \int_0^{T_{int}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}^*(t-\tau)e^{-j2\pi\nu t}dt. \tag{2.9}$$

Or ce traitement impose de connaitre le signal émis. Cette hypothèse est évidemment vérifiée dans le cas d'un système radar actif générant son propre signal. En revanche, dans le cas d'un système passif, il faut estimer cette référence que l'on notera désormais $\mathbf{s}_{ref}$.

Sans connaissance a priori sur le Doppler, l'équation (2.9) implique que le traitement doit être appliqué pour différentes valeurs de ν afin de détecter la cible. Ceci conduit au calcul de nombreuses intégrales de durée T_{int}, donc à des coûts de calcul importants. C'est pourquoi le calcul

de $\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z}, \mathbf{s}_{ref})$ est généralement simplifié et approximé en découpant le signal en N_{DOP} blocs d'une durée T_{SUB} :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z}, \mathbf{s}_{ref}) = \sum_{n=0}^{N_{DOP}-1} \left[\int_{nT_{SUB}}^{(n+1)T_{SUB}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}_{ref}^*(t-\tau)e^{-j2\pi\nu t}dt \right] \tag{2.10}$$

$$\simeq \sum_{n=0}^{N_{DOP}-1} e^{-j2\pi\nu\frac{2n+1}{2}T_{SUB}} \left[\int_{nT_{SUB}}^{(n+1)T_{SUB}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}_{ref}^*(t-\tau)dt \right], \tag{2.11}$$

en faisant l'hypothèse que la phase Doppler est approximativement constante sur la durée T_{SUB} : $e^{-j2\pi\nu t} \simeq e^{-j2\pi\nu\frac{2n+1}{2}T_{SUB}}$, pour $t \in [nT_{SUB}, (n+1)T_{SUB}]$.

Donc en posant :

$$K_{(\tau)}^{(n)}(\mathbf{z}, \mathbf{s}_{ref}) = \int_{nT_{SUB}}^{(n+1)T_{SUB}} \mathbf{z}(t)\mathbf{s}_{ref}^*(t-\tau)dt, \tag{2.12}$$

où $K^{(n)}$ est la réponse en retard pour l'intervalle de temps $[nT_{sub}, (n+1)T_{sub}]$, on obtient :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{z}, \mathbf{s}_{ref}) = \sum_{n=0}^{N_{DOP}-1} \left[e^{-j2\pi\nu\frac{2n+1}{2}T_{SUB}} K_{(\tau)}^{(n)}(\mathbf{z}, \mathbf{s}_{ref}) \right]. \tag{2.13}$$

Il est alors possible de décomposer le traitement adapté distance - Doppler en de simples filtres adaptés distance par sous-blocs de durée T_{SUB}. Puis on effectue la compression Doppler par simple FFT sur les N_{DOP} sous-blocs.

2.2.4 Impact du trajet direct et du fouillis

La figure Fig.2.3 illustre la sortie du filtrage adapté en présence d'un trajet direct et d'une cible. Le signal émis est un bruit blanc gaussien complexe. Ce type de signal a été choisi car il se rapproche d'un signal DVB-T comme nous le verrons ultérieurement. Le rapport signal à bruit (RSB) du trajet direct est fixé à $RSB_{TD} = 100$ dB. Une copie du signal de référence est retardée de 25 µs. Il simule un écho de cible. Le rapport signal à bruit de cet écho est fixé à $RSB_{TG} = 40$ dB. Le signal reçu est la somme du signal émis, du signal cible et d'un bruit additif blanc gaussien. Les résultats présentés sur la figure Fig.2.3, sont référencés par rapport au niveau de bruit.

Le trajet direct est nettement visible à l'instant 0 s sur la courbe bleue. Comme le démontre [4], la compression d'un tel signal (bruit blanc gaussien complexe) forme des lobes secondaires en distance aléatoires d'un niveau RSB_{LS} tel que :

$$RSB_{LS} = RSB_{TD} - 10\log(B_w T_{int}), \tag{2.14}$$

où B_w est la bande du signal, ici $B_w = 8$ MHz, $\log$ est l'opérateur logarithmique en base 10. Pour la figure Fig.2.3, on a fixé : $T_{int} = 161$ ms. Ces valeurs s'inspirent des caractéristiques du signal DVB-T présentées à la section 2.5.2. Ces lobes secondaires se retrouvent donc environ 61 dB en-dessous du trajet direct. On observe de ce fait sur la figure Fig.2.3 que ces lobes secondaires masquent la cible. Détecter la cible implique donc de supprimer ces interférences. Pour cela, il est nécessaire de rejeter le trajet direct. La courbe rouge représente la sortie du filtre adapté après réjection du trajet direct. La cible apparait clairement désormais. L'étape de réjection du trajet direct et plus généralement des échos fixes, est donc indispensable. En effet, les échos de sol peuvent présenter un niveau élevé de puissance. Ils engendrent dès lors des lobes secondaires $10\log(B_w T_{int})$ plus faibles, sus-

ceptibles de masquer certaines cibles. Le schéma Fig.2.4 représente les contributions du trajet direct et du fouillis de sol ainsi que leurs lobes secondaires respectifs.

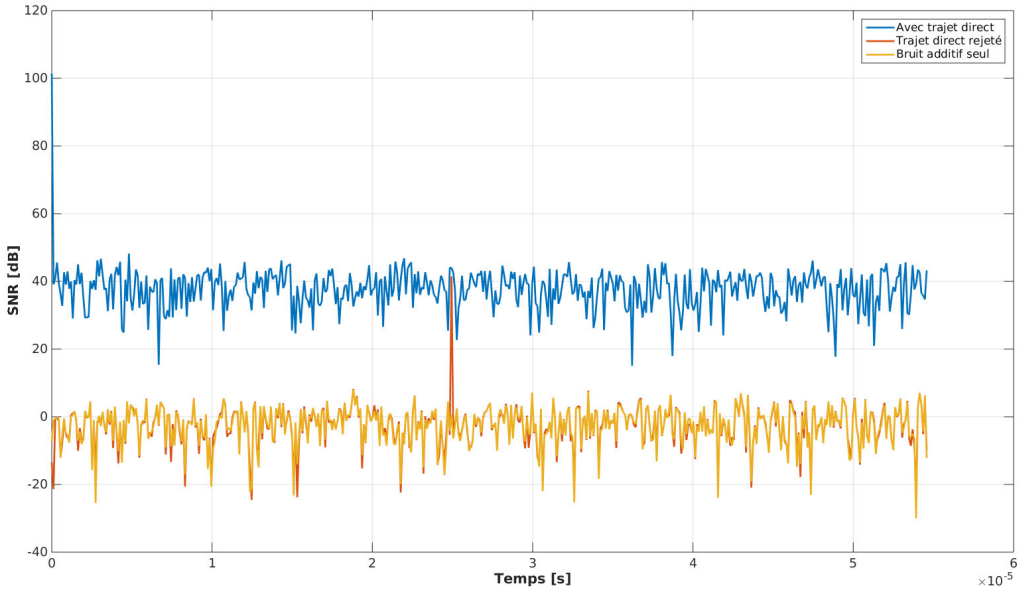


FIGURE 2.3 – Résultat du filtre adapté sur le signal reçu (bleu), sur le signal reçu dont le trajet direct a été rejeté (rouge), et le bruit additif seul (jaune) pour un signal émis de type bruit blanc gaussien

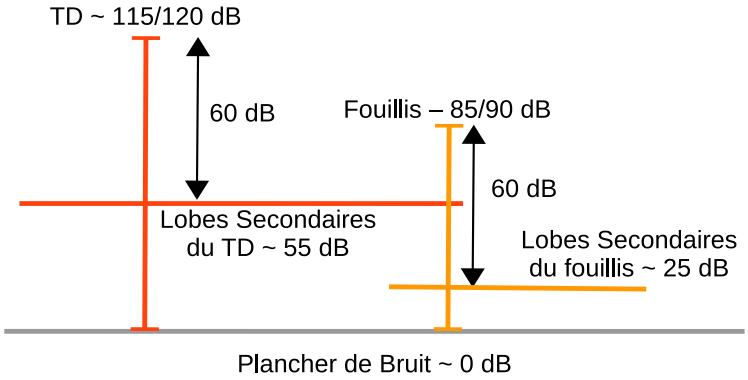


FIGURE 2.4 – Répartition en rapport signal à bruit des contributions du trajet direct et du fouillis de sol

2.2.5 Test de détection

Une fois le trajet direct et le fouillis de sol supprimés du signal reçu, il est alors possible d'exécuter un test de détection. Ce test consiste à fixer un seuil ([62], chapitre 7). Si le niveau d'énergie en sortie du traitement adapté est supérieur à ce seuil, on considère que l'hypothèse « détection cible » est vraie. Sinon, on décide que l'hypothèse « absence cible » est vérifiée.

Si le seuil choisi est trop bas, des fausses alarmes risquent d'être observées. Au contraire, si le seuil est haut, certaines cibles ne sont pas détectées. Le test à Taux de Fausse Alarme Constante (TFAC), établit le seuil pour une probabilité de fausse alarme donnée P_{fa} lorsque le niveau de bruit est inconnu. Pour estimer le niveau de bruit dans la case distance sous test, ce test utilise les cases adjacentes. La présence d'une cible est alors décidée en fonction du niveau dans la case sous-test par rapport au niveau d'énergie dans les cases adjacentes.

2.2.6 Synthèse des traitements

La figure Fig.2.5 rappelle les différentes étapes des traitements pour un système radar passif terrestre.

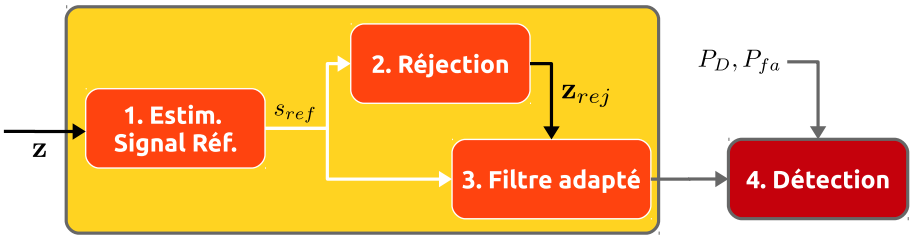


FIGURE 2.5 – Synoptique des traitements radar passif terrestre

2.3 Réjection du trajet direct

Considérons un signal reçu échantillonné à une fréquence F_e. On note la période d'échantillonnage $T_e = \frac{1}{F_e}$, et pour simplifier les écritures : $\mathbf{z}(n) = \mathbf{z}(nT_e)$, où n est un entier positif. Le nombre d'échantillons pris en compte sur le temps d'intégration s'écrit : $N_{ech} = \lfloor F_e T_{int} \rfloor$, où $\lfloor . \rfloor$ représente l'opérateur partie entière. L'étape de réjection consiste à soustraire du signal reçu toutes les perturbations $\mathbf{z}_{PER}$, qui rendent difficile la détection des cibles, à savoir le trajet direct et les nombreux multi-trajets du fouillis. Ainsi :

$$\mathbf{z}_{rej}(n) = \mathbf{z}(n) - \mathbf{z}_{PER}(n). \tag{2.15}$$

Dans l'idéal, on cherche à ce que $\mathbf{z}_{rej}$ ne contienne plus que le signal des cibles et du bruit. D'après le modèle (2.2), $\mathbf{z}_{PER}$ peut s'exprimer comme une somme pondérée de répliques retardées du signal de référence, supposé connu. Comme les caractéristiques de ces composantes ne sont pas connues (retards, amplitudes, etc.), il est nécessaire de les estimer. La sortie de la réjection se décompose sous la forme :

$$\mathbf{z}_{rej}(n) = \mathbf{z}(n) - \sum_{k=1}^{K} \mathbf{g}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k), \tag{2.16}$$

où $\mathbf{g}$ représente les coefficients du filtre de réjection, et K représente le retard maximal à rejeter. Les coefficients optimaux, au sens de l'erreur quadratique moyenne minimum, sont donnés par :

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg\min_{\mathbf{g}} \left[\sum_{n} \left(\mathbf{z}(n) - \sum_{k=1}^{K} \mathbf{g}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k) \right)^2 \right]. \tag{2.17}$$

Il s'agit du filtre de Wiener-Hopf [5]. Toutefois l'estimation des coefficients de ce filtre est particulièrement coûteuse en calculs. De ce fait, plusieurs approches sous-optimales ont été proposées. Palmer et al. dans [6] comparent plusieurs méthodes s'appuyant sur l'algorithme du gradient stochastique, comme les méthodes Least Mean Square (LMS), Normalised LMS (NLMS), ou encore Recursive Least Square (RLS). Ces méthodes nécessitent cependant un choix précis du pas de descente du gradient. En outre, si la composition du fouillis varie dans le temps, il convient d'estimer les coefficients du filtre sur une période très courte. Or la convergence des coefficients de ces filtres prend un certain temps. Ces méthodes sont donc bien adaptées à des environnements stationnaires, beaucoup moins à des environnements soumis à de rapides fluctuations.

L'article [7] propose d'adapter au radar la méthode CLEAN introduite initialement en astronomie. Cet algorithme suppose que le signal est contitué de contributions ponctuelles. A chaque itération, il cherche à détecter les contributions les plus fortes, et à estimer leur retard et leur amplitude complexe. Puis ces contributions sont supprimées du signal reçu. Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que la puissance des échos détectés soit inférieure à un seuil fixé préalablement. Cependant les résultats de ce traitement présentent des artefacts, en particulier car le fouillis est une somme de contributions diffuses, et non d'échos ponctuels résolus [8].

Par ailleurs, dans le cas particulier de signaux OFDM, Poullin dans [9] utilise les propriétés du signal OFDM d'opportunité. Fréquence par fréquence, la réjection consiste en une projection orthogonale par rapport au vecteur directionnel défini par le vecteur propre associé à la valeur propre principale de la matrice de covariance des signaux reçus sur une antenne multi-voies.

Enfin, une approche de la réjection au sens des moindres carrés est proposée par Colone et al. dans [10] pour mener la réjection en distance et en Doppler. Cette méthode s'appuie sur un masque de réjection qui couvre K_τ hypothèses distance et K_D hypothèses Doppler à rejeter. La construction du masque passe par la matrice $S_{ref}^{(\tau)}$ de dimension $N_{ech} \times K_\tau$, dont les colonnes $\mathbf{s}_{ref}(\tau_{xx})$ sont des versions retardées du signal de référence : $S_{ref}^{(\tau)} = \left[\mathbf{s}_{ref}(\tau_1)^T, \mathbf{s}_{ref}(\tau_2)^T, \ldots, \mathbf{s}_{ref}(\tau_{K_\tau})^T\right]$. Le masque final $S_{ref}^{(\tau,D)}$, de dimension $N_{ech} \times K_\tau K_D$, est le résultat de la concaténation de K_D matrices $S_{ref}^{(\tau)}$ décalées en Doppler. L'équation (2.16) s'écrit alors sous forme matricielle :

$$\mathbf{g}_{LS} = \arg\min_{\mathbf{g}} \|\mathbf{z} - S_{ref}^{(\tau,D)}\mathbf{g}\|^2. \tag{2.18}$$

Cette équation généralise le principe décrit par l'équation (2.16) au domaine temporel et fréquentiel. La solution au sens des moindres carrés est donnée par :

$$\mathbf{g}_{LS} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)}\right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H \mathbf{z}. \tag{2.19}$$

Donc le signal rejeté s'écrit :

$$\mathbf{z}_{rej} = \mathbf{z} - S_{ref}^{(\tau,D)}\mathbf{g}_{LS} = \left[I - S_{ref}^{(\tau,D)}\left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)}\right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H\right]\mathbf{z}, \tag{2.20}$$

où I est la matrice identité. Cette dernière écriture peut s'interpréter comme une projection orthogonale au sous-espace défini par le masque $S_{ref}^{(\tau,D)}$, composé de copies du signal de référence retardées et décalées en Doppler.
Remarque : en théorie, cette approche appliquée à un récepteur terrestre ne doit pas nécessiter le recours au masque Doppler.

2.4 Extension du filtre adapté au domaine spatial

La réception du signal sur plusieurs voies simultanément permet de déterminer des informations sur la direction d'émission du signal. La figure Fig.2.6 montre l'exemple d'un réseau d'antennes linéaire uniforme, comportant N_{RX} capteurs espacés d'une distance d.

On note que la distance parcourue par le front d'onde jusqu'à chacun des capteurs dépend de l'angle d'arrivée θ. Cette différence de distance parcourue se traduit par une différence de phase si le signal est bande étroite, c'est-à-dire : $c/B_w >> N_{RX}d$, où c symbolise la vitesse de la lumière. Pour

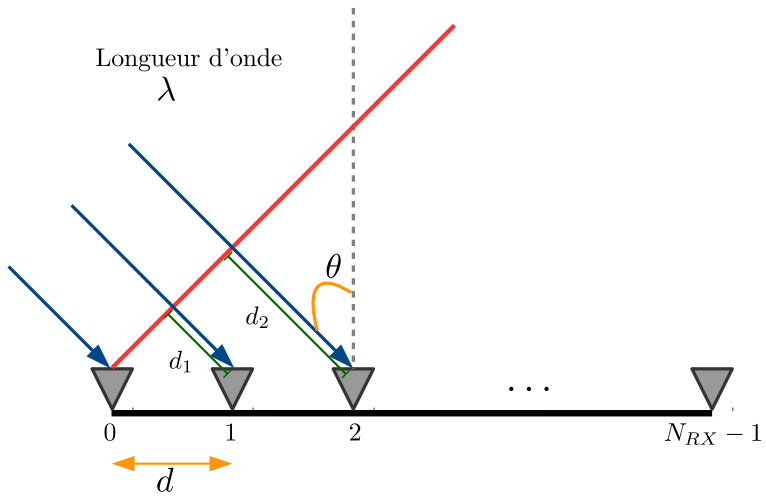


FIGURE 2.6 – Réception d'un signal sur un réseau d'antenne linéaire uniforme

la majorité des types de signaux utilisés pour des applications de détection passive, cette hypothèse est vérifiée. Ainsi, le décalage de phase entre le capteur n et le premier capteur, servant de référence, s'écrit pour un réseau de capteurs uniformément espacés :

$$\gamma_n = \frac{2\pi n d}{\lambda} \sin(\theta), \tag{2.21}$$

où λ est la longueur d'onde du signal. On définit alors le vecteur directionnel spatial :

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1, e^{j2\pi\vartheta}, e^{j2\pi 2\vartheta}, \ldots, e^{j2\pi(N_{RX}-1)\vartheta}\right]^T, \tag{2.22}$$

avec $\vartheta = \frac{d}{\lambda}\sin(\theta)$, et $\mathbf{a}(\theta)$ de taille $N_{RX} \times 1$.

Jusqu'à présent, $\mathbf{z}$ représentait le signal reçu par un récepteur monovoie. On note désormais $\mathbf{y}$ la matrice des vecteurs reçus $[\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_{N_{RX}}]^T$ de dimension $N_{RX} \times N_{ech}$. Il est alors possible de réécrire le modèle de (2.1) en prenant en compte l'angle d'arrivée. Par exemple, l'écho d'une cible caractérisée par son retard, son Doppler et par la direction $\theta_{TG,i}$, reçu sur la voie n, s'écrit :

$$\mathbf{y}_n^{(TG,i)}(t) = \alpha_{TG,i} s(t - \tau_{TG,i}) e^{j2\pi f_D^{(TG,i)} t} e^{j\frac{2\pi n d}{\lambda}\sin(\theta_{TG,i})}. \tag{2.23}$$

En généralisant aux différentes composantes des signaux reçus sur les N_{RX} voies, l'équation (2.2) devient :

$$\mathbf{y}(t) = \alpha_{TD} s(t)\mathbf{a}(\theta_{TD}) + \sum_{i=1}^{N_{FO}} \alpha_{FO,i} s(t-\tau_{FO,i})\mathbf{a}(\theta_{FO,i}) + \sum_{i=1}^{N_{TG}} \alpha_{TG,i} s(t-\tau_{TG,i}) e^{j2\pi f_D^{(TG,i)} t}\mathbf{a}(\theta_{TG,i}) + \mathbf{u}(t), \tag{2.24}$$

avec $\mathbf{u}$ la matrice de bruit additif sur l'ensemble des voies de réception, $s(t)$ le scalaire émis à l'instant t. Par ailleurs, le filtre adapté devient :

$$\chi_{(\tau,\nu,\theta)}(\mathbf{y}, s_{ref}) = \int_0^{T_{int}} \mathbf{y}(t)^T s_{ref}^*(t-\tau)\mathbf{a}^*(\theta) e^{-j2\pi\nu t} dt \tag{2.25}$$

$$= \sum_{i=0}^{N_{RX}-1} e^{-j2\pi\frac{id}{\lambda}\sin(\theta)} \int_0^{T_{int}} \mathbf{y}_i(t) s_{ref}(t-\tau)^* e^{-j2\pi\nu t} dt. \tag{2.26}$$

Donc :

$$\chi_{(\tau,\nu,\theta)}(\mathbf{y}, s_{ref}) = \sum_{i=0}^{N_{RX}-1} \chi_{(\tau,\nu)}\left(\mathbf{y}_i, s_{ref}\right) e^{-j2\pi \frac{id}{\lambda}\sin(\theta)}. \tag{2.27}$$

Cette dernière écriture traduit de nouveau une transformée de Fourier, aisément implémentable. Par ailleurs, cette expression montre que la focalisation angulaire peut s'effectuer par remise en phase des compressions distance et Doppler de chaque antenne.

2.5 Le signal de référence

Les étapes de réjection et de filtrage adapté s'appuient toutes deux sur la connaissance du signal émis. Un système radar passif ne dispose pas de cette information. Il lui est donc nécessaire d'estimer le signal émis, qui sera utilisé pour le filtrage adapté. On appelle ce signal estimé, le signal de référence. Plusieurs méthodes d'estimation de cette référence sont proposées dans la littérature.

2.5.1 Signal de référence focalisé

Une première solution consiste à acquérir l'enveloppe complexe du signal émis en orientant une antenne de réception en direction de l'émetteur. Par exemple, ce modèle est proposé dans [11, 12].

Soit cette orientation est physique, ce qui impose alors de dédier une voie de réception à l'acquisition du signal de référence. La dynamique de numérisation d'un système de détection passive doit permettre de prendre en compte un trajet direct fort mais aussi des échos de cibles très faibles. Ainsi ce procédé constitue un moyen de réduire cette dynamique en installant les antennes dédiées à la surveillance de telle façon que le trajet direct soit masqué.

Soit le réseau d'antennes est focalisé dans la direction du trajet direct par traitement d'antenne. Cette seconde façon de procéder permet d'utiliser l'ensemble des voies du récepteur pour la surveillance. Un tel signal de référence est appelé signal de référence focalisé dans les chapitres suivants. Ce signal est obtenu en pointant le réseau d'antennes suivant le vecteur propre associé à la valeur propre principale de la matrice de covariance des signaux reçus $\mathbf{R}_{\mathbf{yy}} = E\left[\mathbf{y}\mathbf{y}^H\right]$. On note $\mathbf{a}_{FOC}$ ce vecteur. Le signal de référence s'écrit :

$$s_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}. \tag{2.28}$$

Il est de dimension $N_{RX} \times N_{ech}$.

Comme c'est le cas dans [10], il est alors supposé que le signal de référence est reçu par le lobe principal de l'antenne, alors que les échos de fouillis ou de cibles parviennent par les lobes secondaires. Ils sont alors considérés comme négligeables. De la même façon, cette méthode suppose aussi que le signal de référence ne contient aucun multi-trajet. Or ces hypothèses sont généralement fausses, comme le souligne [8]. Le signal de référence ainsi obtenu est composite. Tous ces trajets secondaires sont certes bien plus faibles que le trajet direct. Cependant leurs contributions dans le signal de référence peuvent entrainer des artefacts, ou des cibles fantômes lors des traitements.

2.5.2 Signal de référence décodé

Les signaux issus de modulation numérique, comme le DAB, le DVB-T ou encore le Wifi, autorisent le décodage du signal reçu. Une fois les symboles émis déterminés, il est possible de produire

un signal de référence dit décodé, en respectant les normes correspondantes. Une telle méthode permet de générer une référence fidèle au signal émis dépourvu de tout multi-trajet.

Le signal de référence ne peut cependant être considéré comme parfait. Il subsiste une méconnaissance de la forme d'onde précisément émise et une probabilité non nulle de commettre des erreurs lors du décodage. Il existe en outre une impossibilité de reproduire les fluctuations d'horloge (clock jitter) de l'émetteur, ainsi que les non-linéarités de la chaine d'émission potentiellement introduites par les amplificateurs ou les filtres.

Comme le système développé dans le cadre de ces travaux de recherche s'appuie sur le signal DVB-T, il a été possible de produire une référence décodée. Les sections ci-dessous détaillent les propriétés du signal DVB-T.

2.5.2.1 La modulation OFDM

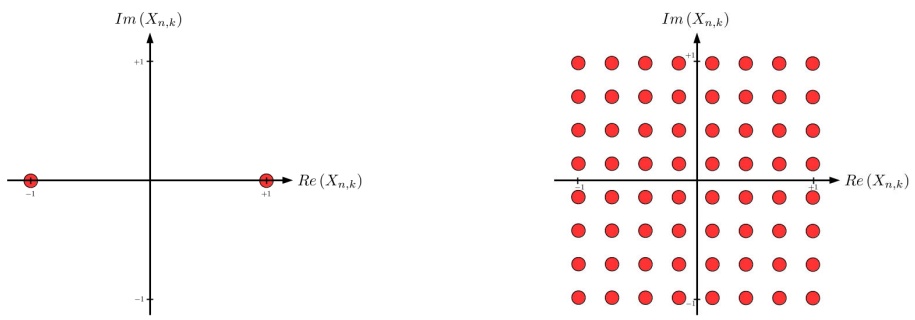
Le signal de la télévision numérique suit la norme DVB-T, elle-même s'appuyant sur une modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Cette section vise à décrire les principes indispensables pour l'utilisation d'un tel signal dans le domaine de la détection radar. La référence [13] fournit de plus amples détails.

Le principe de la modulation OFDM La modulation OFDM se construit comme une somme de N sinusoïdes équi-espacées en fréquence et transmises simultanément :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_u}, \tag{2.29}$$

où T_u représente la durée utile du symbole OFDM et $k = 0, \ldots, N-1$, le numéro de la fréquence du spectre de raies. Ainsi un symbole OFDM comporte N symboles élémentaires choisis parmi un alphabet donné. On note $X_{n,k}$, le symbole élémentaire placé sur la sous-porteuse k du symbole OFDM n.

L'alphabet permet d'associer un code binaire à un symbole complexe. La figure Fig.2.7 fournit deux exemples d'alphabet. La modulation Binary Phase Shift Keying (BPSK) ne comporte que deux états, $+1$ et -1. En revanche la Modulation en Amplitude et en Quadrature (QAM), présente ici 64 états. Un symbole élémentaire est décrit par une partie réelle et une partie imaginaire. La combinaison des 8 parties réelles et 8 parties imaginaires différentes permet effectivement de décrire 64 états différents.



(a) BPSK (b) QAM 64

FIGURE 2.7 – Exemples d'alphabets utilisés pour coder les symboles élémentaires

Le signal OFDM émis s'écrit :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t), \tag{2.30}$$

avec $\Psi_{n,k}(t) = g_k(t - nT_u)$ et :

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & 0 \leq t < T_u; \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.31}$$

L'équation (2.30) traduit le fait que les symboles OFDM sont transmis sur une durée T_u, les uns après les autres. Pour un symbole OFDM donné, chaque sinusoide pondérée du symbole élémentaire correspondant, est restreinte à une fenêtre d'une durée égale à celle du symbole OFDM. Ainsi le spectre de la sinusoide k est un sinus cardinal centré autour de la fréquence porteuse f_k. La figure Fig.2.8 représente ainsi le spectre issu de la somme de plusieurs sous-porteuses équi-espacées selon (2.29) en l'absence de Doppler. Les lignes verticales noires symbolisent les indices exacts des sous-porteuses. Cette figure met en évidence de façon schématique l'orthogonalité entre les porteuses d'un symbole OFDM. On observe en effet que, pour une position de sous-porteuse donnée, seule la sous-porteuse concernée a une contribution non nulle. Le sinus cardinal des autres porteuses s'annule à des intervalles fréquentiels de k/T_u. Les porteuses n'interfèrent pas les unes avec les autres. Rigoureusement, l'orthogonalité entre porteuses s'écrit [13] :

$$\begin{cases} \text{si } n \neq n' \text{ et } k \neq k' & \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_{n,k}(t) \Psi^*_{n',k'}(t) dt = 0; \\ \text{et} & \int_{-\infty}^{+\infty} ||\Psi_{n,k}(t)||^2 \, dt = T_u. \end{cases} \tag{2.32}$$

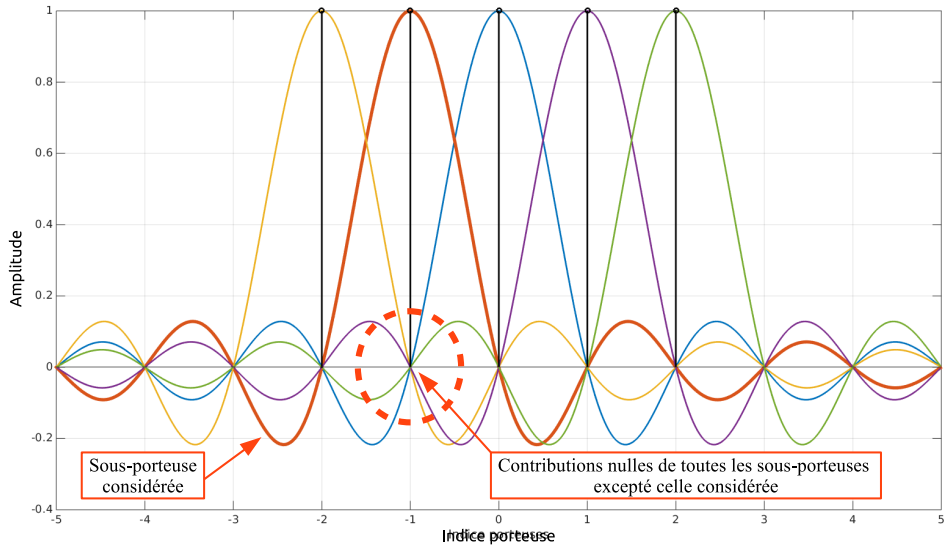


FIGURE 2.8 – Mise en évidence schématique de l'orthogonalité entre porteuses d'un symbole OFDM

Le flux de données binaire à associer aux symboles de l'alphabet subit généralement différents traitements (entrelacement, compression, etc.) de façon à limiter les redondances. Ceci contribue à augmenter le caractère aléatoire du signal OFDM. La figure Fig.2.9 montre le spectre mesuré d'un signal OFDM de type DVB-T. La quasi-constance de la densité spectrale sur la bande d'analyse justifie le fait que ce type de signal soit modélisé par un bruit blanc.

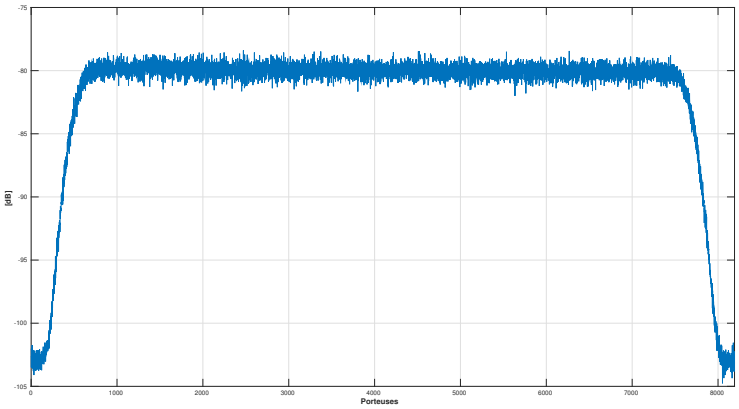


FIGURE 2.9 – Spectre mesuré d'un signal OFDM de type DVB-T

Utilisation de l'intervalle de garde Chaque symbole OFDM est précédé d'un intervalle de garde d'une durée Δ. Ce bloc est une copie de la fin du symbole OFDM. La figure Fig.2.10 décrit le principe d'ajout de l'intervalle de garde. Désormais T_u représente la durée utile d'un symbole OFDM, tandis que $T_s = \Delta + T_u$ représente la durée totale du symbole.

L'intérêt de l'intervalle de garde réside dans sa capacité à faire face aux multiples trajets induits par le canal. En effet le signal reçu est la somme du trajet direct et de différents échos. Le signal reçu est donc une somme de copies retardées du signal émis, de retards respectifs $\tau_1, \ldots, \tau_l$. En supposant que le retard le plus grand introduit par le canal ne dépasse pas la longueur de l'intervalle de garde, alors l'ensemble des signaux pris en compte sur la fenêtre d'analyse telle que $nT_s \leq t < nT_s + T_u$, véhiculent tous le même symbole OFDM n - Fig.2.11. L'intervalle de garde permet donc de lutter contre l'interférence entre symboles. Notons de plus que les multiples trajets ne remettent pas en cause l'orthogonalité entre porteuses, sous l'hypothèse toutefois que : $\max(\tau) < \Delta$ et en adaptant la portion de signal analysée

Ainsi la modulation OFDM a été conçue de façon à permettre le déploiement d'un réseau de plusieurs émetteurs transmettant le même signal sur les mêmes fréquences, ceux-ci ayant alors un comportement identique aux composantes d'un canal de propagation fixe. On parle alors de réseau Single Frequency Network (SFN). Par opposition, on définit un réseau Multiple Frequency Network (MFN), comme un ensemble d'émetteurs diffusant le même signal, mais sur des fréquences différentes.

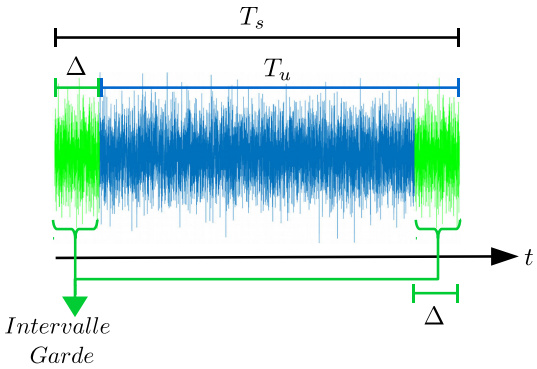


FIGURE 2.10 – Principe de l'intervalle de garde

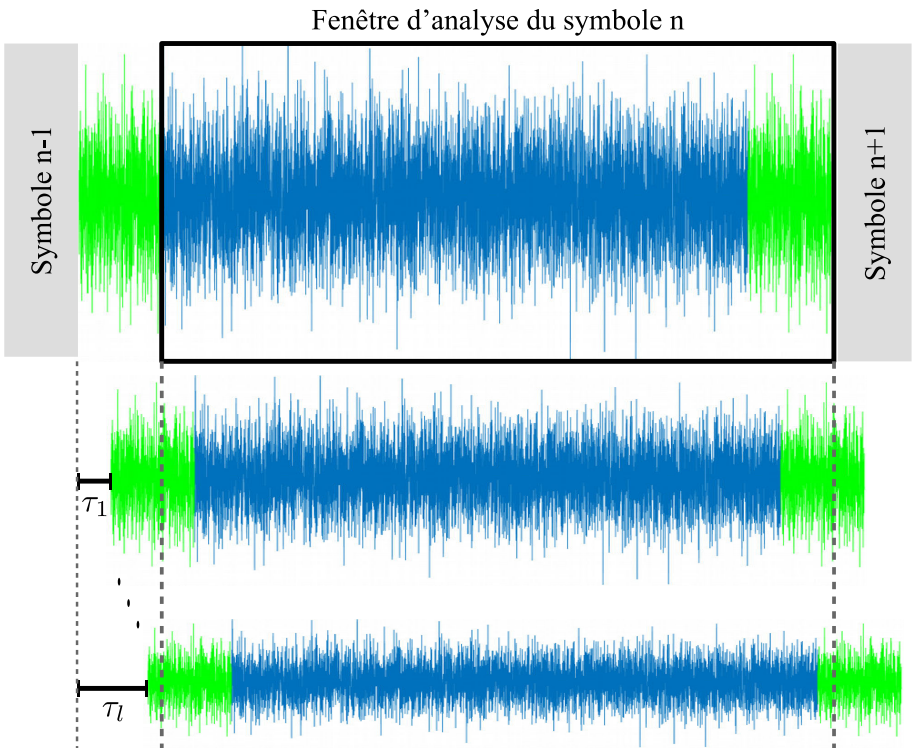


FIGURE 2.11 – Intérêt de l'intervalle de garde

Méthode de démodulation classique Sur l'intervalle $nT_s \leq t < nT_s + T_u$, correspondant à la partie utile du symbole OFDM n, le signal émis est :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t). \tag{2.33}$$

La formation de ce signal temporel s'effectue par simple IFFT. En considérant que la réponse du canal est invariante sur cet intervalle, le signal reçu peut s'écrire après synchronisation sur le premier symbole reçu :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_{n,k} X_{n,k} \Psi_{n,k}(t) + u(t), \tag{2.34}$$

avec $t \in [nT_s + \Delta, (n+1)T_s]$ et où $H_{n,k}$ traduit le canal composite et notamment l'atténuation complexe subie par la porteuse f_k au travers du canal et $u(t)$ est un bruit additif blanc gaussien.

Pour démoduler le signal OFDM, il convient de se placer dans le domaine fréquentiel. Ainsi, après transformée de Fourier, et grâce à l'orthogonalité entre porteuses, on obtient :

$$Y_{n,k} = H_{n,k} X_{n,k} + U_{n,k}. \tag{2.35}$$

$Y_{n,k}$ représente ainsi le signal reçu sur la porteuse f_k pour le symbole OFDM n. Démoduler le signal OFDM consiste donc en l'estimation des symboles élémentaires $X_{n,k}$ à partir des signaux reçus $Y_{n,k}$. Cette étape est généralement facilitée par la transmission de symboles connus. On parle alors de symboles pilotes ou de porteuses pilotes. On note $P_n(k)$, l'indice du pilote k dans le symbole OFDM n. La connaissance de ces symboles pilotes permet une estimation au sens des moindres carrés des coefficients du canal. En effet, connaissant $X_{n,P_n(k)}$, la réponse fréquentielle du canal à la fréquence

$f_{P_n(k)}$ estimée au sens des moindres carrés peut s'écrire :

$$\hat{H}_{n,P_n(k)} = \frac{Y_{n,P_n(k)}}{X_{n,P_n(k)}}. \tag{2.36}$$

Si l'ensemble du symbole OFDM est composé de symboles pilotes (par exemple le DAB ou le Wifi 802.11), alors la réponse fréquentielle du canal $\hat{H}_{n,k}$ pour $k = 0, \ldots, N-1$ est entièrement estimée. Il convient dès lors de supposer la réponse du canal constante jusqu'au prochain symbole OFDM pilote. Si le symbole OFDM comporte quelques symboles élémentaires pilotes (exemple du DVB-T), alors la réponse en fréquence du canal s'obtient pour les fréquences intermédiaires par interpolation entre les valeurs estimées aux indices des porteuses pilotes.

Connaissant la réponse complète du canal $\hat{H}_{n,k}$ pour $k = 0, \ldots, N-1$, l'estimation des symboles élémentaires émis devient simplement :

$$\hat{X}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}}. \tag{2.37}$$

Dans la suite de ce mémoire, cette méthode de démodulation est appelée démodulation classique.

Les effets des multi-trajets Pour illustrer les effets de trajets multiples sur le signal reçu, considérons un canal composé d'un trajet direct et d'un trajet secondaire. On néglige tout bruit additif par souci de simplification. Ce trajet secondaire se caractérise par une atténuation α, un déphasage ϕ et un retard τ. La réponse fréquentielle du canal pour le symbole OFDM n à la fréquence f_k peut s'écrire :

$$H_{n,k} = 1 + \alpha e^{j\phi} e^{-j2\pi f_k \tau}. \tag{2.38}$$

La figure Fig.2.12 illustre la réponse en fréquence d'un tel canal. La fréquence porteuse du signal a été fixée à $500\ \mathrm{MHz}$, et la bande du signal à $8\ \mathrm{MHz}$. Le trajet secondaire est retardé de $\tau = 2\ \mu\mathrm{s}$, et d'amplitude égale à 0.1. Le déphasage est choisi aléatoirement. La figure met en évidence des fluctuations du canal en fréquence à un rythme inversement proportionnel au retard du trajet. De ce fait, ces fluctuations, aussi appelées évanouissements, sont d'autant plus nombreuses que le retard est grand. On note aussi que l'amplitude de ces variations est d'autant plus importante que la puissance du trajet secondaire s'approche de celle du trajet principal.

On définit la bande de cohérence d'un canal comme la plage de fréquence sur laquelle les effets du canal peuvent être considérés comme constants - ([14], chapitre 13). Elle s'exprime comme l'inverse de l'étalement multi-trajet du canal, autrement dit l'inverse du retard maximal :

$$\Delta B_c = \frac{1}{\tau_{max}}. \tag{2.39}$$

Dans cet exemple simple, $\Delta B_c = 1/2\ \mu\mathrm{s} = 500\ \mathrm{kHz}$. Si la bande de cohérence du canal est inférieure à la bande du signal, alors le canal est dit sélectif en fréquence. Certaines fréquences sont alors filtrées différemment des autres.

Considérations pratiques Les équations (2.30) et (2.31) montrent qu'il est possible de générer le signal émis en utilisant une transformée de Fourier inverse. En effet, il est adéquat d'utiliser une FFT (Fast Fourier Transform) inverse pour générer N échantillons temporels, correspondants à la partie utile du symbole OFDM, d'une durée T_u, et ce pour chaque symbole OFDM. Les G derniers

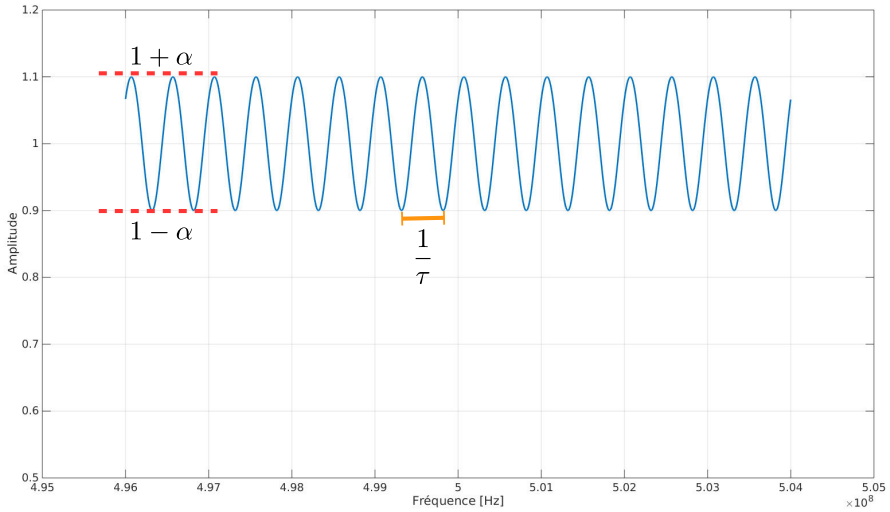


FIGURE 2.12 – Réponse fréquentielle d'un canal caractérisé par un trajet direct et un trajet secondaire de retard $\tau = 2\ \mu\text{s}$ et d'atténuation $\alpha = 0.1$ - Fréquence porteuse : $500\ \text{MHz}$ et bande du signal : $8\ \text{MHz}$

échantillons, correspondant à ceux de l'intervalle de garde, sont alors recopiés en début de chaque symbole OFDM. Ce procédé est répété pour chaque symbole OFDM, produisant ainsi un flux continu d'échantillons. Le signal en bande de base est ainsi généré. Symétriquement, la démodulation peut s'effectuer aisément en utilisant la FFT directe. Le symbole OFDM discret, $\mathbf{X}$, de dimension $N \times 1$, est construit dans le domaine fréquentiel, en positionnant les N symboles élémentaires sur N sous-porteuses. Son équivalent temporel s'en déduit alors par une FFT inverse sur N points :

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}, \tag{2.40}$$

où $.^H$ représente la transposée hermitienne et $\mathbf{F}$ est la matrice de Fourier discrète et unitaire de taille $N \times N$, c'est-à-dire : $\mathbf{F}_{p,q} = 1/\sqrt{(}N)e^{-j2\pi pq/N}$, avec $0 \leq p, q < N$.

2.5.2.2 Le signal DVB-T

Le signal Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) s'appuie sur une modulation OFDM. La norme [15] précise toutes ses caractéristiques.

Structure du DVB-T Plusieurs modes sont possibles en fonction du nombre de porteuses. Afin de faciliter les opérations de modulation et de démodulation au moyen de FFT, ce nombre est une puissance de 2 : 8192 pour le mode 8K et 2048 pour le mode 2K par exemple. Parmi les N sous-porteuses, toutes ne sont pas utilisées. Placées sur les extrèmités du spectre, des porteuses nulles jouent le rôle de bande de garde entre d'éventuels canaux adjacents. La norme prévoit plusieurs alphabets possibles pour le choix des symboles élémentaires, comme la constellation de type QAM-64 par exemple - Fig.2.7b.

La norme prévoit de plus L symboles pilotes. Les symboles élémentaires des pilotes sont choisis parmi une constellation de type Binary Phase Shift Keying (BPSK) - Fig.2.7a. Leur puissance est *boostée* d'un facteur $4/3$. Ils prennent donc comme valeur soit $-4/3$, soit $+4/3$. La figure Fig.2.13 schématise le principe de la modulation DVB-T. Les pilotes apparaissent nettement sur l'axe des abscisses au-delà des limites de la QAM.

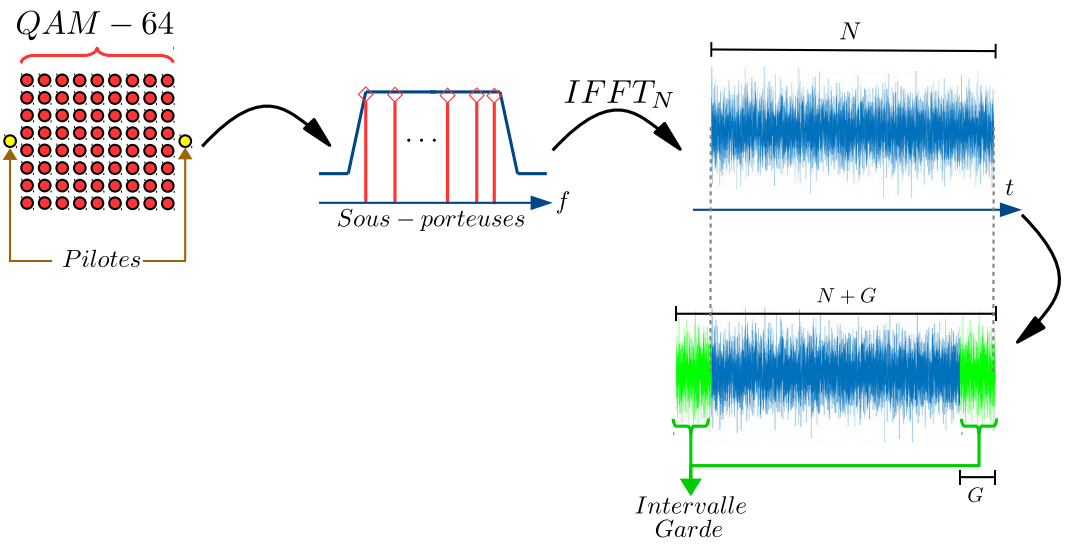


FIGURE 2.13 – Principe de la modulation DVB-T

Les pilotes sont insérés périodiquement toutes les $D_f = 12$ sous-porteuses et décalés de 3 sous-porteuses d'un symbole OFDM au suivant. Par conséquent, la position de ces pilotes diffus est périodique tous les 4 symboles OFDM - Fig.2.14. Leurs positions définissent le type de symbole, de 0 à 3. Soit $P_n(m)$ pour $m = 0 \ldots L-1$, leur indice dans le $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM :

$$P_n(m) = mD_f + d_n, \tag{2.41}$$

où $d_n = 3 \mod_4(n)$, et $\mod$ symbolise l'opérateur modulo. d_n représente le fait que les indices des pilotes sont translatés de 3 d'un symbole OFDM au suivant. Cette translation repose sur l'opérateur modulo. La structure complète des pilotes est alors périodiquement répétée tous les 4 symboles OFDM comme l'illustrent les ronds noirs sur la figure Fig.2.14. Par exemple $d_0 = 3 \times mod_4(0) = 0$, $d_1 = 3 \times mod_4(1) = 3$ et $d_1 = d_5$.

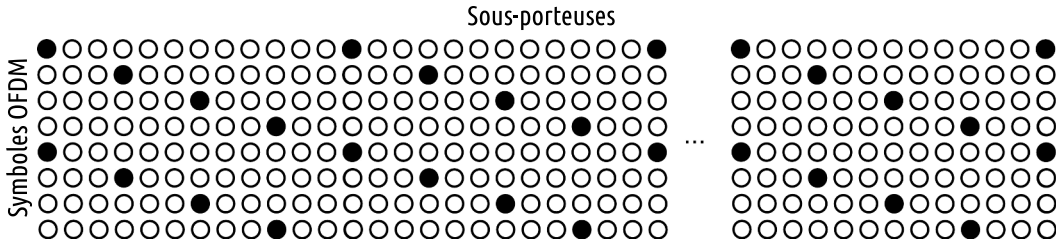


FIGURE 2.14 – Répartition des pilotes dans le signal DVB-T - les ronds noirs représentent leur position

Notons qu'il existe aussi des pilotes continus. Contrairement aux pilotes diffus présentés ci-dessus, leurs positions sont les mêmes pour tous les symboles. Elles ne représentent pas une grille périodique. En réception, ils permettent notamment de déterminer les paramètres du signal, ou de recaler en fréquence le signal reçu.

Paramètres OFDM La norme DVB-T impose la fréquence d'échantillonnage suivante pour le mode 8K :

$$F_e = \frac{64}{7} \text{ MHz} \simeq 9.14286 \text{ MHz}. \tag{2.42}$$

Connaissant le nombre de sous-porteuses, cette valeur fixe alors tous les autres paramètres du signal OFDM. Le tableau Tab.2.1 résume les principaux paramètres du mode 8K déployé sur le réseau Français. Hors la bande de garde, un canal DVB-T s'étale sur environ $7.61\ \mathrm{MHz}$. A titre de comparaison, un canal de radio FM occupe au maximum $100\ \mathrm{kHz}$. On en déduit par ailleurs que le récepteur acquiert un échantillon toutes les $11\ \mu\mathrm{s}$ environ. Les fréquences allouées au signal DVB-T s'échelonnent ainsi tous les $8\ \mathrm{MHz}$ dans l'intervalle [$470\ \mathrm{MHz}$, $694\ \mathrm{MHz}$]. De ce fait, la longueur d'onde est comprise entre $0.43\ \mathrm{m}$ et $0.64\ \mathrm{m}$.

TABLE 2.1 – Configuration du mode 8K d'un signal DVB-T

Constellation	64-QAM
Nombre de sous-porteuses, N	8192
Nombre de sous-porteuses utiles	6817
Nombre de pilotes, L	568
Longueur de l'intervalle de garde, G	1024 échantillons
Durée utile d'un symbole, T_u	$896\ \mu\mathrm{s}$
Intervalle entre sous-porteuses, $1/T_u$	$1116\ \mathrm{Hz}$
Bande passante, Bw	$7.61\ \mathrm{MHz}$

Synchronisation La synchronisation du signal reçu permet de retrouver le début d'un symbole OFDM. Ceci est nécessaire afin de démoduler le signal. La méthode standard [66] est fondée sur le maximum de vraisemblance mettant à profit la redondance des informations entre la fin du symbole OFDM et l'intervalle de garde. Grâce à une corrélation glissante entre les échantillons sur la longueur de l'intervalle de garde, et les échantillons décalés d'un symbole OFDM, il est possible de retrouver le début d'un symbole OFDM. Cette solution s'est avérée efficace. Il n'a pas été nécessaire de chercher des méthodes plus abouties.

Le décalage fin en fréquence est évalué grâce à la mesure de l'évolution de la phase entre les échantillons de l'intervalle de garde et ceux en fin de symbole. Cette mesure permet de corriger le Carrier Frequency Offset (CFO). L'écart fréquentiel grossier, c'est-à-dire supérieur à l'écart entre sous-porteuses, peut être évalué dans le domaine fréquentiel en observant les pilotes continus.

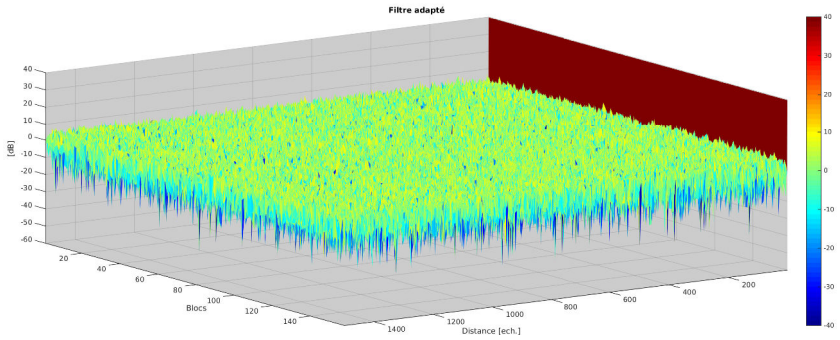
Enfin, il convient de déterminer le type du premier symbole OFDM détecté. Il est déterminé à partir d'une corrélation dans le domaine fréquentiel des échantillons à la position supposée des pilotes diffus.

Autocorrélation Comme évoqué plus tôt, un signal OFDM peut être modélisé par un bruit blanc. L'autocorrélation en temps d'un bruit blanc produit un pic de corrélation pour un retard nul, puis un palier de niveau $1/B_w T_{SUB}$ [4]. La figure Fig.2.15a illustre cette affirmation. Pour chaque segment de longueur T_{SUB} sur lequel est réalisée la corrélation, on observe un pic pour le retard nul. Etant donné $T_{SUB} = 1\ \mathrm{ms}$ et $B_w = 64/7\ \mathrm{MHz}$, le palier est effectivement $40\ \mathrm{dB}$ plus faible. Contrairement à un signal continu radar suivant une modulation linéaire de fréquence, ce palier présente un niveau plus élevé, et des variations aléatoires [67]. On parle de lobes secondaires aléatoires.

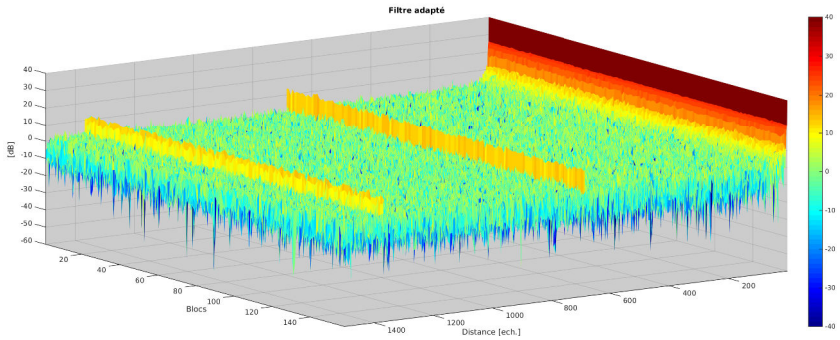
Avec un signal DVB-T à proprement parler, on retrouve cette forme d'autocorrélation : un pic à retard nul suivi d'un palier $40\ \mathrm{dB}$ plus faible avec les paramètres choisis ici. La figure Fig.2.15b est le résultat de l'autocorrélation d'un signal DVB-T simulé. Néanmoins, la structure régulière des pilotes en particulier éloigne le signal DVB-T du modèle de bruit blanc. On note notamment que le pic à

retard nul s'estompe plus progressivement sur quelques cases distance. En outre, on observe des pics de corrélation à certaines distances non nulles. Il convient de souligner que ces pics sont formés dès la compression distance. Ces lobes secondaires sont alors susceptibles de masquer des cibles situées à des cases distance très éloignées du trajet direct. Il est donc indispensable de supprimer la source de ces interférences avant filtrage adapté.

Il est à noter de plus que les échos de fouillis génèrent eux-aussi des lobes secondaires d'un niveau $1/B_w T_{SUB}$ plus faible. Bien que significativement plus bas que le trajet direct, ces lobes secondaires peuvent masquer des cibles potentielles de niveau assez faible. Par ailleurs, les lobes secondaires aléatoires du trajet direct et ceux des échos de fouillis se couplent. Parfois ils s'additionnent en phase. Parfois ils se compensent. Ainsi les lobes secondaires observés dans les cartes bloc - distance ou distance - Doppler des signaux expérimentaux résultent de la somme algébrique de toutes ces contributions secondaires aléatoires.



(a) Bruit blanc gaussien



(b) Signal DVB-T

FIGURE 2.15 – Autocorrélation distance de signaux de type Bruit blanc (a), et DVB-T (b)

L'autocorrélation distance - Doppler présente des pics à des distances et des décalages Doppler non nuls - voir la figure Fig.2.16. Ces maxima locaux sont la conséquence directe de la partie périodique de la structure du DVB-T. Ces pics sont donc aussi formés lors du filtrage adapté. Par conséquent, ils perturbent potentiellement la détection de cibles.

Néanmoins, leur position peut être déterminée par le calcul comme le montre [16] ou [17]. Par ailleurs, plusieurs solutions permettent de réduire l'impact des lobes générés par les symboles pilotes. En particulier, il est recommandé d'atténuer l'amplitude des symboles pilotes dans le signal de référence, en lui attribuant soit la valeur 0, soit la valeur 1 plutôt que $4/3$.

Ainsi, après estimation du signal de référence, deux références sont engendrées :

— celle qui servira à rejeter le trajet direct, $s_{ref,rej}$, conforme à la norme DVB-T, qui conserve

donc les pilotes à leur amplitude d'émission ;

— celle qui servira au calcul du filtre adapté, $s_{ref,fa}$, dont les symboles pilotes sont mis à ± 1, ils sont donc *déboostés* ; cela atténue les effets néfastes de la grille périodique de symboles pilotes sans pour autant complètement les supprimer.

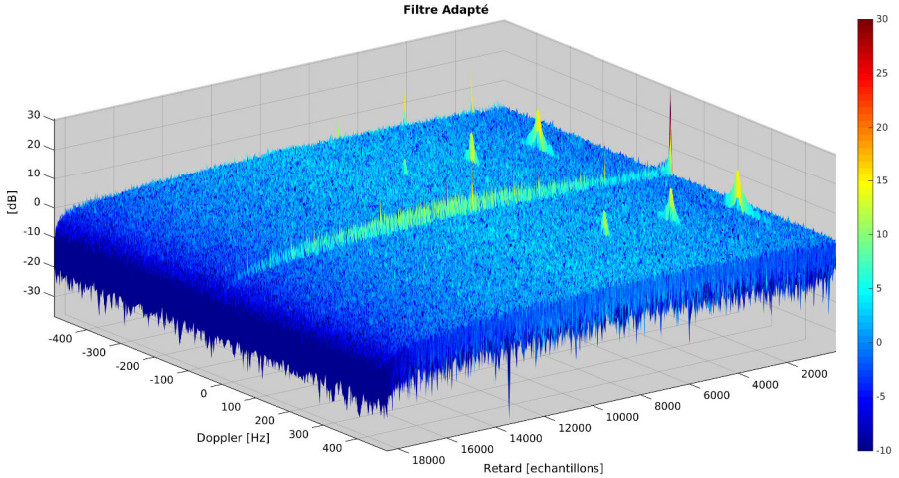


FIGURE 2.16 – Autocorrélation distance - Doppler d'un signal DVB-T mode 8K

2.5.3 Impact du choix de la référence

L'utilisation d'un signal de référence focalisé présente un avantage dû à la simplicité de sa mise en oeuvre. Comme le rappelle [8], une telle référence incorpore des composantes associées aux multi-trajets. Le signal reçu étant fortement composite, la référence produite par focalisation demeure elle-aussi composite. Cette propriété laisse à penser que les capacités de détection seront dégradées. En particulier, le signal de référence est susceptible de contenir une partie de la cible, potentiellement rejetée en même tant que le trajet direct ou le fouillis.

Par opposition, le signal de référence généré par décodage correspond à une référence idéale. Sa qualité dépend principalement de la qualité du décodage. Ainsi un effort tout particulier doit être consacré à la démodulation. Toutefois cette référence peut se révéler trop idéale. Elle ne comporte aucune des impuretés émises dues à d'éventuelles non linéarités de l'émetteur par exemple. De plus, elle ne représente pas précisément la forme d'onde émise mais uniquement son modèle. Ces différences peuvent elles aussi dégrader les performances du filtrage adapté.

Par ailleurs, il est à noter que la référence focalisée est parfois la seule accessible. C'est le cas des signaux analogiques, comme ceux de la radio FM. En outre, selon le matériel mis en oeuvre, il est parfois complexe de respecter les recommandations des normes en vigueur. Par exemple, l'article [30] montre la complexité à respecter la fréquence d'échantillonnage spécifique du signal DVB-T pour un récepteur radiologiciel.

Un point plus précis sur ces phénomènes possibles sera fait au chapitre 6.

2.6 Vers la détection aéroportée

Le concept de radar passif aéroporté a été décrit dans les grandes lignes par Kulpa dans [18], tandis que Tan et al. [19] mène une étude préalable de prédiction de performances d'un tel système.

Depuis, de rares campagnes expérimentales ont eu lieu. Deux types d'émetteurs ont été utilisés. Brown et al. dans [20] décrivent les essais menés à proximité des aéroports londoniens en utilisant des émetteurs FM. La détection d'une cible est confirmée par l'analyse de la trajectoire et de l'environnement. Un second vol a permis de confirmer la détection de cibles grâce aux données ADS-B [12]. Les résultats expérimentaux présentés par Dawidowicz et al. dans [21] et [22] s'appuient eux aussi sur la radio FM. En revanche aucune donnée extérieure aux essais ne permet de confirmer une détection. Par ailleurs, les résultats présentés dans [23] s'appuient sur des données acquises en utilisant un émetteur DVB-T comme émetteur d'opportunité - [24], [25]. Aucune détection de cible n'est démontrée. Notons de plus, que le matériel utilisé rend particulièrement difficile le décodage du signal DVB-T, imposant de fait l'utilisation d'une référence focalisée - [30]. Enfin, bien qu'en marge de l'application qui nous concerne, citons la réalisation de campagnes dédiées à l'imagerie SAR, telles que [68] et [69], profitant elles aussi d'émetteurs DVB-T. En France, à notre connaissance, les seuls essais expérimentaux de radar passif aéroporté DVB-T ont été réalisés dans le cadre de cette thèse. Ils seront décrits dans le chapitre 3.

Dans ce contexte méconnu, il s'agit ici de cerner en quoi un système passif aéroporté diffère d'un système équivalent terrestre. La première différence provient du canal aéronautique. Le positionnement du récepteur en hauteur implique un faible nombre d'obstacles. Ceci se traduit tout d'abord par de multiples trajets. Le fouillis est par conséquent puissant comme le montre [26] dans l'étude visant à établir la SER des cases sol observées. Par ailleurs, les retards de ces trajets peuvent être relativement grands. Ainsi, d'après ce qui a été montré précédemment, le signal reçu est susceptible de subir régulièrement des évanouissements assez profonds dans le domaine fréquentiel. De plus, la mobilité du porteur conduit d'une part à une variation du comportement du canal dans le temps, et d'autre part à une perte d'orthogonalité entre les porteuses du signal OFDM DVB-T. En somme, la reconstruction d'un signal de référence adéquat se révèle complexe. Le chapitre 4 s'attache à décrire la méthode proposée dans le cadre des travaux de thèse.

Le mouvement du porteur introduit aussi un décalage Doppler pour tous les trajets reçus, différents en fonction de leur direction d'arrivée. De ce fait, nous verrons que le fouillis se retrouve étalé en fréquence, contrairement aux propriétés du fouillis dans le cas d'un système fixe terrestre, où ce dernier est concentré le long de l'axe à Doppler nul. La forme particulière de cet étalement sera détaillée dans le chapitre 5. Pour pouvoir appliquer la méthode de réjection [10] décrite précédemment, il est donc nécessaire de généraliser le masque de réjection à des hypothèses Doppler non nulles. Or Rabaste et al. dans [27] soulignent la nécessité de suréchantillonner le masque en Doppler pour limiter les artefacts de réjection dus à une inadéquation entre le Doppler réel des trajets à éliminer et la grille d'analyse utilisée pour la réjection. On en déduit que la complexité de la réjection augmente considérablement. Comme le démontre [4], cette étape de réjection du trajet direct et des échos les plus forts est pourtant indispensable de façon à limiter l'impact des lobes secondaires en distance induit par le filtrage adapté dans le cas de signaux OFDM. Le chapitre 6 traite spécifiquement de la réjection du trajet direct et des échos de fouillis qui doit désormais être capable de limiter l'impact d'un nombre conséquent de contributeurs à des fréquences Doppler différentes.

CHAPITRE 3

DÉVELOPPEMENT DU SYSTÈME RADAR

Contents

3.1 Introduction **27**
3.1.1 Des données indispensables 27
3.1.2 Le système idéal 27
3.2 L'environnement expérimental **28**
3.2.1 Le porteur BUSARD 28
3.2.2 La zone d'expérimentation 29
3.2.3 La cible coopérative 35
3.3 Le système radar passif embarqué **40**
3.3.1 L'antenne RIVERA 40
3.3.2 Conception et validation de la chaine de réception 41
3.3.3 Qualification du système avant vol 48

3.1 Introduction

3.1.1 Des données indispensables

Une analyse appronfondie a été menée par l'auteur de [4] sur les traitements appliqués au radar passif aéroporté dans le cadre de sa thèse. Mais son travail n'a pas pu être confronté à des signaux réels aéroportés. C'est pourquoi, cette thèse, souhaitant poursuivre ces travaux, a d'emblée eu pour objectif l'acquisition de données dont les paramètres seraient connus et maîtrisés.

Par ailleurs, il convient de souligner la difficulté à simuler l'environnement rencontré. En particulier, il est complexe de générer du fouillis représentatif de la réalité. Il est d'autant plus délicat de simuler un tel environnement qu'il est assez mal connu, c'est notamment le cas du fouillis bistatique pour des signaux UHF. Il parait donc judicieux de s'attacher dans un premier temps à des données réelles.

Ainsi, en partant d'une feuille blanche, une part importante de cette thèse a été consacrée au développement du système radar passif embarqué RIVERA (aiRborne passIVE RAdar), dans le but de disposer de signaux DVB-T aéroportés permettant de dépasser la simulation, et de ce fait d'approfondir la compréhension des phénomènes concourrant à la détection de cibles potentielles.

3.1.2 Le système idéal

Le système à développer est un démonstrateur dont les acquisitions doivent permettre de mieux comprendre les phénomènes en jeu et, dans la mesure du possible, conduire à la détection confirmée

d'une cible basse altitude. Le système doit donc permettre la surveillance large de l'espace mais pas nécessairement omnidirectionnelle. En premier lieu, on peut penser à un radar pointe avant de type Forward Looking Antenna Radar (FLAR). Ce type de radar induit des propriétés spécifiques du fouillis comme nous le verrons dans la partie 5.3.1.2. Pour cette raison, il est préférable que le démonstrateur ait une visée latérale, ce que la littérature nomme Side Looking Antenna Radar (SLAR).

Les caractéristiques du signal DVB-T et de son réseau de diffusion introduisent aussi plusieurs contraintes. Le système doit permettre de décoder le signal reçu, par exemple en numérisant à la fréquence d'échantillonnage spécifique du DVB-T. Il faut pouvoir acquérir des signaux sur différents canaux de façon à pouvoir travailler avec différents émetteurs, mais aussi pour se prémunir des éventuelles évolutions du plan de fréquences (ce qui a été le cas pendant cette thèse). Ceci impose au système de disposer d'une bande couvrant une large partie de la bande DVB-T.

Enfin, on souhaite que le système possède un maximum d'antennes. En effet, plus le système comporte d'antennes, plus performants peuvent être les traitements. On comprend cependant que les capacités d'emport du porteur restreignent fortement ce paramètre. Donc le radar conçu doit être un compromis entre ce cahier des charges idéal et les contraintes inhérentes à son emport sur une plateforme aéroportée.

3.2 L'environnement expérimental

3.2.1 Le porteur BUSARD

BUSARD (Banc Ultraléger pour Systèmes Aéroportés de Recherche sur les Drones) est un banc de mesures aéroportées dédié aux applications de télédétection, en particulier l'imagerie SAR [28, 29]. Ce motoplaneur de type STEMME S10VT appartient à l'ONERA. Il est employé pour diverses campagnes de mesures - Fig.3.1. D'une envergure de $23\ \mathrm{m}$, il évolue à une vitesse comprise entre $30\ \mathrm{m/s}$ et $55\ \mathrm{m/s}$.

Une charge utile de $60\ \mathrm{kg}$ peut être embarquée dans chacun des pods sous les ailes. Un passage de câbles par les ailes permet de relier le système radar à un ordinateur embarqué. La mise en oeuvre peut ainsi se faire par un opérateur à bord. L'alimentation des systèmes est assurée par une génératrice $28\ \mathrm{V}$.

FIGURE 3.1 – BUSARD avant vol

La partie centrale du pod permet l'intégration des éventuels émetteurs / récepteurs. La section

avant, transparente aux ondes électromagnétiques, est l'emplacement réservé aux antennes. Plusieurs configurations sont possibles : soit des antennes face-avant, soit des antennes latérales, éventuellement tiltées. Les dimensions de la coiffe du pod, ie la partie avant, sont indiquées sur le schéma Fig.3.2.

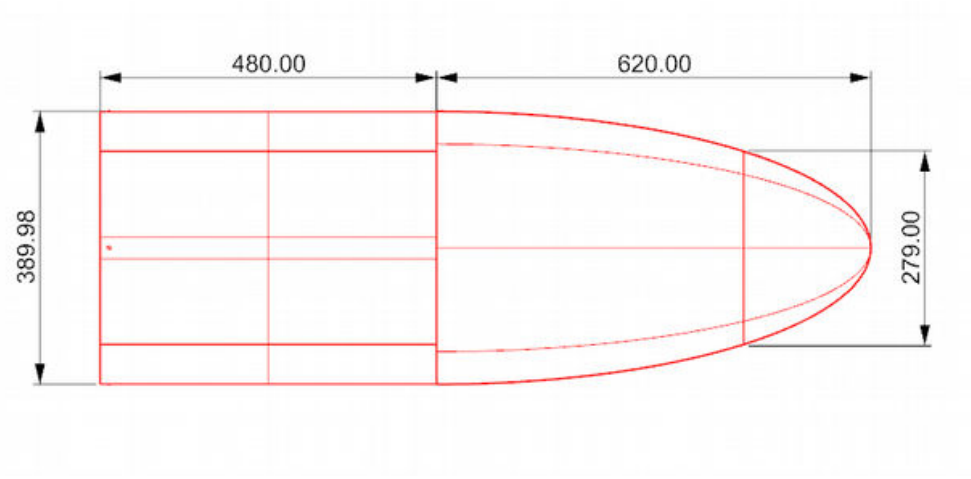


FIGURE 3.2 – Coiffe du pod BUSARD- Dimensions en [mm]

Enfin BUSARD est équipé d'une centrale inertielle couplée au GPS. Elle sauvegarde la position, la vitesse et l'attitude de l'appareil pendant toute la durée du vol. Ces données sont accessibles a posteriori et peuvent être utilisées dans l'analyse et/ou le traitement des acquisitions.

3.2.2 La zone d'expérimentation

Le porteur du système étant stationné sur la base aérienne de Salon-de-Provence (Bouches-du-Rhône, France), il a été convenu d'organiser les essais dans la région alentour, approximativement délimitée par Montélimar (Drôme, France) au Nord-Ouest et Toulon (Var, France) au Sud-Est.

3.2.2.1 Les deux principaux émetteurs

La zone expérimentale ainsi définie contient deux émetteurs principaux et peut donc se découper en deux sous-régions. La première s'étend aux environs de l'émetteur d'*Avignon - Mont Ventoux* (Vaucluse, France), la seconde aux abords de Marseille (Bouches-du-Rhône, France) dont le principal émetteur est *Marseille - Grande Etoile*. Pour des raisons pratiques, les noms de ces émetteurs seront désormais abrégés respectivement en A-MtV et M-GdE. La figure Fig.3.3 fournit les cartes correspondantes. Le tableau Tab.3.1 fournit les principales caractéristiques de ces deux émetteurs. La Puissance Apparente Rayonnée (PAR) traduit la puissance des émetteurs.

Le Conseil Supérieur de l'Audiovisuel (CSA)[3] fournit les gabarits des diagrammes de rayonnement des principaux émetteurs DVB-T. Les figures Fig.3.4 et Fig.3.5 présentent ces gabarits en deux dimensions (vue de dessus) respectivement des émetteurs A-MtV et M-GdE. Ces diagrammes mettent en lumière le fait que ces émetteurs ne sont pas omnidirectionnels. L'émetteur A-MtV diffuse le signal DVB-T principalement vers l'Ouest, dans la vallée du Rhône. L'émetteur M-GdE, situé au Nord de Marseille, diffuse vers le Nord du département, en particulier vers le Nord-Ouest. Il ne couvre pas la ville de Marseille (voir 3.2.2.2). Les figures Fig.3.6 et Fig.3.7 présentent les diagrammes de

3. http://www.csa.fr/csagabarit/liste/plan/pass

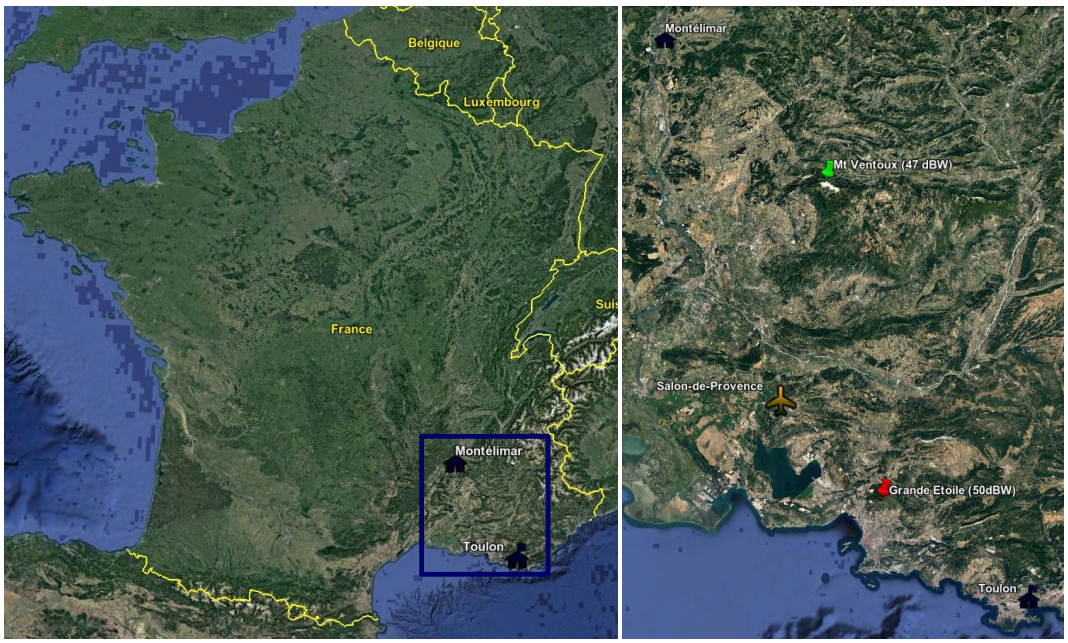


FIGURE 3.3 – Vues de la zone d'expérimentation et des principaux émetteurs [*GoogleEarth - ©2017 Google - Image Landsat\Copernicus*]

TABLE 3.1 – Principales caractéristiques des émetteurs d'Avignon-Mont Ventoux et de Marseille Grande Etoile

Avignon-Mont Ventoux		**Marseille Grande Etoile**	
Altitude [m]	1969	**Altitude** [m]	723
PAR max [dBW]	47	**PAR max** [dBW]	50
Polarisation	Horizontale	**Polarisation**	Horizontale
Canaux	**Fréquences** [MHz]	**Canaux**	**Fréquences** [MHz]
33	570	22	482
36	594	23	490
39	618	29	538
42	642	30	546
45	666	35	586
47	682	38	610

rayonnement mesurés (données fournies par Télévision De France (TDF)). Les vues du dessus fournies en figures Fig.3.6a et Fig.3.7a, confirment l'aspect général des gabarits. Les données mesurées en trois dimensions illustrées par les figures Fig.3.6b et Fig.3.7b, permettent surtout d'appréhender la répartition de puissance en élévation. Il apparait que les émetteurs sont nettement tiltés vers le sol. Ceci est d'autant plus visible sur A-MtV, que ce dernier se trouve à plus de $1900\ \mathrm{m}$ d'altitude - voir Tab.3.1.

A partir des diagrammes de rayonnement réels des émetteurs principaux, nous avons estimé la puissance reçue pour un récepteur défini par sa position (longitude et latitude) et son altitude. Les figures Fig.3.8 et Fig.3.9 comparent ainsi les puissances reçues au sol et à différentes altitudes, $1500\ \mathrm{m}$ et $3000\ \mathrm{m}$. Le carré rouge symbolise la position de l'émetteur. Ces estimations tiennent compte du diagramme de rayonnement réel des émetteurs et des pertes en espace libre. Le récepteur pris comme modèle ici, dispose d'une antenne de gain nul, et d'aucun amplificateur. Les valeurs estimées au sol sont conformes aux mesures de champ réalisées par l'Agence Nationale des FRé-

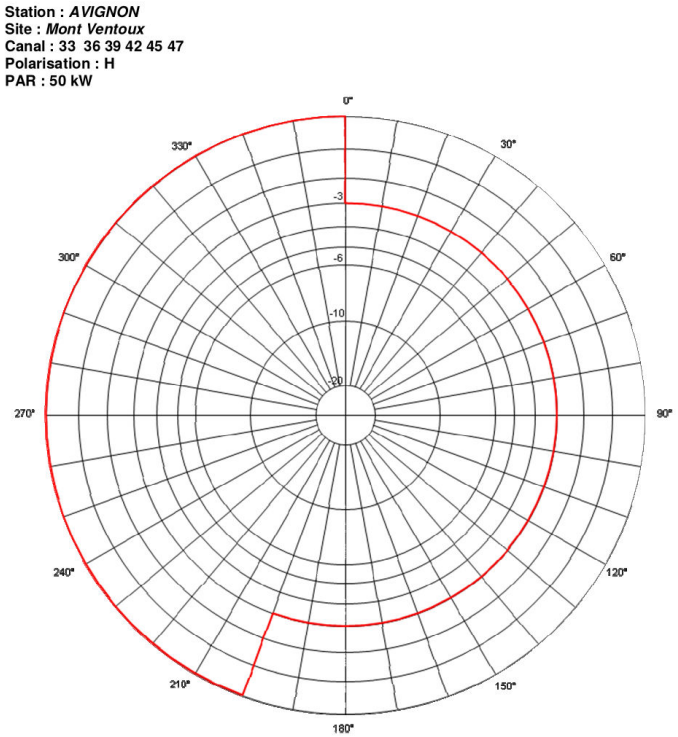


FIGURE 3.4 – Gabarit du diagramme de rayonnement de l'émetteur d'Avignon-Mont Ventoux [*Données CSA*]

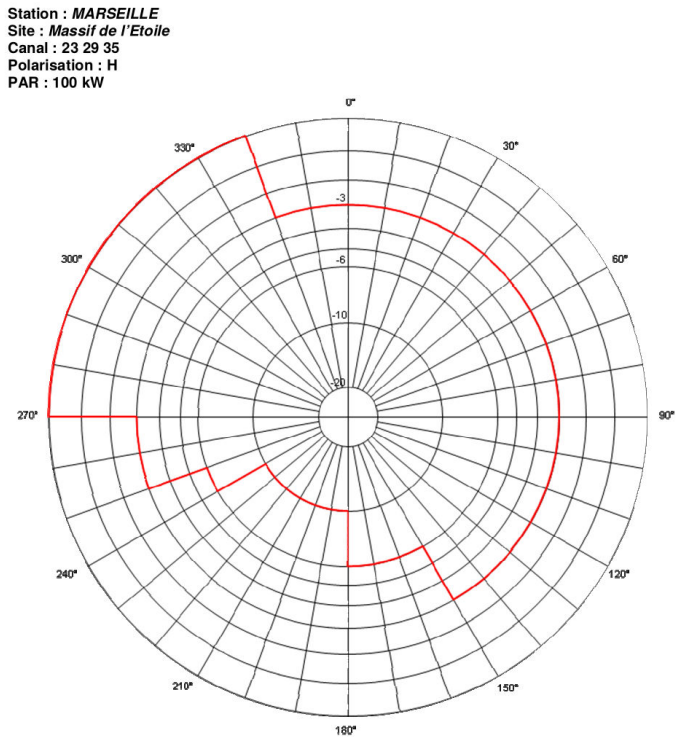
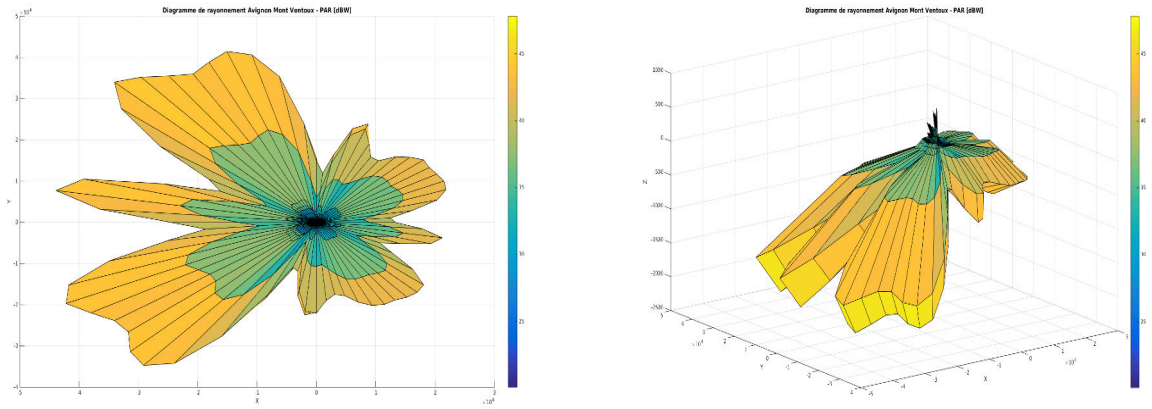


FIGURE 3.5 – Gabarit du diagramme de rayonnement de l'émetteur de Marseille Grande Etoile [*Données CSA*]

quences (ANFR) [4]. Par exemple, le niveau mesuré près de la ville du Pontet (Vaucluse, France) est d'environ -72 dBW. L'estimation lue à partir de Fig.3.8a est de -71 dBW. Pour la ville de Pélissanne (Bouches-du-Rhône, France), l'ANFR indique une mesure de -72 dBW, tandis que la valeur lue sur

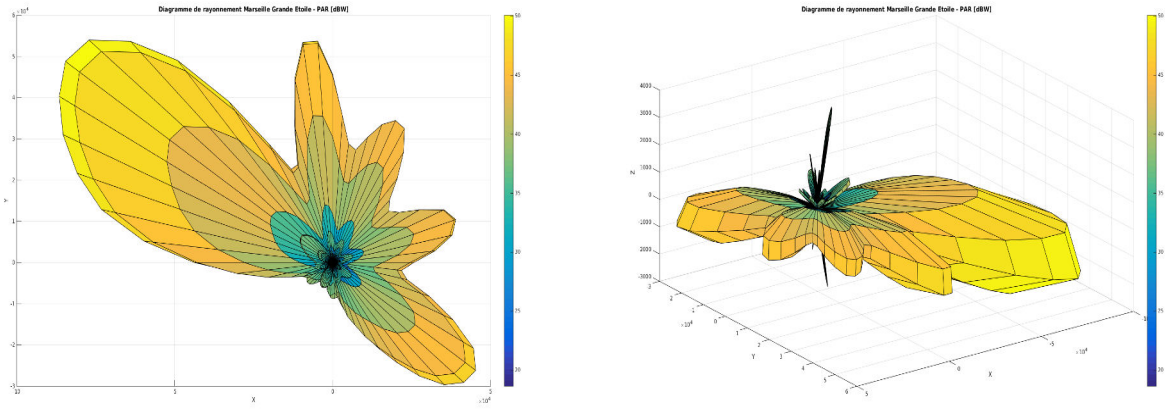
4. https://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/



(a) Vue du dessus orientée au Nord

(b) Vue en 3D

FIGURE 3.6 – Diagramme de rayonnement - Emetteur d'Avignon-Mont Ventoux [*Données TDF*]



(a) Vue du dessus orientée au Nord

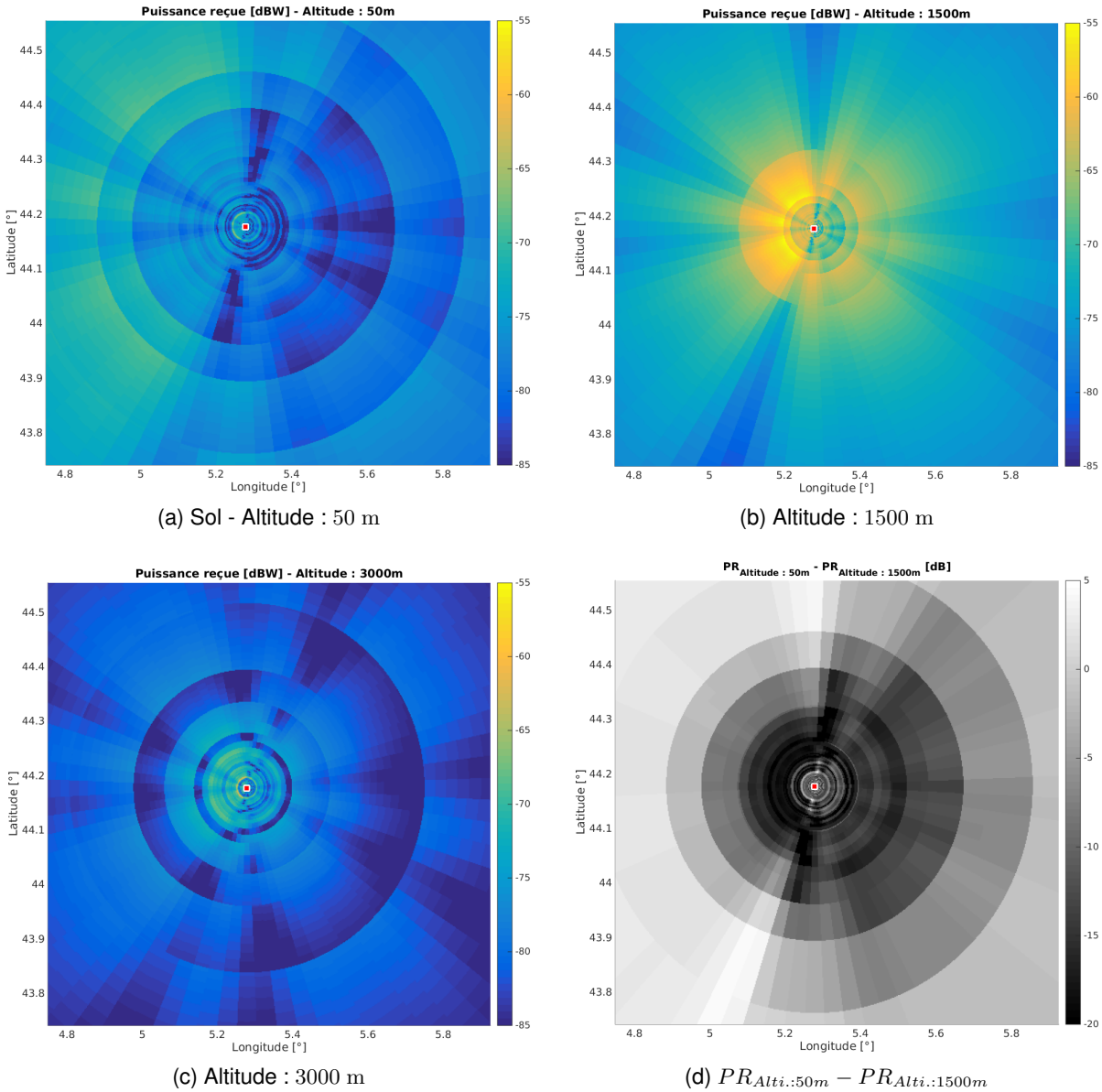
(b) Vue en 3D

FIGURE 3.7 – Diagramme de rayonnement - Emetteur de Marseille-Grande Etoile [*Données TDF*]

Fig.3.9a est de $-67\ \mathrm{dBW}$. Ceci s'explique par le fait que l'estimation proposée ne tient pas compte de l'atténuation due au relief. Or un relief est présent sur le trajet entre Pélissanne et M-GdE. Ainsi la puissance reçue peut être inférieure à l'estimation théorique proposée ici.

On note que les puissances reçues les plus fortes sont obtenues dans les cas où le récepteur est placé dans un plan au-dessous de l'émetteur - voir les figures Fig.3.8a, Fig.3.8b et Fig.3.9a. Cette observation est logique étant donné le tilt des émetteurs vers le sol. En revanche, pour tous les plans situés au-dessus de l'émetteur, il apparait que plus l'altitude augmente, plus la puissance reçue est faible comme le montre les cartes Fig.3.8c, Fig.3.9b et Fig.3.9c. Enfin les figures Fig.3.8d et Fig.3.9d affichent le ratio de la puissance reçue au sol sur la puissance reçue à une altitude de $1500\ \mathrm{m}$. Pour A-MtV, on constate que cette différence reste contenue entre $\pm 5\ \mathrm{dB}$ excepté à proximité de l'émetteur. La puissance reçue en vol est parfois supérieure à celle au sol. Sur la carte prise pour exemple pour la figure Fig.3.8, la différence moyenne est de $-1.4\ \mathrm{dB}$. En ce qui concerne M-GdE, la différence est plus importante, en moyenne $+6.7\ \mathrm{dB}$. Toutefois, cette différence reste assez faible (inférieure à $5\ \mathrm{dB}$) dans la grande moitié Nord de la carte par exemple. En outre, cette différence est probablement plus faible dans la réalité si l'on tient compte des effets de relief évoqués ci-dessus. En résumé, tant que le récepteur conserve une altitude basse proche de $1500\ \mathrm{m}$, on conserve en

moyenne un niveau de puissance reçue proche de celui au sol. On s'assure donc d'un niveau de puissance reçue acceptable pour un système de détection radar passif.



(a) Sol - Altitude : $50\ \mathrm{m}$

(b) Altitude : $1500\ \mathrm{m}$

(c) Altitude : $3000\ \mathrm{m}$

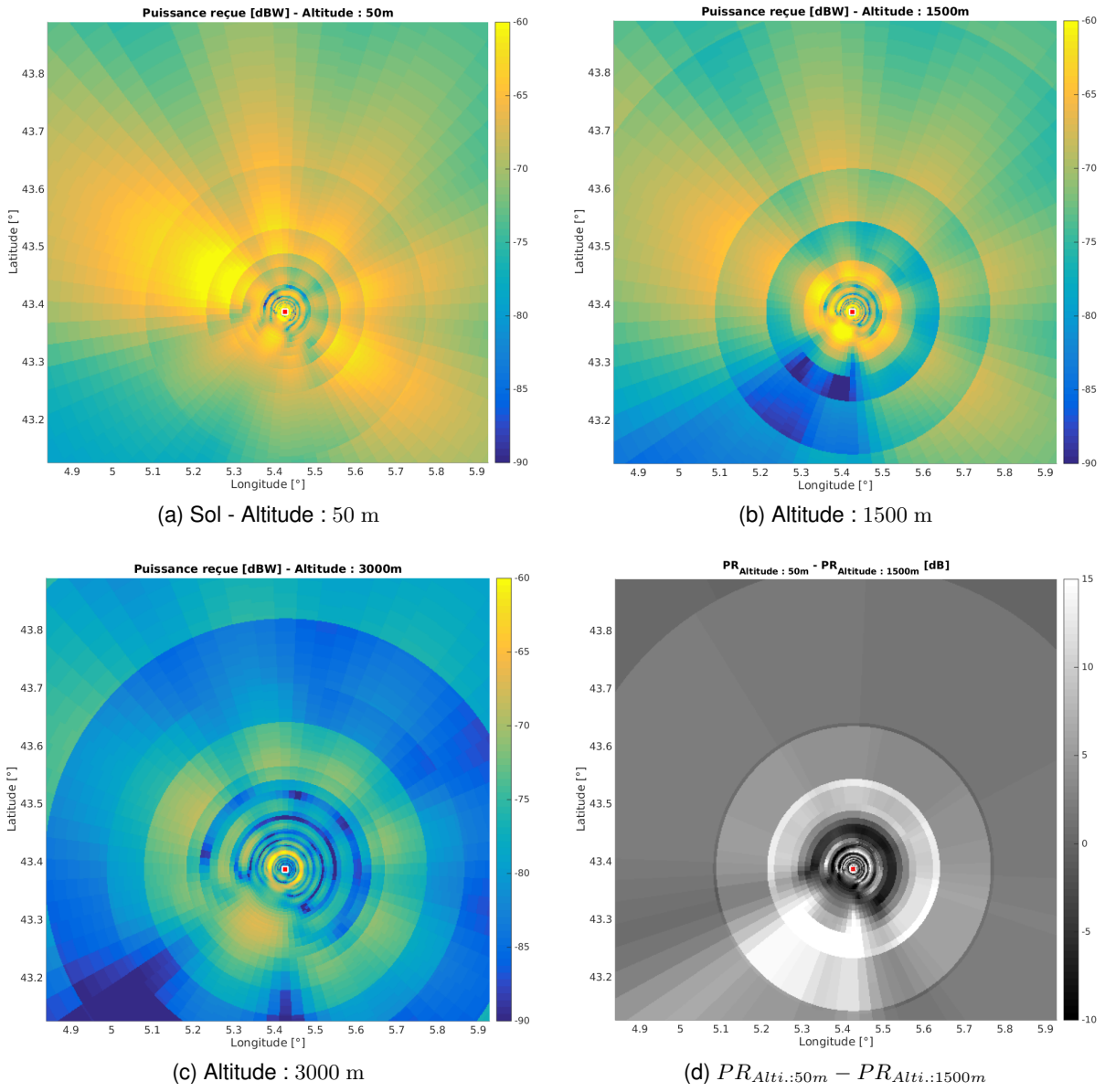
(d) $PR_{Alti.:50m} - PR_{Alti.:1500m}$

FIGURE 3.8 – Comparaison de la puissance reçue pour un récepteur au sol (a), et à des altitudes de $1500\ \mathrm{m}$ (b), ou $3000\ \mathrm{m}$ (c), et la carte des différences (d) - Emetteur d'Avignon-Mont Ventoux

3.2.2.2 Les ré-émetteurs

Comme souligné précédemment, les deux émetteurs n'utilisent pas les mêmes canaux. De fait, le réseau DVB-T en France n'est pas fortement Single Frequency Network (SFN). Néanmoins les émetteurs principaux sont complétés par des émetteurs secondaires afin d'assurer la couverture requise. Donc, localement, la situation peut se rapprocher d'un réseau SFN.

L'émetteur du Mont Ventoux ne dispose que d'un ré-émetteur, celui d'Apt (Vaucluse, France) - voir Fig.3.10. Il apporte un complément de couverture dans la vallée uniquement et dispose d'une puissance plus faible de $40\ \mathrm{dB}$ environ. Donc la région de A-MtV peut être considérée de type Multiple Frequency Network (MFN).



(a) Sol - Altitude : $50\ \mathrm{m}$

(b) Altitude : $1500\ \mathrm{m}$

(c) Altitude : $3000\ \mathrm{m}$

(d) $PR_{Alti.:50m} - PR_{Alti.:1500m}$

FIGURE 3.9 – Comparaison de la puissance reçue pour un récepteur au sol (a), et à des altitudes de $1500\ \mathrm{m}$ (b), ou $3000\ \mathrm{m}$ (c), et la carte des différences (d) - Emetteur de Marseille-Grande Etoile

En revanche, la région de Marseille est bien plus compliquée - voir Fig.3.11. L'émetteur de Marseille-Pomègues (Bouches-du-Rhône, France) couvre l'agglomération depuis une île située au sud de la ville. Sa puissance est conséquente : $PAR_{max} = 35.4\ \mathrm{dBW}$. En outre la couverture est complétée par plusieurs ré-émetteurs dont les principaux sont ceux de Trets - $PAR_{max} = 15.5\ \mathrm{dBW}$, Roquevaire - $PAR_{max} = 13\ \mathrm{dBW}$, La Sainte Baume - $PAR_{max} = 13\ \mathrm{dBW}$, Le Tholonet - $PAR_{max} = 7.8\ \mathrm{dBW}$ (Bouches-du-Rhône, France). La région de Marseille se rapproche d'un réseau SFN.

On ne dispose pas des diagrammes de rayonnement de ces ré-émetteurs, ni des gabarits du CSA, excepté pour quelques rares cas. Certains ré-émetteurs viennent combler des déficits de couverture dans une vallée encaissée ou pour une agglomération. Certains en revanche diffusent sur une zone plus vaste. Leur puissance varie beaucoup, comme le montre la différence entre les émetteurs de Marseille-Pomègues et de Trets par exemple. Retenons que la région du Mont Ventoux se caractérise par un émetteur unique, tandis que la région de Marseille s'apparente à une zone SFN.

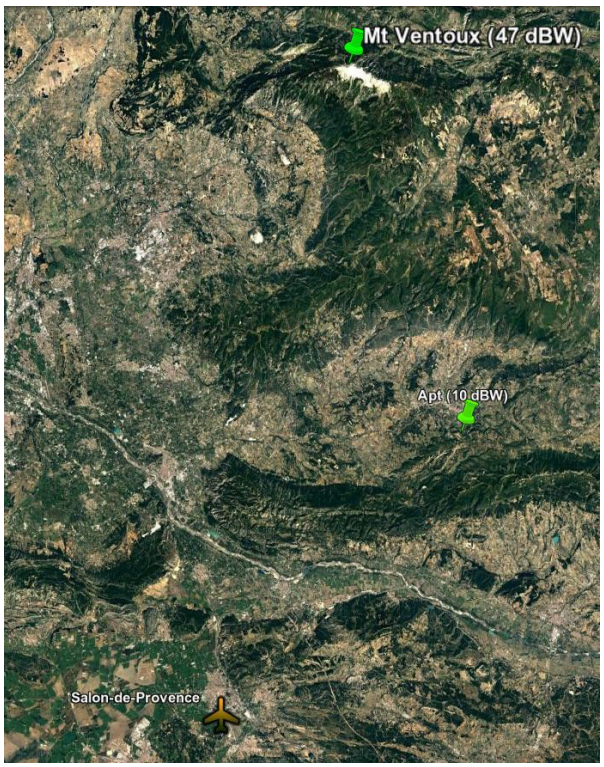


FIGURE 3.10 – Emetteur secondaire d'Avignon-Mont Ventoux [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*]

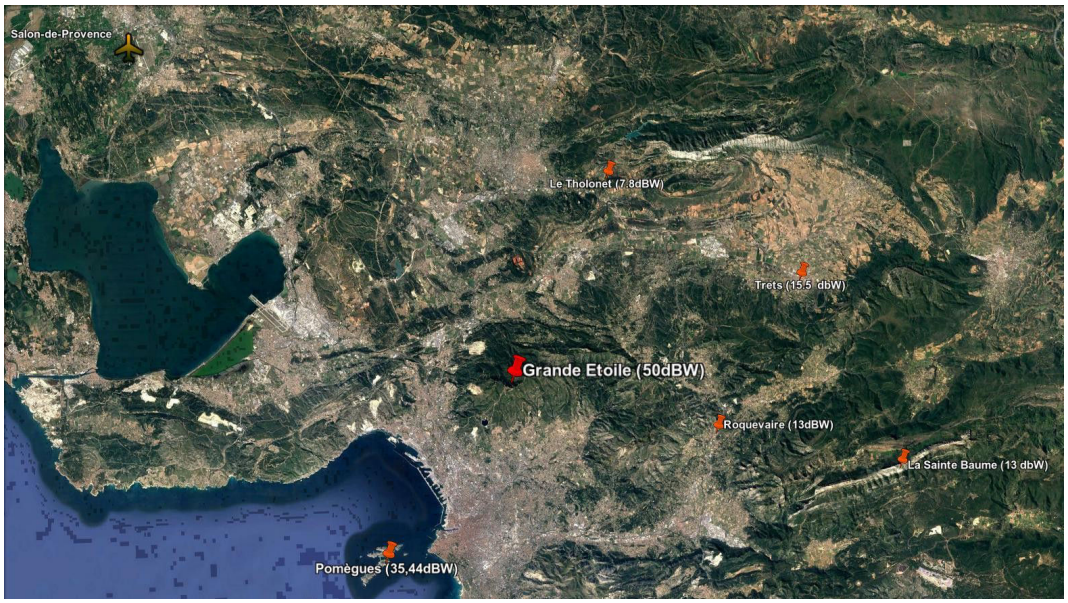


FIGURE 3.11 – Principaux ré-émetteurs de Marseille-Grande Etoile [*GoogleEarth - Image Landsat\Copernicus*]

3.2.3 La cible coopérative

L'objectif des expérimentations consistait à récolter des signaux réels permettant d'étudier le comportement du fouillis dans le cas d'un radar passif DVB-T aéroporté, et également de mener des premiers tests de détection sur une cible coopérative. Dans ce but, en coopération avec l'Armée de l'air, il a été possible de bénéficier de cibles coopératives lors des phases expérimentales. Ainsi plusieurs acquisitions ont été réalisées alors qu'un appareil de type Cirrus-SR20 était en vol - voir figure

Fig.3.12. Le tableau Tab.3.2 résume les caractéristiques principales de ce type d'appareil.

TABLE 3.2 – Principales caractéristiques du Cirrus-SR20

Plafond [m]	$4900\ \mathrm{m}$
Vitesse maximale	$80\ \mathrm{m/s}$
Vitesse minimale	$30\ \mathrm{m/s}$
Envergure	$10.85\ \mathrm{m}$
Longueur	$7.92\ \mathrm{m}$
Hauteur	$2.59\ \mathrm{m}$
Matériau principal	Résine époxy

FIGURE 3.12 – Cirrus-SR20 [©*Ecole de l'air - Service Photo*]

En exploitant l'outil *POFACETS*[5] [©*2012 US g, David Jenn US government work*], il a été possible d'obtenir une estimation de la Surface Equivalente Radar (SER) de ce type d'appareil en bistatique, et plus spécifiquement dans la gamme UHF. La SER représente la proportion de signal renvoyée par la cible en direction du radar. Elle est modélisée par une surface et mesurée en m^2. Le modèle numérique[6] présenté en figure Fig.3.13 a servi de base pour les calculs. L'exemple choisi repose sur le fait que le signal électromagnétique atteint l'avion par le dessus avec un angle de $10°$ par rapport à l'horizontal, de façon à se rapprocher de la situation dans la région de A-MtV. La figure Fig.3.14 représente schématiquement la situation. La figure Fig.3.15a montre les résultats obtenus en faisant varier l'angle de mesure en fonction de l'angle d'incidence. On note sur cette figure trois structures évidentes qui sont explicitées sur la schéma Fig.3.15b vue de dessus. En effet, ces trois structures correspondent aux trois phénomènes de réflexion spéculaire, diffusion vers l'avant et diffusion vers l'arrière. On observe par ailleurs que, pour un angle d'incidence donné $\phi_{incident}$, la valeur de SER varie de façon importante en fonction de l'angle de mesure ϕ_{mesure}. La répartition des valeurs de SER sous forme cumulative Fig.3.16 démontre que la SER bistatique du Cirrus-SR20 est supérieure à $0\ \mathrm{dBm}^2$ dans 90% des cas, et supérieure à $4\ \mathrm{dBm}^2$ dans 80%. Il semble ainsi pertinent de considérer $4\ \mathrm{dBm}^2$, comme une approximation raisonnable de la SER bistatique dans la gamme de fréquence DVB-T.

5. https://fr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/35861-pofacets4-1
6. http://www.thingiverse.com/thing:1200422

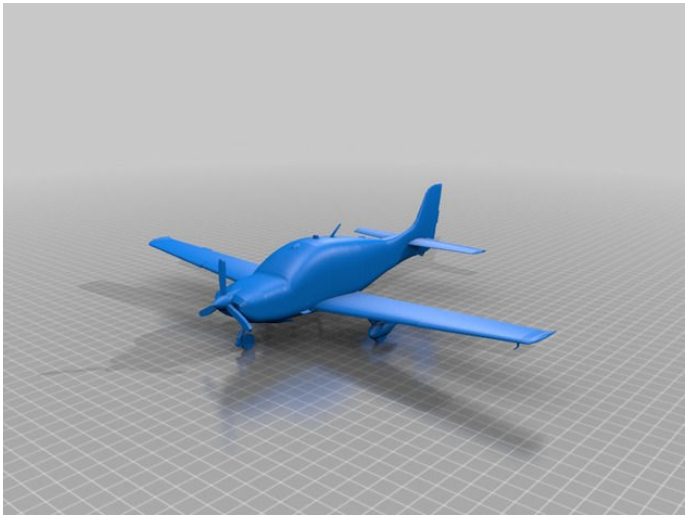


FIGURE 3.13 – Modèle numérique de Cirrus-SR20 [© *by Navy876*]

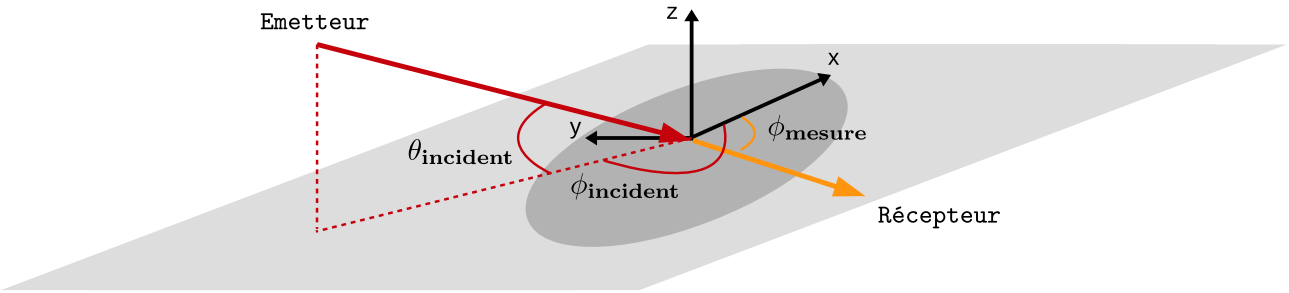
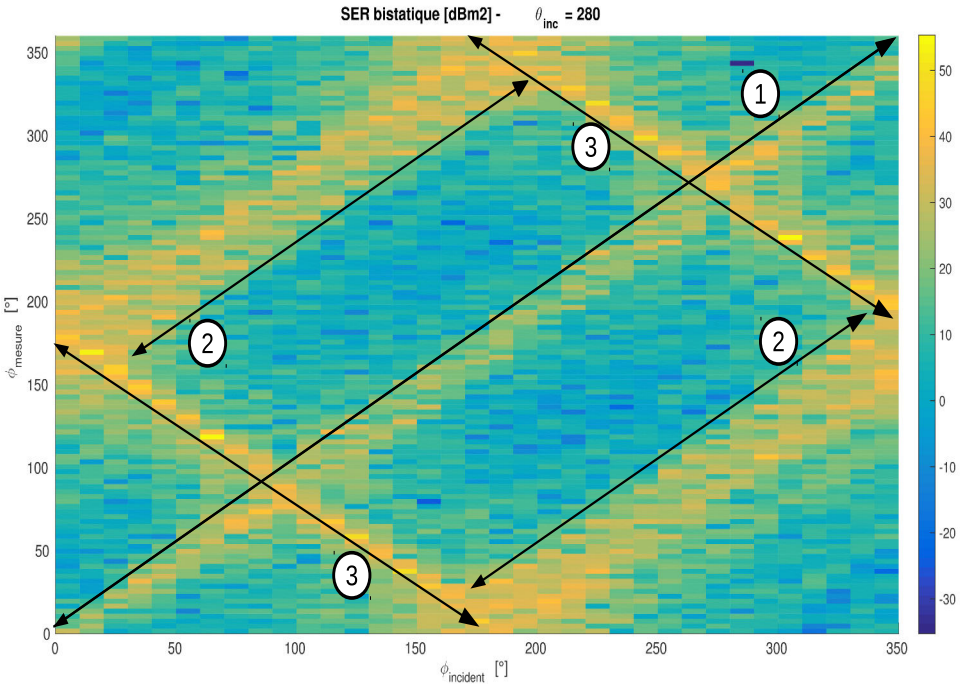
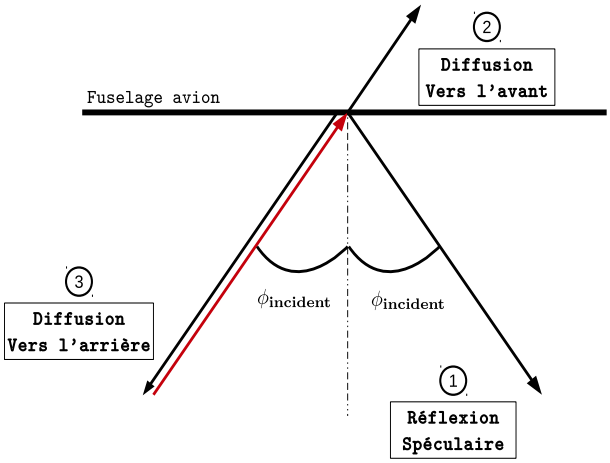


FIGURE 3.14 – Représentation des angles utilisés pour la mesure de SER



(a) Résultats des estimations



(b) Détail des réflexions prépondérentes - Vue de dessus

FIGURE 3.15 – SER bistatique estimée à partir d'un modèle de Cirrus-SR20 en fonction des angles d'incidence et de mesure [dBm^2] pour une fréquence f=$500\ \mathrm{MHz}$

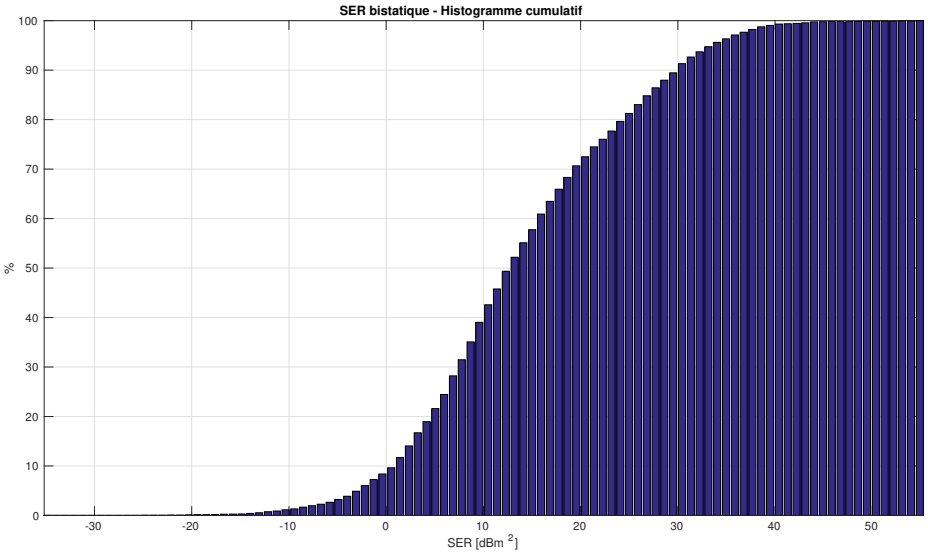


FIGURE 3.16 – SER bistatique estimée à partir d'un modèle de Cirrus-SR20 - Histogramme cumulatif [dBm^2] pour une fréquence f=$500\ \mathrm{MHz}$

3.3 Le système radar passif embarqué

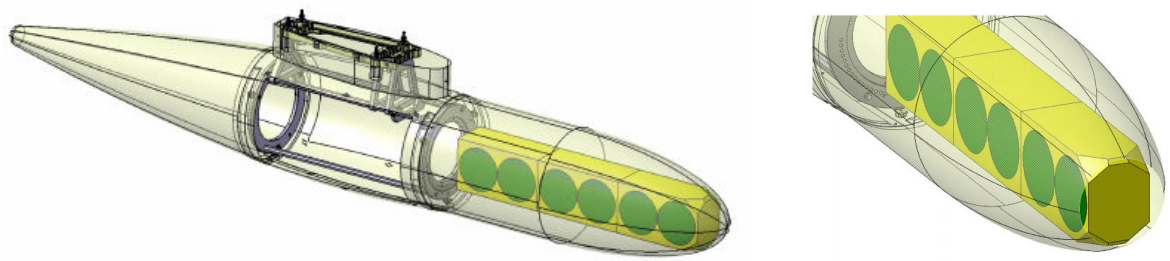
Pour résumer, le radar à développer devait être en mesure de surveiller un large secteur en azimut, afin d'envisager la détection d'une cible à une distance de 5 à $20\ \mathrm{km}$, évoluant à une altitude inférieure à $1500\ \mathrm{m}$. Le système passif doit pouvoir exploiter les signaux DVB-T concentrés dans la gamme $470\ \mathrm{MHz}$ - $690\ \mathrm{MHz}$, soit des longueurs d'ondes entre $40\ \mathrm{cm}$ et $75\ \mathrm{cm}$. Enfin, ce radar doit pouvoir voler sur BUSARD.

3.3.1 L'antenne RIVERA

Plusieurs solutions techniques ont été envisagées pour la conception des capteurs élémentaires du réseau d'antennes par les ingénieurs du laboratoire SONDRA à qui a été confiée cette étape. La principale difficulté réside dans la nécessité de concilier une large bande passante et des dimensions restreintes. La coiffe offre une longueur de $110\ \mathrm{cm}$. La dimension n'est cependant pas exploitable dans son intégralité. Il est indispensable de conserver une marge suffisante par rapport à la bride de fixation notamment. L'antenne réseau doit néanmoins contenir autant de capteurs que possible, alors que la longueur d'onde moyenne est proche de $60\ \mathrm{cm}$.

En particulier, une étude avec des antennes sinueuses à deux bras a été conduite. Leur capacité large bande, ainsi que leur faible dimension en faisaient des candidates potentielles. Toutefois, cette solution technique aurait imposé le développement d'une électronique spécifique [70]. Le peu de retour d'expérience ainsi que le temps contraint, a finalement conduit à mettre de côté cette solution.

Le choix s'est alors porté sur des antennes dipoles plan BiDisk. Leur dimension de l'ordre de la demi-longueur d'onde, permet de loger seulement trois capteurs dans la coiffe. En revanche, ce type d'antenne offre une large ouverture du diagramme, ainsi qu'une large bande. En outre, le degré de connaissance de cette technologie, a permis de minimiser les risques et de s'assurer du respect des délais d'approvisionnement. La réalisation finale est visible sur la figure Fig.3.17. Notons de plus que le montage de l'antenne dans le pod est tilté vers le sol, $\theta_R = -30°$. Le tableau Tab.3.3 liste les principales caractéristiques.



(a) Vue complète (b) Zoom

FIGURE 3.17 – L'antenne RIVERA dans le pod

TABLE 3.3 – Principales caractéristiques des capteurs élémentaires de RIVERA

Nombre de capteurs		3
Gain		$1\ \mathrm{dB}$
Bande Passante		$440 - 700\ \mathrm{MHz}$
Polarisation		Horizontale
Ouverture à $3\ \mathrm{dB}$	Azimut	$60°$
	Elevation	$120°$

3.3.2 Conception et validation de la chaine de réception

Le système conçu ne s'est appuyé sur aucun système existant. L'ensemble de la chaine a été entièrement créée dans le cadre de ce travail de thèse. Ainsi, initialement, toutes les possibilités ont été envisagées quant au choix du récepteur. Une rapide comparaison des solutions existantes, a rapidement conduit à sélectionner des matériels *National Instrument*. Ce choix a été guidé par plusieurs critères. Tout d'abord, ce type de matériel a déjà volé sur BUSARD. Le retour d'expérience ainsi acquis lors des phases de configuration, d'intégration et de vol, a été jugé primordial. En outre, ce système est d'une grande souplesse d'emploi. Ce matériel se configure par une programmation graphique - Software Defined Radio (SDR). Il pouvait donc s'adapter rapidement au nombre de voies, qui n'était pas fixé à l'origine du projet. De plus, la programmation graphique permet de développer des interfaces conviviales simplifiant la mise en oeuvre et la supervision en vol par l'opérateur - Fig.3.24.

3.3.2.1 Validation du récepteur

Parallèlement aux réflexions qui portaient sur le design de l'antenne RIVERA, et en attendant sa réalisation, plusieurs séries d'essais ont été conduites en utilisant tout d'abord des antennes de type Yagi, puis des antennes dipoles. L'ensemble de ces essais au sol avait pour objectif la validation progressive des capacités de la chaîne de réception.

Format des données Lors de l'acquisition des données, ces dernières sont enregistrées dans un format binaire de type *big endian* de double précision. L'écriture des échantillons complexes $I + jQ$ sous formes partie réelle (I) et partie imaginaire (Q) a été configurée suivant le modèle décrit par la figure Fig.3.18. Au sein d'un même fichier binaire, il est possible de stocker plusieurs enregistrements consécutifs. En s'appuyant sur des exemples simples, il a été vérifié à la fois la bonne écriture et la bonne lecture des données.

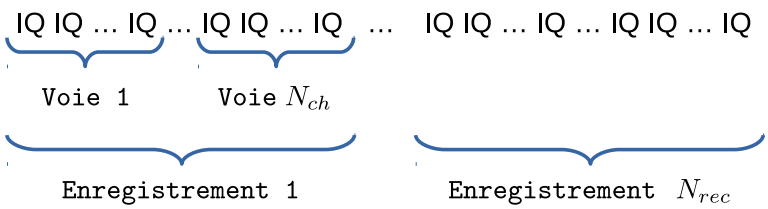


FIGURE 3.18 – Format de l'écriture des données à l'acquisition

Respect de la fréquence d'échantillonnage Rappelons tout d'abord que le standard DVB-T impose une fréquence d'échantillonnage particulière, à savoir $64/7\ \mathrm{MHz}$, soit environ $9\,142\,857\ \mathrm{Hz}$. Cer-

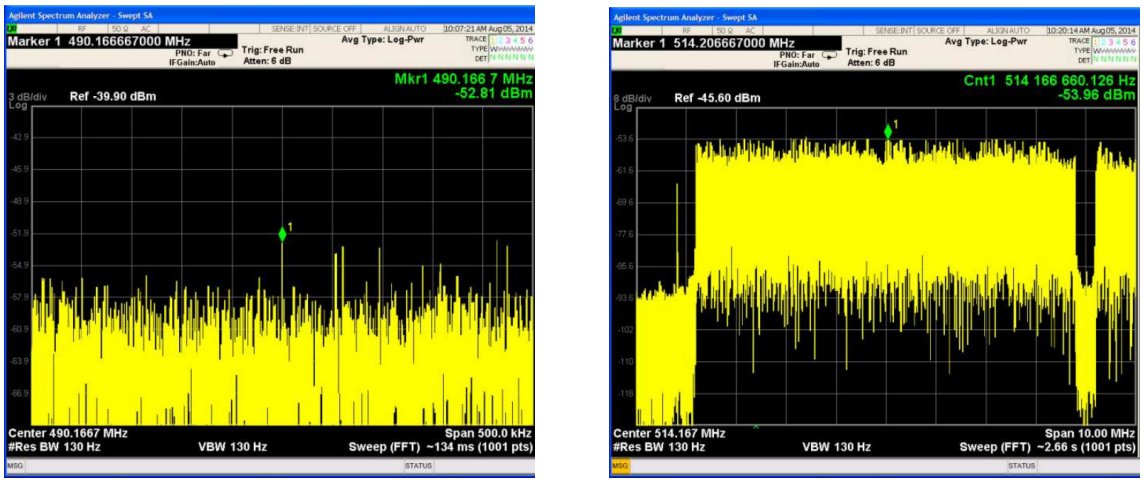
tains numériseurs ne sont pas en mesure de synthétiser une telle fréquence [30]. Respecter cette fréquence d'échantillonnage est essentiel si l'on souhaite décoder le signal pour générer le signal de référence indispensable. C'est pourquoi, des tests consistant en la numérisation de signaux à fréquence maîtrisée, ont été conduits de façon à vérifier le respect de cette contrainte.

Fréquence centrale des canaux La fréquence centrale f_c d'un canal DVB-T est définie par un indice i_{cx} tel que :

$$f_c = 306 + \mathrm{i_{cx}} \times 8 + \mathrm{i_{offset}} \times \frac{1}{6}\ \mathrm{MHz}, \tag{3.1}$$

où i_{cx} est compris entre 21 et 69, et i_{offset} peut prendre les valeurs -1, 0, 1, 2 ou 3 selon les nécessités de la planification conformément aux précisions fournies par le CSA.

La norme DVB-T prévoit l'émission d'un symbole pilote sur la porteuse 3408 en mode 8K. Or cette porteuse correspond précisément à la fréquence centrale du canal. Ainsi les mesures réalisées à l'analyseur de spectre Fig.3.19 ont permis de mettre en évidence un offset de $+1/6\ \mathrm{MHz}$ sur plusieurs canaux. Les expérimentations ont confirmé par la suite que ce décalage s'applique à tous les canaux.



(a) Canal 23 - $490\ \mathrm{MHz}$ (b) Canal 26 - $514\ \mathrm{MHz}$

FIGURE 3.19 – Mesure de la fréquence centrale de deux canaux DVB-T pour en déterminer le décalage appliqué

Pour synthétiser la fréquence porteuse requise, le récepteur nécessite une référence à $10\ \mathrm{MHz}$. Le châssis sélectionné offre trois possibilités :

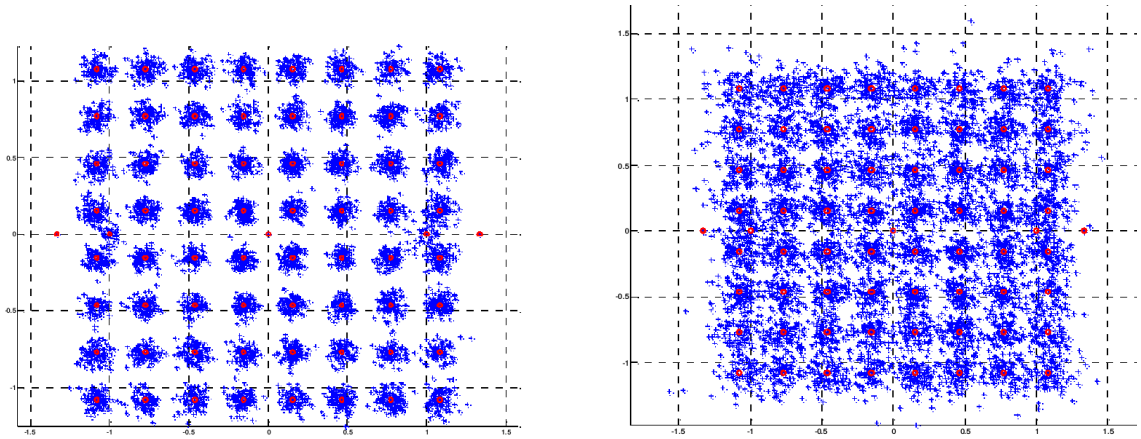
1. *PXIClock* : référence de fond de panier distribuée par défaut ;
2. Une référence externe détectée automatiquement si active ;
3. *On Board Clock* : une carte dédiée pour fournir cette référence $10\ \mathrm{MHz}$.

Ces trois méthodes sont listées ici par ordre croissant de précision de la mesure : près de $150\ \mathrm{Hz}$ pour la première, et seulement un peu plus de $10\ \mathrm{Hz}$ pour la dernière. La première référence s'est montrée parfois insuffisamment précise pour permettre le bon décodage des signaux DVB-T dans le cadre d'acquisitions au sol. La seconde solution dépend de la référence externe. La référence externe la plus précise provenait de l'analyseur de spectre. On comprend donc aisément que l'intégration d'une référence externe performante dans le pod du récepteur aurait pu poser problème. Ainsi le choix final s'est porté sur la dernière solution, la plus performante et surtout la mieux intégrée au récepteur.

L'écart de phase entre voies dépend de l'angle d'arrivée du trajet direct (en faisant l'hypothèse qu'il est prépondérant devant tous les autres trajets) et des déphasages introduits par les équipements de la chaîne. Ce déphasage doit donc rester constant. Cette propriété est indispensable pour assurer les performances des traitements spatiaux. Ainsi toute évolution de cet écart de phase aurait traduit les imperfections des numériseurs ou de la descente en fréquence. C'est pourquoi cet aspect a été vérifié.

Vérifications diverses Les essais permettant la programmation et la configuration du récepteur ont en outre cherché à vérifier la bonne adaptation d'impédance $75 - 50\ \Omega$. Par ailleurs, comme évoqué en introduction de ce chapitre, deux types d'antennes ont été utilisées pour ces tous premiers essais. De ce fait, cela a permis de comparer le comportement de chacun des types d'antennes. Les antennes Yagi présentent une largeur de bande plus grande permettant de travailler sur un plus grand nombre de canaux disponibles. En revanche, la proximité des antennes lors des acquisitions sur deux voies a mis en lumière un fort couplage entre antennes perturbant fortement le décodage du signal comme l'illustre la figure Fig.3.20. Cet effet est aussi présent avec les antennes dipoles mais moins marqué. Un espacement de $1\ \mathrm{m}$ suffit à rendre le couplage négligeable.

L'ensemble de ces essais a permis de valider le fonctionnement du récepteur avant réception de l'antenne RIVERA.



(a) Espacement entre antennes : $6\ \mathrm{m}$

(b) Espacement entre antennes : $60\ \mathrm{cm}$

FIGURE 3.20 – Mise en évidence du couplage entre antennes sur le décodage du premier symbole sur la voie 1 avec deux antennes Yagi à une fréquence de $490\ \mathrm{MHz}$ en fonction de l'espacement entre antennes

3.3.2.2 Présentation de la chaîne de réception

Mesures de bruit et calibration Lors de chaque test, des enregistrements du bruit du récepteur ont été réalisés, ceci afin de permettre d'une part le référencement des niveaux affichés relativement au bruit en terme de rapport signal à bruit (RSB), et d'autre part de situer le niveau des composantes du signal.

De même, avant chaque phase expérimentale, des mesures du déphasage entre voies ont été réalisées. Ceci a permis d'apporter les corrections a posteriori sur les signaux acquis. Certaines méthodes d'autocalibration ([71], [72] - chapitre 23, [73] - chapitre 3.4) fournissent des solutions pour estimer les écarts de phase et de gain, voire le couplage mutuel et les erreurs de position

des capteurs, à partir de sources dont la position est connue. Dans le cas d'un système passif, la direction de l'émetteur est en effet connue. En pratique cependant, ces méthodes se sont avérées peu efficaces ou délicates à mettre en oeuvre. De ce fait, les mesures pré-vol ont été préférées à ces traitements.

Position du filtre HF et de l'amplificateur faible bruit Afin de situer le niveau des composantes du signal, il est possible d'analyser les valeurs propres du spectre sur les différentes voies de réception. Pour chaque porteuse d'indice m, on considère le vecteur $\mathbf{Y}^{(m)}$ de dimension $1 \times N_{RX}$, regroupant les valeurs mesurées sur les N_{RX} voies de réception. On s'intéresse alors aux valeurs propres de la matrice $\mathbf{R}_{Y^{(m)}Y^{(m)}} = E\left[\mathbf{Y}^{(m)H}\mathbf{Y}^{(m)}\right]$ de dimension $N_{RX} \times N_{RX}$, où m est l'indice de la fréquence considérée. En configuration terrestre (récepteur fixe), sous l'hypothèse d'un canal de propagation de longueur inférieure à l'intervalle de garde, une seule valeur propre forte (par fréquence) doit être présente. Celle-ci représente la contribution de l'ensemble des échos fixes qui se superposent de manière cohérente. Il arrive cependant qu'on observe une valeur propre intermédiaire entre le niveau de bruit et le trajet direct. La figure Fig.3.21 met en évidence la présence d'une telle valeur propre intermédiaire.

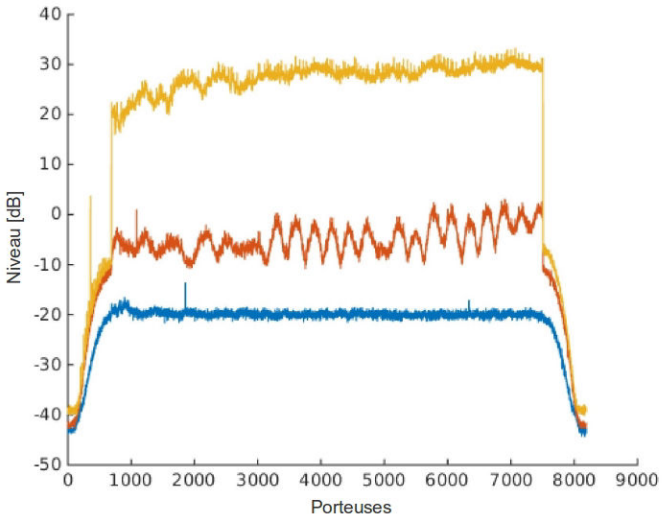


FIGURE 3.21 – Valeurs propres d'un signal reçu au sol : la jaune correspond au trajet direct, la bleue au bruit, la rouge à une interférence

La présence d'une valeur propre intermédiaire traduit la présence d'une interférence. Il peut s'agir tout d'abord d'un multi-trajet fort non totalement cohérent du trajet direct. L'observation du spectre peut donner une indication du retard de cet écho. Comme l'illustre la figure Fig.2.12, la fréquence des oscillations visibles dans le spectre indique de fait le retard du multi-trajet. Par exemple, sur la figure Fig.3.21, on observe des oscillations sur la courbe orange dont la période est d'environ $0.37\ \mathrm{MHz}$, soit un retard de $2.7\ \mu\mathrm{s}$ ou une distance de $810\ \mathrm{m}$ environ. Dans ce cas particulier, on retrouve en effet un écho fort dans la carte distance - Doppler à cette distance.

En revanche, au cours des essais sont apparus des interférences que l'on ne pouvait expliquer par la présence d'un multi-trajet fort. A l'aide de l'analyseur de spectre, nous avons observé l'apparition de signaux Long Term Evolution (LTE) placés dans la bande image du récepteur. En effet ce dernier fonctionne en mode supradyne avec une fréquence intermédiaire de $187.5\ \mathrm{MHz}$, de telle

sorte que la fréquence image f_{im} du signal est :

$$f_{im} = 2 \times 187.5 + \mathrm{f_c}\ \mathrm{MHz}, \tag{3.2}$$

ce qui conduit dans le cas du DVB-T à :

$$865\ \mathrm{MHz} \leq f_{im} \leq 1069\ \mathrm{MHz}, \tag{3.3}$$

qui correspond à la bande dite $800\ \mathrm{MHz}$ des signaux LTE.

Afin d'atténuer ces interférences, nous avons modifié l'ordre du filtre HF (Haute Fréquence) et de l'amplicateur faible bruit LNA (Low Noise Amplifier). Deux configurations ont alors été testées : le filtre avant l'amplificateur et le filtre après l'amplificateur. La figure Fig.3.22 représente l'erreur quadratique moyenne de l'estimation de la constellation sur l'ensemble des symboles OFDM, pour chaque fichier et pour chacune des voies. Elle nous permet de comparer de manière quantitative l'effet du filtre HF avant (sous-figure de gauche) ou après (sous-figure de droite) le LNA. Pour chaque sous-figure, l'axe des ordonnées liste les fichiers analysés, soit 14 enregistrements pour 7 canaux DVB-T, et l'axe des abscisses représente chacune des 3 voies. On s'aperçoit que le filtre HF en amont permet de lisser les résultats. On a bien un résultat presque identique pour tous les enregistrements de chaque canal. Les transmissions LTE ne sont pas continues dans le temps, ce qui explique les variations de l'erreur quadratique moyenne sur la figure de droite. Même si lorsque il n'y a pas ou très peu d'émissions de LTE, les résultats sont meilleurs avec le filtre en début de chaîne. Il semble plus pertinent d'assurer dans le temps des performances constantes. La figure Fig.3.23 compare les constellations obtenues sur les trois voies pour deux fichiers représentant chacun un cas. Par ailleurs, il ressort de la figure Fig.3.22 le canal $514\ \mathrm{MHz}$ semble être le plus perturbé. Cette fréquence est associée à une fréquence image égale à $889\ \mathrm{MHz}$ qui est dédiée aux émissions GSM (Global System for Mobile) et UMTS (Universal Mobile for Telecommunication System) dans la région de Salon-de-Provence.

Ce sont donc les signaux de télécommunication au sens large qui sont repliés à la numérisation. Par conséquent, suite à cette analyse, il a été choisi de placer le filtre avant l'amplificateur.

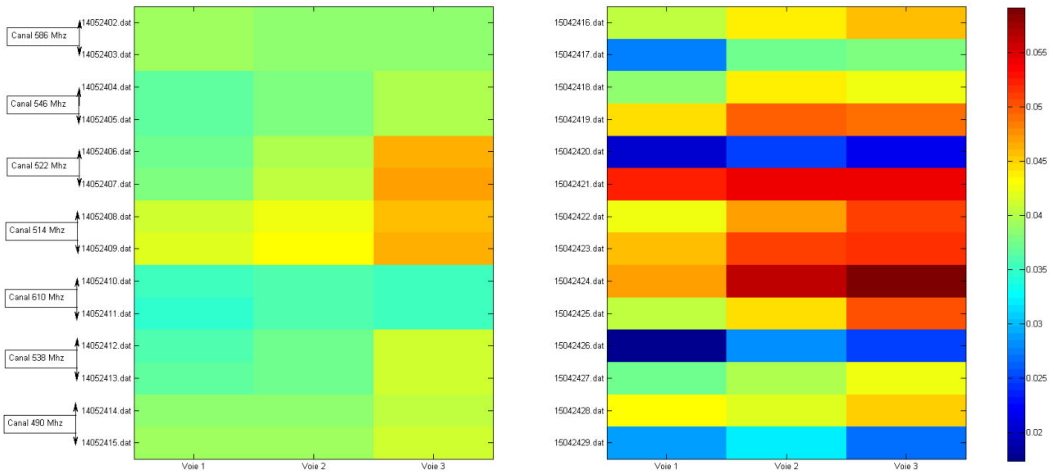
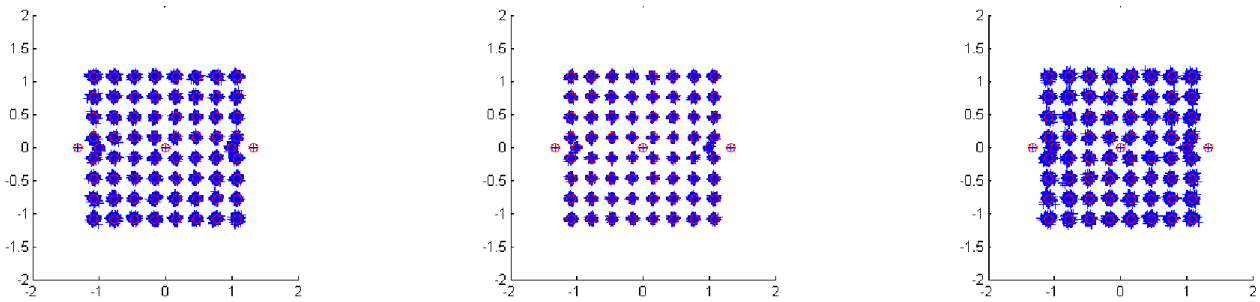
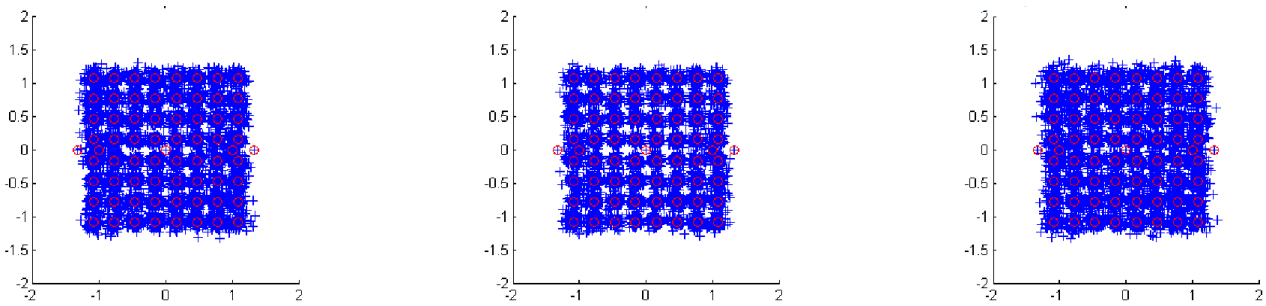


FIGURE 3.22 – Erreur quadratique moyenne de l'estimation de la constellation sur les 160 symboles des fichiers acquis et pour chacune des voies dans le cas où le filtre HF est placé avant le LNA (à gauche) et après le LNA (à droite)



(a) Filtre avant le LNA - Fichier 15041509 - Fréquence porteuse : 610 MHz



(b) Filtre après le LNA - Fichier 15041517 - Fréquence porteuse : 538 MHz

FIGURE 3.23 – Comparaison des constellations estimées dans deux cas : filtre avant le LNA (a) et filtre après le LNA (b)

Solution adoptée La configuration finale du châssis est décrite sur la figure Fig.3.25. Chaque voie de réception se compose tout d'abord d'un filtre passe-bande suivi d'un amplificateur faible bruit dont les caractéristiques respectives sont décrites dans les tableaux Tab.3.4 et Tab.3.5. Le système RIVERA permet l'acquisition de signaux DVB-T sur 172 ms par série de fichiers espacés de quelques secondes. Enfin ce châssis vole régulièrement sur BUSARD, ce qui a facilité l'intégration dans le pod - Fig.3.26.

TABLE 3.4 – Caractéristiques des filtres HF

Fréquence centrale	500 MHz
Bande passante	150 MHz

TABLE 3.5 – Caractéristiques des amplificateurs LNA

Facteur de bruit		0.7 dB
LNA	Gain à 400 MHz	Gain à 700 MHz
1	44.4 dB	45.3 dB
2	43.3 dB	43.9 dB
3	44.8 dB	45.9 dB

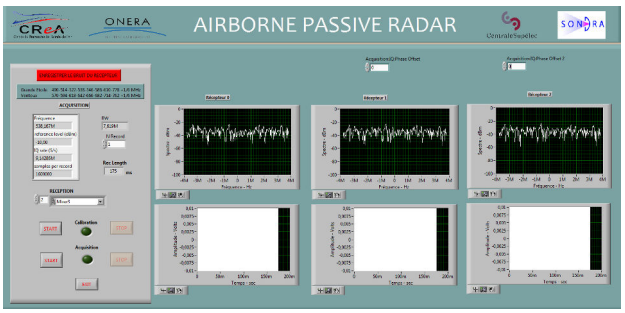


FIGURE 3.24 – Face avant du programme de commande du récepteur RIVERA

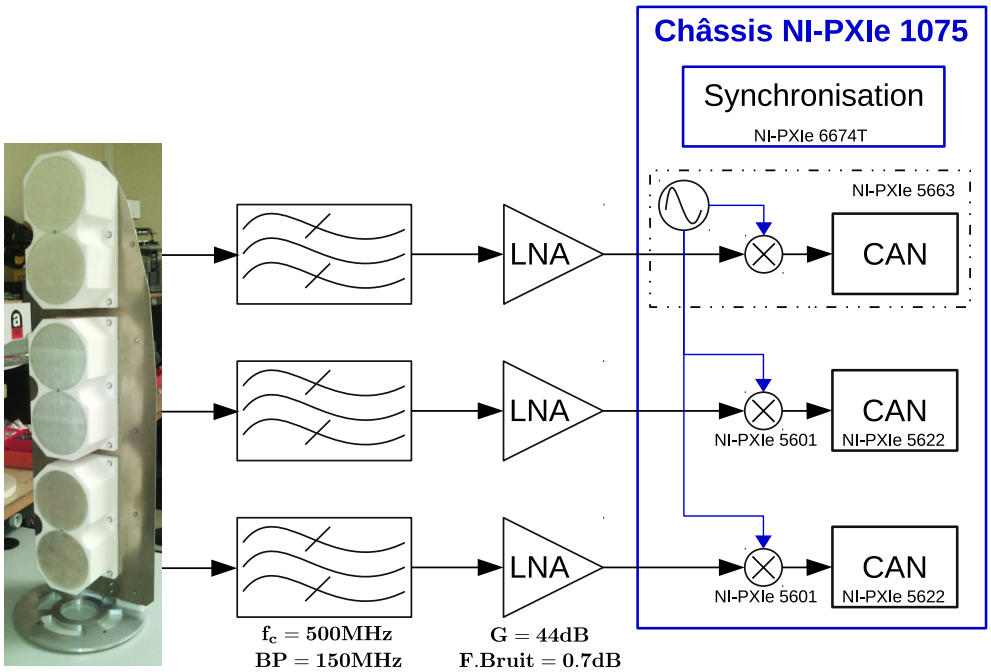


FIGURE 3.25 – Chaîne de réception RIVERA

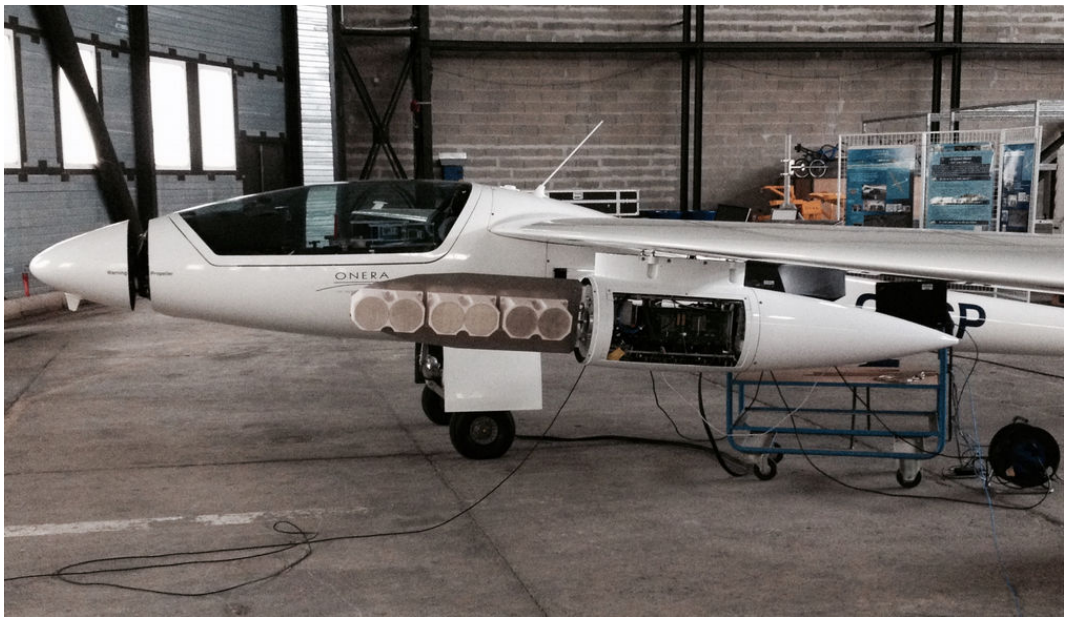


FIGURE 3.26 – Le système RIVERA embarqué sur BUSARD

3.3.3 Qualification du système avant vol

Les derniers essais sol ont eu lieu dans la même configuration que celle du vol. Ces enregistrements ont été menés alors que plusieurs Cirrus-SR20 réalisaient des tours de piste sur la plateforme de Salon-de-Provence. La figure Fig.3.27 rend compte de la configuration de ces essais. En particulier, les cercles rouges retracent la position d'un des Cirrus-SR20. Les cibles étaient proches, à une distance inférieure à $7\ \mathrm{km}$. Le système RIVERA travaillait sur une fréquence de M-GdE, seul émetteur dont le signal est convenablement reçu au sol depuis cet endroit. La figure Fig.3.28 montre le résultat du filtrage adapté du signal reçu par le signal de référence estimé par la méthode classique du DVB-T - voir chapitre 2.

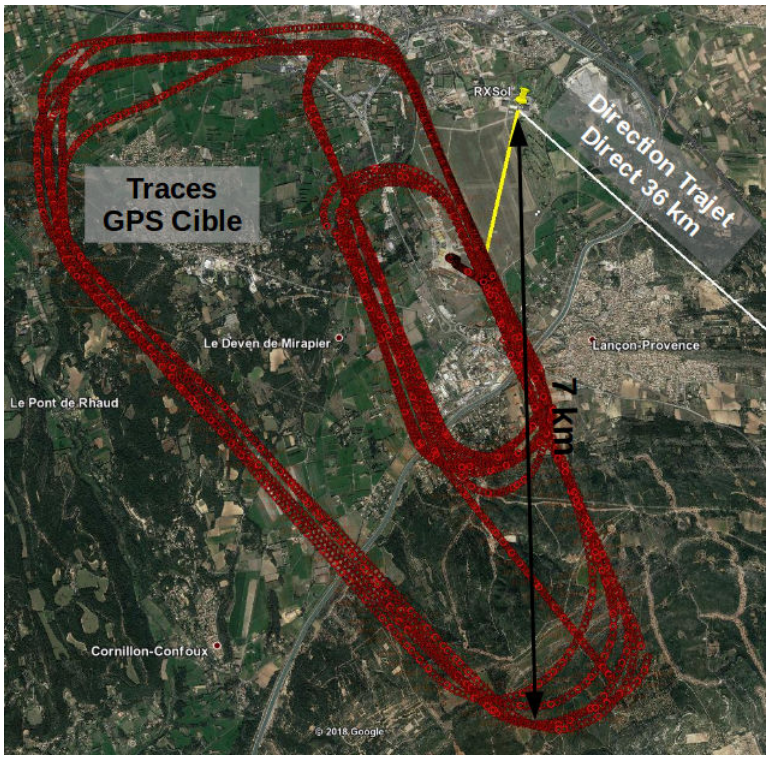


FIGURE 3.27 – Disposition expérimentale sol pour validation et trace GPS d'un Cirrus-SR20 en tour de piste (cercle rouge) - En jaune, la normale au réseau d'antenne - En blanc la direction du trajet direct [*GoogleEarth - ©2018 Google*]

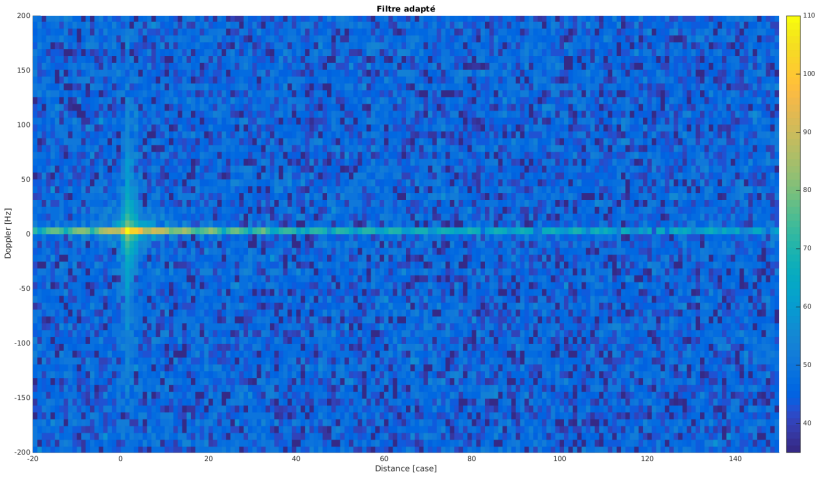


FIGURE 3.28 – Carte distance/Doppler sans réjection - Fichier 00

Dans le cas d'un entrainement de type "tours de piste", les avions respectent une trajectoire standardisée nettement visible sur la figure Fig.3.27. Ainsi chaque approche se poursuit par une remise de gaz. La carte Fig.3.28 illustre la sortie du filtre adapté sans aucune réjection. On y observe majoritairement le trajet direct ainsi que le fouillis regroupé le long de l'axe $0\ \mathrm{Hz}$-Doppler. La carte Fig.3.29 montre les positions successives dans le plan distance - Doppler (bistatiques) de la cible instrumentée durant 4 phases de remise de gaz après réjection. La courbe reliant les carrés rouges symbolisent les détections successives d'une cible. Les figures Fig.3.30 fournissent la carte distance-Doppler après suppression du trajet direct par la méthode proposée dans [11]. Pour cet exemple, 370 hypothèses distances ont été prises en compte dans la méthode de réjection du trajet direct. Le signal de référence est issu du décodage classique du DVB-T. La cible détectée est indiquée par le curseur. Les fichiers présentés ont une durée de $170\ \mathrm{ms}$ et ont été acquis toutes les $2\ \mathrm{s}$.

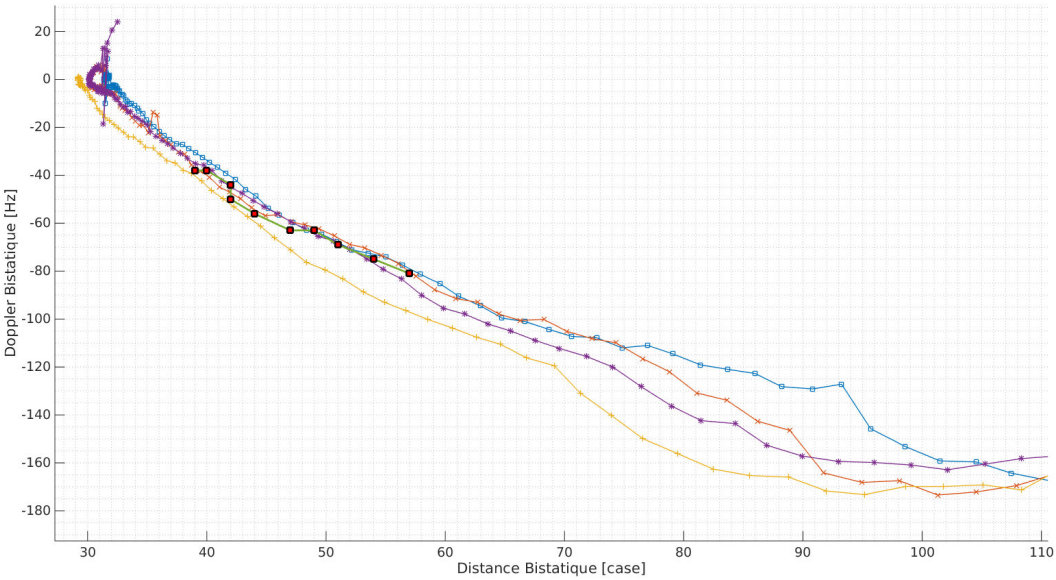
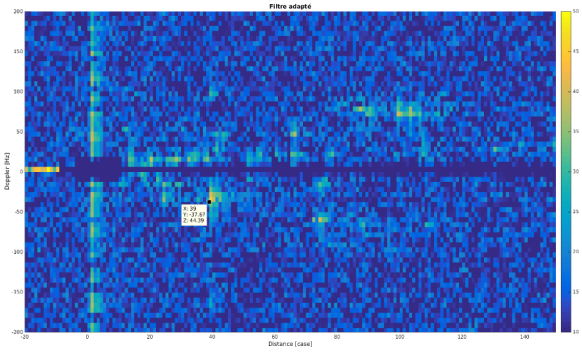


FIGURE 3.29 – Positions successives dans le plan distance [*case distance*] - Doppler [*Hz*] de la cible instrumentée en phase de remise de gaz et d'une cible détectée (carrés rouges) par rapport à plusieurs remises de gaz issues des positions GPS enregistrées à bord d'un Cirrus-SR20

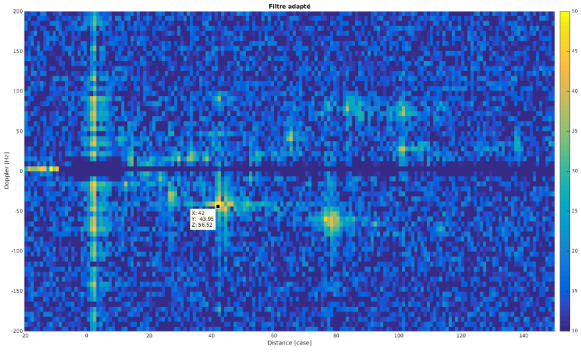
L'étude de ces fichiers permet de donner des ordres de grandeurs des rapports signal à bruit (RSB) respectifs du trajet direct (TD), ainsi que des lobes secondaires (LS) présentés dans le tableau Tab.3.6.

TABLE 3.6 – Estimation des niveaux de trajet direct et de lobes secondaires en fonction du traitement sur les fichiers sol

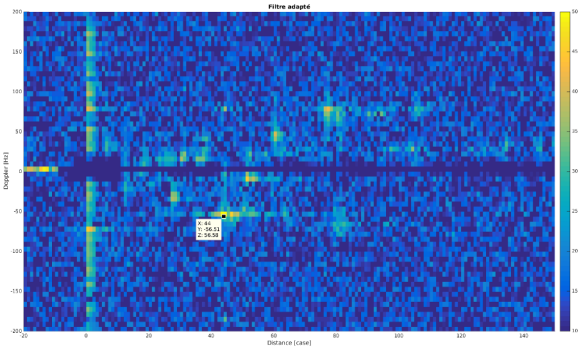
Traitement	RSB_{TD}	RSB_{LS}
Filtre adapté	$112.1\ \mathrm{dB}$	$48.8\ \mathrm{dB}$
Réjection du TD [11] puis filtre adapté	$0\ \mathrm{dB}$	$13.7\ \mathrm{dB}$



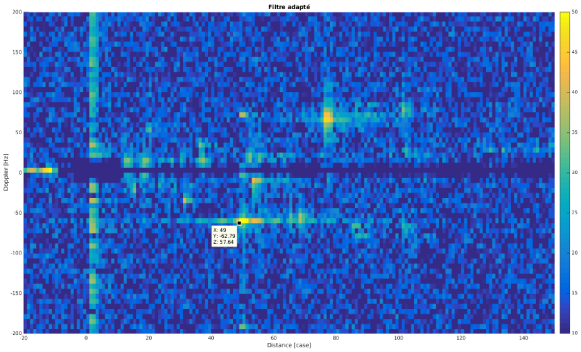
(a) Fichier 00 - $RSB_{TG} = 44.5$ dB



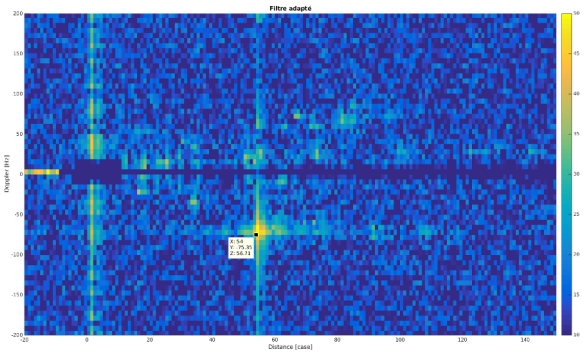
(b) Fichier 02 - $RSB_{TG} = 56.5$ dB



(c) Fichier 04 - $RSB_{TG} = 56.6$ dB



(d) Fichier 06 - $RSB_{TG} = 57.6$ dB



(e) Fichier 08 - $RSB_{TG} = 56.7$ dB

FIGURE 3.30 – Validation du système RIVERA - Détections successives d'un Cirrus-SR20 en remise de gaz

CHAPITRE 4

ESTIMATION DU SIGNAL DE RÉFÉRENCE DANS L'ENVIRONNEMENT AÉRONAUTIQUE

Contents

4.1 Introduction **51**
4.2 Le canal aéronautique et ses effets **52**
4.2.1 Présentation du canal aéronautique 52
4.2.2 Les effets du canal 52
4.3 Estimation du signal de référence **55**
4.3.1 Les méthodes d'estimation d'un canal variant dans le temps pour un signal OFDM 55
4.3.2 Méthode proposée 56
4.3.3 Résultats 61
4.4 Impact d'une mauvaise estimation du signal de référence sur la détection **66**

4.1 Introduction

Pour effectuer la détection de cibles, le traitement du signal en radar passif requiert l'estimation d'un signal de référence, en l'occurrence le signal émis. Le chapitre 2 évoque les deux stratégies permettant d'obtenir un signal de référence. La première consiste à dédier un canal à la réception du trajet direct (TD). Cette solution implique de consacrer une antenne à cette tâche. Elle semble toutefois inappropriée étant données les contraintes d'emport d'une plateforme aéroportée. Il existe cependant la possibilité de focaliser le réseau d'antennes dans la direction du trajet direct par traitement d'antennes. La seconde solution cherche à reconstruire le signal émis par décodage du signal reçu. Sans erreur de décodage, cette méthode conduirait à une référence idéale.

Quantifier l'impact d'une mauvaise connaissance du signal de référence est en réalité assez complexe. Cela dépend notamment de la nature du fouillis, mais aussi des traitements de suppression du fouillis. Les auteurs de [54] montrent cependant l'influence néfaste des résidus de multi-trajets dans le signal de référence sur les capacités de suppression du fouillis grâce à la méthode proposée dans [10]. En outre, l'article [55] souligne le fait que la qualité de l'estimation des symboles émis, donc du signal de référence, a une influence sur la suppression du trajet direct, et ce quelque soit le Rapport Signal à Bruit (RSB).

L'environnement aéronautique mobile implique de lourdes contraintes. Le signal reçu se trouve dès lors fortement complexifié. Le décodage est par conséquent rendu particulièrement délicat. Tout

l'objet de notre travail a consisté à développer une méthode originale d'estimation du signal émis dans cet environnement défavorable.

Ce chapitre décrit donc les effets du canal aéronautique sur le signal DVB-T. Il détaille ensuite la méthode proposée pour faire face aux distorsions, et ainsi reconstruire une référence propre du signal émis.

4.2 Le canal aéronautique et ses effets

4.2.1 Présentation du canal aéronautique

Les modèles de canal aéronautique supposent raisonnablement que l'émetteur et le récepteur sont en ligne de vue directe. Ainsi pour décrire le scenario en-route, l'auteur de [31] propose de prendre en compte deux contributions : le TD, et une composante rétro-diffusée plus aléatoire par nature. Certains modèles, comme celui proposé par Bello dans [32], prennent en compte une composante supplémentaire, réfléchie au sol. Cet aspect est d'autant plus intéressant quand les émetteurs sont tiltés vers le sol, comme c'est le cas pour le DVB-T. L'environnement aéronautique caractérisé par ces multi-trajets, est donc fortement composite.

Par ailleurs, les distances parcourues par ces multi-trajets peuvent être relativement grandes par rapport à la période des symboles OFDM. A titre d'exemple, prenons un trajet reçu après une réflexion au sol. Ce trajet parcourt la distance de l'émetteur vers le sol, puis du sol vers le récepteur. Donc un trajet réfléchi au sol parcourt au maximum une distance d'environ deux fois l'altitude du récepteur. Ainsi la bande de cohérence du canal, définie par l'équation (2.39) comme l'inverse du retard maximal, est vraisemblablement inférieure à la bande du signal DVB-T, en l'occurrence presque $8\ \mathrm{MHz}$. Par conséquent, il convient de considérer le canal aéronautique comme sélectif en fréquence. En d'autres termes, des affaiblissements prononcés peuvent corrompre la réponse en fréquence du canal (RFC).

En outre, contrairement à un système passif au sol, le radar aéroporté est caractérisé par la mobilité du récepteur. De fait, la réponse impulsionnelle du canal (RIC) est susceptible de varier dans le temps. Chaque composante du signal multi-trajet présente un décalage en fréquence Doppler différent. Cette somme de contributions décalées en Doppler perturbe l'orthogonalité fréquentielle des sous-porteuses, et introduit ainsi de l'interférence entre porteuses (IEP). En pratique, la puissance reçue à la fréquence d'une sous-porteuse donnée, est la somme de la puissance de la sous-porteuse considérée, ainsi que des contributions de ses voisines. En conséquence, le symbole élémentaire à décoder est corrompu par ces interférences.

4.2.2 Les effets du canal

Comme notre intérêt se porte spécifiquement sur les cibles à faible altitude, on suppose que l'altitude du récepteur ne dépasse pas $z_{RX} = 1500\ \mathrm{m}$. Faisons de plus l'hypothèse que l'émetteur se situe à une altitude comparable : $z_{TX} = z_{RX}$ - voir Fig.4.3b. De ce fait, en suivant le raisonnement établi précédemment, les échos principaux parcourent une distance supplémentaire maximale de $2 \times z_{RX}$ par rapport au trajet direct et se concentrent donc sur $10\ \mu\mathrm{s}$, ie au plus $100 \times T_s$. Tout d'abord, cela démontre que l'étalement en retard ne semble pas dépasser l'intervalle de garde, ici $1024 \times T_s$. Il parait donc légitime de négliger l'interférence entre symbole (IES). Par ailleurs, lors des expérimentations, la majeure partie du fouillis ainsi que les ré-emetteurs SFN principaux présentent

un retard inférieur à l'intervalle de garde. Cela implique en outre que la bande de cohérence du canal est d'environ $100\,\mathrm{kHz}$, soit beaucoup moins que les $8\,\mathrm{MHz}$ de bande du signal DVB-T - Tab.2.1. Comme énoncé précédemment, cette analyse confirme que le canal aéronautique est sélectif en fréquence dans le cadre de notre application.

Soit $h^{(t)}_{(n,l)}$ le gain complexe du canal pour le $n^{\text{ième}}$ symbole et le retard lT_s. L'exposant (t) symbolise des grandeurs du domaine temporel. Le signal reçu pour le symbole n peut alors s'écrire sous forme matricielle :

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}^{(t)}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{u}_n, \tag{4.1}$$

où $\mathbf{u}_n$ est le bruit additif blanc Gaussien, $\mathbf{x}_n = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_n$ est le signal émis conformément à l'équation (2.40) dans le domaine temporel pour le $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM, et où la $l^{\text{ième}}$ diagonale de $\mathbf{H}^{(t)}_n$ correspond au $l^{\text{ième}}$ retard $h^{(t)}_{(n,l)}$:

$$\mathbf{H}^{(t)}_n = \begin{bmatrix} h^{(t)}_{(0,0)} & 0 & \cdots & 0 & h^{(t)}_{(0,L-1)} & h^{(t)}_{(0,1)} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ & \ddots & & & & h^{(t)}_{(L-1,L-1)} \\ h^{(t)}_{(L,L-1)} & \ddots & h^{(t)}_{(L,0)} & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & & & & \\ & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h^{(t)}_{(N-1,L-1)} & \ddots & h^{(t)}_{(N-1,0)} \end{bmatrix}. \tag{4.2}$$

$\mathbf{x}_n$ et $\mathbf{y}_n$ sont de dimension $N \times 1$ et $\mathbf{H}^{(t)}_n \times N$ L est le nombre de symboles pilotes. La partie supérieure droite de $\mathbf{H}^{(t)}_n$ se justifie par la présence de l'intervalle de garde. Dans le domaine fréquentiel, ceci devient :

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{F}\mathbf{y}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{X}_n + \mathbf{U}_n, \tag{4.3}$$

où $\mathbf{H}_n = \mathbf{F}\mathbf{H}^{(t)}_n \mathbf{F}^H$ est la matrice du canal, $\mathbf{U}_n$ reste blanc et Gaussien et $\mathbf{F}$ est la matrice de Fourier discrète et unitaire telle que : $\mathbf{F}_{p,q} = 1/\sqrt{(}N)e^{-j2\pi pq/N}$, avec $0 \leq p, q < N$.

Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, $h^{(t)}_{(n,l)} = h^{(t)}_{(m,l)}$ pour $l = 0 \ldots L-1$, et tout $n, m = 0 \ldots N-1$. Il vient de l'équation (4.2) que $\mathbf{H}^{(t)}_n$ est circulante et $\mathbf{H}_n$ est diagonale, puisque toute matrice circulante est diagonale dans la base de Fourier. Dans le cas contraire, donc pour un canal variant dans le temps, les termes non-diagonaux de la matrice de canal ne sont plus nuls. Ces termes non-diagonaux représentent les contributions perturbatrices des sous-porteuses voisines sur une sous-porteuse donnée. Ils traduisent donc l'IEP introduite précédemment. Ces interférences sont la conséquence de la perte de l'orthogonalité entre porteuses. La figure Fig.4.1 illustre ce phénomène. Aux indices des porteuses symbolisés par les traits verticaux noirs, on observe en effet que toutes les sous-porteuses ont une contribution non nulle. Cette figure représente le cas d'un unique trajet. Imaginons désormais que le signal reçu est composé d'un certain nombre de trajets. Alors le spectre du signal reçu est une somme de spectres élémentaires comme représenté par la figure Fig.4.1, dont le décalage en fréquence Doppler diffère d'un trajet à l'autre, ce qui est le cas des échos de fouillis.

Hijazi et al. dans [33] montrent que plus le produit $f_{dT} = \Delta f_{Dmax} \times T_u$ est grand, plus les conséquences de ces interférences sont lourdes, où T_u est la durée utile d'un symbole OFDM (durée sans l'intervalle de garde), Δf_{Dmax} est le décalage Doppler maximal relativement au Doppler du trajet di-

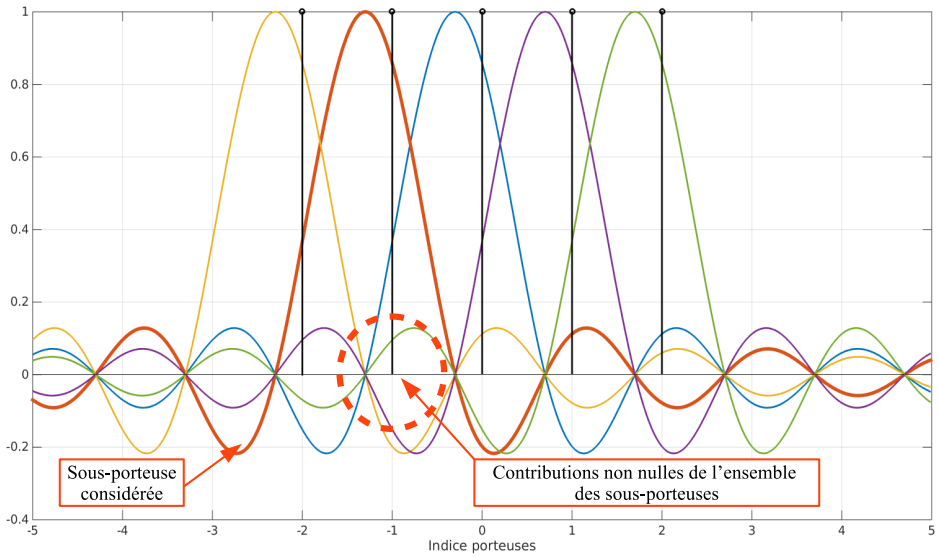
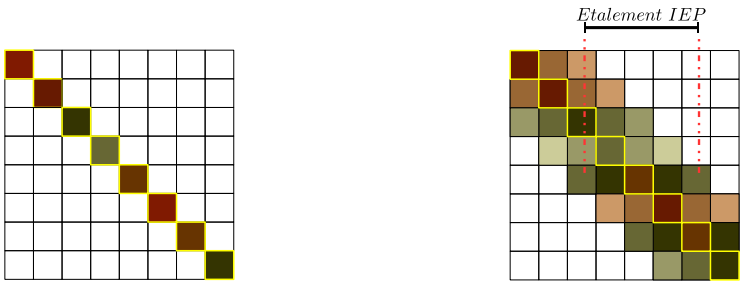


FIGURE 4.1 – Mise en évidence schématique de l'interférence entre porteuses d'un symbole OFDM

rect. f_{dT} est appelé l'étalement Doppler normalisé. Donc f_{dT} représente le ratio du décalage Doppler maximum par rapport à l'écart inter-porteuses. Ce paramètre mesure la perte d'orthogonalité entre porteuses. Théoriquement toutes les sous-porteuses du signal OFDM apportent une contribution à ces interférences. Néanmoins, on peut raisonnablement considérer que l'IEP se limite aux sous-porteuses les plus proches uniquement. Ceci revient à considérer que la matrice du canal $\mathbf{H}_n$ est "*banded*", ie que seules quelques diagonales sont significatives. Il est aussi possible de conditionner cette matrice de façon à se rapprocher au mieux de cette hypothèse [34, 35]. La figure Fig.4.2 illustre les matrices de canal sans et avec IEP.



(a) sans IEP (b) avec IEP

FIGURE 4.2 – Matrice du canal

Dans notre cas, la vitesse maximum du récepteur est environ $\|\vec{v}_R\| = 50\ \mathrm{m}\cdot\mathrm{s}^{-1}$. A titre d'exemple, considérons une fréquence porteuse de $600\ \mathrm{MHz}$. L'angle d'arrivée de l'écho est appelé AOA pour Angle Of Arrival. Pour un trajet réfléchi dans la direction α, le décalage Doppler relativement au trajet direct s'écrit :

$$\Delta f_D(\alpha) = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\left[\cos(\pi/2-\alpha) - \cos(\pi/2-\alpha_{TD})\right], \tag{4.4}$$

où α_{TD} est l'AOA du TD mesuré par rapport à la normale du récepteur, et λ la longueur d'onde. Si l'on fait l'hypothèse que les échos principaux se concentrent dans le faisceau large de $\beta = 60°$ - voir 4.3a, le décalage Doppler maximum est alors de :

$$\Delta f_{Dmax} = \max\left[|\Delta f_D(\alpha_{TD}-\beta/2)|, |\Delta f_D(\alpha_{TD}+\beta/2)|\right]. \tag{4.5}$$

Quel que soit α_{TD}, ceci implique que : $\Delta f_{Dmax} \simeq 50$ Hz. Par conséquent : $f_{dT} \simeq 4.5\%$. Donc, le canal peut grossièrement être considéré comme variant lentement dans le temps. Ceci est dû à la vitesse faible du porteur aéroporté. L'impact de l'IEP est supposé limité tout au plus.

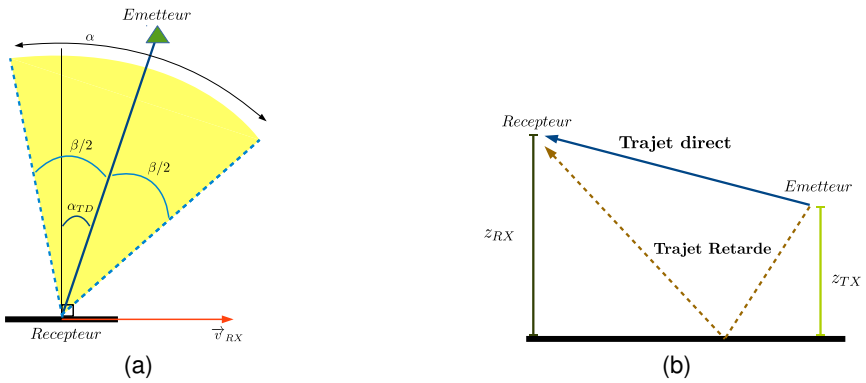


FIGURE 4.3 – Analyses géométriques permettant une estimation grossière du décalage Doppler (a) et de l'étalement retard (b)

4.3 Estimation du signal de référence

4.3.1 Les méthodes d'estimation d'un canal variant dans le temps pour un signal OFDM

Les méthodes d'estimation du canal s'appuient en général sur les pilotes, pour évaluer la réponse en fréquence du canal (RFC) aux indices fréquentiels des sous-porteuses pilotes, symbole par symbole, au sens des moindres carrés. La réponse complète du canal est alors déduite par interpolation dans le domaine fréquentiel. Cependant ce procédé ne prend pas en compte les variations temporelles du canal, ni l'éventuelle IEP. C'est pourquoi, on retrouve dans la littérature de nombreuses méthodes visant à estimer des canaux variants dans le temps dans le cas de signaux OFDM. Tout d'abord, certains proposent d'étendre l'interpolation à la fois au domaine fréquentiel et au domaine temporel [36, 37]. D'autres établissent un modèle visant à capturer les fluctuations du canal. Mostofi et al. dans [38] s'appuient sur plusieurs symboles consécutifs, ou sur un seul symbole mais en prenant aussi en compte l'intervalle de garde, pour évaluer les coefficients d'un modèle linéaire des variations. Les auteurs de [39] étendent le concept à des modèles polynomiaux d'ordres supérieurs.

Par ailleurs, certaines solutions cherchent à tirer bénéfice d'informations complémentaires sur le canal. En particulier, l'article [37] propose une méthode pour évaluer la longueur du canal. Les auteurs de [33] suggèrent l'utilisation conjointe des algorithmes Minimum Description Length (MDL) et ESPRIT pour estimer respectivement le nombre et les indices des retards actifs comme détaillé dans l'article de [40]. Cette solution permet de réduire le nombre de coefficients à estimer comme nous l'avons présenté dans [41].

Dans les cas où l'IEP est suffisamment importante pour ne pas être négligée, il convient de l'estimer et de la compenser. L'article [42] fait donc état d'une méthode itérative permettant l'utilisation de pilotes virtuels après ré-encodage du signal décodé. Les auteurs de [43] proposent quant à eux un égaliseur permettant de supprimer l'IEP grâce à une factorisation-QR.

Plusieurs auteurs comme [44, 45], envisagent l'utilisation de Basis Expansion Model (BEM) pour représenter les variations du canal. Le modèle général du domaine temporel est alors adapté aux

signaux OFDM comme dans les articles [34, 46, 47]. Le principe des solutions à base de BEM consiste à décomposer la Réponse Impulsionnelle du Canal (RIC) sur une base orthonormale de fonctions variant dans le temps sur une durée limitée. Ces fonctions permettent ainsi de modéliser les variations temporelles du canal. Parmi les modèles courants, on peut citer le modèle polynomial, Polynomial BEM (P-BEM). Mais il existe aussi des fonctions exponentielles complexes, Complex-Exponential BEM (CE-BEM), leur version généralisée, Generalized CE-BEM (GCE-BEM), ou encore les Karhunen-Loeve BEM (KL-BEM) [48] et les Prolate Spheroidal BEM (PS-BEM) [49]. Des connaissances statistiques a priori du canal permettent le cas échéant de sélectionner un modèle adéquat. Les BEM permettent aussi de réduire considérablement le nombre de coefficients à évaluer, comme nous le verrons plus loin.

Dans [50], Tang et al. démontrent les avantages qu'on peut tirer de l'utilisation des BEM sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Cet article souligne en particulier la nécessité de disposer d'une base de fonctions plus étendues de façon à modéliser les variations intra-symbole sur une fenêtre d'analyse plus longue. Autrement dit, leur méthode impose d'accroître le nombre de fonctions de la base BEM d'autant plus que la fenêtre d'analyse considérée est large. Or une base de fonctions plus grande implique plus de coefficients à estimer. La RIC doit en effet être évaluée à chaque échantillon de signal. Or l'estimation des coefficients de décomposition dans la base BEM repose sur les échantillons de la réponse impulsionnelle du canal au niveau des pilotes. Le nombre de ces mesures de la RIC est donc limité par le nombre de pilotes. De ce fait, les auteurs de [50] sont contraints de restreindre le nombre de symboles à prendre en compte.

4.3.2 Méthode proposée

Toutes les solutions présentées jusqu'ici se concentrent sur des canaux variant rapidement dans le temps. Ils se caractérisent donc principalement par l'influence de l'IEP. Or, les variations du canal subies dans le cadre des expérimentations de RIVERA, se sont révélées relativement lentes. L'analyse des données réelles a mis en exergue que l'IEP est faible - voir figure Fig.4.6 - et que les coefficients du modèle standard BEM intra-symbole sont en effet négligeables. En outre, ce canal aéronautique inclut une large composante rétrodiffusée. C'est pourquoi nous avons développé une solution originale capable de capturer la nature composite du canal, et ses variations inter-symbole et non intra-symbole.

Par conséquent, nous avons décliné une méthode d'estimation à base de CE-BEM ajustée à de larges blocs de symboles OFDM consécutifs. Les méthodes d'estimation intra-symbole du canal exigent d'estimer la RIC à chaque échantillon temporel. Par opposition, la solution proposée évalue la RIC une fois par symbole seulement. La complexité est de ce fait grandement réduite. Nous avons de plus mis à profit le réseau d'antennes pour améliorer notre solution. Cette méthode nécessite toutefois des ajustements. La prise en compte de plusieurs symboles consécutifs introduit une rotation de phase de la constellation à cause du décalage des positions des porteuses pilotes d'un symbole à l'autre. L'analyse du phénomène a permis de l'expliquer et de proposer un moyen de le corriger.

4.3.2.1 Diversité d'antennes

La première étape de la méthode proposée consiste à limiter les interférences liées aux multi-trajets dans l'estimation du signal de référence par focalisation dans la direction (a priori inconnue) de

l'émetteur. Faisons l'hypothèse que l'antenne réseau est composée de N_{RX} capteurs élémentaires. Soit $\mathbf{y}_a = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \ldots, \mathbf{y}_{N_{RX}}]^T$ le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau.

La diversité d'antennes peut contribuer à atténuer les effets des fluctuations du canal dues aux multi-trajets. La probabilité que tous les capteurs soient sujet à un évanouissement important simultanément, diminue avec le nombre de capteurs N_{RX} - (se référer au chapitre 13.4 du livre [14] de Proakis et Salehi). De ce fait, la diversité d'antennes permet de lutter contre l'IEP [51]. Les techniques de diversité d'antennes permettent l'optimisation de différents paramètres en sortie de traitement, tel que le RSB, grâce à une pondération adaptée sur chaque capteur. On peut citer, par exemple, la méthode Maximum Ratio Combining [51, 52]. Dans notre cas, le faisceau du réseau d'antennes est focalisé dans la direction donnée par le vecteur propre associé à la valeur propre principale de la matrice de covariance $\hat{R}_{\mathbf{y}_a\mathbf{y}_a} = E\left[\mathbf{y}_a\mathbf{y}_a^H\right]$:

$$\lambda_{max} = \max_{i=1,\ldots,N_{RX}} \lambda_i, \tag{4.6}$$

où $[\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{N_{RX}}]$ correspond à la décomposition en valeurs propres de $\hat{R}_{\mathbf{y}_a\mathbf{y}_a}$. Le vecteur propre associé à λ_{max} est noté $\mathbf{a}_{FOC}$. Désormais, $\mathbf{y}$ fait référence au vecteur résultant de cette focalisation :

$$\mathbf{y} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}_a, \tag{4.7}$$

$\mathbf{y}_a$ est de dimension $N_{RX} \times N_{ech}$ et $\mathbf{a}_{FOC}$ de taille $N_{RX} \times 1$. Donc $\mathbf{y}$ est un vecteur de taille $1 \times N_{ech}$. $\mathbf{y}_n$ représentera le $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM extrait de $\mathbf{y}$, et $\mathbf{Y}_n$ sa représentation fréquentielle comme exprimée par (4.3).

La direction de $\mathbf{a}_{FOC}$ est de fait considérée comme représentant celle du TD entre l'émetteur et le récepteur. La largeur du lobe de l'antenne réseau dépend de l'angle de visée. Toutefois, pour une visée dans l'axe, les auteurs de [62] proposent l'approximation suivante de la largeur du lobe à $3\ \mathrm{dB}$: $51\lambda/N_{RX}d\ [°]$, en reprenant les notations de Fig.2.6. Ainsi dans le cas de RIVERA, le lobe principal de l'antenne réseau est large de $35°$ environ, alors qu'un capteur élémentaire présente une ouverture de $60°$ - voir Tab.3.3. De ce fait, en focalisant le lobe d'antenne dans la direction du trajet direct, l'influence des trajets secondaires se trouve diminuée. L'antenne vise une région plus restreinte, région où les multi-trajets sont moins présents. Ainsi la proportion de signal utile augmente. De cette façon, l'emploi de la diversité d'antenne améliore le RSB.

La forte contribution des composantes rétrodiffusées peut ainsi être modérée. Il a été démontré précédemment que l'IEP était dans le cas présent limitée. Or, comme la focalisation du réseau d'antennes permet en outre d'en réduire l'effet, l'IEP est dorénavant considérée comme négligeable. Cette hypothèse a pu être validée sur les données expérimentales. Cette affirmation induit le corollaire suivant : la RIC peut être considérée comme constante sur la durée d'un symbole OFDM.

4.3.2.2 Le modèle de canal BEM

Dans la méthode que nous proposons, l'utilisation des BEM vise à représenter les fluctuations du canal au cours de N_a symboles OFDM consécutifs, contrairement à leur emploi classique pour représenter les variations rapides intra-symbole. Soit $\mathbf{B}$ la base BEM contenant $Q+1$ fonctions. Autrement dit, Q représente le nombre de fonctions utilisées pour modéliser le canal. Plus la base est grande, meilleure sera la modélisation du canal. Mais plus la base est grande, plus le nombre de coefficients de décomposition sur cette base est élevé. Par conséquent, Q est usuellement fixé en

tenant compte du nombre d'équations disponibles [46].

Les N_a coefficients du canal pour le $l^{\text{ième}}$ retard $h^{(t)}_{(.,l)}$ peuvent être modélisés à partir des coefficients du modèle BEM $h^{(b)}_{(.,l)}$, de la façon suivante :

$$h^{(t)}_{(n,l)} = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q) h^{(b)}_{(q,l)} + \epsilon_{n,l}, \tag{4.8}$$

où $\mathbf{B}$ est la matrice de la base, de dimension $N_a \times (Q+1)$, et $\epsilon_{n,l}$ est l'erreur de modélisation. Par exemple, cette base peut se composer d'une famille d'exponentielles complexes (CE-BEM) comme définie Tang et al. dans [46] :

$$\mathbf{B}(n,q) = \exp\left(j\frac{2\pi n}{N}\left(q - \frac{Q}{2}\right)\right). \tag{4.9}$$

Introduisons $\mathbf{h}_q = [h^{(b)}_{(q,0)}, \ldots, h^{(b)}_{(q,L-1)}]^T$ les coefficients de la décomposition pour la $q^{\text{ième}}$ fonction, $q = 0 \ldots Q$. Il vient alors :

$$\mathbf{H}^{(t)}_n = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\mathbf{H}^{(q)} + \Xi^{(t)}_n, \tag{4.10}$$

avec $\Xi^{(t)}_n$ l'erreur de modèle et $\mathbf{H}^{(q)}$ la matrice circulante définie à partir de $\mathbf{h}_q$:

$$\mathbf{H}^{(q)} = \begin{bmatrix} h^{(b)}_{(q,0)} & 0 & \cdots & 0 & h^{(b)}_{(q,L-1)} & \cdots & h^{(b)}_{(q,1)} \\ \vdots & & & & & \ddots & \vdots \\ & & \ddots & & & & h^{(b)}_{(q,L-1)} \\ h^{(b)}_{(q,L-1)} & \cdots & h^{(b)}_{(q,0)} & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & & & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & \\ & & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h^{(b)}_{(q,L-1)} & \cdots & & h^{(b)}_{(q,0)} \end{bmatrix}. \tag{4.11}$$

où $mchanb$ sont des matrices de taille $N_{ech} \times N_{ech}$. Par conséquent, en fréquentiel :

$$\mathbf{H}_n = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H + \Xi_n, \tag{4.12}$$

où Ξ_n représente l'erreur de modèle dans le domaine fréquentiel. Soit : $\Delta_q = \mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H$, de dimension $N \times N$.. L'annexe A montre que :

$$\Delta_q = \operatorname{diag}\left(\sqrt{N}\mathbf{F}_L\mathbf{h}_q\right), \tag{4.13}$$

où $\mathbf{F}_L$ est la restriction de $\mathbf{F}$ à ses L premières colonnes. Elle est de taille $N \times L$. Enfin :

$$\mathbf{Y}_n = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\Delta_q\mathbf{X}_n + \mathbf{V}_n. \tag{4.14}$$

$\mathbf{V}_n$ traduit à la fois le bruit additif du canal et l'erreur de modélisation. Les lignes des L pilotes de

l'équation ci-dessus peuvent être extraites de telle façon que :

$$\mathbf{Y}_n^{(p)} = \sum_{q=0}^{Q} \mathbf{B}(n,q)\Delta_q^{(p)}\mathbf{X}_n^{(p)} + \mathbf{V}_n^{(p)}. \tag{4.15}$$

D'après la définition de Δ_q, il est possible de démontrer que $\Delta_q^{(p)}$ se déduit à partir de $\mathbf{h}_q$ d'une transformée de Fourier de taille L. Les rapports $\mathbf{Y}_n^{(p)}(m)/\mathbf{X}_n^{(p)}(m)$ fournissent une estimation échantillonnée de la RFC à l'indice du $m^{\text{ième}}$ pilote. La méthode classique de démodulation s'appuie sur ces rapports pour estimer la RFC complète par interpolation. Elle ne prend en compte qu'un symbole à la fois.

Ainsi :

$$\frac{\mathbf{Y}_n^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_n^{(p)}(m)} = \left[\mathbf{B}_{(n,0)} \dots \mathbf{B}_{(n,Q)}\right] \begin{bmatrix} \Delta_0^{(p)}(m,m) \\ \vdots \\ \Delta_Q^{(p)}(m,m) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_n^{(p)}(m). \tag{4.16}$$

De ce fait :

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathbf{Y}_0^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_0^{(p)}(m)} \\ \vdots \\ \frac{\mathbf{Y}_{N_a-1}^{(p)}(m)}{\mathbf{X}_{N_a-1}^{(p)}(m)} \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} \Delta_0^{(p)}(m,m) \\ \vdots \\ \Delta_Q^{(p)}(m,m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_0^{(p)}(m) \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{N_a-1}^{(p)}(m) \end{bmatrix}. \tag{4.17}$$

Enfin :

$$\mathbf{T} = \mathbf{B}\mathbf{\Delta}^{(p)} + \mathbf{V}, \tag{4.18}$$

où $\mathbf{T}$ est la matrice dont les colonnes sont composées des ratios du signal reçu sur le pilote émis, pour un seul pilote sur les N_a symboles, et $\mathbf{\Delta}^{(p)}$ est la matrice dont la $m^{\text{ième}}$ colonne se compose de la $m^{\text{ième}}$ valeur diagonale de $\Delta_q^{(p)}$ pour $q = 0 \dots Q$. L'équation (4.18) permet alors d'en déduire une estimation de $\mathbf{\Delta}^{(p)}$ à partir de $\mathbf{T}$, et ainsi de calculer les coefficients de la décomposition BEM.

On peut en déduire la matrice du canal à partir de l'équation (4.12). Comme l'IEP a été supposée négligeable, les termes non-diagonaux de $\mathbf{H}_n$ sont considérés comme nuls. En d'autres termes, $\mathbf{H}_n$ est considérée comme diagonale. L'égalisation est donc particulièrement simple. Le symbole OFDM est calculé à partir des rapports des échantillons reçus sur les échantillons correspondants de la RFC ainsi estimée. On obtient de cette manière les composantes en phase et en quadrature $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$ pour la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse sous forme d'une valeur complexe. Le symbole estimé, noté $\hat{\mathbf{X}}_n(k)$, est alors fourni par le point le plus proche de la constellation 64-QAM considérée.

4.3.2.3 Ajustement du modèle précédent

En réception, la synchronisation temporelle fournit l'indice de l'échantillon du début d'un symbole OFDM. Seul le trajet principal est détecté. Or le réseau DVB-T est parfois de type SFN. Ceci signifie qu'il existe potentiellement un ré-émetteur, plus proche du récepteur que l'émetteur principal. En outre, l'optimisation du réseau (au niveau des communications) induit parfois la mise en oeuvre de retards artificiels entre émetteurs. Par ailleurs, il est hautement improbable que le retard du trajet direct corresponde exactement à un point de la grille d'échantillonnage. Ceci a pour conséquence la génération de lobes secondaires en distance qui se répandent de part et d'autre des échantillons du trajet principal. De plus, l'environnement SFN peut conduire à la présence d'un ré-émetteur plus faible et plus proche que le trajet principal. Afin de tenir compte de ce phénomène et pour pallier à

l'éventualité d'un tel ré-émetteur, nous utilisons un retard de protection. Cela implique que le début du symbole est volontairement décalé de quelques échantillons. Soit τ_G, ce retard. Ce retard ne corrige pas le problème et les lobes secondaires correspondants. Néanmoins, il permet de le prendre en compte.

Autrement dit, nous cherchons à estimer la réponse du canal $h^{(t)}_{(n,l-\tau_G)}$ pour le $n^{\text{ième}}$ symbole. Donc, cette translation temporelle τ_G revient à une modulation dans le domaine fréquentiel conformément aux propriétés de la transformée de Fourier. Pour la $m^{\text{ième}}$ sous-porteuse, le déphasage $\Phi(m)$ s'exprime :

$$\Phi(m) = 2\pi \frac{m\tau_G}{N}. \tag{4.19}$$

C'est en particulier vrai pour les porteuses pilotes. Or, dans le cas du DVB-T, les positions des pilotes sont décalées de 3 sous-porteuses d'un symbole au suivant, comme cela a été décrit précédemment - Fig.2.14. Donc, d'après l'équation (2.41), la modulation induite au niveau du $m^{\text{ième}}$ pilote du $n^{\text{ième}}$ symbole est précisément :

$$\Phi\left(P_n(m)\right) = 2\pi \left(\frac{mD_f\tau_G}{N} + \frac{d_n\tau_G}{N} \right). \tag{4.20}$$

où $D_f = 12$ est l'espacement fréquentiel entre deux pilotes d'un même symbole OFDM et $d_n = 3 \mod {}_4(n)$ représente la translation des pilotes dans le symbole n. De cette façon, la combinaison d'un retard de protection et du décalage des porteuses pilotes, introduit une rotation de phase qui se compose d'une partie modulée (correspondant à d_n) et d'une partie constante. Ce phénomène n'a pas d'importance si un seul symbole est pris en compte, ce qui est le cas des systèmes terrestres stationnaires mettant en oeuvre la démodulation OFDM standard. En effet, les échantillons de la RFC translatés aux indices pilotes permettent d'estimer la RIC retardée de τ_G, comme l'indique (4.20).

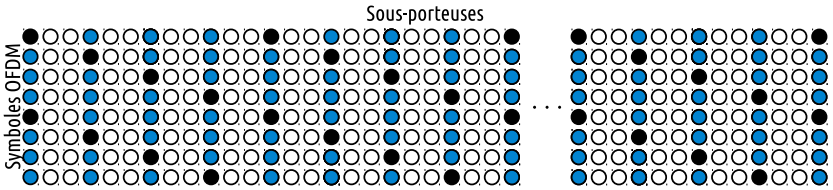
Cependant, notre méthode propose l'utilisation de plusieurs symboles consécutifs afin de capturer les variations temporelles du canal. Par conséquent, il existe une rotation de phase entre le premier et le $n^{\text{ième}}$ symbole $\Delta\Phi_n = \Phi\left(P_n(m)\right) - \Phi\left(P_0(m)\right)$ pour tout $m = 0 \ldots L-1$:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_n &= 2\pi \left(\frac{d_n\tau_G}{N} - \frac{d_0\tau_G}{N} \right), \\ \Delta\Phi_n &= 2\pi \frac{d_n\tau_G}{N}., \end{aligned} \tag{4.21}$$

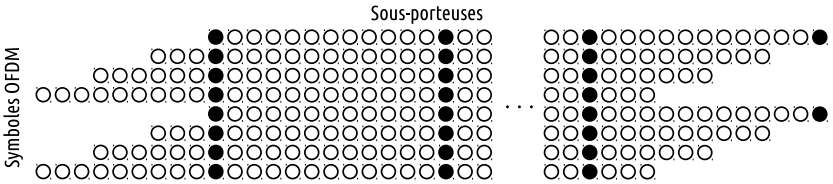
car $d_0 = 0$, comme précisé dans la section 2.5.2. Ce décalage de phase $\Delta\Phi_n$ se traduit alors par une rotation de la constellation QAM. Il convient donc de l'annuler.

Pour cela, deux solutions permettent d'éviter cet effet non-désiré en jouant sur la structure du signal de façon à rendre nul d_n quelque soit n. En d'autres termes, ces solutions visent à se ramener à une grille régulière de porteuses pilotes. La première consiste à créer une grille régulière de pseudo-pilotes à partir d'une interpolation des pilotes toutes les 4 sous-porteuses pour chaque symbole OFDM. Sur la figure Fig.4.4a, les ronds noirs symbolisent les vraies sous-porteuses pilotes, tandis que les bleus indiquent celles estimées par interpolation. La seconde solution impose de transposer dans le domaine temporel la RFC échantillonnée sur les pilotes. Il faut alors compenser la modulation temporelle due au décalage des positions des pilotes. Cette modulation temporelle se traduit par une translation dans le domaine fréquentiel, faisant coïncider les positions des sous-porteuses pilotes d'un symbole OFDM au suivant. La figure Fig.4.4b met en évidence cet alignement. Il convient ensuite de revenir dans le domaine fréquentiel. Nous avons fait le choix de recourir à la première solution. L'algorithme de décomposition sur les BEM est donc initialisé sur une grille de pseudo-pilotes

régulière selon les axes des fréquences et des retards, construite par interpolation.



(a) Solution 1 : création d'une grille régulière par interpolation



(b) Solution 2 : alignement des grilles de pilotes par modulation temporelle de la RIC

FIGURE 4.4 – Présentation schématique des solutions envisagées pour corriger la rotation de phase due au retard de protection et à la structure des pilotes du DVB-T

4.3.2.4 Synthèse de la méthode proposée

En résumé, la figure Fig.4.5 donne une vue d'ensemble de l'algorithme mis en oeuvre.

La première étape utilise la diversité d'antennes pour améliorer le RSB du trajet direct et diminuer l'influence des trajets secondaires. Elle consiste en une focalisation du réseau d'antennes dans la direction du vecteur propre principal de la matrice de covariance des signaux reçus. On fait ici l'hypothèse que cette direction correspond à celle de l'émetteur. L'étape d'initialisation s'attache à construire une grille régulière de pseudo-pilotes. Ceci constitue un préalable indispensable afin d'utiliser par la suite plusieurs symboles OFDM DVB-T consécutifs en éliminant l'effet de rotation de phase. Le modèle BEM est ensuite appliqué à partir des pseudo-pilotes de tous les symboles considérés. L'égalisation permet ensuite de compenser les effets du canal dans le but de permettre l'association entre les symboles élémentaires et ceux de la constellation, ie le mapping.

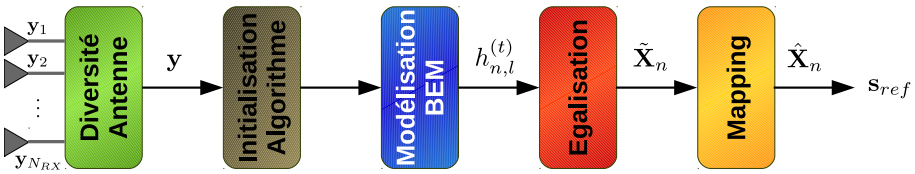


FIGURE 4.5 – Vue d'ensemble de l'algorithme d'estimation du signal de référence

4.3.3 Résultats

4.3.3.1 Estimation du canal

Pour étudier la possible IEP, nous avons testé sur des fichiers expérimentaux, la méthode d'estimation s'appuyant sur un modèle linéaire intra-symbole de variations temporelles comme décrite dans [38]. Aucune solution de diversité d'antenne n'est mise en oeuvre. La figure Fig.4.6 montre une extraction de la matrice de canal ainsi estimée. Le focus sur la diagonale de la matrice montre que

l'IEP s'étale de part et d'autre sur quelques sous-porteuses seulement. Entre la diagonale et la $5^{\text{ième}}$ sous-porteuse, la décroissance est de l'ordre de $30\ \mathrm{dB}$. Cela confirme que l'IEP peut être négligée comme nous l'avons supposé précédemment.

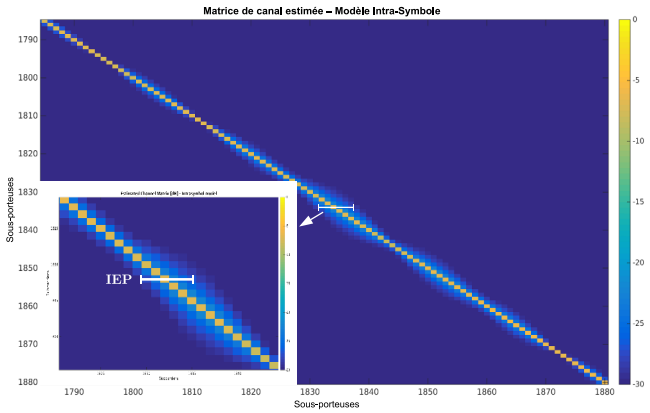


FIGURE 4.6 – Matrice de canal estimée - Modèle de variations temporelles intra-symbole

La méthode construite à partir des BEM prend en compte $N_a = 32$ symboles consécutifs. La base contient des fonctions exponentielles, telles que définies par (4.9). Ce choix est dicté par l'objectif de modéliser les évolutions de phase de la RIC dues au Doppler. Q a été fixé empiriquement à 32.

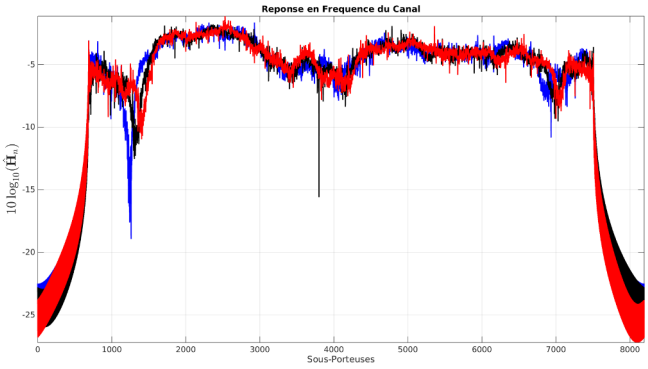


FIGURE 4.7 – Réponse en fréquence du canal pour 3 symboles OFDM différents espacés de 8 symboles OFDM

La figure Fig.4.7 présente la RFC pour 3 symboles différents. Ils sont espacés en temps de 8 symboles OFDM. Cette figure illustre les évanouissements profonds induits par le canal aéronautique rencontré. On observe aussi que ces évanouissements évoluent au cours du temps. Par conséquent, il est indispensable que la méthode d'estimation du signal de référence soit en mesure de résister à ce phénomène.

4.3.3.2 Initialisation nécessaire du modèle

La figure Fig.4.8 montre la réponse impulsionnelle estimée pour un symbole seulement. Le TD apparait de façon évidente. Il est clair aussi qu'il n'est pas résolu. Comme il se présente entre deux échantillons, il introduit des lobes latéraux secondaires de part et d'autre de l'indice principal, en particulier vers les instants négatifs. Bien que l'exemple présenté ici ne corresponde pas à un environnement SFN, la figure Fig.4.8 confirme la nécessité d'inclure un retard de protection comme justifiée à la section 4.3.2.3. Ce retard a été fixé empiriquement à $\tau_G = 30$ échantillons.

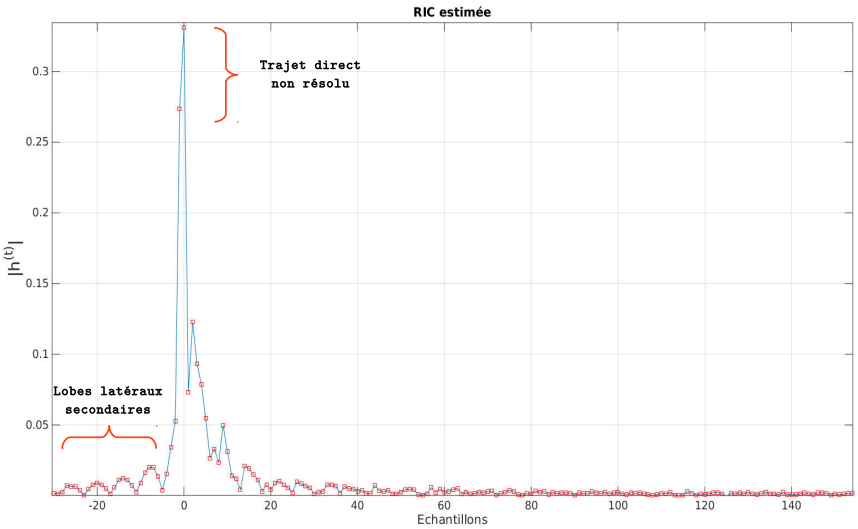


FIGURE 4.8 – Réponse impulsionnelle estimé du canal - Nécessité d'un retard de protection

Comme souligné précédemment dans 4.3.2.3, ce retard de garde induit une rotation de la constellation si aucune précaution n'est prise à l'initialisation du modèle BEM, initialisation qui consiste en la création d'une grille régulière de pseudo-pilotes. L'angle de rotation du symbole dépend du type de symbole, ie du numéro du symbole modulo 4. C'est en effet la position des pilotes, le décalage de leurs indices modulo 4, qui fixe l'angle de rotation. En remplaçant d_n par son expression dans (4.21), un retard de garde de 30 échantillons implique pour le $n^{\text{ième}}$ symbole un angle de rotation $\Delta\Phi_n$:

$$\Delta\Phi_n = 2\pi\frac{3\times 30}{8192} \mod_4(n), \tag{4.22}$$

soit un multiple de $3.95°$ en fonction de la valeur du modulo. La figure Fig.4.9 permet d'observer la rotation de la constellation pour chacun des 4 types de symbole. L'angle correspond à la pente de la droite reliant les pilotes. La figure Fig.4.10 fournit les angles ainsi observés pour 32 symboles consécutifs. La périodicité de ces valeurs est clairement mise en exergue. Les valeurs de pente des droites rouges confirment les prévisions de l'analyse théorique.

4.3.3.3 Estimation du Signal de Référence

Afin de mesurer les performances des différents algorithmes, nous proposons d'utiliser le critère Modulation Error Rate (MER) ([53], chapitre 9.18.2). Cet indicateur est défini par :

$$MER = 10\times\log_{10}\left(\frac{\sum_{n,k}|\hat{\mathbf{X}}_n(k)|^2}{\sum_{n,k}|\tilde{\mathbf{X}}_n(k)-\hat{\mathbf{X}}_n(k)|^2}\right), \tag{4.23}$$

où $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$ et $\hat{\mathbf{X}}_n(k)$ représentent respectivement le point estimé dans le plan complexe, et le point de la constellation le plus proche pour chaque sous-porteuse k. Le MER représente le ratio de la somme de la puissance des vecteurs des symboles idéaux de la constellation, sur la somme de la puissance des vecteurs erreurs, comme l'illustre la figure 4.11. Il s'apparente à un rapport signal à bruit, fournissant une indication sur la pertinence de l'estimation. Plus le MER est grand, plus la méthode a des performances intéressantes.

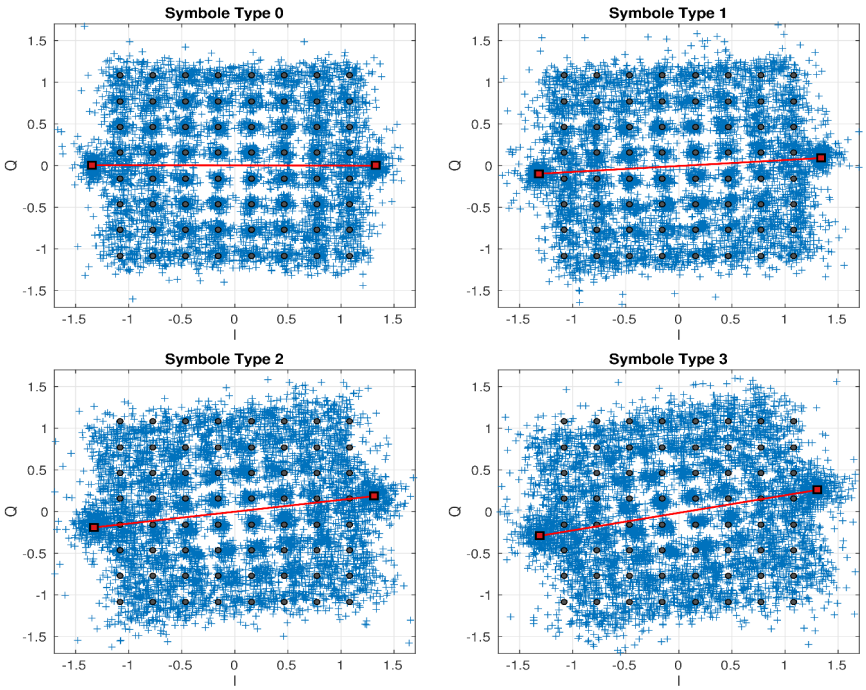


FIGURE 4.9 – Rotation de la constellation - $\tau_G = 30$

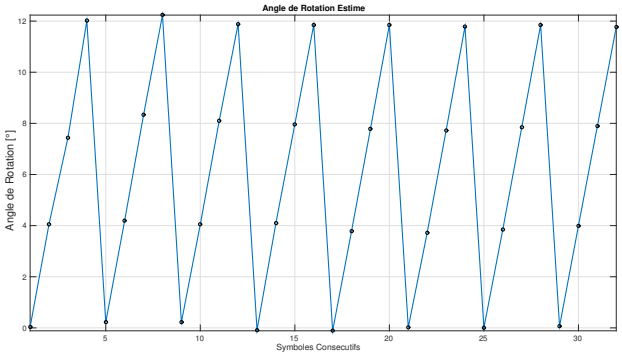


FIGURE 4.10 – Estimation de l'Angle de Rotation sur 32 symboles consécutifs

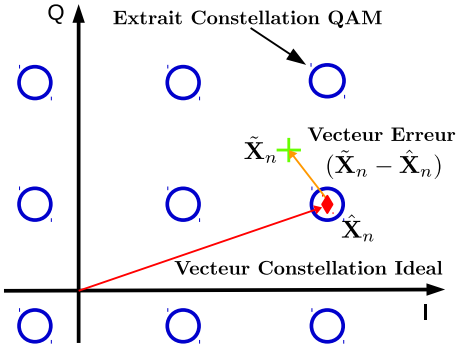


FIGURE 4.11 – Représention schématique du MER

La figure Fig.4.12 présente les performances de plusieurs méthodes de démodulation. La méthode proposée est comparée à quatre autres algorithmes. De plus, la démodulation classique, consistant à déduire la RFC complète à partir de l'interpolation de son estimation au sens des moindres carrés basée sur les pilotes et utilisée dans le cas classique d'un récepteur au sol, sert de référence. Parmi les méthodes comparées, les deux premières font appel à un modèle de va-

riations intra-symbole du canal. L'une prend en compte un modèle linéaire [38], l'autre un modèle de BEM polynomial avec $Q = 2$ [46, 47]. Les résultats obtenus ainsi soulignent clairement l'inadaptation de ce modèle de variation intra-symbole quant au canal aéronautique car les performances sont moins bonnes qu'avec la démodulation classique. Ces algorithmes visent à estimer l'IEP. Or son influence limitée a été soulignée sur la figure Fig.4.6 notamment. Ceci dégrade donc l'estimation du canal. Ce premier constat confirme l'intérêt d'utiliser un modèle de variations inter-symboles.

La figure Fig.4.12 permet de comparer deux autres méthodes. La première consiste en une démodulation classique à partir du signal recombiné suivant la méthode de diversité d'antennes décrite dans la section 4.3.2.1. La seconde applique un modèle BEM inter-symboles sans profiter de la diversité d'antennes. On constate que la diversité d'antennes, tout comme la modélisation BEM inter-symboles, apportent chacune une amélioration substantielle à l'estimation du canal. La première solution met en avant l'avantage de la diversité d'antennes face aux trajets rétrodiffusés, tandis que la seconde souligne l'impact positif d'une modélisation inter-symboles. Néanmoins, on observe aussi que notre méthode atteint des performances encore supérieures en combinant ces deux aspects. La figure Fig.4.13 fournit les constellations obtenues à partir de ces quatre méthodes pour l'enregistrement 2 du premier vol expérimental. Trois symboles OFDM sont sur-imprimés. Les résultats obtenus sont d'autant plus intéressants que l'estimation est plus homogène sur l'ensemble de la constellation que dans le cas d'une démodulation classique. En effet, dans ce cas, la périphérie de la constellation subit un impact plus dommageable du canal comme le montre la figure Fig.4.13.

En ce qui concerne l'enregistrement 3, la démodulation classique atteint des performances équivalentes à celles de notre méthode. Ceci peut probablement s'expliquer par le fait que quelques points démodulés, $\tilde{\mathbf{X}}_n(k)$, se retrouvent au-delà des contours de la constellation, et présentent alors une erreur plus importante avec notre méthode qu'avec la démodulation classique. D'après la définition du MER (4.23), ce comportement dégrade le dénominateur du MER et diminue de fait le MER global. Les bénéfices de la solution proposée restent cependant visibles sur les constellations présentées sur la figure Fig.4.13.

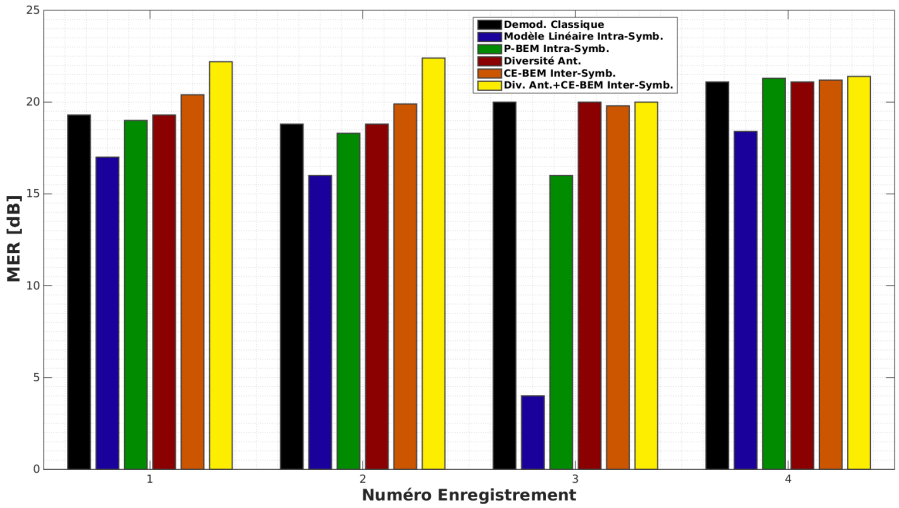
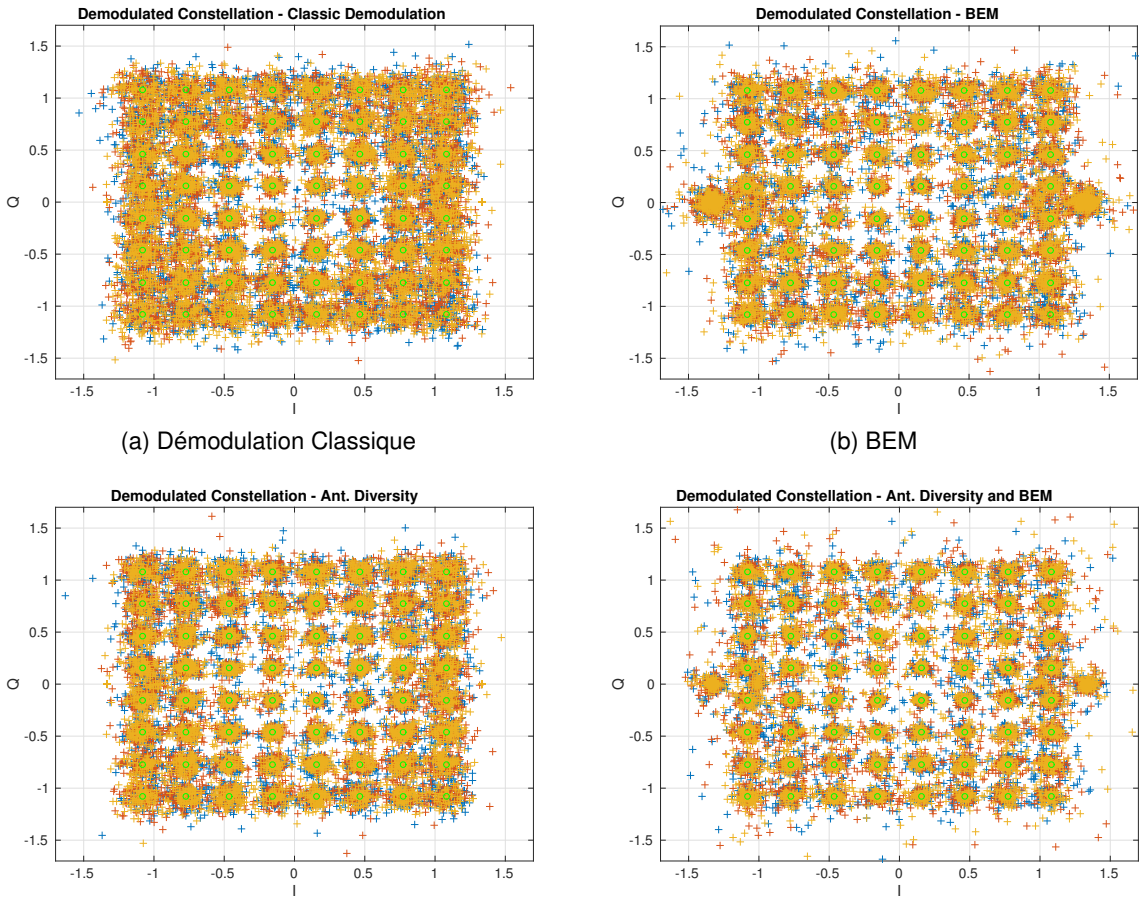


FIGURE 4.12 – MER mesurés sur 4 enregistrements - Démodulation classique (noir), Modèle linéaire intra-symbole (bleu), BEM intra-symbole (vert), Diversité d'antennes seule (rouge), BEM inter-symboles (orange), Diversité d'antennes et BEM inter-symboles (jaune)



(a) Démodulation Classique

(b) BEM

(c) Diversité d'Antennes

(d) BEM + Diversité d'Antennes

FIGURE 4.13 – Enregistrement 2 - Constellation démodulée avec 4 méthodes différentes

4.4 Impact d'une mauvaise estimation du signal de référence sur la détection

Même s'il est difficile de quantifier l'impact de l'utilisation d'une mauvaise référence dans les traitements d'un système passif de détection, comme évoqué en introduction de ce chapitre, il est proposé ici de mesurer les avantages d'un signal de référence propre sur la probabilité de détection au travers d'une simulation simple mais représentative. Pour cette simulation, un signal DVB-T de référence est généré. Il est alors utilisé pour simuler le trajet direct à retard nul, ainsi qu'une cible unique retardée en temps et à Doppler nul. Ce choix s'est fait par souci de simplicité, sans toutefois restreindre la représentativité de cette expérience. Des symboles élémentaires du signal de référence sont alors aléatoirement modifiés. Ces erreurs permettent ainsi de simuler des erreurs d'estimation du signal de référence. Ces symboles erronés sont choisis parmi le voisinage du symbole original comme décrit sur la figure Fig.4.14. Après la suppression du trajet direct selon l'algorithme proposé par Colone et al. dans [10] en utilisant la référence erronée, un Test à Fausse Alarme Constante (TFAC) est appliqué afin de vérifier la détection de la cible. En répétant cette opération, il est ainsi possible d'évaluer la probabilité de détection.

Le tableau Tab.4.1 résume les paramètres utilisés pour ces simulations. La figure Fig.4.15 fournit la probabilité de détection en fonction du nombre de symboles élémentaires erronés par symbole OFDM pour différents RSB de la cible compris entre $20\ \mathrm{dB}$ et $40\ \mathrm{dB}$. On observe que même un

faible nombre d'erreurs peut causer une diminution conséquente de la probabilité de détection. Par exemple, dans le cas d'un RSB de la cible de 30 dB, seuls 125 symboles faux parmi les 6817 (soit moins de 2% des symboles élémentaires) entraînent une probabilité de détection inférieure à 0.5.

La mauvaise estimation du signal de référence ne permet pas une suppression propre du trajet direct, et impose de ce fait un niveau de résidus plus élevé. La figure Fig.4.16 illustre ce phénomène. Cette figure compare le résultat après filtre adapté de deux exemples différents pour un RSB cible de 30 dB. Les lobes secondaires résiduels sont 10 dB plus forts dans le cas de 250 symboles erronés, par rapport au cas où seuls 10 symboles sont faux (référence presque parfaite). Une cible pourrait par conséquent se trouver masquée sous ces interférences résiduelles.

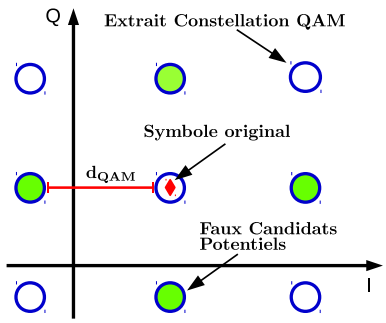


FIGURE 4.14 – Symboles potentiellement candidats pour les erreurs introduites dans le signal de référence

TABLE 4.1 – Paramètres des simulations

Signal	mode DVB-T 8K
RSB du trajet direct	$RSB_{TD} = 100$ dB
Probabilité de fausse alarme	$P_{fa} = 10^{-4}$
Retard de la cible	200 échantillons
Nombre de simulations de Monte-Carlo	2000

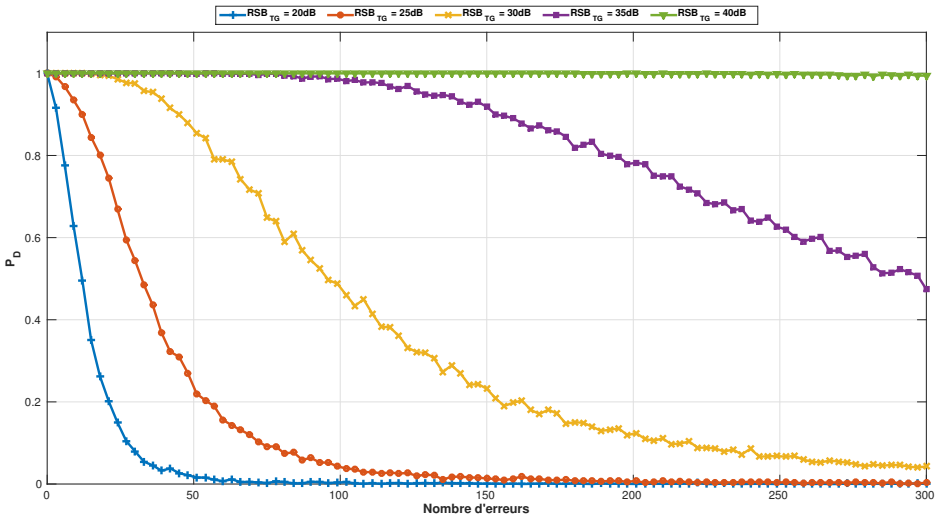


FIGURE 4.15 – Probabilité de détection en fonction du nombre de symboles élémentaires erronés par symbole OFDM

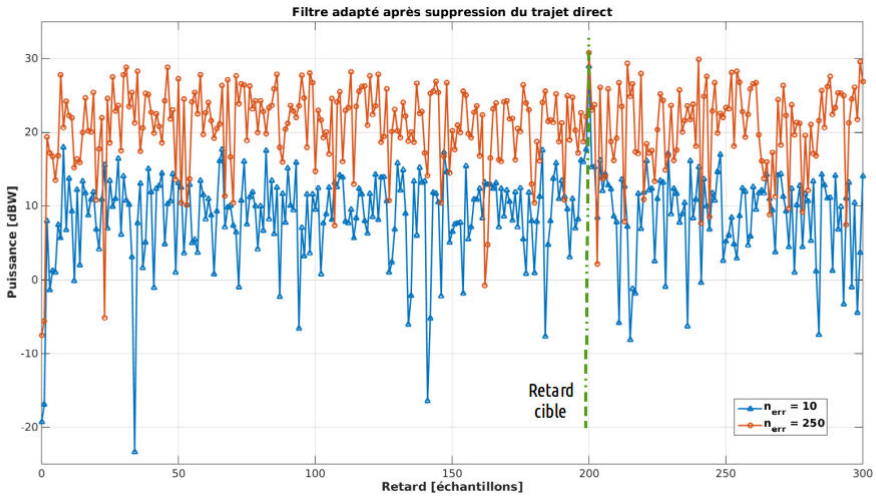


FIGURE 4.16 – Comparaison de l'efficacité du filtrage adapté après suppression du trajet direct pour deux exemples de nombres d'erreurs élémentaires par symbole OFDM - $RSB_{TG} = 30$ dB

Le MER peut aussi être évalué dans le cas de ces simulations. En considérant que les symboles de la constellation QAM sont équiprobables, la puissance des vecteurs idéaux de la constellation peut s'estimer comme la moyenne de la puissance de vecteurs équiprobables. La figure Fig.4.17 fournit alors les MER résultantes. Une amélioration de quelques dB seulement du MER entraine potentiellement une large diminution du nombre de symboles erronés. Considérons l'enregistrement 2. Notre méthode permet d'atteindre $MER = 22.4$ dB, alors que la démodulation classique se limite à $MER = 18.8$ dB. Cela correspond respectivement à un nombre d'erreurs : $n_{err} = 110$ et $n_{err} = 260$. Conformément à la figure Fig.4.15, il est possible de traduire ces améliorations de la qualité du signal de référence, en une amélioration de la probabilité de détection. Cette traduction ne vaut que selon les modalités de simulation étudiées dans la section 4.4. Toutefois, on note que, dans le cas où $RSB_{TG} = 30$ dB, cela signifie que notre méthode atteint une probabilité de détection $P_D > 0.5$, alors que la démodulation classique est bien inférieure, $P_D < 0.1$. Ainsi la méthode d'estimation du signal de référence que nous proposons, peut entraîner une amélioration conséquente des capacités de détection du système.

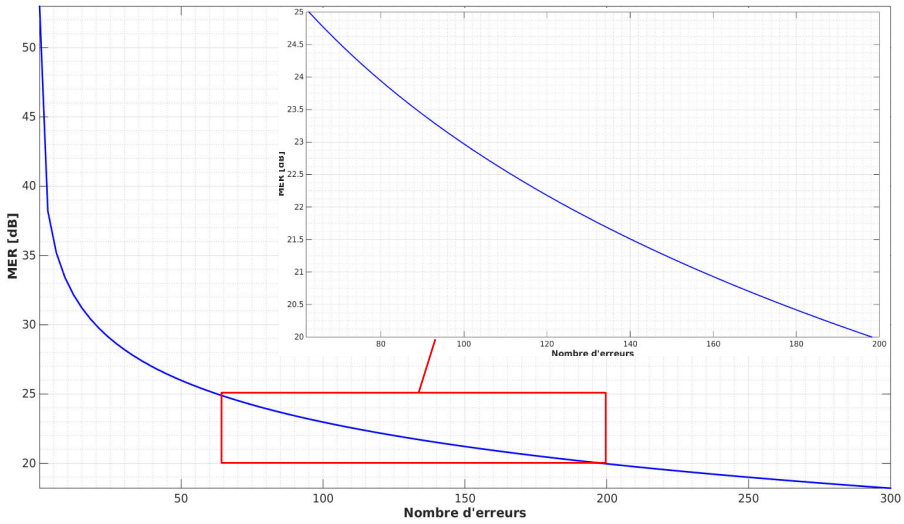


FIGURE 4.17 – MER en fonction du nombre de symboles erronés par symbole OFDM

CHAPITRE 5

MÉCANISMES D'ÉTALEMENT DU FOUILLIS DE SOL

Contents

5.1 Introduction **69**
5.1.1 Objectifs 69
5.1.2 Notations géométriques 69
5.1.3 Les essais en vol 70
5.2 Fouillis aéronautique bistatique distance-Doppler **74**
5.2.1 Courbes isodistance 74
5.2.2 Courbes isodoppler 74
5.2.3 Représentation du fouillis en Distance - Doppler 76
5.3 Fouillis aéronautique bistatique Spatial-Doppler **79**
5.3.1 Répartition spatiale du fouillis 79
5.3.2 Projection cartésienne du fouillis 85
5.3.3 Conclusion 92

5.1 Introduction

5.1.1 Objectifs

L'analyse réalisée afin de proposer une méthode d'estimation du signal de référence, constitue une première approche des phénomènes de propagation dans le contexte aéroporté. Le présent chapitre vise à étoffer l'étude géométrique afin d'expliquer les formes caractéristiques de l'étalement du fouillis à la fois dans le plan distance - Doppler, et dans le plan angle - Doppler.

5.1.2 Notations géométriques

On note R la position du récepteur dans l'espace (X, Y, Z). En particulier, son altitude est z_R. Par symétrie on note z_T l'altitude de l'émetteur. $\vec{v}_R$ représente le vecteur vitesse du récepteur, et ϕ_R sa direction par rapport au plan de l'antenne. ϕ_R est aussi appelé angle de crabe. Il est supposé que le vecteur vitesse est inclus dans le plan horizontal. De la même manière, soit T la position de l'émetteur. On note aussi C un élément du fouillis de sol. Les angles ϕ et θ correspondent respectivement aux angles d'azimut et d'élévation sous lesquels est vu le point C. La figure Fig.5.1 détaille ces

différentes notations. En outre on suppose pour cette figure que la direction Récepteur - Emetteur est confondu avec la direction de l'axe des abscisses.

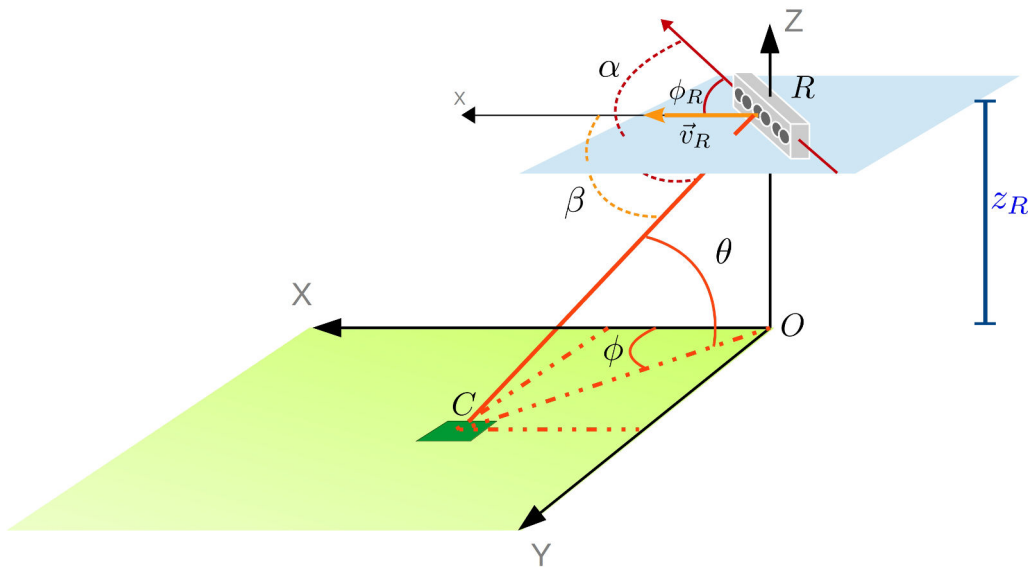


FIGURE 5.1 – Notations géométriques

5.1.3 Les essais en vol

5.1.3.1 Vol 1

Un premier vol expérimental a eu lieu en octobre 2015. L'objectif principal consistait à confirmer le niveau de puissance disponible du signal DVB-T en altitude. Cinq axes d'acquisition ont été sélectionnés d'après les diagrammes de rayonnement des émetteurs du Mont Ventoux (A-MtV) et de Marseille Grande Etoile (M-GdE), mais aussi en tenant compte des couloirs aériens fréquemment utilisés ainsi que des aérodromes de la région.

Ces axes respectaient des trajectoires rectilignes, permettant l'acquisition de séries de 10 enregistrements de $172\ \mathrm{ms}$ chacun. Plusieurs fréquences par émetteur ont été utilisées sur toute la bande DVB-T. Certains axes ont été répétés plusieurs fois à différentes altitudes. Le tableau Tab.5.1 résume les paramètres de ce premier vol. La figure Fig.5.2 montre la trajectoire suivie par BUSARD.

Les caractéristiques du vol sont les suivantes. Les trajectoires sont rectilignes, à vitesse et altitude constantes. Les variations en tangage et en roulis sont négligeables. L'angle de crabe est non nul à cause de conditions météorologiques défavorables (vent). Il peut atteindre $80°$ sur certains enregistrements.

Ce premier vol expérimental a mis en exergue des niveaux de signal élevés aux altitudes utilisées. Dans certains cas même, le récepteur a atteint le niveau de saturation. Il a alors fallu ajuster le seuil de sensibilité. Mais surtout, l'exploitation de ces fichiers a permis d'appréhender les perturbations introduites par le canal aéronautique sur le signal reçu.

5.1.3.2 Vol 2

Le second vol s'est déroulé en mars 2017. Celui-ci avait pour objectif la détection d'une cible coopérative instrumentée de type Cirrus-SR20. Grâce à la connaissance des phénomènes en jeu, et

TABLE 5.1 – Caractéristiques des enregistrements du premier vol expérimental

Fichier	**Emetteur**	**Axe**	**Altitude** [m]	**Vitesse** [m/s]	**Distance de l'émetteur** [km]	**Fréquence** [MHz]
15101601	M-GdE	R1-1	1244	39	50.1	490
15101602	M-GdE	R1-1	1257	43.7	48.9	522
15101603	M-GdE	R1-1	975	43.9	50.3	490
15101604	M-GdE	R1-1	982	46.5	48.9	522
15101605	A-MtV	R1-4	937	39.3	51.8	570
15101606	A-MtV	R1-4	926	41.4	49.7	594
15101607	A-MtV	R1-4	924	37.7	47.8	618
15101608	A-MtV	R1-4	1324	47.1	52.4	570
15101609	A-MtV	R1-4	1285	41.1	49.9	594
15101610	A-MtV	R1-4	1271	45.5	47.9	618
15101611	A-MtV	R1-5	1214	48.4	43.3	570
15101612	A-MtV	R1-5	1206	48.1	45.2	594
15101613	A-MtV	R1-5	1242	46.9	47.3	618
15101614	A-MtV	R1-5	988	45.8	43.5	570
15101615	A-MtV	R1-5	1004	45.6	45.6	594
15101616	A-MtV	R1-5	982	44.9	47.7	618
15101617	A-MtV	R1-3	1549	38.3	27.3	570
15101618	A-MtV	R1-3	1535	36.6	25.9	594
15101619	A-MtV	R1-3	1598	38.8	24.8	618
15101620	M-GdE	R1-2	1009	35.9	29.8	490
15101621	M-GdE	R1-2	1011	37.7	29.5	522
15101622	M-GdE	R1-2	995	31.2	29.4	586

fort de l'expérience du premier vol, les trajectoires à la fois du porteur et de la cible ont été définies avec précision. Elles tenaient compte non seulement du diagramme de rayonnement, mais aussi des angles d'arrivée du trajet direct et de la cible, et de la différence entre les deux, ou encore du positionnement de la cible par rapport au fouillis. La figure Fig.5.3 fournit un exemple des documents préparatoires au second vol qui ont permis d'établir les axes de BUSARD et de la cible. Les carrés blancs, respectivement le carré rouge, représentent l'émetteur et le récepteur, respectivement la cible coopérative. L'axe noir représente la direction du récepteur et celle de la cible sur les carrés correspondants.

Les trajectoires retenues étaient toujours rectilignes. Les enregistrements, d'une durée de 172 ms chacun, ont été acquis par séries à un rythme périodique paramétrable de quelques secondes.

FIGURE 5.2 – Vol 1 - Trajectoire de RIVERA (cercles noirs) - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*]

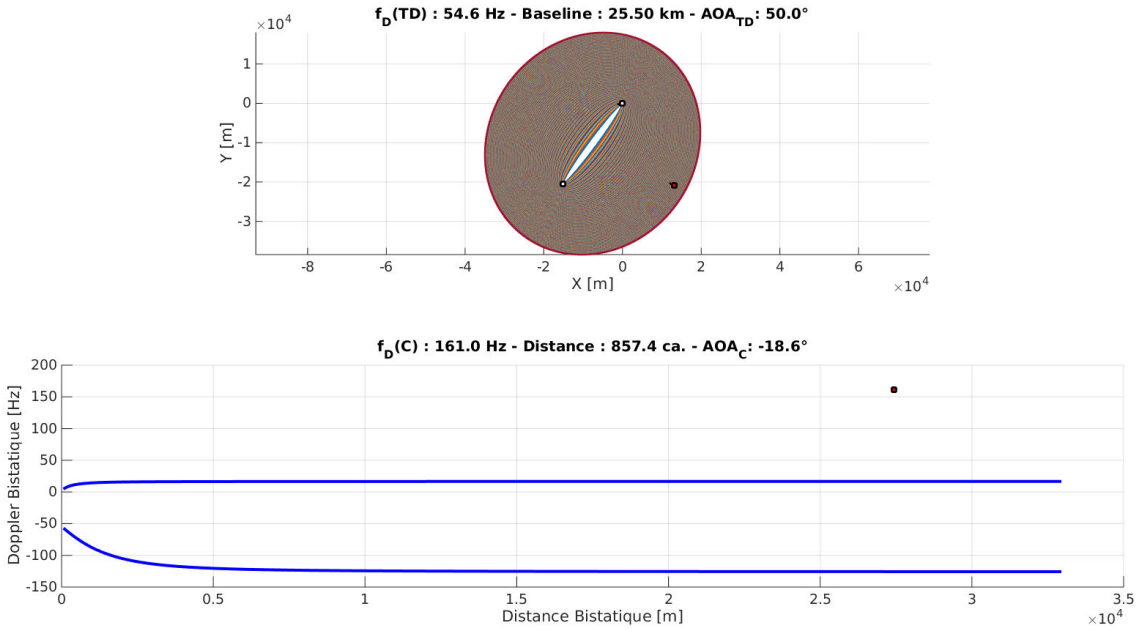


FIGURE 5.3 – Vol 2 - Document préparatoire - Paramètres de BUSARD (carré blanc) et de la cible coopérative (carré rouge)

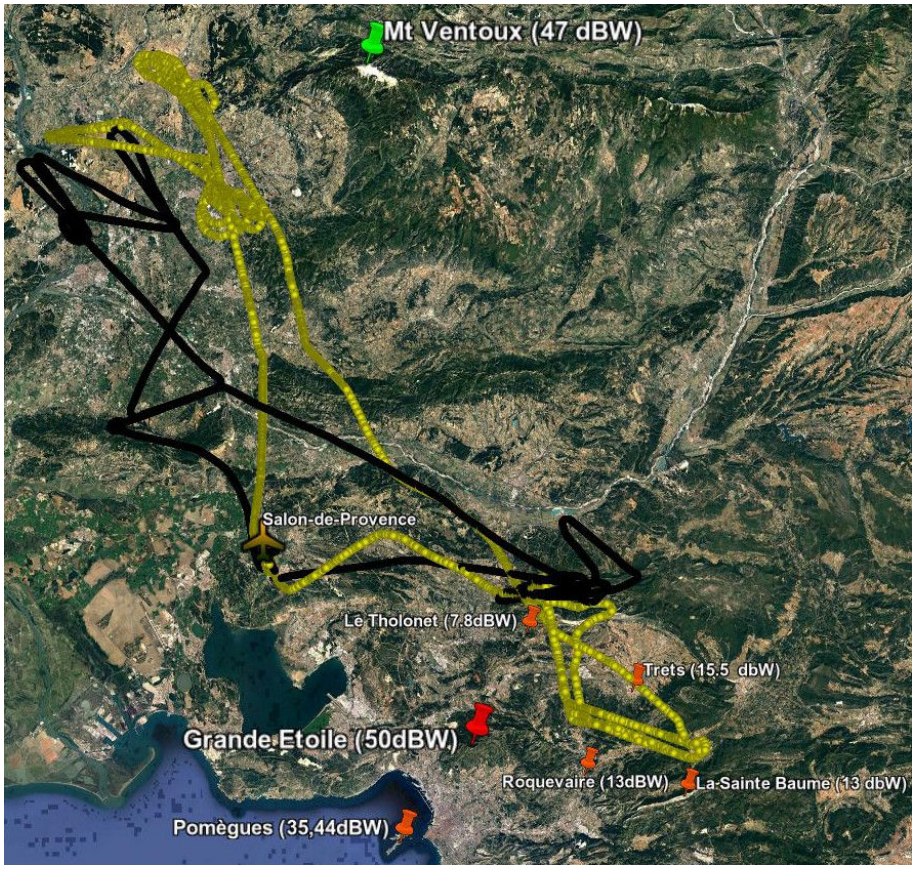


FIGURE 5.4 – Vol 2 - Trajectoire de RIVERA (cercles noirs) et de la cible coopérative (cercles jaunes) - [*GoogleEarth - ©2018 Google - Image Landsat\Copernicus*]

TABLE 5.2 – Caractéristiques des enregistrements du second vol expérimental

Emetteur	**Axe**	**Nombre de fichiers**	**Fréquence** [MHz]
A-MtV	2-4-2	130	570
A-MtV	2-5-2	130	570
A-MtV	2-5-1	92	570
A-MtV	2-5-2	65	594
A-MtV	2-5-1	53	594
A-MtV	2-4-2	40	594
M-GdE	2-2-2	90	490
M-GdE	2-2-1	90	490
M-GdE	2-2-2	90	586
M-GdE	2-2-1	80	490

5.2 Fouillis aéronautique bistatique distance-Doppler

5.2.1 Courbes isodistance

Par construction géométrique, les courbes isodistances dans le cas d'un radar bistatique sont des ellipsoïdes de révolution dont l'émetteur et le récepteur sont les foyers. Afin de simplifier leur représentation, considérons un sol plan. Alors les éléments du fouillis présentant une même distance bistatique sont localisés sur une ellipse. La figure Fig.5.5 donne un exemple de courbes isodistances pour des distances bistatiques de $300\ \mathrm{m}$ à $18000\ \mathrm{m}$. Les positions de l'émetteur et du récepteur reprennent un cas expérimenté en vol. Le carré rouge figure le récepteur, le triangle rouge l'émetteur. L'axe noir témoigne de la direction du vecteur vitesse de l'aéronef.

Le segment noir indique la direction du vecteur vitesse. Les courbes isodistances ne sont pas influencées par ce paramètre. Son importance est soulignée dans la section 5.2.3.

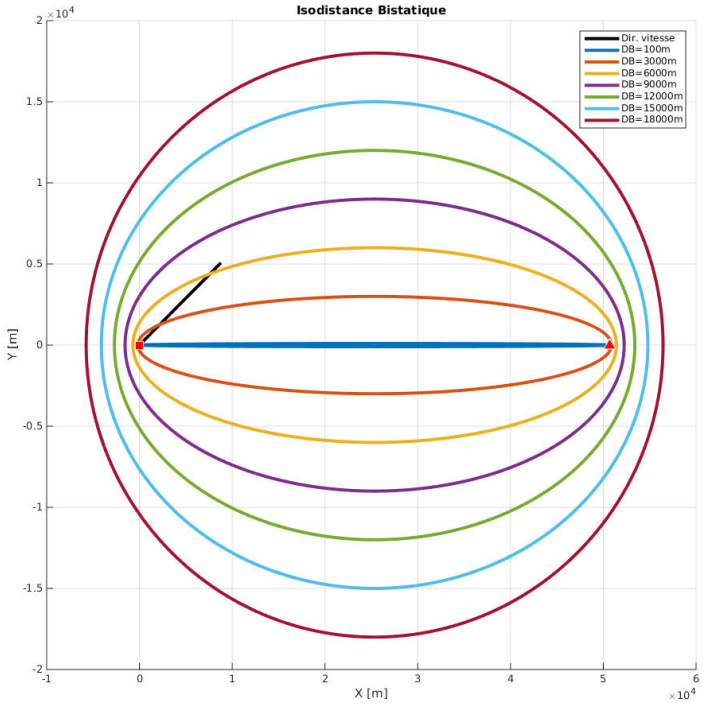


FIGURE 5.5 – Courbes Isodistance

5.2.2 Courbes isodoppler

Si le récepteur se déplaçait au sol, alors la fréquence Doppler des éléments du fouillis serait :

$$f_D^{sol} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\phi), \tag{5.1}$$

où λ est la longueur d'onde, et ϕ fait référence à l'angle d'azimut tel que défini sur Fig.5.1. La définition (5.1) vient étayer la perception spontanée de ce phénomène : le Doppler est défini par l'azimut du fouillis (pour une vitesse et une longueur d'onde données). Donc les courbes isodoppler seraient un ensemble de droites concourrantes au niveau du récepteur.

Or dans le cas d'un récepteur aéroporté, la fréquence Doppler du fouillis devient - ([56], chapitre 3) :

$$f_D^{aero} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\phi)\cos(\theta). \tag{5.2}$$

Les isodopplers sont en fait des hyperboles dont le récepteur est le centre de symétrie. Asymptotiquement :

— l'isodoppler nulle est la droite perpendiculaire au vecteur vitesse ;
— le Doppler maximal est atteint pour un point situé dans la direction du vecteur vitesse, sur l'horizon ; cette isodoppler est alors la demi-droite d'origine le récepteur et de direction celle de la vitesse.

Le lieu des isodoppler est déformé par la prise en compte de l'angle d'élévation. Pour un azimut donné, à mesure que le point du fouillis se rapproche du récepteur, l'angle d'élévation augmente. Donc, la fréquence Doppler diminue à cause du terme $\cos(\theta)$ de (5.2). Ainsi, le long d'une isodoppler l'angle d'azimut évolue pour compenser les variations d'élévation.

La figure Fig.5.6 illustre les courbes obtenues pour un cas proche des conditions expérimentales. Un formalisme identique à la figure Fig.5.5 a été adopté : le carré rouge indique le récepteur, le triangle rouge l'émetteur et le segment le vecteur vitesse. La direction de la vitesse est orientée suivant l'axe des abscisses (segment noir). En vert, selon l'axe des ordonnées, apparait l'isodoppler nulle. Le tableau Tab.5.3 résume les paramètres utilisés pour leur calcul. L'angle entre la direction de la vitesse et la direction du trajet direct est noté β_{TD}.

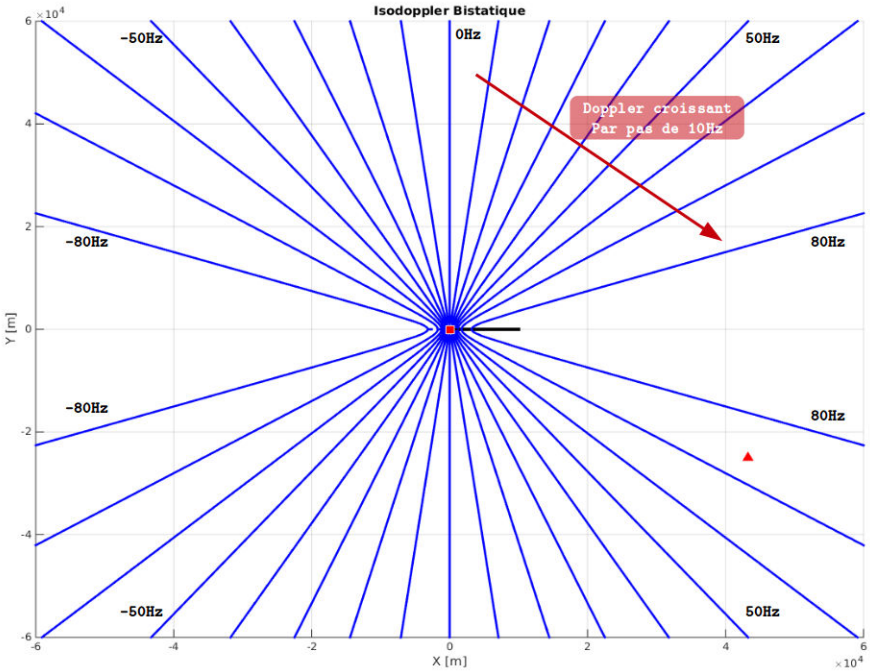


FIGURE 5.6 – Courbes Isodoppler

TABLE 5.3 – Paramètres utilisés pour illustrer les courbes isodoppler

Altitude du récepteur, z_R	1200 m
Vitesse du récepteur, $\|\vec{v}_R\|$	45 m/s
β_{TD}	$30°$
Longueur TD	50 km
Longueur d'onde, λ	0.526 m

5.2.3 Représentation du fouillis en Distance - Doppler

5.2.3.1 Analyse pratique

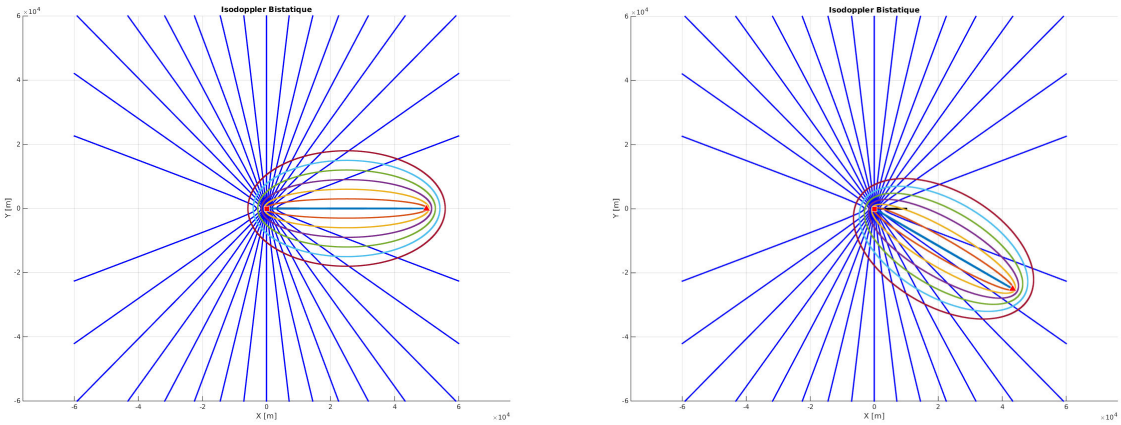
Il convient désormais d'expliciter la forme de l'étalement du fouillis dans le plan distance-Doppler. A cette fin, la figure Fig.5.7 superpose les courbes isodistance et isodoppler. La figure Fig.5.8 illustre par ailleurs l'évolution du Doppler en fonction de la position du fouillis sur l'ellipse, pour $\beta_{TD} = 0°$ (Fig.5.7a) et $\beta_{TD} = 30°$ (Fig.5.7b), où β_{TD} est l'angle entre le vecteur vitesse du récepteur et le vecteur Récepteur-Emetteur. Les valeurs de Doppler sur la figure Fig.5.8 sont affichées relativement au Doppler du trajet direct, soit respectivement f_D^{TD} =$+85.5$ Hz et f_D^{TD} =$+74$ Hz.

On observe que les extrema des valeurs de Doppler dépendent de la distance bistatique. Ces courbes tendent vers une situation limite quand la distance est suffisamment grande. Pour une distance de 100 m, seuls quelques points dans la direction du TD ont un Doppler non nul. Tous les autres, de par leur proximité, donc présentant un angle d'élévation très élevé, ont un Doppler quasi nul dans l'absolu, donc égal à l'opposé de celui du TD relativement au TD.

Pour chaque isodistance, les fréquences Doppler minimale et maximale sont définies par les hyperboles tangentes à l'ellipse considérée. La figure Fig.5.9 met en exergue le cas $\beta_{TD} = 30°$ pour une distance bistatique de 3000 m (courbe orange). Les isodoppler -14.5 Hz et $+82.2$ Hz confirment les extrema lus sur Fig.5.8b (en tenant compte du Doppler du TD).

La comparaison entre les figures Fig.5.8a et Fig.5.8b montre de plus que la manière de rejoindre les extrema Doppler dépend de l'angle β_{TD}. Sur la figure Fig.5.8a, le maximum est atteint quelle que soit la distance bistatique, seul le minimum varie. En revanche, sur la figure Fig.5.8b, les deux extrema évoluent en fonction de la distance, chacun à un rythme propre.

Ainsi en résumé, cette analyse met en évidence la forme dissymétrique du fouillis dans le plan distance-Doppler, dont l'étendue croit avec la distance bistatique jusqu'à une situation asymptotique. La figure Fig.5.10 montre l'étalement du fouillis pour les deux exemples utilisés.

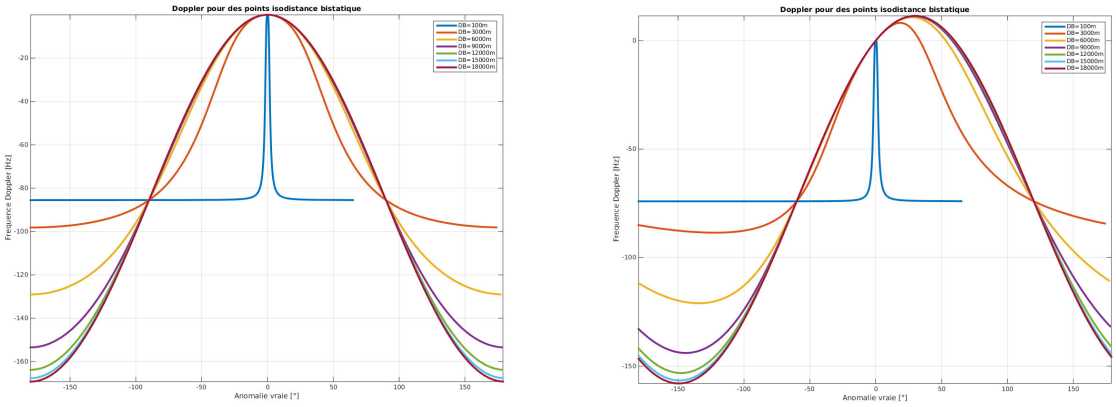


(a) $\beta_{TD} = 0°$ (b) $\beta_{TD} = 30°$

FIGURE 5.7 – Superposition des courbes isodistances (multicolores) et isodoppler (bleues) en fonction de l'angle β_{TD}

5.2.3.2 Etalement expérimental du fouillis

L'analyse pratique ci-dessus peut être confirmée par les données expérimentales. La figure Fig.5.11 superpose les estimations des contours du fouillis, et les résultats du filtre adapté distance-Doppler



(a) $\beta_{TD} = 0°$ (b) $\beta_{TD} = 30°$

FIGURE 5.8 – Evolution du Doppler (relativement au trajet direct) le long de plusieurs courbes isodistances en fonction de l'angle β_{TD}

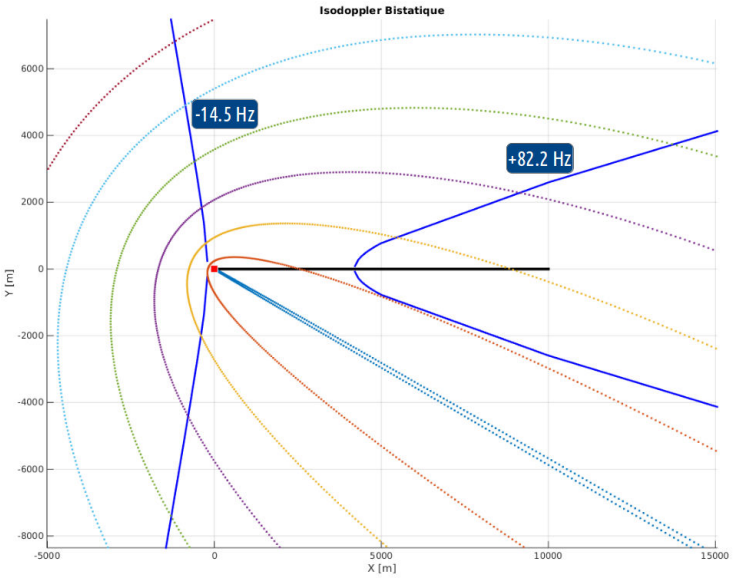
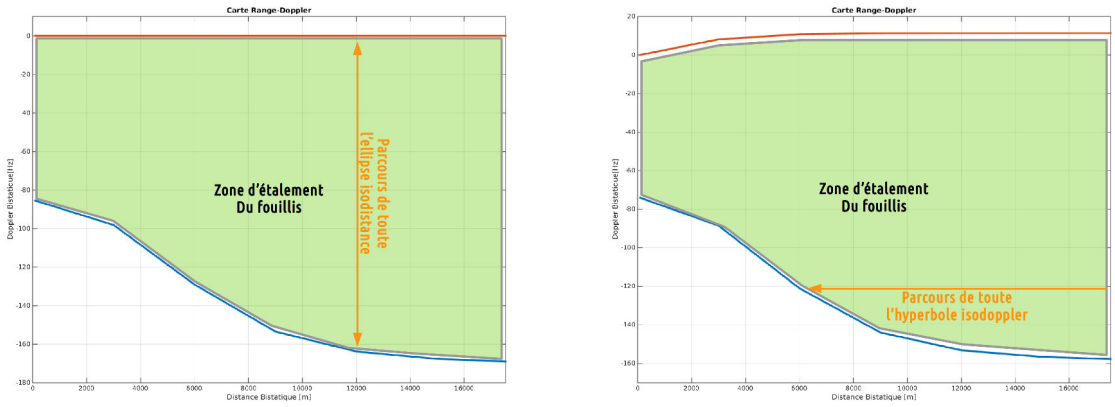


FIGURE 5.9 – Superposition des courbes isodistance et isodoppler pour $\beta_{TD} = 30°$ - Observation de la dissymétrie des extrema Doppler



(a) $\beta_{TD} = 0°$ (b) $\beta_{TD} = 30°$

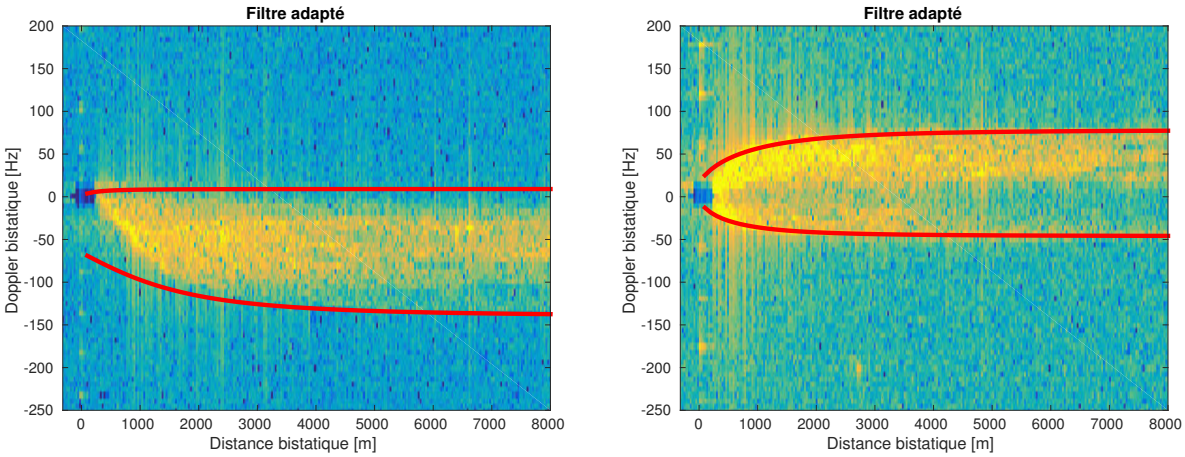
FIGURE 5.10 – Etalement distance - Doppler du fouillis pour différentes directions du vecteur vitesse

après suppression du trajet direct selon la méthode de [10]. L'ensemble des paramètres pratiques sont listés dans le tableau Tab.5.4.

L'allure générale estimée concorde pour les deux fichiers présentés. Les contours minimum et maximum du fouillis estimés pour le fichier M420 sont plus proches des mesures expérimentales du fichier V536. Les différences constatées peuvent s'expliquer de plusieurs manières. Tout d'abord, le modèle géométrique de l'étude précédente fait l'hypothèse d'un sol plan. Il est évident que la réalité dévie de cette hypothèse. Par ailleurs, le modèle ne prend en compte ni l'orientation ni le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les extrema de Doppler ont été estimés en balayant tous les azimuts, même ceux correspondant aux lobes arrière de l'antenne. Enfin le temps d'intégration est de $160\ \mathrm{ms}$ pour les résultats présentés sur la figure Fig.5.11, soit une résolution Doppler de $6.25\ \mathrm{Hz}$. L'estimation théorique des Doppler minimum et maximum pour une distance bistatique donnée n'est pas soumise à cet échantillonnage en Doppler.

TABLE 5.4 – Paramètres des fichiers V536 et M420

	Fichier V536	Fichier M420
Altitude de l'émetteur, z_T	$1970\ \mathrm{m}$	$720\ \mathrm{m}$
Altitude du récepteur, z_R	$1180\ \mathrm{m}$	$1150\ \mathrm{m}$
Vitesse du récepteur, $\|\vec{v}_R\|$	$37.7\ \mathrm{m/s}$	$38.2\ \mathrm{m/s}$
β_{TD}	$28.6°$	$10.5°$
Longueur TD	$53.5\ \mathrm{km}$	$23.5\ \mathrm{km}$
Longueur d'onde, λ	$0.505\ \mathrm{m}$	$0.612\ \mathrm{m}$



(a) Fichier V536 (b) Fichier M420

FIGURE 5.11 – Cartes distance-Doppler et prévision de l'étalement du fouillis (rouge)

La compréhension de la construction du fouillis a permis une meilleure préparation du second vol. Les documents préparatoires illustrés par la figure Fig.5.3 décrivaient l'étalement du fouillis. Il a donc été possible de prévoir les trajectoires du porteur BUSARD et de la cible coopérative de telle sorte que cette dernière se trouve non pas dans le fouillis mais au niveau des lobes secondaires de ce dernier.

5.3 Fouillis aéronautique bistatique Spatial-Doppler

5.3.1 Répartition spatiale du fouillis

5.3.1.1 Trajectoires Doppler-$\cos(\alpha)$ théoriques

Le paramètre dimensionnant pour décrire la répartition du fouillis en fonction de sa fréquence Doppler, est l'angle β entre le vecteur vitesse et la direction du fouillis - voir schéma Fig.5.1. Les courbes iso-doppler sont un ensemble d'hyperboles symétriques par rapport à la direction de la vitesse. D'après les notations introduites par Fig.5.1, l'équation (5.2) peut alors s'écrire :

$$f_D^{aero} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\phi)\cos(\theta) = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}\cos(\beta). \tag{5.3}$$

Le déphasage mesuré entre les voies du réseau d'antennes permet de déterminer la direction d'arrivée des trajets du signal rétrodiffusé par les cellules élémentaires de fouillis. Ce déphasage dépend de l'angle α défini par - voir schéma Fig.5.1 :

$$\cos(\alpha) = \cos(\phi - \phi_R)\cos(\theta). \tag{5.4}$$

où ϕ_R est l'angle de crabe, c'est-à-dire l'angle entre le vecteur vitesse et le cap avion (la direction du réseau d'antenne). Les trajets provenant d'une même direction se répartissent donc sur un ensemble d'hyperboles symétriques par rapport à l'axe de l'antenne.

Si l'angle de crabe ϕ_R est nul, alors f_D^{aero} et $\cos(\alpha)$ sont proportionnels, d'un facteur $\frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}$. Dans ce cas, les courbes iso-doppler et les trajectoires de même direction sont confondues. Alors, les échos du fouillis se répartissent sur une droite de pente $\frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda}$, le *clutter ridge*. Cette propriété du fouillis a motivé le développement de traitement spatio-temporel visant à filtrer le clutter dans cet espace Doppler-$\cos(\alpha)$.

En revanche, dès que $\phi_R \neq 0$, alors les deux types de courbes ne se superposent plus. Le lieu des points des échos de fouillis provenant d'une même direction décrit des courbes dites de Lissajou, famille de courbes paramétriques sinusoïdales.

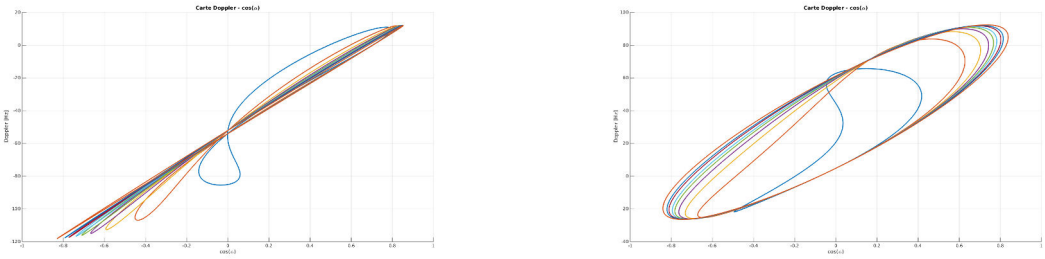
La figure Fig.5.12 illustre les courbes Doppler-$\cos(\alpha)$ avec deux exemples reprenant les paramètres de deux acquisitions expérimentales - Tab.5.5. La première présente un angle de crabe quasi-nul, tandis que la seconde subit les effets d'un angle de crabe plus élevé proche de $30°$. Les courbes représentent de l'intérieur vers l'extérieur des distances de 50, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500 et 1000 cases distance (une case distance représente environ 32 m).

TABLE 5.5 – Paramètres des fichiers V6 et M126

	Fichier V6	Fichier M126
Altitude de l'émetteur, z_T	1970 m	720 m
Altitude du récepteur, z_R	1140 m	1200 m
Vitesse du récepteur, $\|\vec{v}_R\|$	34.5 m/s	36.2 m/s
Angle de crabe, ϕ_R	$-1°$	$-28°$
Longueur d'onde, λ	0.526 m	0.612 m

Dans le premier cas (Fig.5.12a), la droite théorique du *clutter ridge* se dessine clairement, excepté pour les distances les plus faibles. Dans le second en revanche (Fig.5.12b), le *clutter ridge* présente une forme elliptique. Il est déformé à cause de l'angle de crabe. Le *clutter ridge* n'est constitué en

pratique que d'une branche de ces courbes, l'autre correspondant au lobe arrière de l'antenne. Ici, les deux branches sont tracées.



(a) Fichier V06 - $\phi_R = -1°$

(b) Fichier M126 - $\phi_R = -28°$

FIGURE 5.12 – Evolution du *clutter ridge* théorique avec la distance pour 2 exemples

5.3.1.2 Dépendance du *clutter ridge* avec la distance

Dans le cas d'un radar monostatique à visée latérale - Side Looking Antenna Radar (SLAR), le *clutter ridge* est indépendant de la distance. En d'autres termes, les courbes Doppler-$\cos(\alpha)$ obtenues à différentes cases distance se superposent. Cette indépendance est remise en cause dès lors que l'angle de crabe est non nul. C'est en particulier vrai pour un radar monostatique à visée frontal - Forward Looking Antenna Radar (FLAR) pour lequel l'angle de crabe est de $90°$.

En revanche, dans le cas d'un radar bistatique, de type SLAR ou FLAR, le *clutter ridge* dépend a priori de la distance [57]. Comme l'indique Klemm dans [56], il existe toutefois une exception : celle où l'émetteur est stationnaire. Donc le radar passif aéroporté est supposé respecter cette indépendance. En pratique, l'influence de l'angle de crabe contribue toutefois à s'écarter de cette hypothèse. On observe en effet sur la figure Fig.5.12 que les courbes Doppler-$\cos(\alpha)$ évoluent avec la distance. En réalité, si on ne considère que les distances les plus grandes, les courbes sont très proches. En résumé, un système passif aéroporté permet de se rapprocher de cette hypothèse pour les grandes distances, bien qu'elle ne soit pas rigoureusement respectée en pratique.

La dépendance du *clutter ridge* avec la distance entraîne une dégradation des performances des traitements spatio-temporels de type STAP (Space-Time Adaptive Processing) [57]. D'une part, le filtre de fouillis se trouve élargi par une inadaptation des coefficients de filtrage. En effet, les stratégies d'apprentissage proposent de s'appuyer sur les données présentes sur les cases distance voisines de la case sous test. Or la dépendance du fouillis avec la distance, implique une évolution de ses propriétés avec la distance ([58], chapitre 2.4.1). D'autre part le nombre de valeurs propres de la matrice de covariance spatio-temporelle est plus important, impliquant des traitements plus complexes et la nécessité de données d'apprentissage plus nombreuses. Notons cependant, sans entrer dans les détails, que les traitements STAP peuvent être adaptés pour corriger en partie cette dépendance ([59, 60] et [61] particulièrement la table I).

5.3.1.3 Vérifications expérimentales

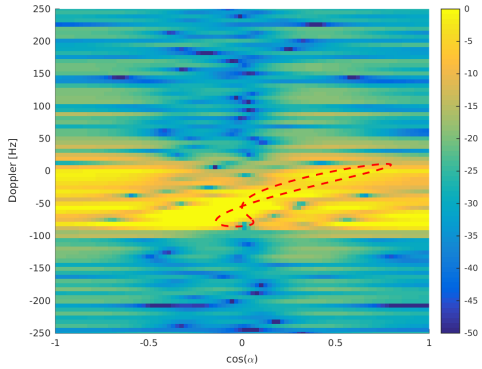
Les figures Fig.5.13 et Fig.5.14 superposent la fonction d'ambigüité et le *clutter ridge* théorique pour les deux fichiers expérimentaux pris pour exemple ci-dessus. Plusieurs cases distances sont présentées. Notons que les niveaux présentés ne sont pas référencés par rapport au bruit. Ils

fournissent donc uniquement une indication de la dynamique observée. Les fonctions d'ambigüité distance-Doppler correspondantes sont fournies par Fig.5.15. Le trajet direct a été supprimé suivant la méthode proposée dans [10].

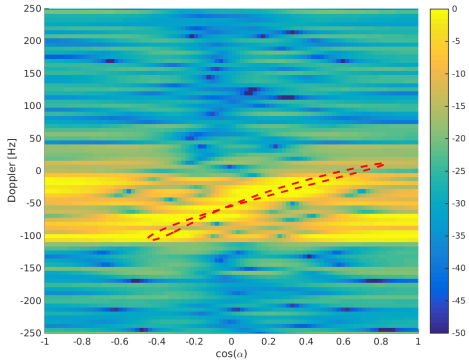
La superposition du *clutter ridge* et de la fonction d'ambigüité confirme la correspondance entre l'estimation théorique et pratique de la répartition du clutter, notamment la pente du clutter ridge. Du fait d'un angle de crabe presque nul, le *clutter ridge* du premier fichier tend vers une droite alors que la distance augmente - Fig.5.13. Le second présente quant à lui une forme elliptique qui tend à se stabiliser avec la distance - Fig.5.14. Le *clutter ridge* expérimental est moins prononcé que pour le premier fichier. Il ne semble pas couvrir tout l'intervalle Doppler théorique. Ceci s'explique notamment par le fait que ce fichier a été acquis dans la région de l'émetteur M-GdE. Cette région est caractérisée par la présence de plusieurs ré-émetteurs. De ce fait, l'estimation du signal de référence, et sa réjection sont rendues moins efficaces. Le fouillis est donc moins apparent, et peut être perturbé par la proximité d'un trajet de ré-émetteurs.

On observe aussi des écarts entre les estimations théoriques et la répartition expérimentale du fouillis. Rappelons que le modèle théorique fait l'hypothèse d'une surface plane. De même, la trajectoire de BUSARD est supposée parallèle au sol. Or une composante verticale non nulle du vecteur vitesse participe à déformer les trajectoires isodoppler [56].

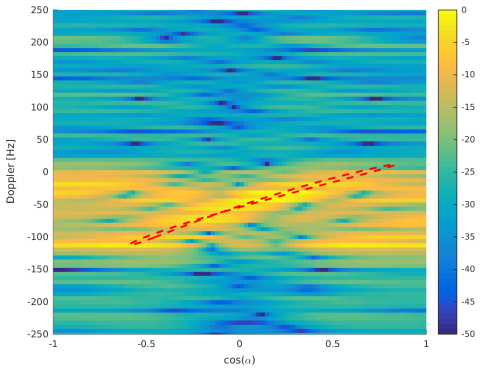
Les figures Fig.5.13d et Fig.5.14e mettent en avant le haut niveau des lobes secondaires s'étalant sur l'ensemble des directions. Les performances sont aussi limitées par le nombre de capteurs de RIVERA, disposant de trois antennes seulement.



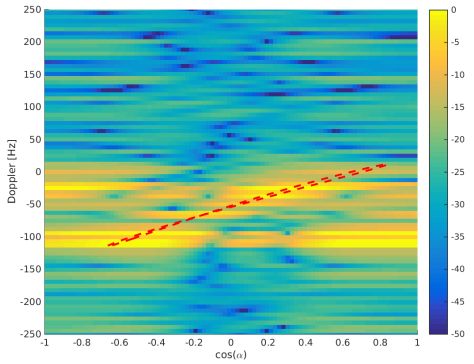
(a) Case distance = 50



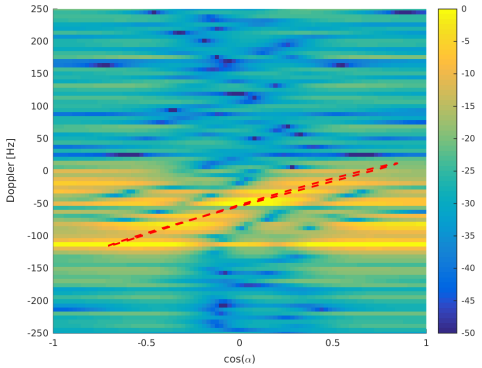
(b) Case distance = 100



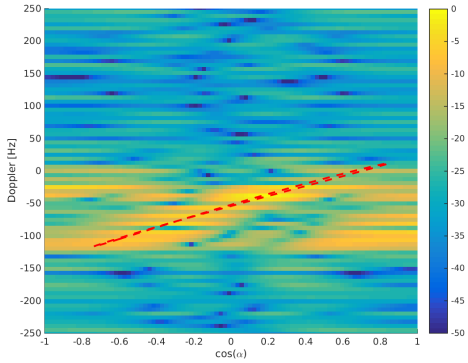
(c) Case distance = 150



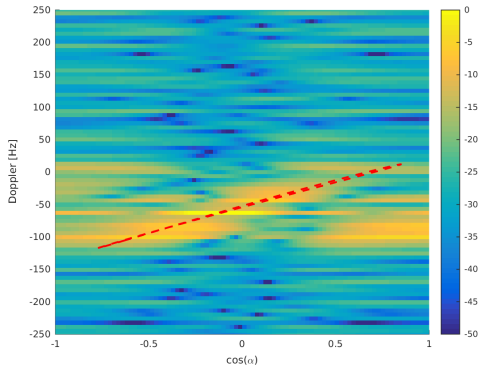
(d) Case distance = 200



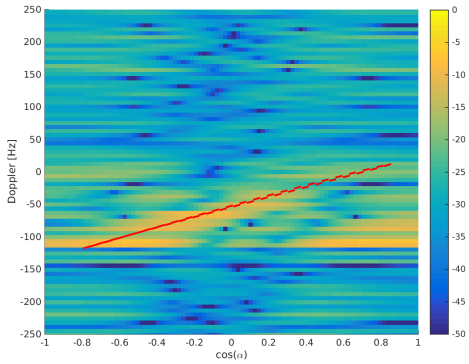
(e) Case distance = 250



(f) Case distance = 300

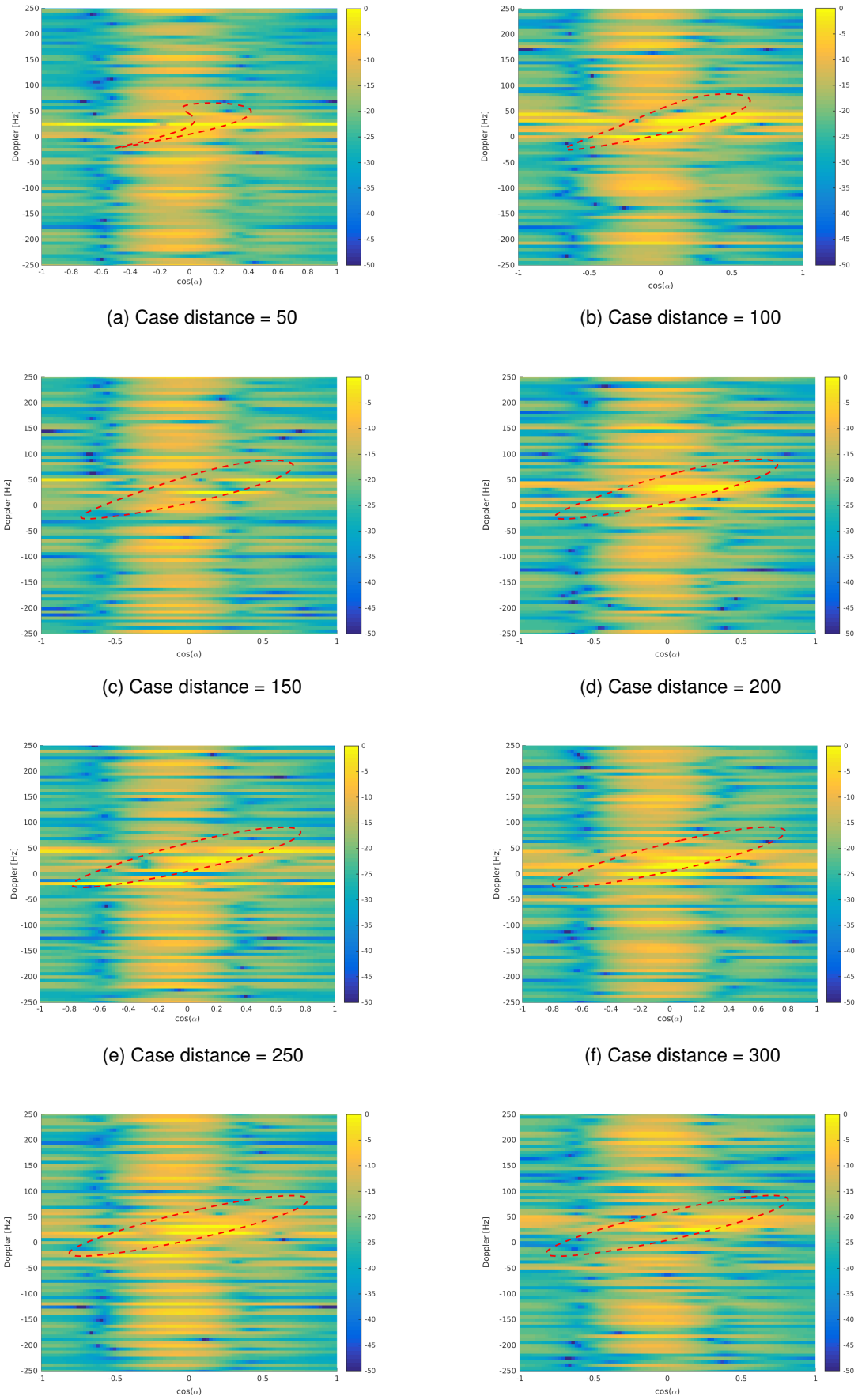


(g) Case distance = 400



(h) Case distance = 500

FIGURE 5.13 – Trajectoire Doppler-$\cos(\alpha)$ - en pointillé rouge, le *clutter ridge* théorique - Fichier V06



(a) Case distance = 50

(b) Case distance = 100

(c) Case distance = 150

(d) Case distance = 200

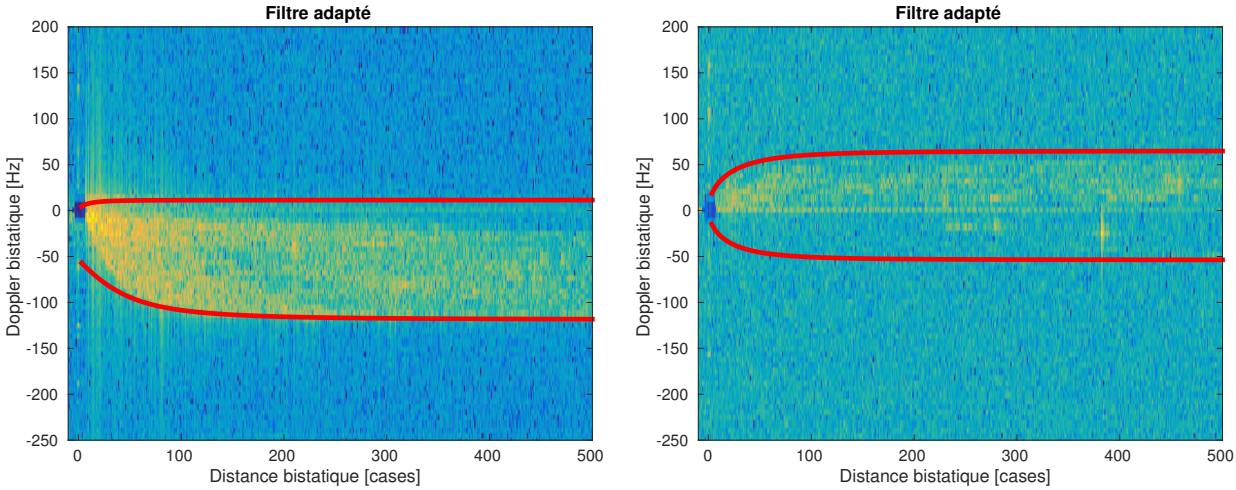
(e) Case distance = 250

(f) Case distance = 300

(g) Case distance = 400

(h) Case distance = 500

FIGURE 5.14 – Trajectoire Doppler-$\cos(\alpha)$ - en pointillé rouge, le *clutter ridge* théorique - Fichier M126



(a) Fichier V06

(b) Fichier M126

FIGURE 5.15 – Cartes distance-Doppler correspondantes - en rouge la prédiction de la répartition du fouillis

5.3.2 Projection cartésienne du fouillis

Le filtrage adapté permet d'observer la répartition du fouillis dans le plan distance - Doppler. Cette section vise à replacer le fouillis dans un espace naturellement et plus facilement interprétable, le plan cartésien. L'antenne d'un système passif surveille un large secteur. Ainsi la résolution angulaire de cette dernière est insuffisante pour situer les échos spatialement. Le réseau d'antennes permettrait d'améliorer cette résolution. Cependant dans le cas précis de RIVERA, nous avons vu que le réseau de trois capteurs reste peu précis.

C'est pourquoi, nous avons fait le choix de mettre en oeuvre une méthode qui s'apparente à du Doppler Beam Sharpening (DBS), telle que détaillée par [62, 26]. S'appuyant sur la mesure en Doppler, cette dernière permet, à partir d'analyses longues durées, d'améliorer la résolution transverse (*cross-range*) par rapport à celle donnée par le faisceau de l'antenne.

5.3.2.1 La méthode

Dans la carte distance-Doppler, le fouillis se retrouve échantillonné en distance et en Doppler. Ainsi deux isodistances successives et deux isodoppler successives délimitent une case sol de fouillis, en vert sur la figure Fig.5.16. Les deux carrés rouges situent respectivement l'émetteur (T) et le récepteur (R). L'objectif de la méthode décrite ici consiste à associer à chaque case sol des coordonnées (x_C, y_C). L'expression analytique permettant de décrire une telle cellule dans un cas général est particulièrement difficile à établir comme l'indique Willis dans [3]. Pour simplifier la situation, considérons que la cellule sol, l'émetteur et le récepteur sont contenus dans un même plan bistatique horizontal. La figure Fig.5.17 représente cette hypothèse.

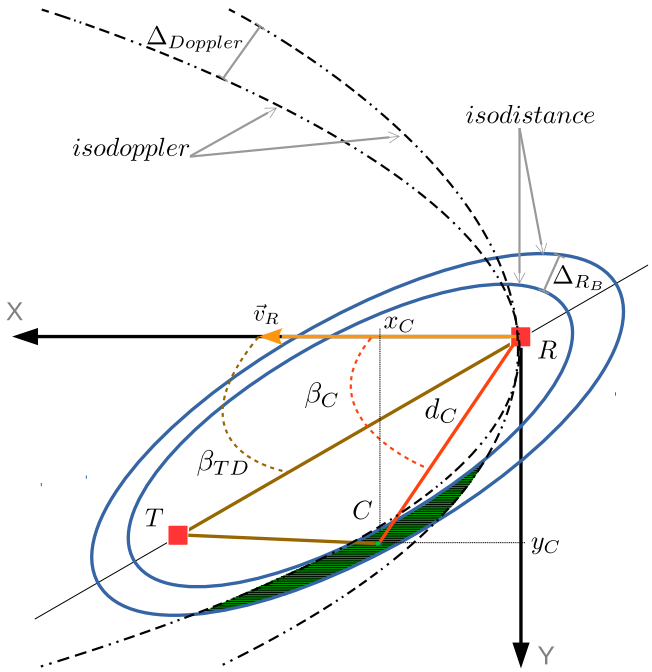


FIGURE 5.16 – Notations géométriques - Vue du dessus

Pour pouvoir positionner les cellules de fouillis dans un plan cartésien, deux informations sont nécessaires : la distance monostatique d_C entre le récepteur et les cellules concernées, ainsi que l'angle de visée β_C, accessible à partir de la fréquence Doppler f_D^C de la cellule de fouillis concernée - voir l'équation (5.5). Les fréquences Doppler le long des deux isodopplers représentées sur la figure

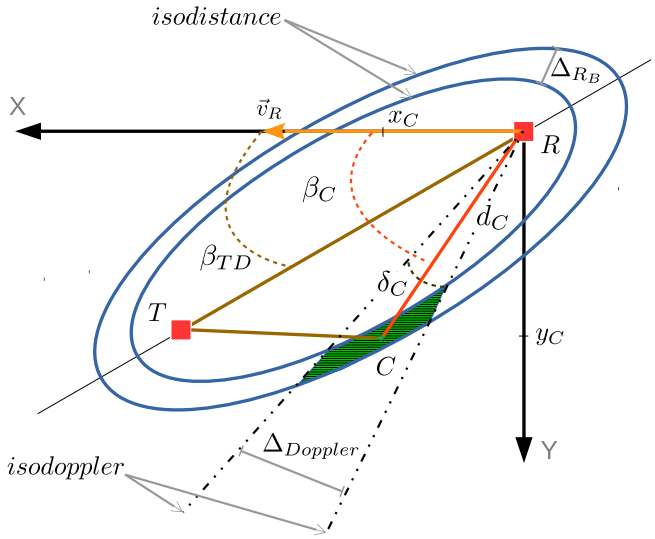


FIGURE 5.17 – Notations géométriques représentation simplifiée - Vue du dessus

Fig.5.17 sont définies par :

$$\begin{cases} f_D^{(C)} & = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \cos\left(\beta_c + \frac{\delta_C}{2}\right), \\ f_D^{(C)} + \Delta_{Doppler} & = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \cos\left(\beta_c - \frac{\delta_C}{2}\right), \end{cases} \tag{5.5}$$

où δ_C représente la largeur du faisceau sous lequel la case sol est observée. En soustrayant terme à terme les équations ci-dessus, on obtient :

$$\Delta_{Doppler} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \left[\cos\left(\beta_C - \frac{\delta_C}{2}\right) - \cos\left(\beta_C + \frac{\delta_C}{2}\right)\right]. \tag{5.6}$$

Ainsi, comme $\Delta_{Doppler} = 1/T_{int}$:

$$\frac{1}{T_{int}} = \frac{\|\vec{v}_R\|}{\lambda} \left[2\sin(\beta_C)\sin\left(\frac{\delta_C}{2}\right)\right], \tag{5.7}$$

ce qui se traduit par un secteur angulaire de visée fourni par :

$$\delta_C = 2\sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\|\vec{v}_R\|\sin(\beta_C)\,T_{int}}\right). \tag{5.8}$$

Comme le fait remarquer [74], l'équation (5.8) implique que le secteur angulaire est d'autant plus large que l'angle de visée est proche de la normale au déplacement du récepteur. En dehors de la normale, la largeur du faisceau est d'environ $5°$, ce qui correspond à une résolution transverse inférieure à $\Delta_{CR} = \delta_C d_C = 100\,\mathrm{m}$ pour une case distance située à $1\,\mathrm{km}$, où d_C est la distance mono-statique de la cellule de fouillis considérée. Soulignons que cette résolution est dans tous les cas bien plus fine que la résolution azimutale de l'antenne.

On peut alors obtenir la distance mono-statique entre le récepteur et la cellule de fouillis :

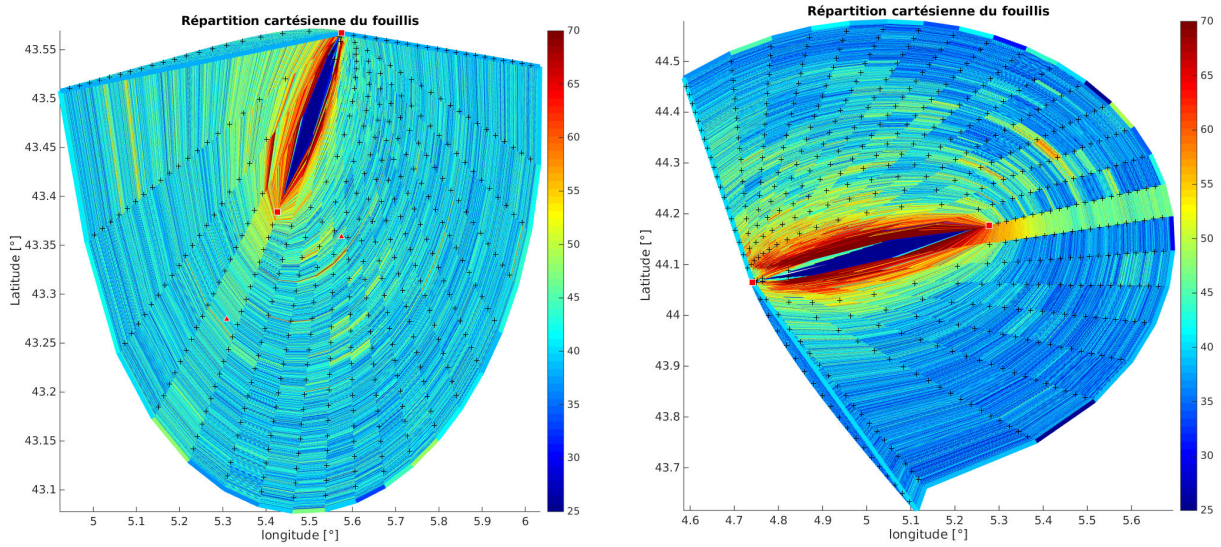
$$d_C = \frac{(d_C^b)^2 + 2Ld_C^b}{2\left(d_C^b + L\left(1 - \cos\left(\beta_{TD} - \beta_C\right)\right)\right)}, \tag{5.9}$$

où L représente la distance directe entre l'émetteur et le récepteur, et d_C^b la distance bistatique de la

cellule de fouillis. Enfin on obtient les coordonnées cartésiennes dans le plan horizontal :

$$\begin{cases} x_C = d_C \sin\left(\beta_{TD} - \beta_C\right), \\ y_C = d_C \cos\left(\beta_{TD} - \beta_C\right). \end{cases} \tag{5.10}$$

Les figures Fig.5.18 illustrent les résultats obtenus avec cette méthode. Les paramètres d'acquisition sont résumés dans le tableau Tab.5.6.



(a) Fichier M35 (b) Fichier V139

FIGURE 5.18 – Répartition cartésienne du fouillis - L'émetteur et le récepteur sont indiqués par les carrés rouges

TABLE 5.6 – Paramètres des fichier M35 et V139

	Fichier M35	Fichier V139
Altitude de l'émetteur, z_T	720 m	1969 m
Altitude du récepteur, z_R	1144 m	1333 m
Vitesse du récepteur, $\|\vec{v}_R\|$	36 m/s	39 m/s
Angle de crabe, ϕ_R	$1°$	$-17°$
Longueur TD	23.6 km	43.7 km
Longueur d'onde, λ	0.612 m	0.526 m

5.3.2.2 Réflexions notables

La quantité d'énergie rétrodiffusée vers le radar dépend de multiples facteurs. Certains sont liés aux caractéristiques du radar, comme la longueur d'onde, la polarisation ou l'angle de visée. D'autres découlent des propriétés de la surface de la cellule de fouillis : type de couverture, relief, etc. L'énergie reçue résulte d'une combinaison complexe de tous ces facteurs. La description rigoureuse et exacte de la situation est délicate dans le cadre d'un radar monostatique, et encore plus complexe pour un système bistatique ([17], chapitre 5). On peut toutefois extraire trois facteurs dont l'importance est prépondérante :

— la rugosité de la surface ;
— la géométrie de visée et de la surface ;

— les propriétés diélectriques et le taux d'humidité de la cellule de fouillis.

La rugosité se caractérise par l'amplitude des variations de surface au regard de la longueur d'onde du signal. En réalité il est plus juste de parler de rugosité apparente, en tenant compte notamment de l'incidence locale i_l, c'est-à-dire de l'incidence du signal par rapport à la pente locale de la surface. Les lois de Rayleigh considèrent une surface comme lisse, si ces variations ΔS respectent :

$$\Delta S < \frac{\lambda}{8}\cos(i_l). \tag{5.11}$$

Pour une surface donnée et une longueur d'onde fixée, la rugosité diminue donc à mesure que l'incidence augmente. Si la surface est lisse alors la réflexion est spéculaire, sinon elle est diffuse. Ainsi l'énergie rétrodiffusée se répartit dans une région d'autant plus isotropique que la rugosité est prononcée.

En projetant les résultats précédents sur une carte - voir Fig.5.19, il est possible d'illustrer les phénomènes de réflexion. Les reflexions notables sont indiquées par un numéro. Les figures Fig.5.20 et Fig.5.21 détaillent certains de ces échos.

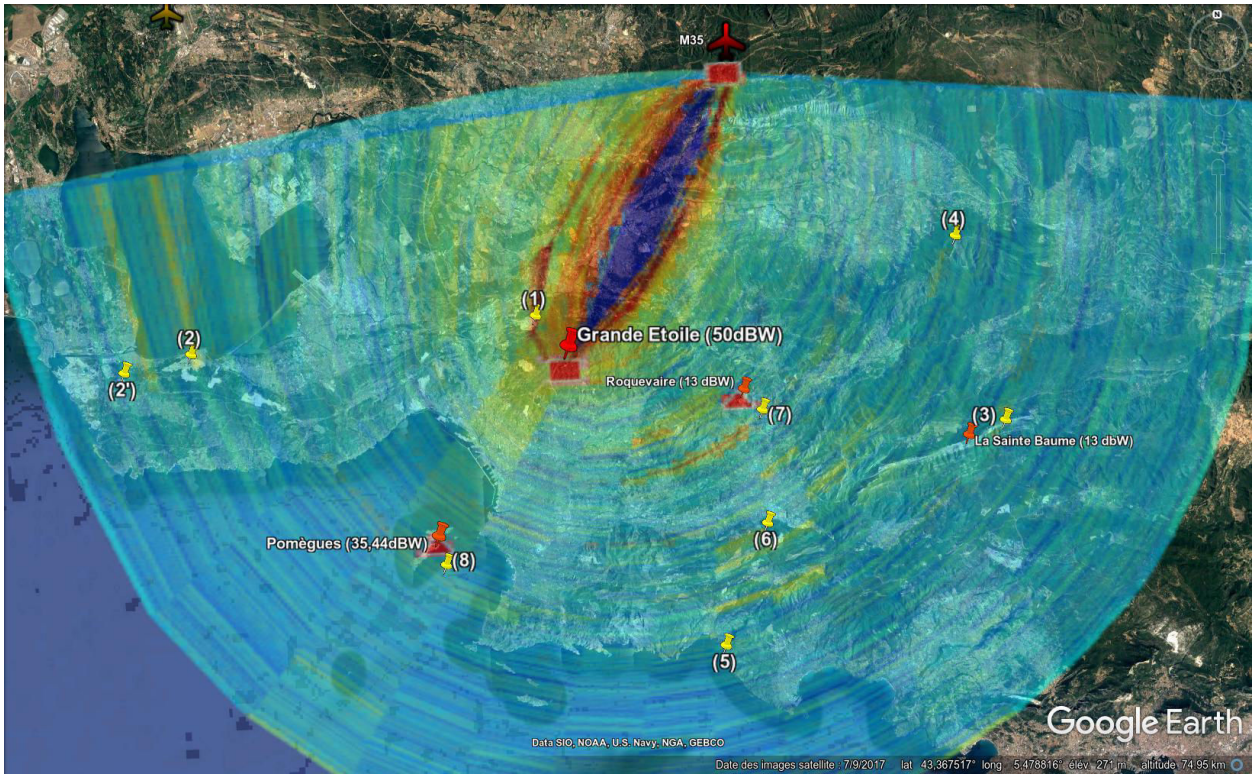
Certaines réflexions rugueuses représentent la structure de grands ensembles comme le relief (voir les figures Fig.5.20c, Fig.5.21b). On observe aussi un écho assez fort en plein champ - Fig.5.21c. Il est difficile d'expliquer le comportement d'une surface recouverte de végétaux, dont l'humidité influence les propriétés, et présentant des structures régulières, comme des sillons, qui peuvent qui plus est, évoluer au cours du temps. La falaise (voir la figure Fig.5.20d) s'approche d'une réflexion spéculaire. L'angle d'incidence locale est très élevé du fait de la géométrie de ce relief. Ainsi d'après le critère (5.11), cette surface peut être considérée comme lisse.

On retrouve aussi plusieurs cas particuliers de réflexions spéculaires qui concernent des hautes structures verticales : carrières (figure Fig.5.20a), et hangars métalliques ou usines (figure Fig.5.20b, Fig.5.21a). Ces structures verticales forment des coins réfléchissants particulièrement lumineux dans le fouillis.

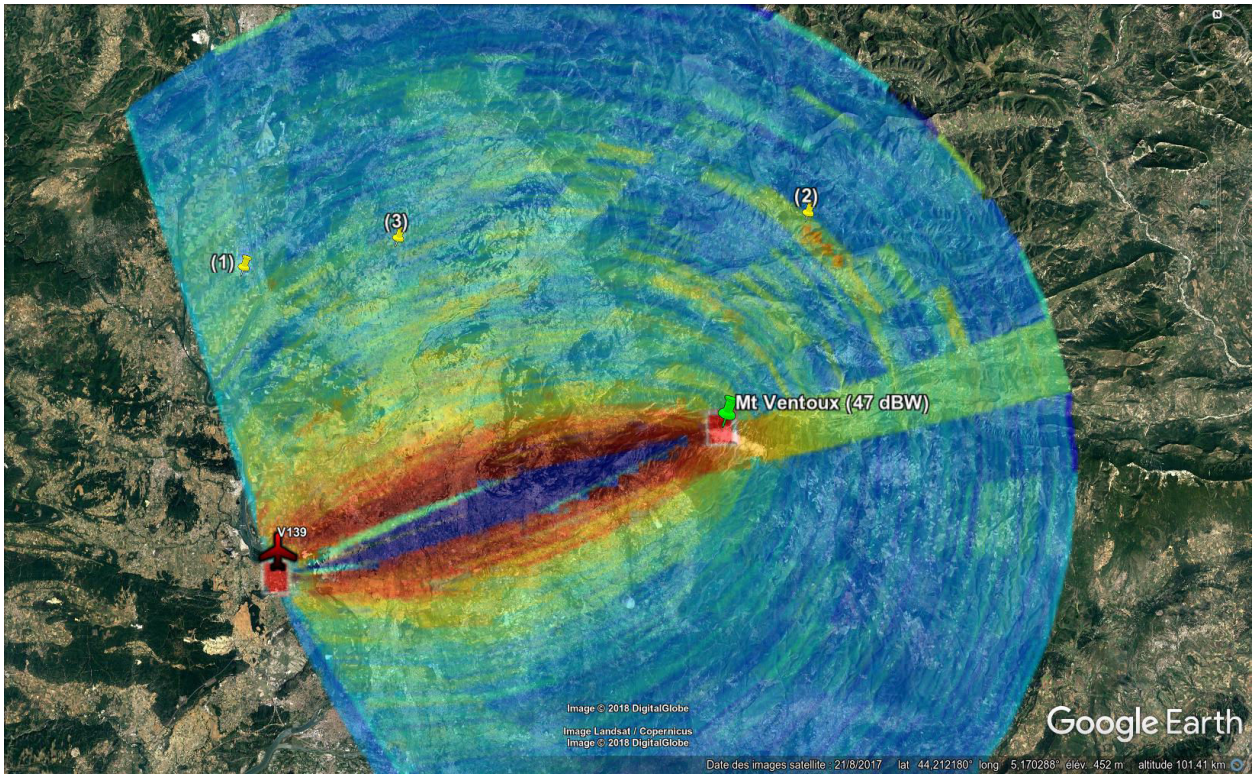
Enfin on retrouve les trajets des ré-émetteurs dans le cas de Marseille Grande Etoile (M-GdE). Les multiples émetteurs du réseau SFN sont clairement visibles sur la figure Fig.5.19a, indiqués par les numéros (3), (7) et (8). Ils représentent respectivement la Sainte Baume, Roquevaire et Marseille-Pomègues, eux-mêmes symbolisés par des plots oranges.

Le positionnement de ces échos n'est pas exact. Cet écart s'explique en partie par l'hypothèse d'une surface plane, ainsi que par la non prise en considération de l'angle d'élévation dans le modèle de décalage Doppler. En ce qui concerne spécifiquement les ré-émetteurs, il arrive que l'opérateur du réseau introduise un retard artificiel entre les émetteurs du réseau SFN. Quand c'est le cas, ce retard induit une erreur dans la mesure distance.

Enfin, il est possible de comparer le positionnement obtenu par la méthode DBS, avec l'angle d'arrivée estimé par traitement d'antenne. Les échos numérotés (1) et (7) sur la figure Fig.5.19a ont été pris pour exemple. Il s'agit respectivement de l'écho d'une cimenterie et du ré-émetteur de Roquevaire. La figure Fig.5.22 fournit les cartes angle-Doppler pour les cases distance correspondantes. La figure Fig.5.23 propose une représentation schématique de cette comparaison. La flèche verte indique le résultat de la méthode DBS, la bleue le résultat par traitement d'antenne (Matched Filter, MF), et la rouge la direction vraie quand elle est connue. Les angles obtenus par ces deux méthodes sont très proches. En particulier ce constat confirme la bonne calibration du réseau d'antennes. On constate toutefois, comme évoqué précédemment, des écarts de mesure en distance.



(a) Fichier M35



(b) Fichier V139

FIGURE 5.19 – Superposition du fouillis sur une carte (données ©*Google Earth*)

(a) (1) - Cimenterie

(b) (2) - Raffinerie

(c) (4) - Relief

(d) (5) - Falaise

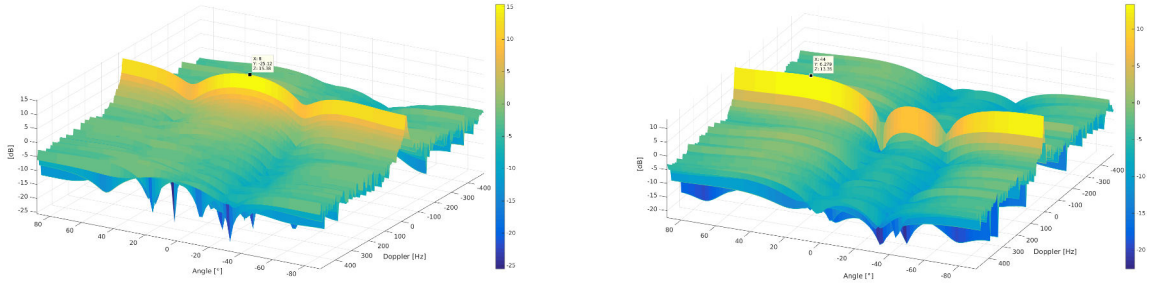
FIGURE 5.20 – Fichier M35 - Echos notables (données ©*Google Earth*)

(a) (1) - Centrale Nucléaire

(b) (2) - Relief

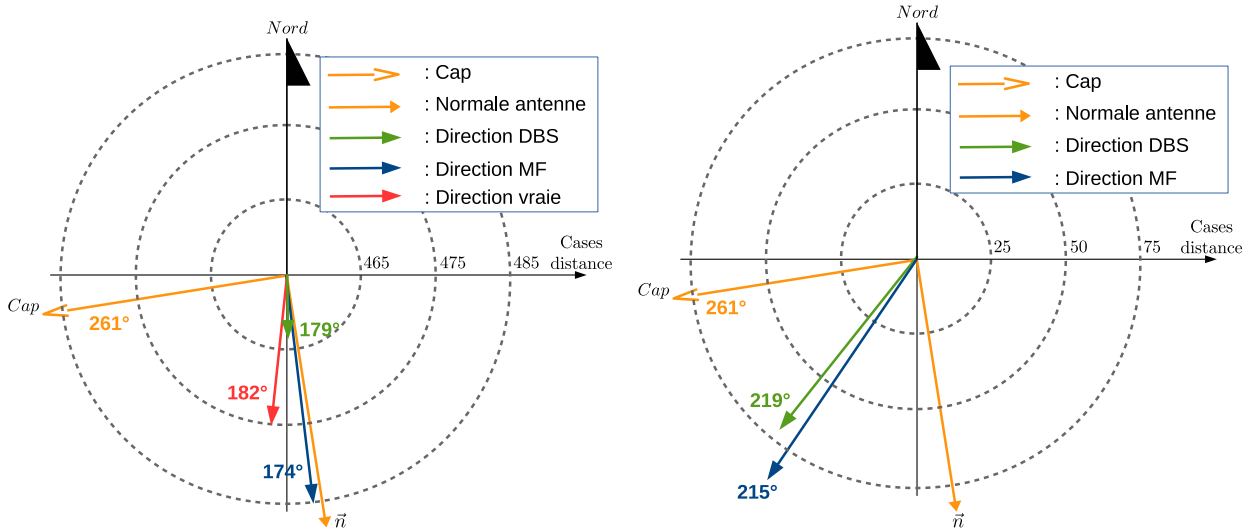
(c) (3) - Champs

FIGURE 5.21 – Fichier V139 - Echos notables (données ©*Google Earth*)



(a) Ré-émetteur de Roquevaire (b) Echo de fouillis

FIGURE 5.22 – Fichier M35 - Carte angle-Doppler pour deux cases distance correspondant au ré-émetteur de Roquevaire (3) et à l'écho de fouillis (1)



(a) Ré-émetteur de Roquevaire (b) Echo de fouillis

FIGURE 5.23 – Comparaison des méthodes d'estimation de la distance et de l'angle d'arrivée pour le ré-émetteur de Roquevaire (3) et à l'écho de fouillis (1). La longueur de la flèche indique la distance estimée ou vraie le cas échéant

5.3.3 Conclusion

Ce chapitre décrit les processus générant les étalements en distance, en Doppler et en angle du fouillis de sol. La compréhension de ces mécanismes a joué un rôle prépondérant dans la préparation des essais expérimentaux, en particulier dans la construction des trajectoires à la fois de BUSARD et de la cible coopérative. De cette façon, nous avons veillé à ce que cette dernière se retrouve en dehors du fouillis. Bien que l'objectif d'un système radar soit de détecter une cible qu'elle soit à l'extérieur ou à l'intérieur du fouillis, il nous a paru nécessaire de débuter par le cas le plus simple.

Cependant même dans le cas plus simple, la détection d'une cible demeure complexe. L'étalement, tout comme la puissance du fouillis participent aux perturbations qui masquent les cibles potentielles. Le chapitre suivant détaille les solutions proposées pour faire face à ces interférences.

CHAPITRE 6

VERS LA DÉTECTION

Contents

6.1 Introduction **93**
6.2 Complexité de la détection **94**
6.2.1 Perturbations limitant les capacités de détection 94
6.2.2 Quantité de fouillis à rejeter 95
6.2.3 La structure du signal DVB-T et le réseau SFN 96
6.3 Conséquences du choix du signal de référence **99**
6.3.1 Filtrage adapté 99
6.3.2 Réjection du trajet direct et des échos proches 101
6.3.3 Signal de référence et filtrage angulaire 105
6.3.4 Impact de la qualité du décodage sur la réjection du TD 110
6.4 Méthode de réjection par bloc **112**
6.4.1 Le principe 113
6.4.2 Impact du nombre de blocs 113
6.4.3 Impact du nombre d'hypothèses distance 118
6.4.4 Méthode par bloc glissant 118
6.4.5 Incrustation de cible 120
6.4.6 Bilan quant aux capacités de réjection 123

6.1 Introduction

Ce dernier chapitre vise à dresser un état des capacités de détection de notre système radar passif aéroporté. Comme l'illustre la figure Fig.2.3, il est indispensable de rejeter le trajet direct. Nous avons pris le parti de mettre en oeuvre la solution proposée par [10] et présentée en section 2.3. Cette méthode de réjection consiste en l'estimation des coefficients $\mathbf{g}_{LS}$ au sens des moindres carrés de façon à obtenir en sortie :

$$\mathbf{z}_{rej} = \mathbf{z} - S_{ref}^{(\tau,D)}\mathbf{g}_{LS}, \tag{6.1}$$

où $S_{ref}^{(\tau,D)}$ est le masque comportant l'ensemble des hypothèses retard-Doppler à supprimer. Autrement dit, il s'agit d'une matrice dont chaque colonne est une réplique du signal de référence retardée

et décalée en Doppler. Il a été démontré en section 2.3 :

$$\mathbf{g}_{LS} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} \right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H \mathbf{z}. \tag{6.2}$$

Rappelons que plusieurs solutions permettent d'obtenir le signal de référence :

— le signal focalisé :
  + dans la direction du vecteur propre associé à la valeur propre principale de notre réseau d'antennes ;
  + cette référence est utilisée classiquement par les systèmes passifs ;
  + pour le cas des modulations analogiques, cette méthode est généralement utilisée pour obtenir une référence ;
  + le principal défaut de cette solution réside dans le fait que la référence obtenue est potentiellement composite : cette référence peut en effet contenir de multiples trajets, dont le trajet cible ;

— le signal décodé :
  + le signal reçu est décodé afin d'en déduire le message émis ; en respectant les directives de la norme correspondante, le message peut alors être remodulé ;
  + la qualité de cette référence dépend logiquement de la qualité du décodage ;
  + elle présente de plus l'inconvénient de ne pas reproduire le comportement réel de l'émetteur contrairement à la référence focalisée, notamment, ce signal ne prend pas en considération les impuretés du signal émis mais uniquement une vision idéale de sa partie utile.

Cherchons alors à étudier les performances de la méthode [10] dans le cas du radar passif aéroporté en fonction des situations et du signal de référence exploité.

6.2 Complexité de la détection

6.2.1 Perturbations limitant les capacités de détection

Soulignons tout d'abord que le trajet direct n'est pas la seule interférence susceptible de masquer des cibles. Il parait évident que le fouillis de sol et ses lobes secondaires (LS) interviennent aussi. En outre, l'émetteur est lui-même une source de bruit. Les imperfections de la chaîne d'émission (non-linéarité des amplificateurs par exemple) et son bruit propre introduisent un bruit, dénommé bruit émis. Enfin, les imperfections du signal de référence réduisent l'efficacité des traitements. Leur impact peut se modéliser comme un bruit supplémentaire.

La nature de ces perturbations dans l'espace d'analyse distance-Doppler-angle diffère.

Le trajet direct accompagné des premiers échos forts proches de l'axe se concentre sur quelques cases distance-Doppler et dans une direction donnée. Néanmoins sa forte puissance engendre des lobes secondaires dans tout l'espace de mesure distance, Doppler et angle. Le fouillis, quant à lui, s'étale dans les plans distance-Doppler et Doppler-angle selon les mécanismes décrits dans le chapitre 5. La contribution du fouillis s'exprime comme la somme de nombreuses contributions élémentaires.

Par ailleurs, le bruit émis corrompt tout l'espace distance-Doppler, mais il se caractérise par un angle d'arrivée identique à celui du trajet direct. Sa puissance peut s'estimer à partir d'une expérimentation au sol en recevant le signal d'un seul émetteur. En considérant la référence comme parfaite

(sans erreur de décodage par exemple), le niveau du bruit émis est approché par la moyenne des résidus après réjection du trajet direct et du fouillis.

Enfin le bruit d'imperfections de la référence s'étale sur l'ensemble du domaine d'analyse distance-Doppler-angle. Même si l'on peut raisonnablement supposer une puissance assez faible, l'effet néfaste de ce bruit peut influencer toutes les cibles, peu importe leur vitesse ou l'angle de visée sous lequel on les observe.

La figure Fig.6.1 généralise l'approche initiale représentée par la figure Fig.2.4, et décrit les niveaux respectifs de l'ensemble de ces perturbations. La figure Fig.6.2 schématise l'étalement de ces perturbations dans les domaines distance, Doppler et angle. Plus une interférence s'étend selon un axe, plus il est difficile de la rejeter.

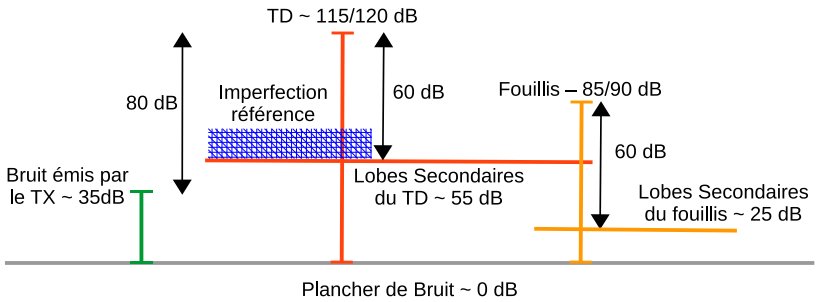


FIGURE 6.1 – Répartition en rapport signal à bruit des contributions

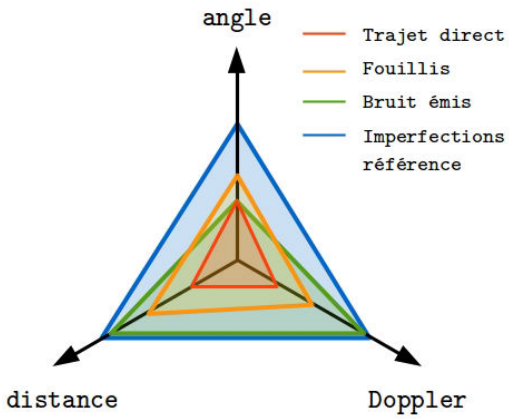


FIGURE 6.2 – Caractérisation des perturbations limitant la détection de cibles potentielles

6.2.2 Quantité de fouillis à rejeter

Pour mettre en oeuvre l'algorithme de [10], il convient de définir chacune des hypothèses distance-Doppler pour lesquelles il est nécessaire de rejeter le fouillis. L'ensemble des retards et des Doppler à supprimer constitue l'espace de réjection. Notons que la réjection est réalisée antenne par antenne et ne fait pas appel à la notion d'angle. La matrice $S_{ref}^{(\tau,D)}$ est de taille $N_{ech} \times K_\tau K_D$, où N_{ech} est le nombre d'échantillons du signal de référence sur la durée d'intégration T_{int}. K_τ et K_D représentent respectivement le nombre d'hypothèses retard et Doppler. Le schéma Fig.6.3 figure la construction du masque de réjection $S_{ref}^{(\tau,D)}$. La taille de cette matrice augmente avec le nombre d'hypothèses de réjection.

Or les résultats présentés précédemment (par exemple Fig.5.19, Fig.5.15) mettent en lumière

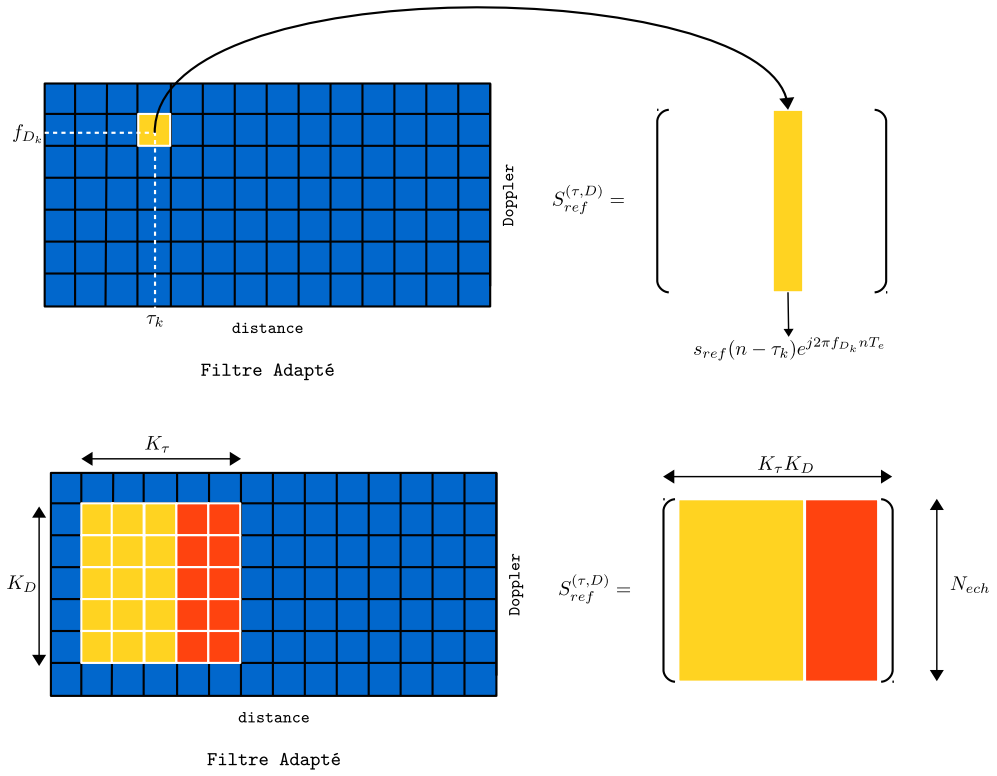


FIGURE 6.3 – Repésentation schématique du masque de réjection

l'étendue des échos de sol. En distance, le fouillis d'une puissance significative semble s'étaler au-delà de 50 km, donc sur plus de $K_\tau = 1500$ cases distance. De plus, le fouillis s'étend sur une plage Doppler de l'ordre de 100 Hz à 150 Hz suivant les cas. Etant donné que la résolution Doppler est $\Delta_{Doppler} \simeq 6$ Hz, ceci revient à dire que : $K_D \simeq 20$ cases Doppler. Ainsi, il conviendrait de consigner approximativement $K_\tau \times K_D = 30000$ hypothèses de réjection.

Or, comme l'explique [27], un système passif aéroporté reçoit une somme de multi-trajets présentant des décalages Doppler distincts, avec des contributions diffuses proches mais toutefois différentes. Il est donc peu probable que ces multi-trajets s'alignent parfaitement sur la grille Doppler définie avec un pas égal à la résolution $\Delta_{Doppler}$. Ainsi l'auteur de [27] recommande de suréchantillonner la grille Doppler de réjection d'un facteur 3 ou plus. Par conséquent, ce suréchantillonnage nécessaire multiplie d'autant le nombre d'hypothèses Doppler à rejeter.

En résumé, il est nécessaire de prendre en considération $K_\tau \times K_D = 1500 \times (20 \times 3) = 90000$ hypothèses. Or le signal DVB-T est échantillonné tous les $T_e \simeq 0.1$ µs. De ce fait, le signal de référence d'une durée de 160 ms, comporte environ 1 475 000 échantillons. Par conséquent, un tel masque de réjection représenterait près de 8 To en mémoire. Il parait donc évident que la méthode [10] n'est pas applicable pour supprimer l'ensemble du fouillis significatif.

6.2.3 La structure du signal DVB-T et le réseau SFN

La section 2.5.2.2 illustre l'autocorrélation distance et distance-Doppler d'un signal DVB-T. En particulier, la figure Fig.2.16 met en exergue la grille de maxima locaux de corrélation due au treillis périodique de symboles pilotes. La présence de pics en sortie du filtre adapté peut être source de confusion. Cependant la position de ces pics est déterministe et constante. Il est donc relativement facile d'écarter ces fausses détections.

Le réseau DVB-T est par ailleurs de type SFN. Dans la zone d'expérimentation par exemple, un émetteur principal se trouve secondé par des ré- émetteurs qui transmettent le même signal sur la même fréquence porteuse. Du fait de sa position en altitude, le récepteur aéroporté peut se retrouver en ligne de vue de plusieurs de ces émetteurs. Imaginons une situation fictive dans laquelle le signal reçu se composerait du trajet direct de l'émetteur principal et d'un trajet en ligne de vue depuis un ré-émetteur. Ce second trajet se caractérise par une atténuation α_{TX2}, un retard τ_{TX2} et un Doppler $f_{D_{TX2}}$. Tous ces paramètres sont considérés relativement à l'émetteur principal. Négligeons de plus les effets du canal. En reprenant le formalisme de l'équation (2.2), le signal reçu $\mathbf{y}$ s'écrit alors :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{s}_{ref}(t) + \alpha_{TX2}\mathbf{s}_{ref}(t - \tau_{TX2})e^{j2\pi f_{D_{TX2}}t}. \tag{6.3}$$

Conformément à la définition fournie par l'équation (2.9), le filtre adapté en réception s'exprime ainsi :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{y}, \mathbf{s}_{ref}) = \int_0^{T_{int}} \left(\mathbf{s}_{ref}(t) + \alpha_{TX2}\mathbf{s}_{ref}(t - \tau_{TX2})e^{j2\pi f_{D_{TX2}}t}\right) \mathbf{s}^*_{ref}(t - \tau)e^{-j2\pi\nu t}dt. \tag{6.4}$$

Par linéarité de l'intégrale, on peut écrire que :

$$\chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{y}, \mathbf{s}_{ref}) = \chi_{(\tau,\nu)}(\mathbf{s}_{ref}, \mathbf{s}_{ref}) + \alpha_{TX2}\chi_{(\tau-\tau_{TX2},\nu-f_{D_{TX2}})}(\mathbf{s}_{ref}, \mathbf{s}_{ref}). \tag{6.5}$$

On retrouve tout d'abord que l'intercorrélation entre le signal de référence et le signal du ré-émetteur produit une contribution distance-Doppler identique à celle du trajet principal. Elle est cependant atténuée du coefficient α_{TX2} et translatée en retard de τ_{TX2} et en Doppler de $f_{D_{TX2}}$. On en déduit alors que ce trajet secondaire génère aussi des pics d'intercorrélation dus à la structure des pilotes du DVB-T. La figure Fig.6.4 illustre ce phénomène. Pour cette simulation, un trajet secondaire a été ajouté au trajet principal. Le trajet du ré-émetteur est retardé de $\tau_{TX2} = 407$ cases distance, et décalé d'un Doppler $f_{D_{TX2}} = -31\ \mathrm{Hz}$. Ces paramètres ont été choisis conformément au cas illustré par la figure Fig.6.5 et détaillé plus loin. Par souci de simplification, aucune atténuation n'est introduite ($\alpha_{TX2} = 1$). Les cercles pleins indiquent les émetteurs principal (noir) et secondaire (rouge). Les cercles en pointillés mettent en exergue un des pics de corrélation dû au treillis périodique de symboles pilotes. La couleur du cercle désigne l'émetteur parent. Donc la détection, rendue plus difficile par la présence des pics d'autocorrélation du signal DVB-T, est d'autant plus complexe dans un environnement SFN que chaque émetteur secondaire engendre aussi de tels maxima locaux.

Or, dans le cas d'un radar passif aéroporté, le récepteur est mobile. Par conséquent, la distance bistatique de l'émetteur secondaire évolue au cours du temps, tout comme son Doppler. En d'autres termes, les paramètres τ_{TX2} et $f_{D_{TX2}}$ varient dans le temps. Ainsi les pics principaux eux-aussi se déplacent dans la carte distance-Doppler d'une acquisition à l'autre. Ils présentent de cette façon le comportement d'une cible potentielle. Il devient alors délicat de les distinguer de cibles réelles. Les figures Fig.6.5a, Fig.6.5b et Fig.6.5c montrent l'évolution d'une telle cible fictive. Le cercle rouge indique le ré-émetteur à l'origine de ce maximum local. Les paramètres utilisés pour la simulation illustrée par Fig.6.4 sont identiques à ceux observés dans le cas du fichier 190M (figure Fig.6.5a). La position de la cible fictive correspond au pic désigné par le cercle rouge en pointillés.

Il est cependant possible d'écarter ces cibles fictives. Tout d'abord, la réjection du ré-émetteur fait disparaitre l'écho fictif, comme le montre la figure Fig.6.5d. Mais surtout, il apparait que le comportement de la cible fictive est incohérent, dans le sens où l'évolution de la distance avec le temps est très éloignée des valeurs de Doppler observée. En effet, dans l'exemple présent, la fréquence

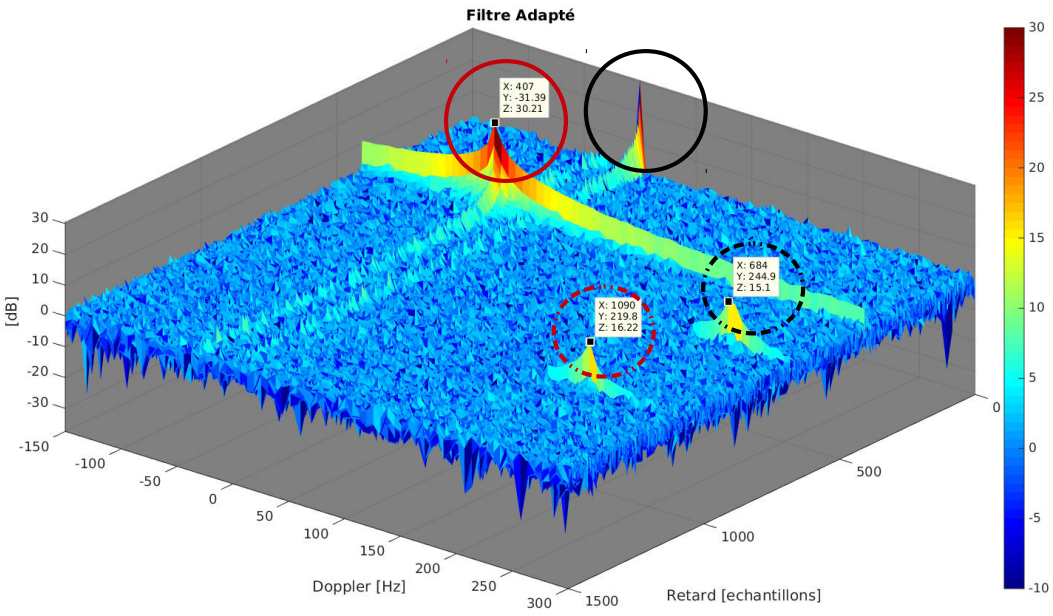


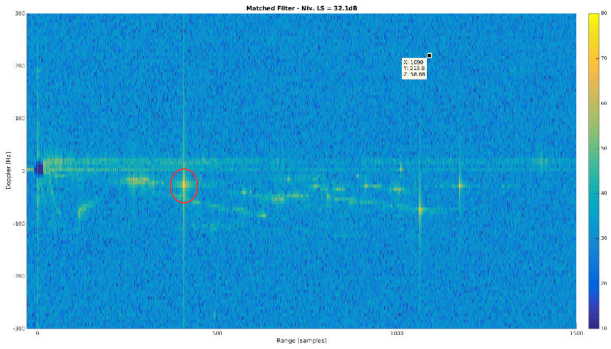
FIGURE 6.4 – Intercorrélation d'un signal DVB-T dans un environnement SFN

Doppler mesurée est supérieure à 200 Hz alors que la variation de la distance d'un fichier à l'autre conduit à un décalage Doppler de l'ordre de 20 Hz seulement. Le tableau Tab.6.1 liste et évalue ces paramètres.

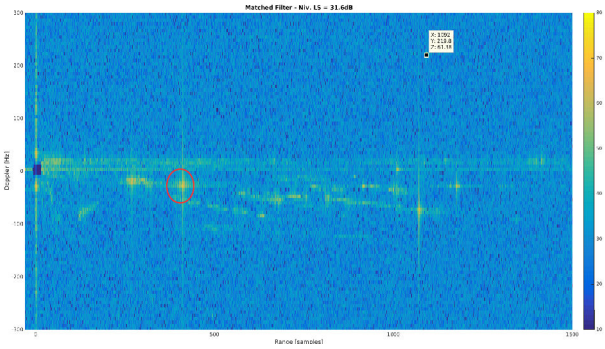
En résumé, la structure du signal DVB-T dans un réseau SFN est à l'origine de pics d'intercorrélation qui imitent le comportement d'une cible. Bien qu'il soit possible d'écarter ces cibles, il convient de faire preuve de précaution avant d'affirmer toute détection.

TABLE 6.1 – Comportement de la cible fictive

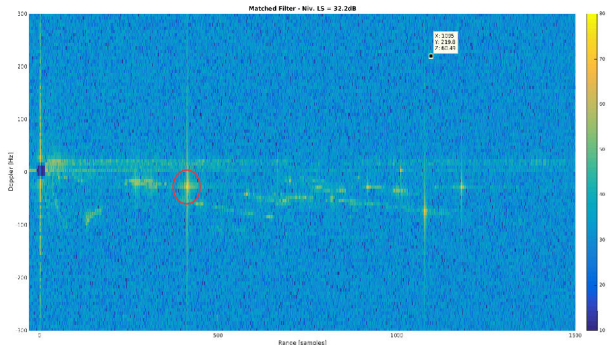
	190M	**192M**	**194M**
Fréquence Doppler lue $[Hz]$	219	219	219
Cases distance parcourues δ_{cd}		2	2
Temps écoulé entre les fichiers δ_{tf} $[s]$		5	6
Vitesse estimée $V_C = \frac{\delta_{cd}}{\delta_{tf}}$ $[m.s^{-1}]$		12.8	10.7
Fréquence Doppler estimée, $f_D = \frac{V_C}{\lambda}$ $[Hz]$		25	21



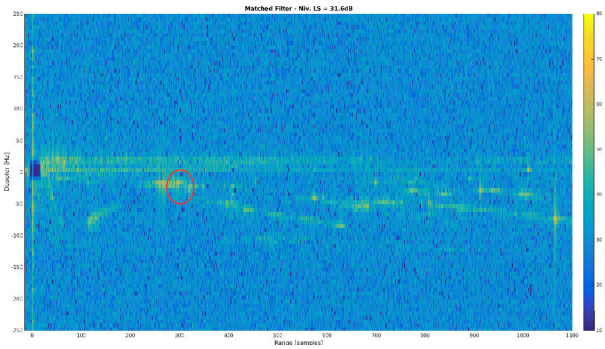
(a) Fichier 190M - Paramètres de la cible fictive : $\tau_{TG} = 1090$ cases, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(b) Fichier 192M - Paramètres de la cible fictive : $\tau_{TG} = 1092$ cases, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(c) Fichier 194M - Paramètres de la cible fictive : $\tau_{TG} = 1095$ cases, $f_{D_{TG}} = 220$ Hz



(d) Fichier 190M - Réjection Ré-emetteur

FIGURE 6.5 – Evolution d'une cible fictive générée par un maximum de corrélation entre symboles pilotes dans le réseau SFN

6.3 Conséquences du choix du signal de référence

Cette partie a pour objectif de comparer les performances des traitements en fonction du signal de référence considéré : soit le signal focalisé, soit le signal décodé à l'aide de la méthode BEM proposée.

Les résultats fournis dans cette partie sont référencés par rapport au niveau de bruit du récepteur (limite ultime). Ainsi toutes les valeurs indiquent le rapport signal à bruit. Le RSB des lobes secondaires est calculé en moyennant sur un grand nombre de cases très éloignées en distance et en Doppler en sortie du filtrage adapté.

6.3.1 Filtrage adapté

Les figures Fig.6.6 et A-MtV Fig.6.7 illustrent la sortie du filtrage adapté distance-Doppler pour des signaux acquis respectivement dans la région de Marseille (M-GdE) et du Mont Ventoux (A-MtV). Les rapports signal à bruit du trajet direct et des lobes secondaires sont semblables quel que soit le signal de référence utilisé.

Ces premiers résultats confirment les niveaux affichés sur le schéma Fig.6.1 :

— le RSB du trajet direct approche 110 dB ;

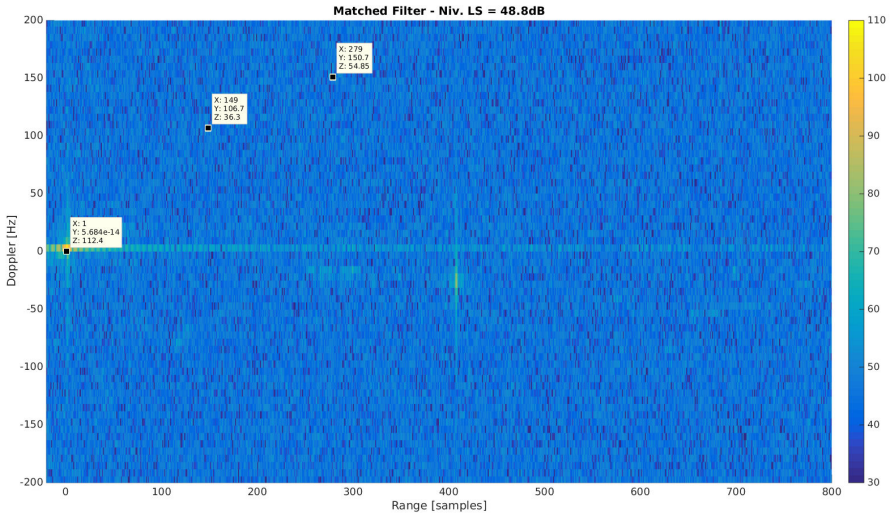
— le RSB des lobes secondaires est d'environ 50 dB :

  + il se situe donc 60 dB en-dessous du trajet direct ;

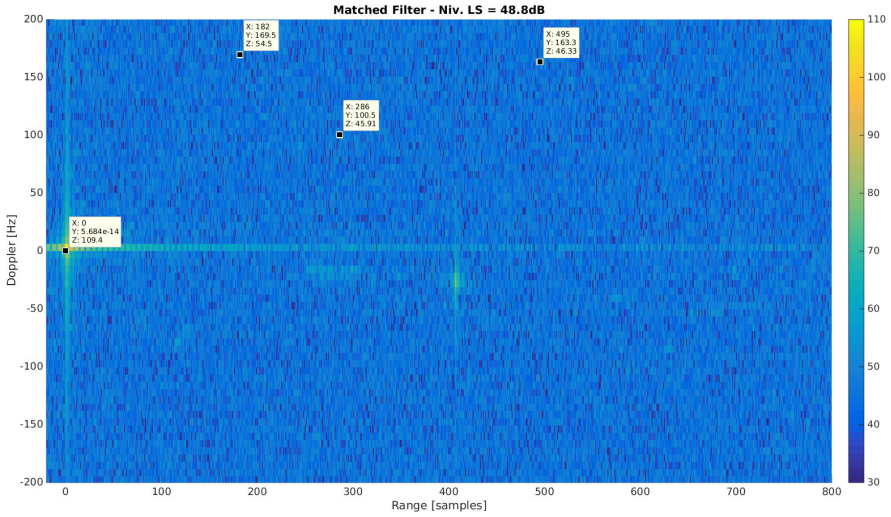
  + il s'agit de ce fait des lobes secondaires du trajet direct.

La table Tab.6.2 rassemble les résultats.

Par conséquent, la première perturbation qu'il faut combattre, est bien le trajet direct de l'émetteur principal.



(a) Signal focalisé - $RSB_{TD} = 112.4$ dB - $RSB_{LS} = 48.8$ dB



(b) Signal décodé - $RSB_{TD} = 109.4$ dB - $RSB_{LS} = 48.8$ dB

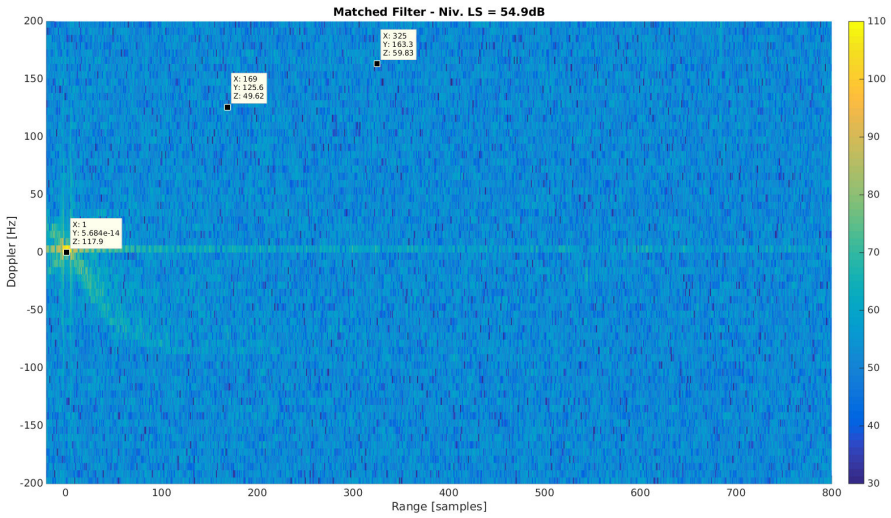
FIGURE 6.6 – Filtrage adapté à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier M190

TABLE 6.2 – Comparaison des performances sur le filtre adapté pour des signaux de référence différents

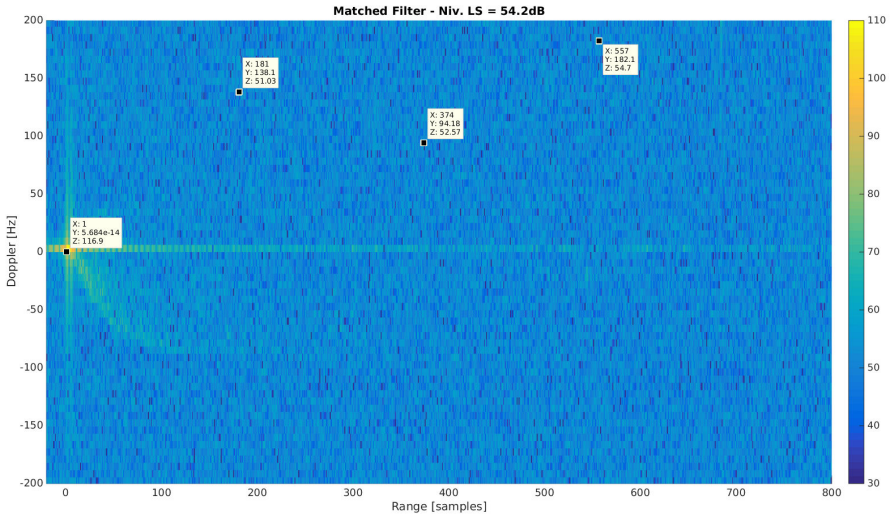
	Fichier M190		**Fichier V357**	
	Signal focalisé	**Signal décodé**	**Signal focalisé**	**Signal décodé**
RSB_{TD} [dB]	112.4	109.4	117.9	116.9
RSB_{LS} [dB]	48.8	48.8	54.9	54.2

Les petites différences entre les deux approches de référence au niveau du RSB_{TD} peuvent provenir :

— d'erreurs de décodage



(a) Signal focalisé - $RSB_{TD} = 117.9$ dB - $RSB_{LS} = 54.9$ dB



(b) Signal décodé - $RSB_{TD} = 116.9$ dB - $RSB_{LS} = 54.2$ dB

FIGURE 6.7 – Filtrage adapté à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier V357

— du fait que lorsque l'on décode le signal, si le signal reçu arrive entre deux échantillons, le décodage recrée une référence débutant sur l'échantillon le plus proche. Cette propriété peut ainsi engendrer une désadaptation et de fait un rapport signal à bruit plus faible.

6.3.2 Réjection du trajet direct et des échos proches

Comparons désormais les performances de la réjection selon la méthode [10] telle que rappelée en introduction de ce chapitre. Pour cette évaluation, on considère un masque de réjection de dimension $K_\tau \times K_D = 60 \times (18 \times 3)$ en tenant compte du suréchantillonnage. On cherche donc à rejeter les échos du signal émis sur une distance d'environ $2000\ \mathrm{m}$ et sur une plage Doppler d'approximativement $110\ \mathrm{Hz}$. La réjection est appliquée sur les deux fichiers utilisés comme exemples dans la section précédente. Les figures Fig.6.8 et Fig.6.9 fournissent les résultats respectifs du filtrage adapté. L'ensemble des valeurs est rassemblé dans le tableau Tab.6.3.

On constate en premier lieu un très faible niveau résiduel du trajet direct au voisinage de sa case

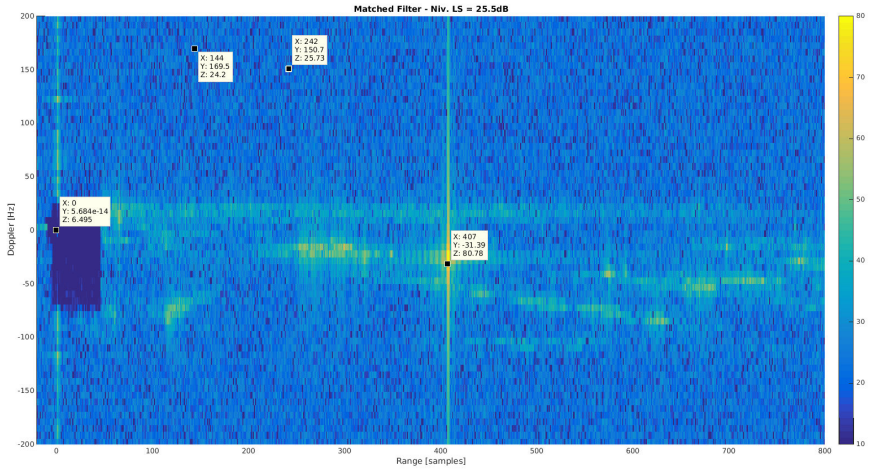
(distance, Doppler), environ $100\ \mathrm{dB}$ plus bas qu'avant réjection. Ceci atteste de la pertinence de la méthode de réjection choisie. De ce fait, les résidus du trajet direct présentent un RSB négatif, en-deçà du plancher de bruit. Donc, après réjection, les lobes secondaires observés dans l'ensemble du domaine (distance, Doppler) ne semblent pas provenir du trajet direct.

Les lobes secondaires obtenus à partir du signal décodé avoisinent $35\ \mathrm{dB}$, ie le niveau présumé du bruit émis en se référant au schéma Fig.6.1. Ils sont environ $7\ \mathrm{dB}$ plus forts que ceux observés en utilisant le signal de référence focalisé. Ces derniers approchent $25\ \mathrm{dB}$, soit le RSB des lobes secondaires du fouillis. Par conséquent, l'utilisation de la référence focalisée permet le filtrage du bruit émis. On en déduit de plus que le fouillis reste significatif bien que le masque de réjection couvre une distance proche de $2\ \mathrm{km}$.

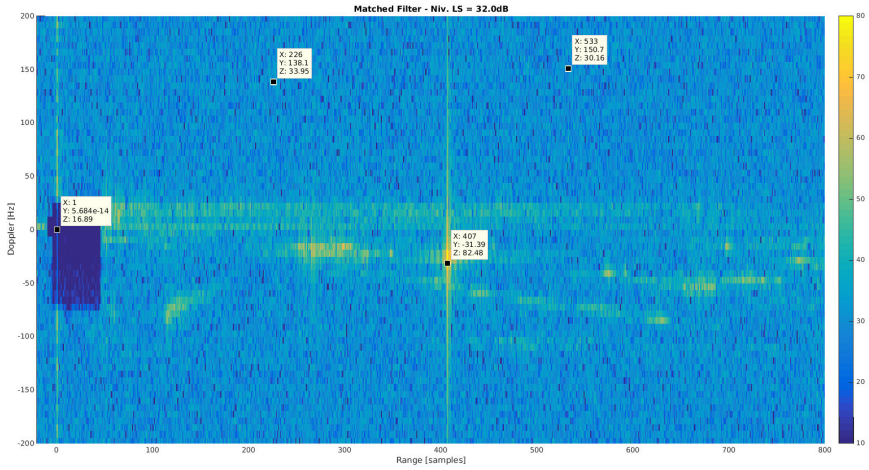
Intéressons nous plus particulièrement au fichier M190 acquis dans la région de Marseille caractérisée par son réseau SFN. Plusieurs ré-émetteurs sont visibles sur les figures Fig.6.8, dont l'émetteur de Roquevaire d'une puissance $16.9\ \mathrm{dBW}$. On observe que le trajet associé à cet émetteur atteint environ $80\ \mathrm{dB}$ après réjection du trajet direct. Or le niveau des lobes secondaires se situe entre $25\ \mathrm{dB}$ et $30\ \mathrm{dB}$. Les LS observés se situent donc au-dessus des LS générés par ce ré-émetteur. Ceci pourrait provenir d'une réjection imparfaite, mais cela s'explique, plus vraisemblablement, par la nature fortement composite du fouillis qui se décompose en une somme de très nombreuses contributions diffuses.

TABLE 6.3 – Comparaison des performances sur le filtre adapté après réjection du trajet direct pour des signaux de référence différents

	Fichier M190		**Fichier V357**	
	Signal focalisé	**Signal décodé**	**Signal focalisé**	**Signal décodé**
RSB_{TD} [dB]	6.5	16.9	16.8	0
RSB_{LS} [dB]	25.5	32	28	35.7

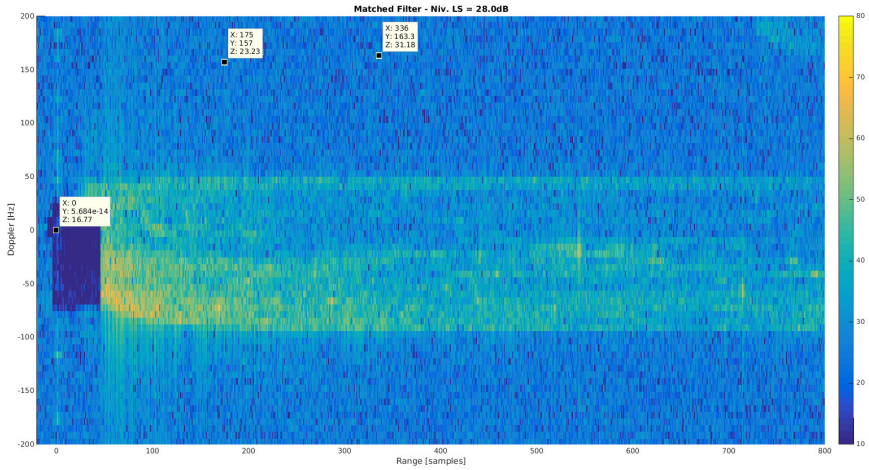


(a) Signal focalisé - $RSB_{TD} = 6.5$ dB - $RSB_{LS} = 25.5$ dB

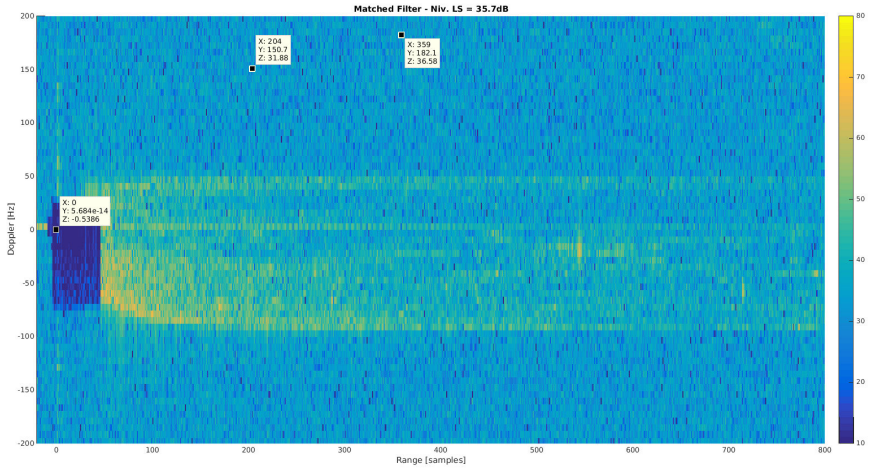


(b) Signal décodé - $RSB_{TD} = 16.9$ dB - $RSB_{LS} = 32$ dB

FIGURE 6.8 – Réjection du TD à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier M190



(a) Signal focalisé - $RSB_{TD} = 16.8$ dB - $RSB_{LS} = 28$ dB



(b) Signal décodé - $RSB_{TD} = 0$ dB - $RSB_{LS} = 35.7$ dB

FIGURE 6.9 – Réjection du TD à partir des signaux de référence décodé et focalisé - Fichier V357

6.3.3 Signal de référence et filtrage angulaire

La section 6.3.2 a mis en évidence que l'utilisation de la référence focalisée permet une plus forte atténuation des lobes secondaires, par sa capacité à faire face au bruit émis. Cette section vise à expliquer cet écart.

Rappelons tout d'abord que la focalisation du réseau est réalisée dans la direction du vecteur propre (VP) associé à la valeur propre maximale, vecteur noté $\mathbf{a}_{FOC}$, de la matrice de covariance des signaux reçus sur les différents capteurs $\mathbf{R}_{\mathbf{yy}} = E\left[\mathbf{y}\mathbf{y}^H\right]$. Le signal de référence s'écrit :

$$s_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}. \tag{6.6}$$

La direction indiquée par ce vecteur $\mathbf{a}_{FOC}$ est supposée correspondre à la direction du TD. Or, la méthode de réjection [10] consiste en une projection orthogonale par rapport au signal de référence (retardé et décalé en Doppler). Comme nous allons le vérifier au paragraphe suivant, la méthode [10] revient à filtrer perpendiculairement au vecteur pointant dans la direction du trajet direct $\mathbf{a}(\theta_{TD})$. (notamment pour les signaux cibles qui sont présents dans le signal de référence focalisé).

6.3.3.1 Approche théorique

Rappelons que $\mathbf{s}$ désigne le signal émis. En reprenant l'équation (2.24), le signal reçu $\mathbf{y}$ sur les N_{ch} voies peut se modéliser de la façon suivante :

$$\mathbf{y} = \mathbf{a}(\theta_{TD})\mathbf{s} + \alpha_{TG}\mathbf{y}_{TG} + \mathbf{u}_{AU}, \tag{6.7}$$

où l'atténuation du trajet direct α_{TD} est normalisée à 1 pour simplifier, où α_{TG} représente l'atténuation du signal réfléchi par la cible et $\mathbf{y}_{TG}$ le signal reçu de la cible sur les antennes du récepteur. Enfin $\mathbf{u}_{AU}$ représente un bruit additif. Dans cette partie, nous supposons que la puissance du trajet direct est prépondérante devant toute autre composante.

Le signal de référence focalisé s'écrit $\mathbf{s}_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H\mathbf{y}$, donc dans le cas présent, cette référence s'écrit aussi :

$$\mathbf{s}_{ref} = \mathbf{a}_{FOC}^H\mathbf{a}(\theta_{TD})\mathbf{s}. \tag{6.8}$$

Conformément à l'équation (2.16), le signal issu de la réjection sur la voie i s'écrit :

$$\mathbf{y}_{rej}^{(i)}(n) = \mathbf{y}^{(i)}(n) - \sum_{k=1}^{K} \mathbf{g}^{(i)}(k)\mathbf{s}_{ref}(n-k). \tag{6.9}$$

La solution au sens des moindres carrés proposée par [10], s'écrit d'après l'équation (2.19) :

$$\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \left((S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)}\right)^{-1} (S_{ref}^{(\tau,D)})^H \mathbf{y}^{(i)}. \tag{6.10}$$

Cas particulier Comme nous nous intéressons aux conséquences du filtrage au niveau du signal cible, il convient de rappeler que $\mathbf{y}$ contient la contribution de la cible - (6.7). De ce fait les coefficients de filtrage en (distance, Doppler) = (0,0) affectent, au travers de cette présence, le signal reçu de la cible. En conséquence, intéressons nous au comportement du filtre aux hypothèses retard nul et Doppler nul, autrement dit $K_\tau = 1$ et $K_D = 1$. L'analyse restera alors valable pour les signaux cibles

quelles que soient leurs cases (distance, Doppler). Il vient alors :

$$
\begin{aligned}
(S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} &= (\mathbf{s}_{ref})^H \mathbf{s}_{ref}, && (6.11)\\
&= \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD}) s\right)^H \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD}) s\right), && (6.12)\\
&= \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right)^H \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right) s^H s, && (6.13)\\
&= ||\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})||^2, && (6.14)
\end{aligned}
$$

en remarquant que $\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})$ est un scalaire et en supposant de plus que la puissance moyenne du signal émis est 1. On en déduit que :

$$
\left((\mathbf{s}_{ref})^H \mathbf{s}_{ref}\right)^{-1} (\mathbf{s}_{ref})^H = \frac{1}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})} s^H. \tag{6.15}
$$

Ainsi les coefficients de réjection sur la voie i s'écrivent :

$$
\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \frac{1}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})} s^H \times U_i^H \mathbf{a}(\theta_{TD}) s, \tag{6.16}
$$

où $U_i = [0, \ldots, 0, 1, 0, \ldots, 0]^T$ est un opérateur permettant de sélectionner la $i^{\text{ième}}$ ligne d'une matrice, donc ici la sortie issue de l'antenne i . Donc :

$$
\mathbf{g}_{LS}^{(i)} = \frac{U_i^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}. \tag{6.17}
$$

On en déduit que les coefficients de réjection pour l'ensemble des voies peut s'écrire :

$$
\mathbf{g}_{LS} = \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}. \tag{6.18}
$$

Par conséquent, en reprenant l'équation (2.20), le signal après réjection sur l'ensemble des voies devient :

$$
\begin{aligned}
\mathbf{y}_{rej}(n) &= \mathbf{y}(n) - \mathbf{s}_{ref}(n) \mathbf{g}_{LS}, && (6.19)\\
&= \mathbf{y}(n) - (\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}(n)) \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}, && (6.20)\\
&= \mathbf{y}(n) - \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})} \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y}(n), && (6.21)
\end{aligned}
$$

en remarquant que $(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{y})$ est un scalaire. Donc finalement :

$$
\mathbf{y}_{rej}(n) = \left(I - \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD}) \mathbf{a}_{FOC}^H}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}\right) \mathbf{y}(n). \tag{6.22}
$$

Généralisation Il est possible de généraliser le résultat précédent au cas d'une réjection sur $K_\tau > 1$ hypothèses distance et $K_D > 1$ hypothèses Doppler. En reprenant le modèle de référence défini par (6.8), le masque de réjection peut s'écrire :

$$
S_{ref}^{(\tau,D)} = \mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD}) S^{(\tau,D)}, \tag{6.23}
$$

où $S^{(\tau,D)}$ est la matrice construite à partir de répliques du signal émis retardées dans le temps et décalées en Doppler. Le nombre de répliques dépend des hypothèses de réjection. Il vaut $K_\tau \times K_D$. L'équation (6.13) peut alors s'écrire :

$$(S_{ref}^{(\tau,D)})^H S_{ref}^{(\tau,D)} = \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right)^H \left(\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})\right) \left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)}. \tag{6.24}$$

On remarque que le produit $\left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)}$ est un produit d'intercorrélation entre les répliques retardées et décalées en Doppler du signal émis. Or ce dernier, dans le cas d'un signal OFDM de type DVB-T, s'apparente à un bruit blanc. Autrement dit, seules les répliques présentant un retard et un Doppler identique ont une intercorrélation non nulle. On en conclut que :

$$\left(S^{(\tau,D)}\right)^H S^{(\tau,D)} \simeq I_{K_\tau \times K_D}. \tag{6.25}$$

Ainsi le reste de la démonstration ci-dessus demeure vraie pour $K_\tau > 1$ et $K_D > 1$.

En synthèse Si $\mathbf{a}_{FOC} = \mathbf{a}(\theta_{TD})$, alors la réjection au sens des moindres carrés est un projecteur orthogonal à la direction du trajet direct. Sinon, on observe que :

$$\left(I - \frac{\mathbf{a}(\theta_{TD})\mathbf{a}_{FOC}^H}{\mathbf{a}_{FOC}^H \mathbf{a}(\theta_{TD})}\right) \mathbf{a}(\theta_{TD}) = 0. \tag{6.26}$$

Donc, dans ce cas, la réjection filtre toutes les composantes provenant de la direction θ_{TD}.

Par conséquent, ceci démontre que la réjection au sens des moindres carrés s'appuyant sur une référence focalisée inclut implicitement un filtrage angulaire dans la direction du trajet direct.

6.3.3.2 Vérification expérimentale

Le tableau Tab.6.4 compare les rapports signal à bruit des lobes secondaires sur 5 fichiers différents, lorsque l'étape de réjection utisant la référence focalisée est précédée ou non par un filtrage spatial orthogonal à la direction du VP principal $\mathbf{a}_{FOC}$. On note que le filtrage angulaire a très peu d'impact sur le RSB des lobes secondaires après réjection. Cela confirme que la réjection avec une référence focalisée induit ce filtrage angulaire implicitement tel que démontré précédemment.

TABLE 6.4 – Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des lobes secondaires – Signal focalisé

	190M		**357V**		**375V**		**198M**		**220M**	
	Sans	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec
RSB_{LS} [dB]	25.8	25.3	28.2	27.6	26.7	26.3	26.4	25.9	29.5	29.1

Le tableau Tab.6.5 compare les performances obtenues après réjection du trajet direct à partir du signal de référence décodé, quand l'étape de réjection est précédée ou non par le filtrage spatial. On note que le filtrage angulaire apporte une réduction substantielle du RSB des lobes secondaires de l'ordre de 10 dB. Ces lobes secondaires correspondent désormais aux lobes secondaires du fouillis. Le bruit émis, caractérisé par un angle d'arrivée restreint correspondant à la direction du trajet direct, se voit fortement atténué par le filtrage angulaire. En associant filtrage angulaire puis réjection à partir de la référence décodée, on retrouve alors le niveau de lobes secondaires observé avec un signal de référence focalisé.

TABLE 6.5 – Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des lobes secondaires en fonction du signal de référence utilisé pour la réjection du TD

	220M				**198M**			
	Signal décodé		**Signal focalisé**		**Signal décodé**		**Signal focalisé**	
	Sans	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec
RSB_{LS} [dB]	39	28.4	29.5	29.1	36.4	26.1	26.4	25.9

L'application du filtrage spatial a permis d'expliquer les différences de performances constatées en fonction de la référence choisie. En revanche, ce filtrage n'a pas permis d'atténuer davantage les lobes secondaires du fouillis. Comme l'illustre le schéma Fig.6.1, le fouillis provient potentiellement de toutes les directions. Tout ceci amène à penser que le filtrage spatial n'est pas la solution face au fouillis.

6.3.3.3 Impact du filtrage angulaire avec le système RIVERA

Les sections précédentes montrent que les meilleurs résultats sont obtenus par une méthode qui inclut nécessairement un filtrage spatial, quel que soit le signal de référence. Cette partie vise donc à étudier l'impact du filtrage angulaire.

La solution de réjection à partir de la référence focalisée induit de fait un filtrage spatial orthogonal à la direction de la focalisation. En revanche, pour la réjection utilisant le signal de référence décodé, deux filtres spatiaux sont comparés :

— le premier consiste en une projection orthogonale par rapport au VP $\mathbf{a}_{FOC}$, comme employé précédemment ;

— le second projette orthogonalement à une direction fixée, en l'occurrence la direction du trajet direct connue grâce aux données de la centrale inertielle embarquée ; il s'agit donc d'une projection orthogonale par rapport à $\mathbf{a}(\theta_{TD})$.

Le second filtre est dénommé filtre théorique par la suite. En effet, cette projection est par nature très » idéalisée « : en théorie elle filtre toutes les contributions en provenance de la direction fixée. Par opposition, le vecteur $\mathbf{a}_{FOC}$ est bien plus complexe. D'une part il contient la contribution du TD mais potentiellement d'autres multi-trajets forts aussi. D'autre part, le VP compense de vraisemblables imperfections du réseau d'antennes : calibration, couplage, etc.

Comparaison théorique Les figures suivantes Fig.6.10, Fig.6.11 et Fig.6.12, fournissent la réponse spatiale de la projection orthogonale au vecteur propre $\mathbf{a}_{FOC}$ et par rapport à la direction du trajet direct $\mathbf{a}(\theta_{TD})$. Enfin, en pointillés verts, apparaît la délimitation à $-3\ \mathrm{dB}$. Les réponses tracées sont de plus normalisées par rapport au maximum. On observe en premier lieu que la direction du trajet direct est conforme à la direction du vecteur propre principal, ce qui confirme l'hypothèse afférente. Par ailleurs, ces deux filtres ont des comportements très similaires, même si en théorie le filtre orthogonal à la direction du TD semble apporter une atténuation plus prononcée. On observe de plus que ce filtrage affecte d'au moins $3\ \mathrm{dB}$ une grande partie des angles. A minima sur la figure Fig.6.10, le filtre atténue d'au moins $3\ \mathrm{dB}$ un secteur de $45°$. Sur les figures Fig.6.11 et Fig.6.12, un secteur large de $120°$ subit une atténuation supérieure à $3\ \mathrm{dB}$. Il apparait donc clairement que ce filtrage spatial peut affecter de manière significative le secteur surveillé.

Enfin, on constate que pour les angles d'arrivée du trajet direct élevés ($|\theta_{TD}| > 45°$), l'antenne fait apparaitre une ambiguïté de réseau qui se traduit par une très forte atténuation dans une direction

presque opposée à celle du TD. Il apparait clairement qu'une cible se trouvant dans cette direction serait dès lors fortement affectée par le filtrage spatial.

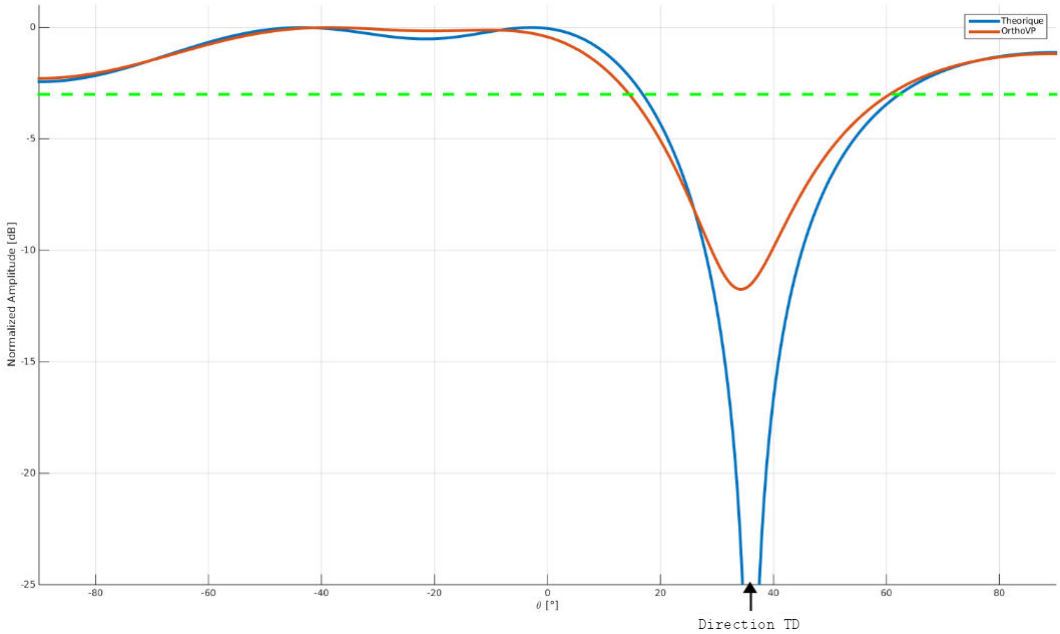


FIGURE 6.10 – Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier M55

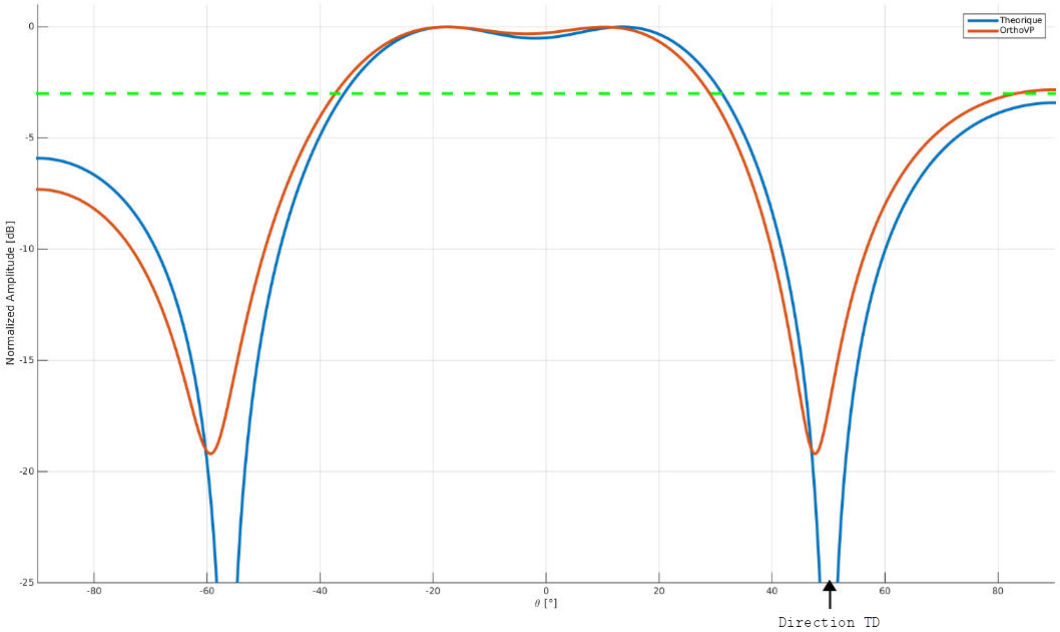


FIGURE 6.11 – Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier M190

Comparaison pratique Le tableau Tab.6.6 résume les résultats obtenus après réjection suivant différents procédés. On note que le filtrage angulaire permet d'obtenir un niveau de lobes secondaires résiduels comparable quelle que soit la méthode. En pratique, on constate que la projection orthogonale au VP principal conduit à de meilleures performances que le filtre orthogonal à $\mathbf{a}(\theta_{TD})$, malgré la plus forte atténuation visible sur les réponses spatiales théoriques de ce filtre. En parti-

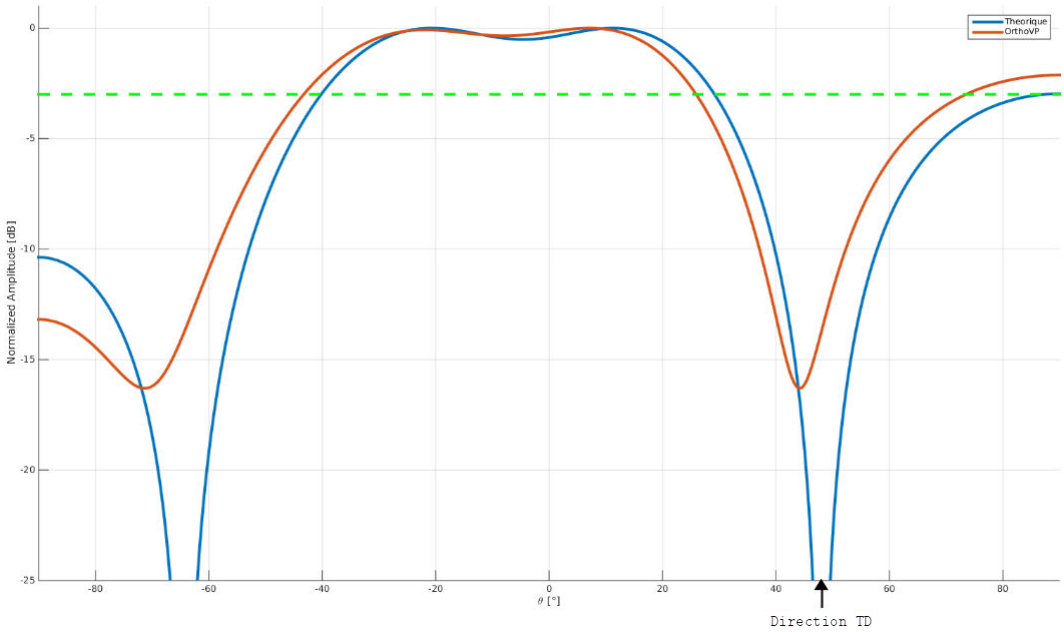


FIGURE 6.12 – Réponses en angle des filtres orthogonaux à la direction du TD $\mathbf{a}(\theta_{TD})$ et à la direction du vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - Fichier V100

culier, cette différence peut s'expliquer par la nature complexe du vecteur $\mathbf{a}_{FOC}$ contenant plusieurs compensations comme évoqué en introduction de cette section.

Par ailleurs, connaissant la position de la cible instrumentée ayant participé au second vol, il est possible de déterminer l'atténuation apportée par ce filtrage spatial pour les fichiers correspondants. Le tableau Tab.6.6 montre que suivant les cas, la cible coopérative subit des pertes supérieures à $5\ \mathrm{dB}$, même si dans le cas du fichier M190, la cible instrumentée est épargnée par le filtrage.

TABLE 6.6 – Impact du filtrage angulaire préalable sur les niveaux résiduels des LS en fonction du signal de référence et du type de filtrage angulaire utilisé pour la réjection du TD - Fichier 192M

	Signal décodé			**Signal focalisé**
	Sans Filtrage Angulaire	Filtre orthogonal au VP principal	Filtre orthogonal direction du TD	Sans Filtrage Angulaire
RSB_{LS} [dB]	31.5	27.3	28.1	27.1

TABLE 6.7 – Impact du filtrage angulaire sur la cible instrumentée

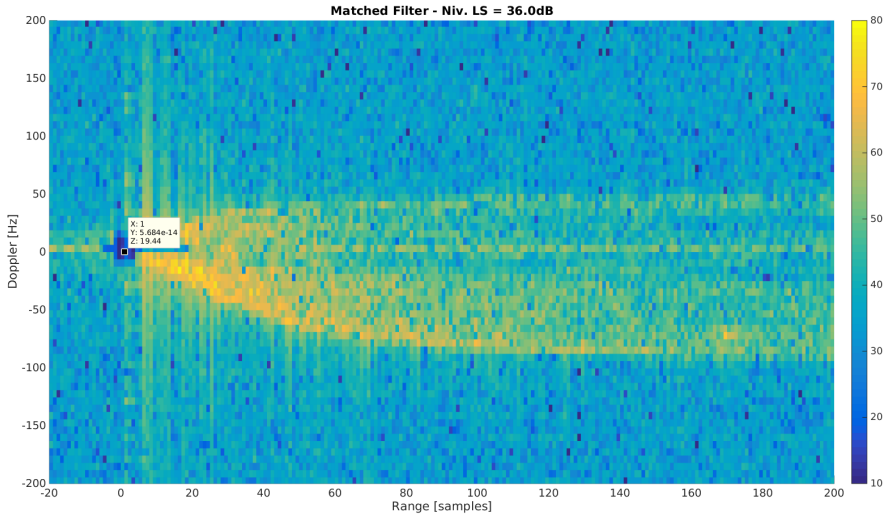
	Fichier 190M	**Fichier 55M**	**Fichier 100V**
Direction du TD	$50°$	$36°$	$48°$
Direction de la cible instrumentée	$-18.6°$	$-20°$	$31°$
Atténuation dans la direction de la cible instrumentée [dB]	0	-0.15	-5.4

6.3.4 Impact de la qualité du décodage sur la réjection du TD

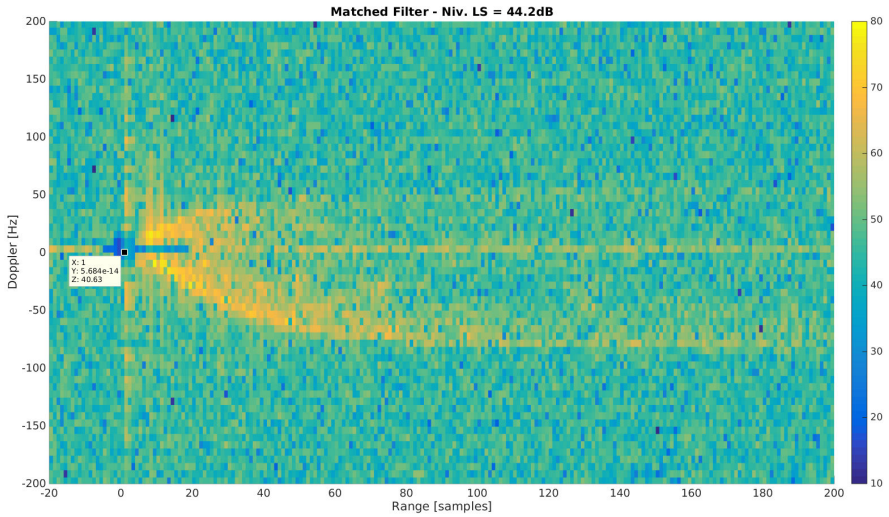
Cette partie a pour objectif de mettre en exergue l'impact de la qualité du décodage sur la qualité des traitements, en particulier de la réjection. Elle compare les performances obtenues à partir de signaux de référence issus du décodage du signal reçu par la méthode BEM proposée. Dans le cas

présent, le masque de réjection est plus restreint. Il se focalise sur le trajet direct. Les différences de niveaux résiduels de lobes secondaires ont été évaluées en fonction du critère MER proposé pour la mesure de la qualité de l'estimation de la constellation (se référer à la section 4.3.3.3, équation (4.23)). La qualité du décodage est d'autant meilleure que la valeur du critère est élevée.

La table Tab.6.8 rassemble les valeurs observées. Les figures Fig.6.13 et Fig.6.14 confirment que, qualitativement, la réjection est d'autant meilleure que le décodage semble de qualité (au regard du critère MER). La qualité du décodage détermine la puissance du bruit modélisant les imperfections de la référence tel que décrit au paragraphe 6.2.1. Une référence de qualité implique un faible niveau de bruit et de ce fait un plus faible niveau de lobes secondaires. Cependant, il est complexe d'établir quantitativement l'impact de cet aspect d'autant plus que les résultats analysés concernent des fichiers différents avec des fouillis plus ou moins importants.

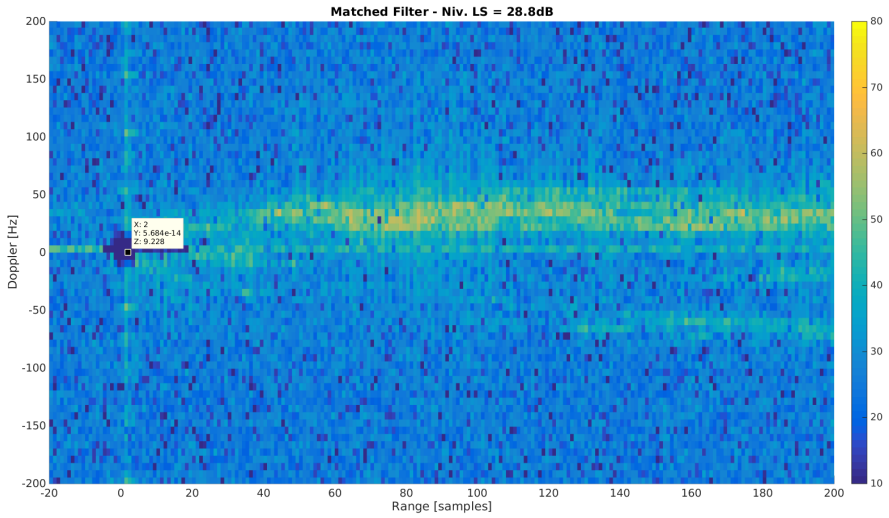


(a) Fichier V357 - MER = 26.6 dB - RSB_{LS} = 36 dB

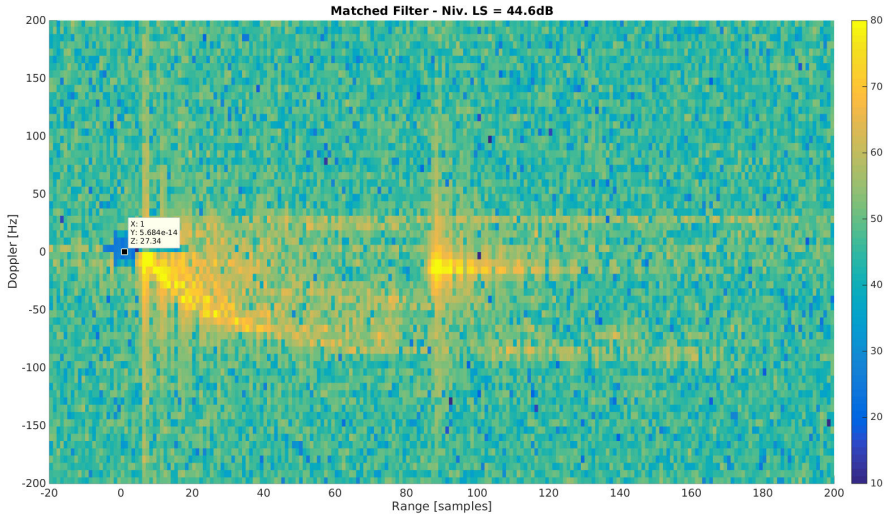


(b) Fichier V488 - MER = 18.7 dB - RSB_{LS} = 44.2 dB

FIGURE 6.13 – Comparaison de la réjection du TD - Signaux de référence *BIEN* et *MAL* décodés - Emetteur A-MtV



(a) Fichier M104 - MER = 26.6 dB - RSB_{LS} = 28.8 dB



(b) Fichier M339 - MER = 17 dB - RSB_{LS} = 44.6 dB

FIGURE 6.14 – Comparaison de la réjection du TD - Signaux de référence *BIEN* et *MAL* décodés - Emetteur M-GdE

TABLE 6.8 – Comparaison des performances sur le filtre adapté pour des signaux de référence différents

	Fichier V357	**Fichier V488**	**Fichier M104**	**Fichier M339**
	MER = 26.6 dB	MER = 18.7 dB	MER = 26.6 dB	MER = 17 dB
RSB_{LS} [dB]	36	44.2	28.8	44.6

6.4 Méthode de réjection par bloc

Les résultats obtenus jusqu'à présent se heurtent aux perturbations introduites par le fouillis. Cette partie examine une autre manière de rejeter le trajet direct et le fouillis pour faire face à cette problématique.

6.4.1 Le principe

Colone et al. [10] ont proposé la méthode de réjection telle que décrite et mise en oeuvre jusqu'ici. Dans l'article [11], ils proposent une version *Batch*. Il s'agit de découper le signal reçu en blocs $\mathbf{z}_i$, pour $i = 1, \ldots, n_{bloc}$ où n_{bloc} est le nombre de blocs. La réjection est alors opérée sur ces portions restreintes de signal. Donc pour chaque bloc, un jeu différent de coefficients $\mathbf{g}_{LS,i}$ de filtrage est appliqué. Le signal $\mathbf{z}_{rej}$ est ensuite reconstitué en concaténant tous les blocs : $\mathbf{z}_{rej} = [\mathbf{z}_{rej,1}, \ldots, \mathbf{z}_{rej,n_{bloc}}]$. Les auteurs de [11] ont proposé cette méthode initialement pour réduire la complexité des calculs. Ils ont observé que le traitement par bloc n'introduit pas une perte significative des capacités adaptatives de l'algorithme. Au contraire, ils démontrent que réduire la durée sur laquelle le traitement est appliqué, permet à ce dernier de mieux s'adapter aux variations de l'environnement. Ainsi le traitement par bloc convient aux environnements non stationnaires, comme c'est le cas du canal radio par exemple.

Mais cette solution présente un autre avantage qui n'est pas directement mis en valeur dans [11] mais qui présente un intérêt tout particulier pour notre application. La résolution Doppler $\Delta_{Doppler}$ est inversement proportionnelle à la durée de traitement T_{int} :

$$\Delta_{Doppler} = \frac{1}{T_{int}}. \tag{6.27}$$

Par conséquent, en réduisant la durée d'application du traitement, on élargit le filtre Doppler. Etant donné l'étalement du fouillis passif bistatique aéroporté, ceci permet de rejeter une même quantité de fouillis pour un nombre d'hypothèses Doppler inférieur.

La méthode de réjection passe par la matrice $S_{ref}^{(\tau,D)}$ qui rassemble toutes les hypothèses distance-Doppler à supprimer comme détaillé par l'équation (2.19). Elle est de taille $N_{ech} \times K_\tau K_D$, avec K_τ le nombre d'hypothèses distance et K_D d'hypothèses Doppler. La même matrice utilisée pour rejeter le signal de référence sur un bloc, a une dimension de $N'_{ech} \times K_\tau K'_D$, où $N'_{ech} = N_{ech}/n_{bloc}$ et $K'_D = K_D/n_{bloc}$. La taille de cette matrice se retrouve donc divisée par n_{bloc}^2. Donc cette solution permet aussi d'envisager la réjection d'un plus grand nombre d'hypothèses pour un même coût de calcul.

6.4.2 Impact du nombre de blocs

On utilise ici le signal de référence décodé à l'aide de la méthode proposée basée sur les BEM. La réjection est précédée du filtre spatial orthogonal à $\mathbf{a}_{FOC}$. Cette partie compare les résultats obtenus en augmentant le nombre de symboles par bloc, de 8 à 32. La longueur de la réjection a été fixée ici à 1100 cases distance, puisque ceci se rapproche de la longueur de l'intervalle de garde. Les résultats présentés portent sur le fichier M190.

Le nombre d'hypothèses Doppler dépend du nombre de symboles OFDM par bloc. L'objectif est de rejeter une plage Doppler semblable, couvrant l'ensemble de la zone de fouillis de sol. Comme l'indique Tab.6.9, seule 1 hypothèse Doppler est nécessaire pour 8 symboles par bloc, contre 3 pour 20 symboles par bloc.

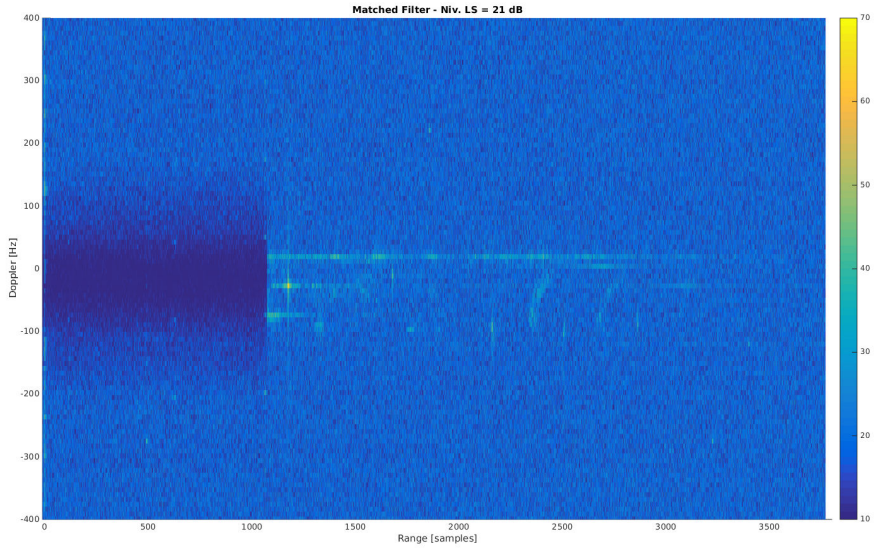
Le niveau des lobes secondaires évolue peu avec le nombre de symboles par bloc. Toutes ces solutions conduisent à un résultat équivalent. On atteint dans l'exemple choisi un seuil d'environ $21\ \mathrm{dB}$, soit un gain de $5\ \mathrm{dB}$ par rapport à la méthode [10] standard mettant en oeuvre la référence focalisée - Fig.6.8a. En se référant au schéma Fig.6.1, on note que le rapport signal à bruit des lobes

TABLE 6.9 – Niveau des Lobes Secondaires en fonction du nombre de symboles par bloc – Signal de référence décodé - Fichier M190

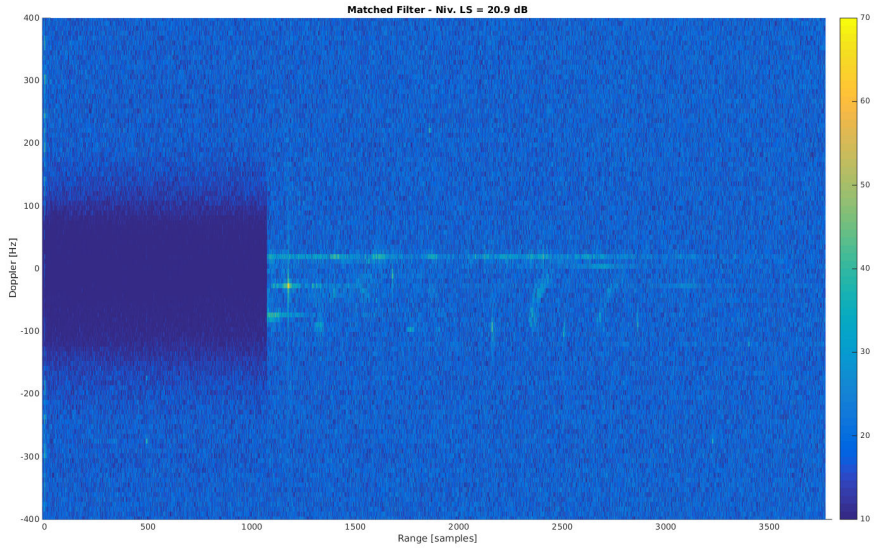
Nb hypothèses distance	1100				
Nb symboles / blocs	32	20	16	10	8
Durée du bloc, T_{int}	32.3 ms	20.2 ms	16.1 ms	10.1 ms	8.1 ms
Résolution Doppler, $\Delta_{Doppler}$	31 Hz	49 Hz	62 Hz	99 Hz	124 Hz
Nb hypothèses Doppler (*)	3	2	2	2	1
RSB_{LS} **[dB]**	21.1	21	21	20.9	21

(*) pour conserver des largeurs de filtres similaires en Doppler

secondaires est donc désormais en dessous de celui des lobes secondaires du fouillis. On confirme ainsi que la méthode de réjection par blocs permet d'atténuer les perturbations dues au fouillis.

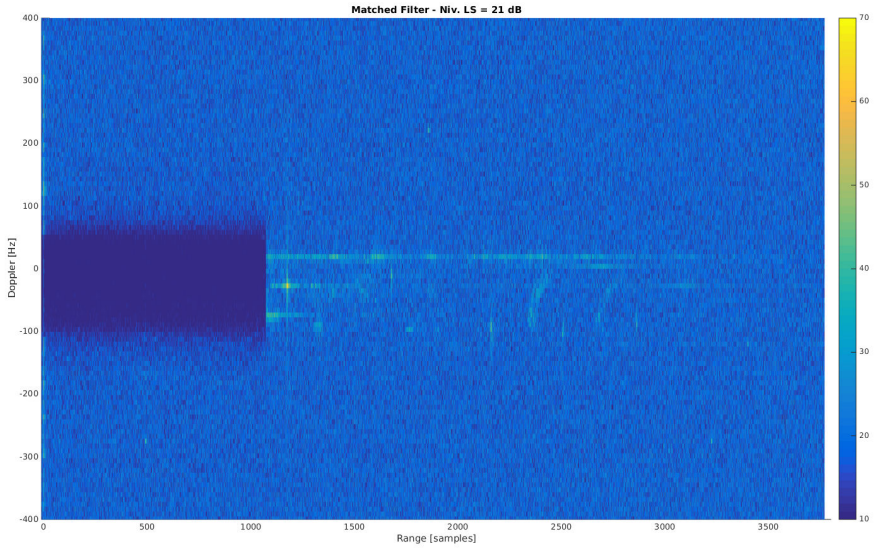


(a) 8 symboles/bloc - $RSB_{LS} = 21$ dB

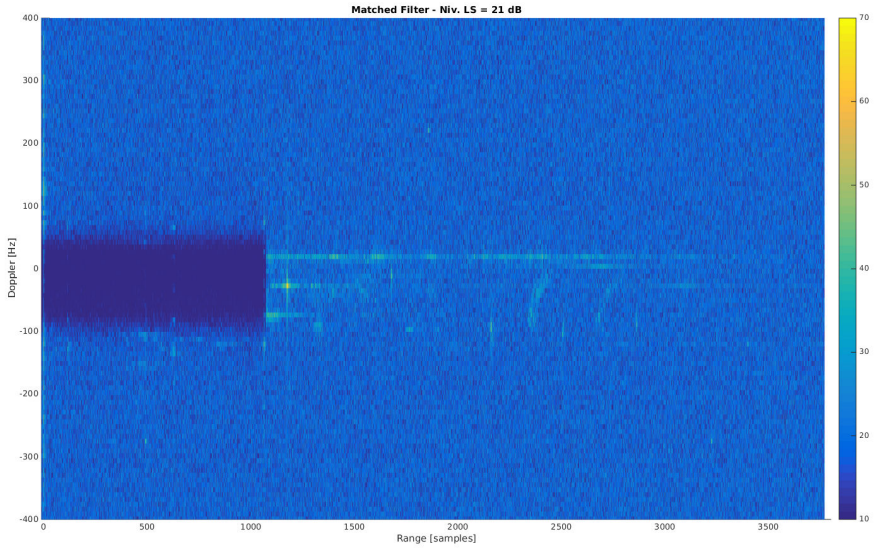


(b) 10 symboles/bloc - $RSB_{LS} = 20.9$ dB

FIGURE 6.15 – Rejection par bloc signal de référence décodé - 8 et 10 symboles/bloc - Fichier M190

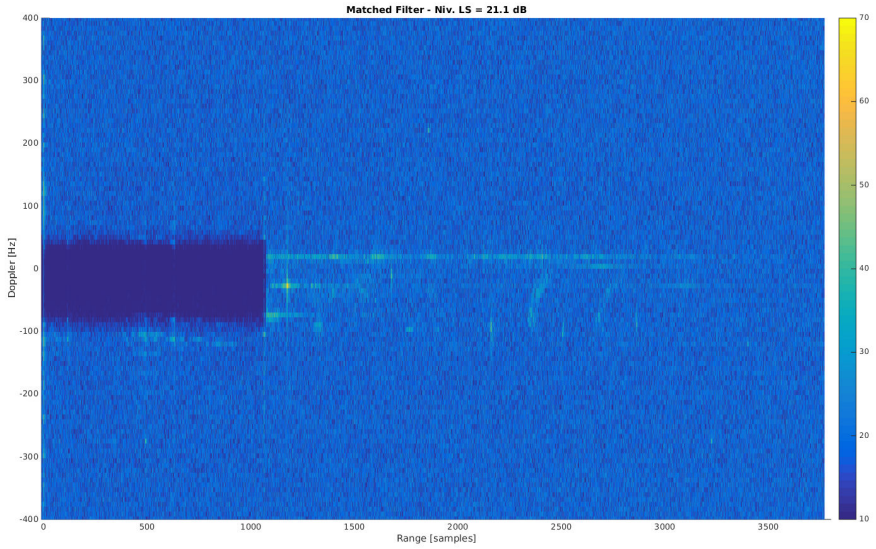


(a) 16 symboles/bloc - $RSB_{LS} = 21$ dB



(b) 20 symboles/bloc - $RSB_{LS} = 21$ dB

FIGURE 6.16 – Rejection par bloc signal de référence décodé - 16 et 20 symboles/bloc - Fichier M190



(a) 32 symboles/bloc - $RSB_{LS} = 21.1$ dB

FIGURE 6.17 – Rejection par bloc signal de référence décodé - 32 symboles/bloc - Fichier M190

6.4.3 Impact du nombre d'hypothèses distance

La méthode de réjection par bloc permet de rejeter le fouillis sur de très nombreuses hypothèses distance, au-delà même de l'intervalle de garde. Le tableau Tab.6.10 liste les résultats obtenus avec le signal de référence décodé en fonction du nombre d'hypothèses distance. La réjection se fait par blocs de 16 symboles, pour deux hypothèses Doppler. La réjection est précédée par un filtre spatial orthogonal au vecteur propre principal.

On note une décroissance logique du niveau des lobes secondaires avec l'augmentation du nombre d'hypothèses distance. Cependant, on remarque que l'atténuation du niveau des lobes secondaires est faible au regard de l'augmentation du nombre de cases distance. On en déduit alors que la plus grande partie de la puissance du fouillis se trouve dans les 500 à 1000 premières cases distance. Les efforts fournis pour rejeter les contributions au-delà apportent finalement assez peu, environ $1\ \mathrm{dB}$.

TABLE 6.10 – Niveau des Lobes Secondaires en fonction du nombre d'hypothèses distance – 16 symboles par bloc, 2 hypothèses Doppler – Signal de référence décodé - Fichier M190

Nb hypothèses distance	50	100	500	1100	1500	2000	2800
Distance correspondante [km]	1.6	3.2	16	35	48	64	90
RSB_{LS} **[dB] - Signal décodé**	25.9	25.8	22.7	21.1	20.2	20	19.85

6.4.4 Méthode par bloc glissant

Les cartes distance - Doppler obtenues à partir de la méthode par bloc mettent en exergue des structures périodiques indésirables qui s'étalent sur l'ensemble des fréquences Doppler d'une case distance. Comme l'explique l'article[63], ces artefacts découlent de la réjection d'échos ponctuels. Ils témoignent des discontinuités des jeux des coefficients $\mathbf{g}_{LS,i}$ d'un bloc à l'autre. Ainsi, comme les auteurs de [63] le démontrent, ces artefacts présentent une périodicité en Doppler égale à l'inverse de la durée du bloc. La figure Fig.6.18 permet d'observer une telle structure. Trois pics y sont indiqués. Ils se trouvent tous à la case distance 1064. Ils s'étalent en Doppler de la façon suivante : $46.5\ \mathrm{Hz}$, $170.5\ \mathrm{Hz}$ et $294.5\ \mathrm{Hz}$. Chaque pic est espacé du suivant de $124\ \mathrm{Hz}$. Le traitement par bloc ayant été opéré avec des blocs de 8 symboles, il vient que : $1/T'_{int} = 124\ \mathrm{Hz}$. Cette valeur confirme celle établit théoriquement dans l'article [63]. On retrouve toutes ces valeurs dans le tableau Tab.6.9. A titre de comparaison, la figure Fig.6.19 montre le résultat de la réjection standard. On observe à la case distance 1064 l'écho à l'origine de la structure périodique. On note de plus que la structure périodique est bien absente dans le cas de la réjection standard.

De plus les auteurs de [63] soulignent une contradiction. D'une part, il convient de privilégier des blocs courts de façon à rapidement mettre à jour les coefficients du filtre, et ainsi à s'adapter aux fluctuations de l'environnement. D'autre part, il faut suffisamment de données pour estimer correctement les coefficients du filtre et maintenir ses propriétés adaptatives. Donc ceci tendrait à proposer des blocs longs. C'est pourquoi, la méthode par bloc glissant a été introduite.

Dans le cas de la méthode par bloc glissant, les blocs successifs se chevauchent. Ceci permet de lisser les coefficients d'un bloc à l'autre et limite donc l'impact des artefacts. Mais cette solution

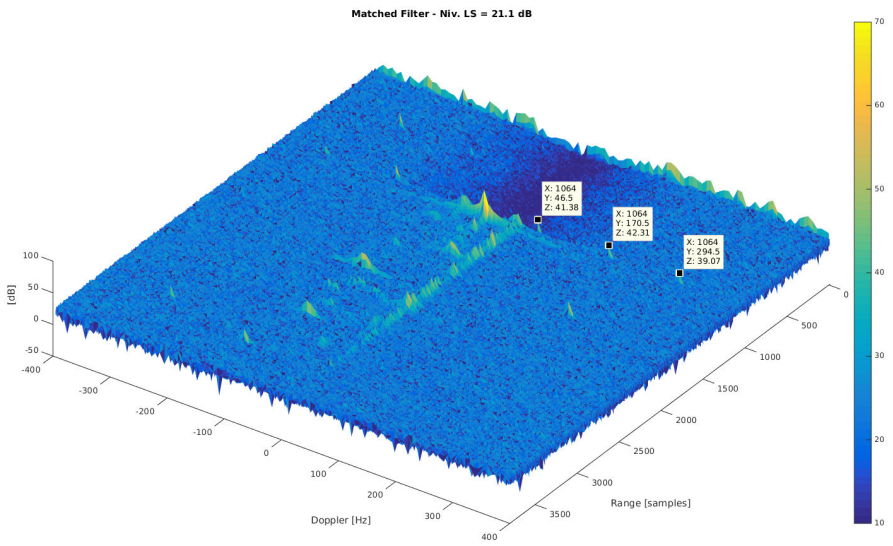


FIGURE 6.18 – Mise en évidence des artefacts dus au traitement par bloc - Rejection par bloc signal de référence décodé - 8 symboles/bloc - Fichier M190

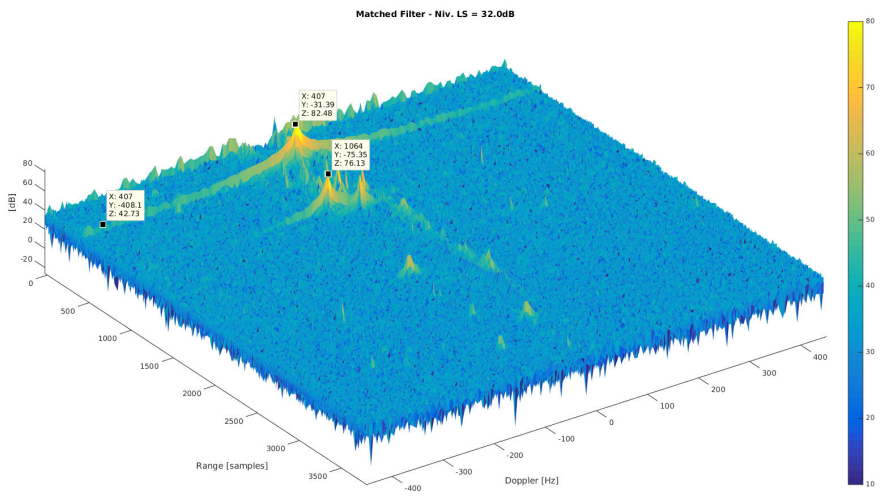


FIGURE 6.19 – Etalement Doppler des principaux échos de fouillis après réjection standard - Signal de référence décodé - Fichier M190

permet aussi de décorréler la durée nécessaire à la caractérisation du fouillis (sur la durée totale du bloc),de la durée de mise à jour des coefficients (mis à jour sur la partie centrale du bloc seulement). Le schéma Fig.6.20 explicite le principe.

Le tableau Tab.6.11 montre les résultats obtenus avec la méthode par bloc glissant, en utilisant soit le signal de référence décodé, soit le signal de référence focalisé. On note que cette solution permet de réduire le RSB des lobes de $3\ \mathrm{dB}$ à $4\ \mathrm{dB}$ supplémentaires par rapport à la méthode par bloc standard. A l'instar de [64], ces résultats témoignent de la capacité de cette méthode à mettre à jour les coefficients du filtre pour suivre les évolutions de l'environnement.

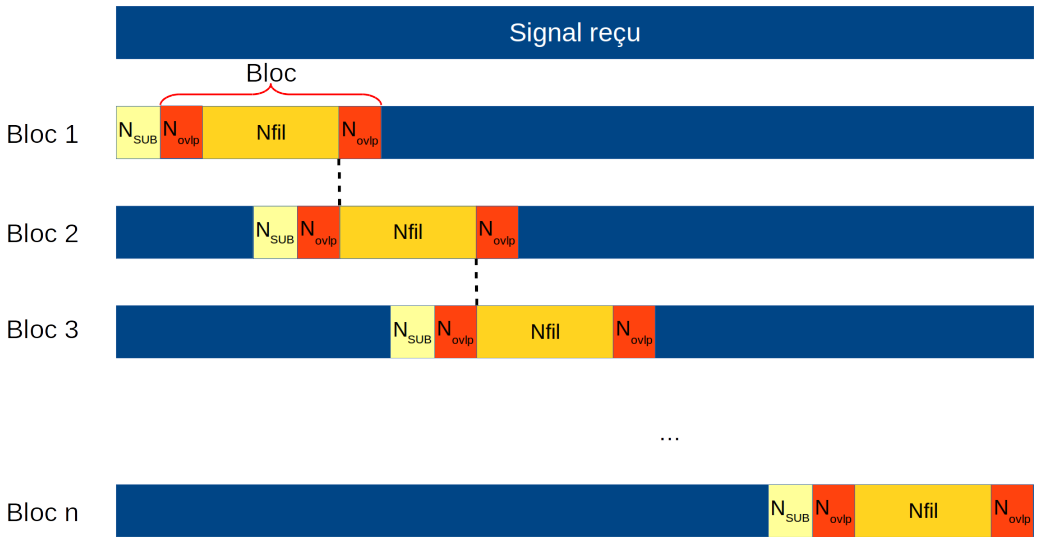


FIGURE 6.20 – Principe de la méthode par bloc glissant

TABLE 6.11 – Niveau des lobes secondaires après réjection par bloc glissant avec signal de référence focalisé, et après filtrage spatial et réjection par bloc avec signal décodé - Fichier 190M - 32 symboles par bloc, filtrage sur 18 symboles et chevauchement sur 7

	Signal décodé	**Signal focalisé**
RSB_{LS} [dB]	17.2	17.5

6.4.5 Incrustation de cible

Afin de comparer les performances des méthodes de réjection proposées, une cible simulée et donc maîtrisée a été insérée dans les signaux. La cible est paramétrable de la façon suivante :

— retard (en cases distance) et Doppler ;
— angle d'arrivée ;
— rapport signal-à-bruit.

Le fichier M190 a été choisi comme base de ces simulations. Un RSB minimum de 45 dB est nécessaire pour assurer un niveau suffisant (étant donné que les analyses précédentes ont montré un plancher (après réjection) toujours supérieur au bruit d'une vingtaine de dB), ie un rapport signal à interference (SINR, Signal-to-Interference and Noise Ratio) supérieur à 15 dB environ.

6.4.5.1 Comportement de la cible en fonction du Doppler

La première série simule une cible qui se rapproche de la zone d'étalement de fouillis, en faisant varier le Doppler de la cible. Le retard de la cible a été fixé à 200 cases distance et l'angle d'arrivée à $-20°$. La valeur de l'angle d'arrivée de la cible a été choisie en s'appuyant sur la figure Fig.6.11. Un angle d'arrivée de $-20°$ est en effet éloigné du trajet direct situé à $+50°$, mais aussi tel que la cible ne subit pas d'atténuation lors du filtrage spatial. Sur le fichier considéré, le fouillis s'étale entre -100 Hz et $+25$ Hz. Les histogrammes comparent les méthodes de réjection par bloc non glissant et glissant, pour un Doppler variant de -250 Hz à -50 Hz. Le signal de référence utilisé est le signal décodé. La réjection est précédée du filtrage spatial orthogonal à $\mathbf{a}_{FOC}$.

On observe sur la figure Fig.6.21 que le SINR de la cible est assez élevé pour les deux méthodes tant que la cible se trouve hors du fouillis, bien que la version glissante montre de meilleures performances, de 3 dB à 5 dB. La différence est surtout notable aux abords du fouillis. En effet, à -100 Hz,

la méthode par bloc standard est $13\ \mathrm{dB}$ en-dessous du SINR de la méthode glissante.

Les méthodes par bloc glissant ou non ont la faculté d'adapter plus rapidement les coefficients de filtrage que la méthode de réjection standard. Cette propriété est d'autant plus prononcée pour la méthode glissante que les coefficients sont mis à jour plus fréquemment. Le comportement de la cible simulée est au contraire régulier. La méthode glissante, par sa faculté à s'adapter aux évolutions plus rapidement, se montre probablement moins apte à supprimer un élément stationnaire, en l'occurrence la cible simulée. Ceci pourrait alors expliquer la différence de performance observée.

Une fois la cible dans le fouillis, les SINR mesurés ne permettent pas de conclure quant à la détection effective de la cible.

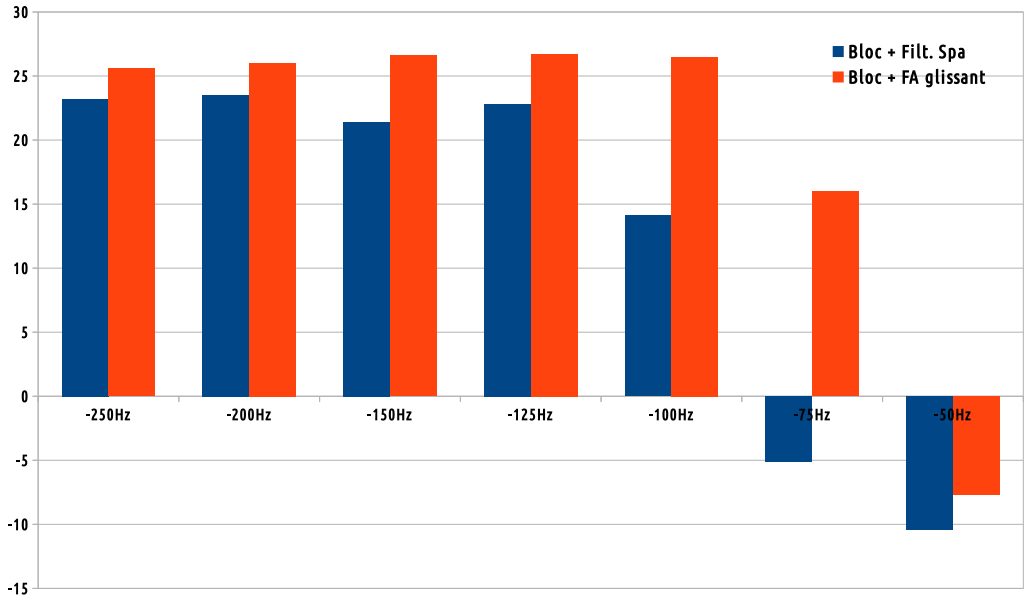


FIGURE 6.21 – SINR en fonction du Doppler de la cible simulée

6.4.5.2 Comportement de la cible en fonction de l'angle

Dans le cas du fichier M190, l'angle d'arrivée du TD est de $+50°$. Les simulations balaient ici plusieurs angles d'arrivée de $-60°$ à $+60°$. Elles comparent plusieurs algorithmes de réjection :

— la réjection [10] standard avec signal de référence décodé, et sa version précédée d'un filtrage spatial orthogonal au vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$, ainsi que la réjection standard avec la référence focalisée ;

— la réjection par bloc avec signal de référence décodé, par bloc avec référence décodée précédée du filtrage spatial, et par bloc avec la référence focalisée ;

— la réjection par bloc glissant précédée du filtrage spatial, et la réjection par bloc avec référence focalisée.

La figure Fig.6.22 permet de visualiser la réponse impulsionnelle du filtrage angulaire pour les angles simulés.

Les méthodes sans filtrage angulaire affichent logiquement des performances indépendantes de l'angle d'arrivée de la cible et inférieurs aux méthodes avec filtrage angulaire. Les méthodes mettant en oeuvre le filtrage angulaire sont en général plus performantes par leur capacité à filtrer le bruit émis. En revanche, le filtrage angulaire affecte aussi la cible. Le niveau de SINR est conforme à la réponse du filtre angulaire. On note une forte dégradation des performances lorsque la cible se

trouve dans une direction proche de celle du TD. L'angle $-60°$ est aussi fortement affecté par le filtrage angulaire. Bien que très éloigné du trajet direct, cet angle est affecté par un lobe de réseau de l'antenne RIVERA qui apparait nettement sur la figure Fig.6.22.

On observe que le SINR de la réjection par bloc n'est pas meilleur que celui de la réjection standard, bien que le niveau de lobes secondaires soit plus faible. Les méthodes par bloc permettent d'obtenir un niveau plus faible de LS, mais affectent la cible d'autant plus. Donc le SINR résultant est plus faible. Les méthodes par bloc glissant affectent quant à elles peu la cible. En outre, elles atténuent fortement les lobes secondaires. Elles conduisent dès lors à des SINR plus élevés que toutes les autres méthodes. On observe enfin que l'utilisation de la référence décodée par la méthode BEM proposée est dans le cas présenté plus performant de 1 dB à 2 dB.

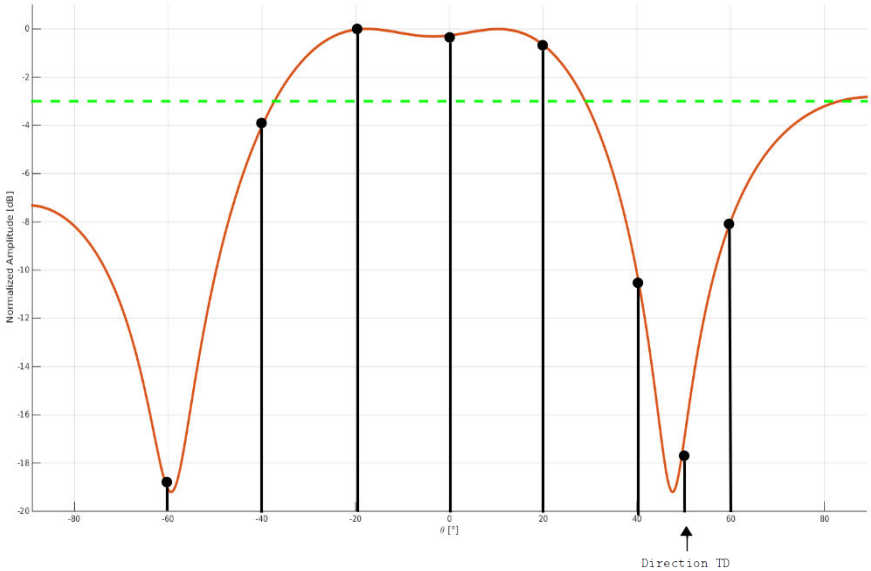


FIGURE 6.22 – Mise en exergue des angles d'arrivée choisis pour la cible simulée (barres verticales noires) sur la réponse impulsionnelle du filtre spatial orthogonal au vecteur propre principal $\mathbf{a}_{FOC}$ - fichier M190

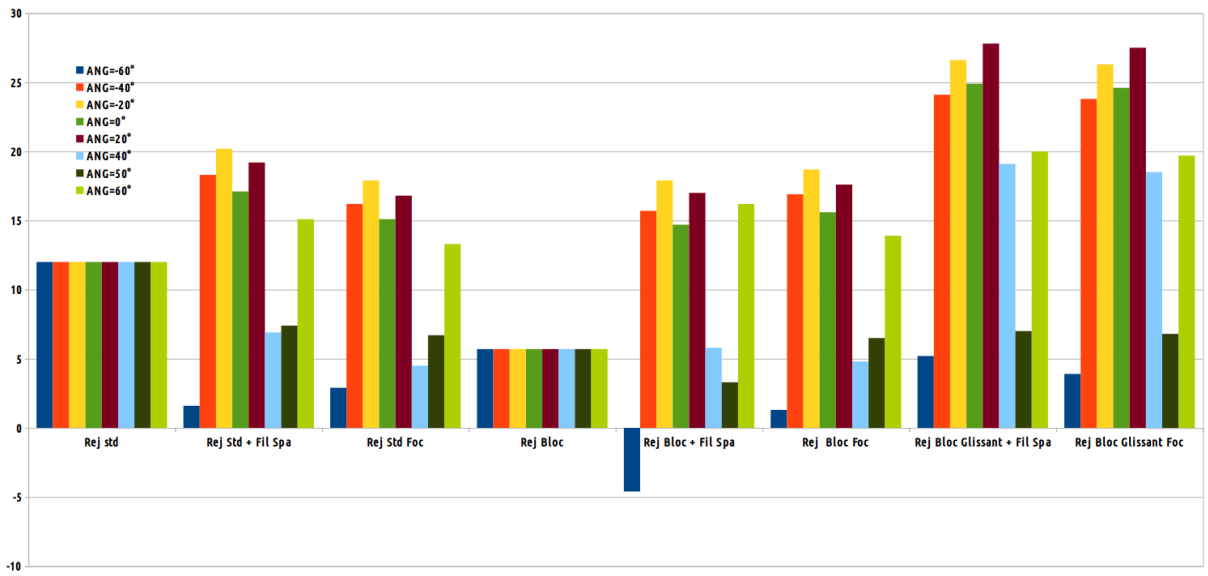


FIGURE 6.23 – SINR en fonction de l'angle d'arrivée de la cible simulée

6.4.6 Bilan quant aux capacités de réjection

6.4.6.1 Synthèse

On a vu que la détection doit faire face à 4 perturbations : le trajet direct, le fouillis, le bruit émis et le bruit d'une référence imparfaite. La réjection standard [10] parvient à atténuer le trajet direct de telle sorte que le trajet direct et ses lobes secondaires se retrouvent, après réjection, bien plus faibles que toutes les autres perturbations.

Cette méthode a cependant montré ses limites pour traiter le fouillis, étant donné l'étalement du fouillis et le coût des calculs. Son application par bloc a dès lors permis de dépasser cette restriction. On a ainsi montré que le fouillis significatif s'étale au-delà de 1000 cases distance, soit plus de $32\ \mathrm{km}$. La méthode glissante a démontré de meilleures performances, par une estimation des coefficients de filtrage lissée dans le temps d'un bloc au suivant et par sa capacité à adapter plus agilement les coefficients aux variations du fouillis au prix d'un coût de calcul plus important en revanche.

Par ailleurs, nous avons souligné l'impact du filtrage angulaire sur le bruit émis. Nous avons en outre démontré que ce traitement est inclus de façon implicite à la réjection si la référence utilisée est focalisée. Dans l'autre cas, si la référence est issue du décodage, ce filtre angulaire doit être appliqué séparément de la réjection. On vérifie en outre que ce filtrage spatial affecte aussi la cible, de telle sorte qu'il peut compromettre sa détection en fonction de l'angle d'arrivée de l'écho.

Nous avons aussi pu observer l'impact de la qualité de la référence quant à la réjection du trajet direct et du fouillis. Toutefois cet aspect dépend de nombreux facteurs et demeure de ce fait complexe. Nous n'avons donc pas pu quantifier l'impact de cette perturbation.

Finalement, les traitements en l'état permettent de réduire le RSB des lobes secondaires entre $17\ \mathrm{dB}$ et $23\ \mathrm{dB}$, suivant les fichiers considérés. On se retrouve alors en-dessous des lobes secondaires du fouillis. Le traitement par bloc glissant a permis un gain supplémentaire proche de $10\ \mathrm{dB}$ par rapport à la méthode standard. Le niveau obtenu est donc à peine $10\ \mathrm{dB}$ plus élevé que le niveau atteint dans le cadre de système sol.

6.4.6.2 Quid de la cible coopérative

En tenant compte du gain d'intégration, du gain d'amplification, du bruit du récepteur, de la SER estimée - 3.2.3, et des pertes en espace libre, il est possible d'évaluer le RSB de la cible coopérative . En effet, suivant les acquisitions, on estime que :

$$5 \leq RSB_{CibleCoop} \leq 25. \tag{6.28}$$

Ainsi dans le cas le plus favorable, le SINR de la cible coopérative pourrait atteindre $8\ \mathrm{dB}$ seulement en considérant un rapport signal à bruit des lobes secondaires $RSB_{LS} = 17\ \mathrm{dB}$. Or nous avons souligné d'une part l'atténuation potentielle due au filtre angulaire, et l'impact des méthodes par bloc sur le RSB de la cible incrustée. On en déduit alors qu'en l'état, il est particulièrement difficile de détecter la cible coopérative. Il serait intéressant de pouvoir conduire de nouvelles séries de mesure avec la coopération d'une cible de SER $10\ \mathrm{dB}$ à $15\ \mathrm{dB}$ supérieures à la SER de la cible coopérative utilisée ici.

CHAPITRE 7

CONCLUSION / PERSPECTIVES

7.1 Conclusion

Un système de détection passif ne comporte qu'un système de réception. Il est donc naturellement d'une taille et d'un poids plus faible qu'un système actif. Mais surtout il consomme moins d'énergie. Tous ces aspects en font un excellent candidat pour être embarqué sur une plateforme aéromobile. Il dispose, a priori alors des mêmes avantages que les radars passifs terrestres. Son caractère bistatique ainsi que la bande de fréquence utilisée lui confèrent des atouts indéniables face aux solutions de furtivité standard. Il convient de souligner par ailleurs que les signaux d'émetteurs civils offrent une largeur de bande rarement allouée aux applications militaires, permettant une résolution bien plus importante que leurs équivalents actifs. Une fois embarquée sur un vecteur aérien, le système se trouve dans une position idéale pour la détection de cibles, dégagé de tout obstacle au sol qui pourrait éventuellement les masquer. S'appuyant sur les émissions non-coopératives d'émetteurs dédiés à la fourniture de service aux populations, un système passif doit être à même de détecter des cibles à faible altitude. Il peut alors apporter un complément de détection majeur dans les régions où la couverture basse altitude peut être lacunaire. Pourtant le radar passif aéroporté reste encore un défi. On dispose aujourd'hui de sérieuses études théoriques sur le sujet. Ces travaux de thèse, volontairement focalisés sur les aspects expérimentaux, ont permis de mieux appréhender les phénomènes de propagation et des mécanismes de répartition du fouillis. La conception du système aéroporté a nécessité un travail préparatoire conséquent pour s'assurer que le radar respecte au préalable toutes les exigences requises par les potentiels traitements.

L'environnement aéroporté induit des effets dommageables sur le signal reçu. La mobilité du récepteur implique un décalage en fréquence dû à l'effet Doppler pour tous les trajets reçus. Ainsi chaque trajet présente un décalage Doppler différent en fonction de l'angle d'arrivée. Dans ce cas, l'orthogonalité entre porteuses, propriété par construction des modulations OFDM, n'est plus respectée. Nous avons toutefois observé que dans notre cas, l'interférence entre porteuses qui en découle, peut être négligée. En outre, le canal aéronautique subi par le système de détection passif comporte un très grand nombre de trajets. Ceci est induit par le tilt des émetteurs favorisant les réflexions sur le sol d'une part, et par la position haute en altitude du récepteur lui conférant un champ de vue large et libre de tout obstacle. L'OFDM est armé pour faire face aux trajets multiples si tant est que leur retard ne dépasse pas l'intervalle de garde. Ces trajets multiples ayant des retards importants et des Doppler différents introduisent des évanouissements importants dans la réponse fréquentielle du canal.

La reconstruction du signal de référence par décodage est alors rendue complexe. La méthode

que nous avons proposée pour estimer le signal de référence comporte plusieurs étapes. La première vise à lutter contre les fluctuations induites par les multi-trajets en mettant à profit la diversité d'antennes. Ainsi par focalisation du réseau d'antennes dans la direction du vecteur propre associé à la valeur propre principale de la matrice de corrélation des signaux reçus, la part du trajet direct augmente relativement aux trajets secondaires nous plaçant ainsi dans une configuration moins composite. Puis, afin de prendre en compte les variations temporelles lentes du canal, nous avons proposé l'utilisation des BEM. Leur emploi standard s'attache à décrire des fluctuations rapides à l'intérieur d'un symbole. Cependant, nous avons montré que le canal expérimenté dans notre cas ne présente pas de telles variations. Par conséquent, nous avons construit notre propre modèle dans lequel les BEM traduisent les évolutions inter-symboles. Enfin ce modèle a été ajusté pour prendre en considération les spécificités de la norme DVB-T. Les résultats obtenus ont démontré des performances supérieures aux méthodes existantes dans la littérature.

Les effets du canal jouent un rôle majeur sur le signal reçu et donc sur le signal de référence. Mais l'environnement a aussi de lourdes implications sur les capacités de détection. La sortie du filtrage adapté témoigne en effet à la fois de la multitude de trajets qui composent le signal issu du canal, mais aussi de leur étalement en Doppler. Le fouillis de sol présente une forme caractéristique que nous sommes désormais en mesure d'expliquer et donc de prédire. Sa dissymétrie provient de la dissymétrie entre les ellipses des courbes iso-distances dont le grand axe se superpose avec la ligne de base entre l'émetteur et le récepteur, et les hyperboles des courbes iso-Doppler symétriques par rapport au vecteur vitesse. La largeur de la dispersion varie avec la distance. Ceci témoigne de la dépendance avec la distance de la crête de fouillis (ou *clutter ridge*). Cette propriété aurait rendu plus complexe la mise en oeuvre de traitements spatio-temporels. Enfin l'analyse du fouillis a conduit en sa projection dans le plan cartésien. Cette étude a mis en exergue la présence des émetteurs secondaires dans ce réseau faiblement SFN. Mais elle a aussi démontré le pouvoir de résolution d'un tel radar par la détection de cibles au sol caractéristiques comme des carrières ou des usines. Cette compréhension de la dispersion du fouillis a été largement exploitée dans la préparation du second essai en vol. Cette étude a été approndie par l'analyse des capacités de détection du système.

En effet, le dernier aspect de cette thèse traite de détection. Nous avons dans un premier temps établi les perturbations qui font obstacle à la détection. La principale est bien entendue le trajet direct dont la réjection est indispensable pour supprimer l'effet de masque dû aux lobes secondaires. La seconde concerne le bruit émis. Il provient de toutes les imperfections de l'émetteur. Il se caractérise surtout par une direction d'arrivée identique à celle du trajet direct. La mise en oeuvre d'un filtre spatial orthogonal à cette direction conduit à une atténuation suffisante. Le fouillis constitue une autre source de perturbations. Sa très large dispersion entraine une incapacité des méthodes classiques à supprimer une telle quantité de trajets secondaires. C'est pourquoi nous avons fait le choix d'une solution par blocs. En mettant à jour rapidement les coefficients de filtrage, cette méthode s'adapte aux variations de l'environnement. En revanche, l'utilisation de plusieurs jeux de coefficients implique des discontinuités générant des artefacts en sortie de filtre adapté. Ainsi l'application de la méthode par bloc glissant est un bon compromis qui permet de conserver une mise à jour rapide des coefficients et d'estomper ces discontinuités. Ceci a permis notamment de montrer que l'impact du fouillis demeure significatif même à des distances importantes, au-delà de $30\ \mathrm{km}$. Enfin la dernière perturbation provient des défauts du signal de référence. Si nous avons mis en avant l'impact d'une mauvaise qualité de décodage sur la réjection, en revanche il est plus complexe de comparer et de quantifier les performances obtenues avec un signal focalisé et avec un signal décodé. L'emploi de

ces deux références a conduit à des résultats équivalents. Néanmoins la référence décodée a produit de meilleurs résultats sur la cible simulée.

7.2 Perspectives

Il manque aujourd'hui à ces travaux expérimentaux et concrets une véritable détection. Les essais n'ont pas permis de confirmer une détection. Ceci s'explique par plusieurs raisons. D'une part la cible coopérative dispose d'une signature radar trop faible, de telle sorte que son RSB n'est pas suffisant par rapport à celui des lobes secondaires. D'autre part les cibles à faibles altitudes sont peu nombreuses et pour beaucoup d'une taille, et donc d'une SER, assez proche de celle de la cible coopérative. Disposer d'une cible coopérative de grande SER devrait permettre une détection dans plusieurs configurations. La comparaison des cas de détection et de non détection contribuerait à approfondir la compréhension des phénomènes en jeu et des facteurs les plus significatifs.

Par ailleurs, nous avons volontairement choisi un réseau d'antennes simple. Ce choix avait pour objectif d'éviter toutes potentielles interrogations inhérentes à une antenne plus innovante mais dont les propriétés auraient été méconnues. Le nombre d'antennes était limité par leur taille et l'espace disponible dans le pod du motoplaneur. On peut cependant se demander s'il ne serait pas intéressant de disposer de plus de capteurs au prix d'une plus grande complexité de l'antenne. Ceci pourrait permettre de filtrer d'autant mieux le bruit émis tout en limitant l'impact du filtrage spatial sur la cible.

En outre, dans le cadre d'une nouvelle campagne d'essais, il serait intéressant de revoir les paramètres de vol. En effet ces expérimentations ont mis en exergue un haut niveau de signal reçu. Il parait donc envisageable de réaliser des essais à plus haute altitude de façon à réduire la puissance du fouillis et donc de ses lobes secondaires.

ANNEXE A

RÉPONSE FRÉQUENTIELLE DES COEFFICENTS DE DÉCOMPOSITION BEM

Dans la mise en forme du modèle BEM, Tang et al. dans [46] introduisent :

$$\Delta_q = \mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H, \tag{A.1}$$

qui représente la réponse en fréquence des coefficients de décomposition de la réponse du canal sur le modèle BEM. La section 4.3.2.2 utilise le fait que :

$$\Delta_q = \mathrm{diag}\left(\sqrt{N}\mathbf{F}_L\mathbf{h}_q\right), \tag{A.2}$$

où $\mathbf{F}_L$ est la restriction de $\mathbf{F}$ à ces L premières colonnes, comme indiqué par l'équation (4.13). Cette annexe propose une démonstration de ce résultat.

Soit $p, r = 0, \ldots, N-1$ deux entiers. Evaluons le terme (p, r) de la matrice $\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H$:

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,r} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\sum_{v=0}^{N-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} e^{-j2\pi(pv-wr)/N}. \tag{A.3}$$

La matrice $\mathbf{H}^{(q)}$ est circulante. Donc elle est diagonalisable dans la base de Fourier. Ainsi seuls les termes diagonaux de $\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H$ sont non nuls. Il vient que :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\sum_{v=0}^{N-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} e^{-j2\pi p(v-w)/N}, \tag{A.4}$$

ce que l'on décompose ainsi :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\left(\underbrace{\sum_{v=w}^{N-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} e^{-j2\pi p(v-w)/N}}_{v-w\geq 0} + \underbrace{\sum_{v=0}^{w-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} e^{-j2\pi p(v-w)/N}}_{v-w<0}\right). \tag{A.5}$$

On pose respectivement pour chacune des deux sommes : $v - w = k$ et $v - w = -N + k$. Comme

$v, w = 0, \ldots, N-1$, $k \geq 0$ et $k = 0, \ldots, N-1$, il vient que : :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\left(\sum_{k=0}^{N-w-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{k+w,w} e^{-j2\pi pk/N} + \sum_{k=N-w}^{N-1}\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{k+w-N,w} e^{-j2\pi p(k-N)/N}\right). \tag{A.6}$$

Dans les deux cas, l'entier k peut être considéré comme le reste de la division euclidienne de $v-w$ par N, ou encore comme le modulo N de $v-w$. Cette propriété de k permet d'exploiter la nature circulante de la matrice $\mathbf{H}^{(q)}$. Posons $\tilde{\mathbf{h}}_q = [\mathbf{h}_q^T, 0_{1\times N-L}]^T$, le vecteur colonne de taille $N \times 1$, dont les éléments sont les L coefficients BEM complétés par des zéros. Pour tout $v, w = 0, \ldots, N-1$, on observe que :

$$\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} = \tilde{\mathbf{h}}_{q,mod(v-w,N)} = \tilde{\mathbf{h}}_{q,k}. \tag{A.7}$$

On en déduit en outre que :

$$\left[\mathbf{H}^{(q)}\right]_{v,w} = \begin{cases} \mathbf{h}_{q,k} & \text{si } 0 \leq k < L; \\ 0 & \text{sinon .} \end{cases} \tag{A.8}$$

L'équation (A.6) devient alors :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\left(\sum_{k=0}^{N-w-1}\tilde{\mathbf{h}}_{q,k}e^{-j2\pi pk/N} + \sum_{k=N-w}^{N-1}\tilde{\mathbf{h}}_{q,k}e^{-j2\pi pk/N}e^{j2\pi p}\right). \tag{A.9}$$

D'où :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \frac{1}{N}\sum_{w=0}^{N-1}\left(\sum_{k=0}^{N-1}\tilde{\mathbf{h}}_{q,k}e^{-j2\pi pk/N}\right). \tag{A.10}$$

La somme entre parenthèses est indépendante de l'indice w. Donc :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \sum_{k=0}^{N-1}\tilde{\mathbf{h}}_{q,k}e^{-j2\pi pk/N}. \tag{A.11}$$

Autrement dit :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \left[\sqrt{N}F\tilde{\mathbf{h}}_q\right]_p. \tag{A.12}$$

En tenant compte de la remarque (A.8), il vient finalement que :

$$\left[\mathbf{F}\mathbf{H}^{(q)}\mathbf{F}^H\right]_{p,p} = \left[\sqrt{N}F_L\mathbf{h}_q\right]_p. \tag{A.13}$$

Cette dernière égalité démontre la propriété (A.2).

Bibliographie

[1] F. Wolf. Les 10(+2) innovations qui vont définir le champ de bataille dans les années à venir, et que nous ne devons pas négliger. *Défense Innovation Digitalisation*, 2018.

[2] H. Griffiths and C.Baker. An introduction to passive radar. Artech House.

[3] N. J. Willis. *Bistatic radar*. Technology Service Corporation, 2nd edition, 1995.

[4] D.K.P. Tan, M. Lesturgie, H. Sun, and Y. Lu. Signal analysis of airborne passive radar using transmissions of opportunity. In *Radar (Radar), 2011 IEEE CIE International Conference on*, volume 1, pages 169–172. IEEE, 2011.

[5] G. Blanchet and M. Charbit. *Signaux et images sous Matlab*. Hermes, 2001.

[6] J. Palmer and S. Searle. Evaluation of adaptive filter algorithms for clutter cancellation in passive bistatic radar. In *Radar Conference (RADAR), 2012 IEEE*, pages 0493–0498. IEEE, 2012.

[7] K. Kulpa. The CLEAN type algorithms for radar signal processing. In *Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, 2008. MRRS 2008*, pages 152–157. IEEE, 2008.

[8] B. Demissie. Clutter cancellation in passive radar using GSM broadcast channels. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 8(7) :787–796, 2014.

[9] D. Poullin. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 152(3) :143–152, 2005.

[10] F. Colone, R. Cardinali, and P. Lombardo. Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach. In *Radar, 2006 IEEE Conference on*, pages 7–pp. IEEE, 2006.

[11] F. Colone, D.W. O'hagan, P. Lombardo, and C.J. Baker. A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 45(2), 2009.

[12] J. Brown, K. Woodbridge, H. Griffiths, A. Stove, and S. Watts. Passive bistatic radar experiments from an airborne platform. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 27(11) :50–55, 2012.

[13] R. Lassalle and M. Alard. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Tech. Rev*, 224 :168–190, 1987.

[14] J. Proakis and M. Salehi. *Digital Communications, 5th Edition*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 5th edition, 11 2007.

[15] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). *Digital Video Broadcasting (DVB) ; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. 01 2009.

[16] J. Palmer, H.A. Harms, S. Searle, and L. Davis. DVB-T passive radar signal processing. *IEEE transactions on Signal Processing*, 61(8) :2116–2126, 2013.

[17] M. Cherniakov. Bistatic radar : Emerging technology. John Wiley & Sons.

[18] K. Kulpa, M. Malanowski, P. Samczynski, and B. Dawidowicz. The concept of airborne passive radar. In *Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), 2011*, pages 267–270. IEEE, 2011.

[19] D.K. P. Tan, M. Lesturgie, H. Sun, and Y. Lu. Target detection performance analysis for airborne passive bistatic radar. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2010 IEEE International*, pages 3553–3556. IEEE, 2010.

[20] J. Brown, K. Woodbridge, A. Stove, and S. Watts. Air target detection using airborne passive bistatic radar. *Electronics letters*, 46(20) :1396–1397, 2010.

[21] B. Dawidowicz, K. Kulpa, M. Malanowski, J. Misiurewicz, P. Samczynski, and M. Smolarczyk. DPCA detection of moving targets in airborne passive radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 48(2) :1347–1357, 2012.

[22] B. Dawidowicz, P. Samczynski, M. Malanowski, J. Misiurewicz, and K. Kulpa. Detection of moving targets with multichannel airborne passive radar. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 27(11) :42–49, 2012.

[23] K. Kulpa, M. Baczyk, J. Misiurewicz, M. Malanowski, and D. Gromek. Limits of ground clutter clean based cancelation in mobile PCL radar. *International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–7, 2018.

[24] D. Gromek, P. Samczyński, K. Kulpa, P. Krysik, and M. Malanowski. Initial results of passive SAR imaging using a DVB-T based airborne radar receiver. In *European Radar Conference (EuRAD), 2014 11th*, pages 137–140. IEEE, 2014.

[25] D. Gromek, K. Kulpa, and P. Samczyński. Experimental results of passive SAR imaging using DVB-T illuminators of opportunity. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 13(8) :1124–1128, 2016.

[26] J. Brown, K. Woodbridge, A. Stove, and S. Watts. Vhf airborne passive bistatic radar ground clutter investigation. 2012.

[27] O. Rabaste and D. Poullin. Rejection of doppler shifted multipaths in airborne passive radar. In *Radar Conference (RadarCon), 2015 IEEE*, pages 1660–1665. IEEE, 2015.

[28] O. Ruault du Plessis, J.-F. Nouvel, R. Baqué, G. Bonin, P. Dreuillet, C. Coulombeix, and H. Oriot. ONERA SAR facilities. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 26(11) :24–30, 2011.

[29] P. Dreuillet, J.-F. Nouvel, R. Baque, G. Bonin, and B. Vaizan. Airborne compact radar development at ONERA. 2012.

[30] G. Baruffa, L. Rugini, and P. Banelli. Design and validation of a software defined radio testbed for DVB-T transmission. *Radioengineering*, 23(1) :387, 2014.

[31] E. Haas. Aeronautical channel modeling. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 51(2) :254–264, Mar 2002.

[32] P.A. Bello. Aeronautical channel characterization. *Communications, IEEE Transactions on*, 21(5) :548–563, May 1973.

[33] H. Hijazi. *High speed radio-mobile channel estimation in OFDM Systems*. Thèses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Nov 2008. Equipe C2S du Département Images et Signal (DIS).

[34] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus. Low-complexity banded equalizers for OFDM systems in doppler spread channels. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006 :1–13, 2006.

[35] T. Zemen and C. Mecklenbräuker. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52, 2004.

[36] P. Hoher, S. Kaiser, and P. Robertson. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering. *IEEE ICASSP*, 3 :1845–1848, 1997.

[37] S. Tomasin and M. Butussi. Analysis of interpolated channel estimation for mobile OFDM systems. *IEEE Trans. Communications*, 58, 2010.

[38] Y. Mostofi and D. Cox. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4 :765–774, 2005.

[39] H. Hijazi and L. Ros. Polynomial estimation of time-varying multipath gains with intercarrier interference mitigation in OFDM systems. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 58(1) :140–151, 2009.

[40] B. Yang et al. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling. *IEEE Trans. Communications*, 49, 2001.

[41] C. Berthillot, A. Santori, O. Rabaste, D. Poullin, and M. Lesturgie. Improving BEM channel estimation for airborne passive radar reference radar reconstruction. *International Radar Symposium (IRS)*, 1 :77–82, 2015.

[42] M.Poggioni, L. Rugini, and P. Banelli. Multistage decoding-aided channel estimation and equalization for DVB-H in single-frequency networks. *IEEE SPAWC 09*, pages 181–185, 2009.

[43] H. Hijazi and L. Ros. Joint data QR-detection and Kalman estimation for OFDM time-varying Rayleigh channel complex gains. *IEEE Trans. Communications*, 58, 2010.

[44] G. B Giannakis and C. Tepedelenlioglu. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels. *IEEE Proc.*, 86 :1969–1986, 1998.

[45] I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen. Time-varying FIR equalization of doubly selective channels. *IEEE Trans. Wireless Commu.*, 4 :202–214, 2005.

[46] Z. Tang, RC. Cannizzaro, G. Leus, and P. Banelli. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55, 2007.

[47] G. Tauböck, F. Hlawatsch, D. Eiwen, and H. Rauhut. Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems : Leakage effects and sparsity-enhancing processing. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 4, 2010.

[48] M. Visitin. Karhunen-Loeve expansion of a fast Rayleigh fading process. *Electronics Letters*, 32, 1996.

[49] T. Zemen and C. Mecklenbräuker. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53, 2005.

[50] Z. Tang, G. Leus, and P. Banelli. Pilot-assisted time-varying OFDM channel estimation based on multiple OFDM symbols. *Signal Processing Advances in Wireless Communications, IEEE 7th Workshop on*, pages 1–5, 2006.

[51] A. Hutter, J. Hammerschmidt, E. de Carvalho, and J. Cioffi. Receive diversity for mobile OFDM systems. *Wireless Communications and Networking Conference*, 2 :7007–7012, 2000.

[52] R. Ahmed, B. Eitel, and J. Speidel. Enhanced maximum ratio combining for mobile DVB-T reception in doubly selective channels. *Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, 2015.

[53] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). *Digital Video Broadcasting (DVB) ; Measurement guidelines for DVB systems*. ETSI TR 101 290 v1.2.1 edition, 2001.

[54] R. Cardinali, F. Colone, P. Lombardo, O. Crognale, A. Cosmi, and A. Lauri. Multipath cancellation on reference antenna for passive radar which exploits FM transmission. 2007.

[55] H. Tang, X. Wan, L. Hong, W. Chen, and J. Yi. Detection improvement by modified modulation error rate of reference signal in passive radar. In *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, pages 1–4. IEEE, 2014.

[56] R. Klemm. Principles of space-time adaptive processing. The Institution of Electrical Engineers.

[57] R. Klemm. Comparison between monostatic and bistatic antenna configurations for STAP. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 36(2) :596–608, 2000.

[58] K.P. Ong. Signal processing for airborne bistatic radar. 2003.

[59] S.M. Kogon and M. Zatman. Bistatic STAP for airborne radar systems. In *Proc. ASAP*, pages 1–6, 2000.

[60] W. Melvin, M. Callahan, and M. Wicks. Bistatic STAP : application to airborne radar. In *Radar Conference, 2002. Proceedings of the IEEE*, pages 1–7. IEEE, 2002.

[61] W. Melvin. A STAP overview. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 19(1) :19–35, 2004.

[62] M. Skolnik. *Radar handbook*. McGraw-Hill, 3rd edition, 2008.

[63] F. Colone, C. Palmarini, T. Martelli, and E. Tilli. Sliding extensive cancellation algorithm for disturbance removal in passive radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 52(3) :1309–1326, 2016.

[64] T. Martelli, R. Cardinali, and F. Colone. Detection performance assessment of the FM-based aulos passive radar for air surveillance applications. *The 19th International Radar Symposium*, pages 1–10, 2018.

[65] S.M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Detection theory*. Prentice Hall Signal Processing Series. Prentice-Hall PTR, 1998.

[66] V. de Beek, J. Sandell, M. Börjesson, and P. Ola. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 45(7) :1800–1805, 1997.

[67] D.K.P. Tan. Signal analysis of airborne passive radar : Interference suppression and STAP techniques for transmission of opportunity. In *PhD Thesis*. STITS, 2012.

[68] L.M.H. Ulander, P.-O. Frölind, A. Gustavsson, R. Ragnarsson, and G. Stenström. VHF/UHF bistatic and passive SAR ground imaging. In *Radar Conference (RadarCon), 2015 IEEE*, pages 0669–0673. IEEE, 2015.

[69] P.-O. Frölind, A. Gustavsson, A. Haglund, R. Ragnarsson, and L.M.H. Ulander. Analysis of a ground target deployment in an airborne passive SAR experiment. In *Radar Conference (RadarConf), 2017 IEEE*, pages 0273–0278. IEEE, 2017.

[70] R. Gawande and R. Bradley. Towards an ultra wideband low noise active sinuous feed for next generation radio telescopes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(6) :1945–1953, 2011.

[71] B. Friedlander and A. Weiss. Eigenstructure methods for direction finding with sensor gain and phase uncertainties. *Proc. ICASSP'88*, pages 2681–2684, 1988.

[72] S. Marcos. *Les méthodes à haute résolution*. Hermes, 1998.

[73] T. Tuncer and B. Friedlander. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press, 2009.

[74] G.R. Curry. Radar essential. SciTech Publishing.

ÉCOLE DOCTORALE
Sciences et technologies de l'information et de la communication (STIC)

Titre : Radar Passif Aéroporté : Analyse de l'impact de la propagation sur le traitement des signaux DVB-T

Mots clés : Radar passif, DVB-T, BEM, estimation de canal, Réjection de fouillis

Résumé : La détection radar passive met à profit des émetteurs non-coopératifs, déjà présents dans l'environnement, qui transmettent des signaux de télécommunications, de type DVB-T dans l'étude présentée. Elle utilise les réflexions de ces signaux sur de potentielles cibles et les exploite comme échos radar au niveau d'un récepteur aéroporté. Ces nouveaux systèmes de détection, par nature discrets et économes en énergie et en allocation de fréquences, étendent la surveillance à la basse altitude. Si les différentes étapes des traitements classiques utilisés en radar passif terrestre (estimation du signal de référence, réjection, filtrage adapté, détection) demandent d'être réorientées sérieusement pour répondre aux contraintes liées à la réception aéroportée, il en va de même du récepteur qui doit satisfaire les exigences matérielles de la plateforme aérienne. Dans ce but, un système expérimental embarqué sur motoplanneur a été développé permettant d'acquérir des signaux réels indispensables à la compréhension de l'impact de la propagation des signaux DVB-T. La méthode d'estimation du signal de référence proposée permet d'une part, de lutter contre les fluctuations du canal de propagation induites par les multi-trajets en exploitant la diversité d'antenne et d'autre part, de prendre en compte les variations temporelles en s'appuyant sur la méthode BEM (Basis Expension Model). Ensuite, une analyse théorique sur la répartition du fouillis de sol est apportée. L'exploitation des signaux expérimentaux permet de la valider par une analyse dans le plan distance-Doppler et angle-Doppler. Une projection cartésienne permet de mettre en évidence des échos forts confrontés avec la vérité terrain. L'estimation du signal de référence et la connaissance de l'étalement du fouillis de sol sont les piliers fondamentaux de la détection car ces composantes représentent deux contributions à rejeter. Pour le signal de référence, une méthode classique de réjection où les coefficients du filtre sont estimés au sens des moindres carrés est mise en oeuvre. Un filtrage spatial orthogonal à la direction d'arrivée du signal de référence est ajouté afin de diminuer l'impact du bruit émis. Le large étalement en Doppler et en distance nous a conduit à rejeter le fouillis sur des périodes de corrélation plus courtes. Les travaux présentés apportent une compréhension fine de l'impact de la propagation sur les traitements de détection en radar passif aéroporté et offrent des perspectives engageantes quant à la détection de cibles de moyennes à grandes Surfaces Equivalentes Radar.

Title : Airborne Passive Radar: Analysis of propagation impact on DVB-T signal processing

Keywords : Passive radar, DVB-T, BEM, channel estimation, clutter rejection

Abstract : Passive radar detection benefits from non-cooperative telecommunication broadcasters, already existing in the environment, such as DVB-T broadcasters. It uses signal reflections over potential targets. An airborne receiver takes advantage of it as radar echoes. This new kind a detection system is discrete, has low energy consumption, uses already allocated frequencies and broaden radar detection to low altitudes. Due to airborne constraints, the standard signal processing steps, as the receiving system need to be adjusted. Indeed a dedicated radar has been developped in order to get experimental signal, and therefore help deepen the understanding of propagation phenomenon. The proposed reference signal estimation allows to face channel multipath induced fluctuations on the one hand, and to take into account channel time variations thanks to Basis Expansion Model (BEM) modeling. A theoretical analysis of the clutter spread is then drawn. Experimental results confirm the expectation in the range-Doppler and angle-Doppler domain. Besides a clutter cartesian projection highlights the major reflectors, that may be confronted to the terrain truth. Reference signal estimation and clutter spread constitute two radar detection pilars, as these components have to be cancelled. So as to reject direct path, space filtering orthogonal to the direct direction is also performed to suppress the impact of the transmitted noise. Then reference signal is cancelled via a standard rejection method based on least-square filter coefficients estimation. The large Doppler and range clutter spread, lead us to reject the reference signal over shorter correlation periods. The present work gives an accurate comprehension of propagation mechanisms impact on airborne passive radar signal processing and provides a promising perspective regarding intermediate radar cross section target detection.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France