



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Frères Mentouri Constantine 1  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electronique

جامعة الإخوة منتوري قسنطينة 1  
كلية علوم التكنولوجيا  
قسم الإلكترونيك

**Laboratoire Signaux et Systèmes de Communication (SISCOM)**

N° d'Ordre:37/D3C/2019

Série: 03/Elect/2019

## Thèse

Présentée pour Obtention du Diplôme de  
**Doctorat Troisième Cycle**

Filière: Télécommunications

Spécialité: Signaux et Systèmes de Télécommunications

---

**Radars passifs utilisant les signaux FM et DVB-T  
comme émetteurs d'opportunité**

---

Présentée et Soutenue Publiquement Par  
**Attalah Mohamed Amine**

**02/05/2019**

Devant le jury:

Président	Farrouki Atef	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur	Laroussi Toufik	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine 1
Examineurs	Hamadouche M'hamed	Professeur	Université M'hamed Bougara Boumerdes
	Dogmane Noureddine	Professeur	Université Badji Mokhtar Annaba
	Benierbah Said	MCA	Université des Frères Mentouri Constantine 1

Année Universitaire 2018-2019

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الحمد لله كله و الشكر لله كله و الفضل لله كله

الحمد له أن خلقتي مسلما موحدا و الشكر له أن علمني و فقهني

و أسأله ان يلهمني بعد الحمد حمدا و يمنحني بعد الشكر زيادة و يهديني مع العلم عملا.

ان كنت سأهدي هذا العمل المتواضع فسأهديه أولا إلى أبي رحمه الله من أعطاني الكثير و من لطالما تمنيت أن يشاركني في هذه الفرحة أسأل الله أن يجزيه عني خير الجزاء.

كما سأهدي هذا العمل الى أمي الغالية أسأل الله العظيم أن يحفظها و يرزقني ما حبيت برها و يجعلني قرّة عين لها.

ولا أنسى أن أهدي هذا العمل إلى صديقي شعيب و كذلك إلى أمه حفظهما الله

ولقد تركت نصيبا من الشكر الى جميع اخوتي و اخواتي و كل الأهل و الاقارب و جميع أصدقائي و من ساهم في هذا العمل.

عطاء الله محمد أمين

# *Remerciements*

Je remercie tout d'abord, Allah qui m'a donné la force et le courage de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Mes remerciements les plus sincères vont à mon Directeur de thèse, le Professeur Toufik Laroussi, pour son aide, ses conseils judicieux et sa rigueur scientifique.

Je tiens aussi à remercier les Professeurs Gini Fulvio et Greco Maria Sabrina, tous deux Enseignants-Chercheurs à l'Université de Pise, Italie, pour leur chaleureux accueil durant mon stage, leur disponibilité, leurs remarques objectives, et surtout leur gentillesse.

Je profite de cette opportunité pour exprimer toute ma gratitude à tous les Enseignants-Chercheurs et tous les Doctorants du Laboratoire SISCOM.

A Monsieur le Président du Jury, le Professeur Farrouki Atef et Messieurs les jurés, le Professeur Hamadouche M'hamed, le Professeur Doghmane Noureddine et le Docteur Benierbah Said.

Qui ont bien voulu nous honorer de prendre en charge ce modeste ouvrage et concrétiser par leur présence mon rêve universitaire.

Qu'ils veuillent trouver ici l'expression de mon fidèle témoignage et l'assurance de mon profond respect.

Enfin, un grand merci à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à l'accomplissement de cette thèse.

*Attalah Mohamed Amine*

## ملخص

في هذا العمل، قمنا بفحص الرادارات المزدوجة الخاملة (Passive Bistatic Radars) PBRs المعروفة باستخدام الإشارات (Digital Video Broadcasting Terrestrial) DVB-T و (Frequency Modulation) FM للكشف عن الأهداف. هذه الأنظمة قادرة على اكتشاف وتتبع الأهداف باستخدام الانعكاسات من المصادر الخارجية. الميزة الأكثر أهمية في هذا النظام هي أنه خامد تمامًا أي أنه لا يرسل أي إشارة ؛ هذا ما يجعل الرادار غير قابل للكشف. في المقام الأول تمكنا من إجراء محاكاة هذا النظام باستخدام Matlab/Simulink إستنادًا على مرسل FM باستخدام جهاز RTL-SDR (RealTek Label-Software Defined Radio). بعد ذلك قمنا أيضًا بمحاكاة النظام عبر إشارات DVB-T. المشكلة الرئيسية التي تمت مواجهتها في أنظمة PBR تتمثل في ظاهرة إختفاء الأهداف تحت تأثير التشويش ذو المسار المباشر (Direct Path Interference) DPI وذو المسارات المتعددة (Multiple Path Interferences) MPI، لحل هذا المشكل قمنا باقتراح طريقة جديدة لإزالة التشويش المتعدد المسارات الناتج عن العاكسات الديناميكية والثابتة، وتوفر الخوارزمية المقترحة المسماة RD-FBLMS (Range Doppler-Fast Block Least Mean Square) أداءً أفضل من الخوارزميات المعروفة في هذا المجال، تقارب سريع في وقت معالجة قصير مع أداء كشف أفضل.

**كلمات مفتاحية:** رادار مزدوج خامد، إشارات FM و DVB-T، التصفية التكيفية.

## Abstract

---

In this PhD thesis, we investigated the problem of interference cancellation, i.e., the adaptive filtering in the processing radar chain, in PBRs (Passive Bistatic Radars) known to exploit existing signals such as radiobroadcast, telecommunications or radio navigation emissions as their transmitting sources. These systems are able to detect and track objects using reflections from, for instance, FM (Frequency Modulation) and DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) signals, known as illuminators of opportunity. The most important feature of PBRs is that these systems are completely passive; which makes them undetectable. To this end, first, we simulated a PBR via Matlab/Simulink based on the broadcasting FM signals received through the RTL-SDR (RealTek Label-Software Defined Radio) dongle. Then, we also simulated a PBR using DVB-T signals. Finally, for this last type of emitter of opportunity, we contributed to resolving one of the major problems encountered in PBR systems; that is, the masking effect induced by the existence of interferences such as the DPI (Direct Path Interference) and the MPI (Multiple Path Interferences), whose effects are due to the dynamic and static reflectors. To overcome this troublesome phenomenon, we developed a novel algorithm called RD-FBLMS (Range Doppler-Fast Block Least Mean Square) whose primary function is the cancellation of these two kinds of interferences. In doing this, we showed through Matlab/Simulink simulations that the proposed algorithm not only offers a faster convergence rate and a shorter processing time, but also yields a better detection performance than the paradigm algorithms found in the literature.

---

**Keywords:** Passive Bistatic Radar, FM and DVB-T Signals, Adaptive Filtering.

## Résumé

---

Dans cette thèse de Doctorat, nous avons investigué le problème de la suppression des interférences, i.e., le filtrage adaptatif dans la chaîne de traitement radar, dans les RBP (Radars Bistatiques Passifs) ou PBRs (Passive Bistatic Radars), connus pour leur exploitation des signaux existants tels que ceux de la radiodiffusion, des télécommunications ou de la radionavigation comme leurs sources émettrices. Ces systèmes sont capables de détecter et pister les objets en utilisant des réflexions provenant de sources externes comme celles des signaux FM (Frequency Modulation) ou DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial), connus sous le nom d'émetteurs d'opportunité. La caractéristique la plus importante d'un RBP est inhérente à son aspect complètement passif; ce qui le rend indétectable. Pour ce faire, dans un premier temps, nous avons réalisé via Matlab/Simulink un RBP basé sur l'émetteur de la radiodiffusion FM par le biais du dongle RTL-SDR (RealTek Label-Software Defined Radio). Ensuite, nous avons aussi simulé un RBP au moyen des signaux de la radiodiffusion DVB-T. Enfin, pour ce dernier type d'émetteur d'opportunité, nous avons contribué à la résolution de l'un des problèmes majeurs rencontrés dans les RBP; à savoir, l'effet de masque, induit par les interférences DPI (Direct Path Interference) et MPI (Multiple Path Interferences). Pour surmonter cette difficulté, nous avons développé un nouvel algorithme de suppression de ces interférences, lesquelles sont dues aux réflecteurs statiques et dynamiques. Nous avons montré que, à travers les simulations au moyen de l'outil Matlab/Simulink, l'algorithme proposé, dit RD-FBLMS (Range Doppler-Fast Block Least Mean Square), exhibe non seulement des performances meilleures que celles des paradigmes trouvés dans la littérature et ce en raison de la rapidité de son taux de convergence et de son court temps d'exécution, mais résulte aussi en une meilleure performance de détection.

---

**Mots Clés :** Radar Bistatique Passif, Signaux FM et DVB-T, Filtrage adaptatif.

# Table des Matières

Chapitre 1 .....	1
Introduction Générale .....	1
1.1 Introduction.....	2
1.2 Etat de l'art des radars bistatiques passifs.....	4
1.3 Motivation et Contribution .....	6
1.4 Organisation du manuscrit .....	7
Chapitre 2.....	9
Principes des Radars Bistatiques Passifs .....	9
2.1 Introduction.....	10
2.2 Configuration géométrique d'un RBP .....	10
2.2.1 Décalage Doppler.....	12
2.2.2 Résolutions en distance et en Doppler .....	13
2.2.3 Equations radar .....	14
2.2.4 Notion de Sensibilité.....	15
2.2.5 Surface Equivalente Radar.....	16
2.3 Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité utilisés par les RBP .....	17
2.4 Chaîne de fonctionnement d'un RBP .....	18
2.4.1 Collection et mise en forme des signaux .....	19
2.4.2 Suppression du signal direct et des trajets multiples .....	20
2.4.3 Techniques d'annulation des interférences DPI et MPI .....	22
A.    Modèle du signal .....	22
B.    Méthodes de filtrage.....	23
1)    Méthodes à coefficients adaptatifs .....	23
<i>Filtre NLMS: Normalized Least Mean Square</i> .....	24
<i>Filtre RLS: Recursive Least Square</i> .....	25
<i>Algorithme MCNLMS: Multi Channel NLMS</i> .....	26
2)    Méthodes à coefficients fixes.....	27
<i>Algorithme ECA: Extended Cancellation Algorithm</i> .....	27
2.4.4 Fonction d'ambiguïté.....	28

2.4.5 Détection de cibles .....	29
2.4.6 Mesure de l'angle d'arrivée .....	29
2.4.7 Poursuite de la cible .....	30
2.5 Conclusion .....	30
Chapitre 3.....	31
Signal FM comme émetteur d'opportunité .....	31
3.1 Introduction.....	32
3.2 Signal FM.....	32
3.3 Radiodiffusion FM comme émetteur d'opportunité .....	33
3.3.1 Évaluations des performances du signal FM .....	34
3.3.2 Annulation des interférences.....	39
3.4 Simulation et discussion .....	39
3.4.1 Modélisation et génération des données .....	40
3.4.1.1 Génération de l'onde FM .....	41
3.4.1.2 Modélisation de l'environnement .....	44
3.4.2 Interprétation des résultats .....	45
3.5 Conclusion .....	50
Chapitre 4.....	51
Signal DVB-T comme émetteur d'opportunité.....	51
4.1 Introduction.....	52
4.2 Signal DVB-T .....	53
4.3 Radiodiffusion DVB-T comme émetteur d'opportunité.....	55
4.3.1 Évaluations des performances du signal DVB-T.....	55
<i>En termes de la fonction d'ambiguïté</i> .....	59
4.3.2 Annulation des interférences.....	60
4.4 FBLMS Algorithme .....	60
4.4.1 Simulation et discussion .....	64
4.4.1.1 Modélisation et génération des données .....	64
4.4.1.2 Interprétation des résultats .....	67
4.5 Algorithme RD-FBLMS .....	70
4.5.1 Simulation et discussion .....	72

4.5.1.1 Modélisation et génération des données .....	72
4.5.1.2 Interprétation des résultats .....	76
4.6 Conclusion .....	83
Chapitre 5.....	84
Conclusion Générale.....	84
5.1 Synthèses des travaux .....	85
5.2 Perspectives.....	86
Bibliographie.....	87

# Liste des Figures

Figure 1.1 Configuration d'un RBP .....	3
Figure 2.1 Configuration géométrique des RBP.....	11
Figure 2.2 Ellipses d'Equidistance .....	12
Figure 2.3 Représentation des Paramètres de l'équation radar bistatique .....	15
Figure 2.4 Ovals de Cassini pour différentes valeurs du $SNR$ .....	16
Figure 2.5 Chaîne de fonctionnement d'un RBP .....	19
Figure 2.6 Atténuation en puissance des échos en fonction de la distance bistatique .....	21
Figure 2.7 Filtre adaptatif pour l'annulation des interférences.....	24
Figure 2.8 Structure transversale des filtres adaptatifs .....	25
Figure 2.9 Structure de l'algorithme MCNLMS dans une application RBP.....	26
Figure 2.10 Surface ARD issue de la corrélation croisée .....	29
Figure 3.1 Spectre de fréquence de l'émission de la station Cirta FM.....	34
Figure 3.2 Puissance d'émission $P_T$ en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	35
Figure 3.3 Fréquence d'émission en fonction de $(R_T R_R)_{max}$ .....	36
Figure 3.4 Surface SER en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	36
Figure 3.5 Rapport Signal sur Bruit $(SNR)_{min}$ en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	37
Figure 3.6 Contour de détection de l'Ovale de Cassini .....	38
Figure 3.7 Fonction d'auto-ambiguïté du signal FM .....	39
Figure 3.8 Organigramme de fonctionnement d'un RBP .....	41
Figure 3.9 RTL-SDR (RTL2832U) .....	42
Figure 3.10 Connexion RTL-SDR-PC.....	42
Figure 3.11 Fréquence FM interceptée à Constantine .....	43
Figure 3.12 Vue Spectrale du signal FM utilisé dans notre simulation .....	43
Figure 3.13 Scénario du cas d'étude.....	44
Figure 3.14 Convergence des algorithmes NLMS et RLS .....	45
Figure 3.15 Surface Amplitude-Retard avant l'annulation des interférences.....	47
Figure 3.16 Surface Retard-Doppler avant l'annulation des interférences.....	47

Figure 3.17 Fonction d'ambiguïté après l'application de l'algorithme NLMS .....	48
Figure 3.18 Fonction d'ambiguïté après l'application de l'algorithme RLS .....	49
Figure 4.1 Couverture de la DVB-T en Algérie .....	52
Figure 4.2 Sous porteuse du signal modulé OFDM.....	53
Figure 4.3 Puissance d'émission $P_T$ en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	57
Figure 4.4 Fréquence d'émission (longueur d'onde $\lambda$ ) en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	57
Figure 4.5 Surface SER en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	58
Figure 4.6 Rapport Signal sur Bruit $SNR$ en fonction du produit $(R_T R_R)_{max}$ .....	58
Figure 4.7 Contour de détection de l'Ovale de Cassini .....	59
Figure 4.8 Ambiguïtés induites par l'intervalle de garde dans la fonction d'ambiguïté du DVB-T .....	60
Figure 4.9 Organigramme d'exécution de l'algorithme FBLMS pour une application RBP .....	62
Figure 4.10 Organigramme de la génération des signaux DVB-T .....	65
Figure 4.11 Vue spectrale du signal DVB-T utilisé dans notre simulation .....	66
Figure 4.12 Vue spectrale du signal DVB-T intercepté dans la région de Constantine .....	66
Figure 4.13 Scénario du cas d'étude.....	67
Figure 4.14 MSE des algorithmes NLMS et FBLMS.....	68
Figure 4.15. Plan Distance-Doppler avant l'annulation des DPI et MPI.....	69
Figure 4.16 Plan Distance-Doppler après l'application de l'algorithme NLMS .....	69
Figure 4.17 Plan Distance-Doppler après l'application de l'algorithme FBLMS .....	70
Figure 4.18 Organigramme de l'algorithme RD-FBLMS dans une application RBP.....	71
Figure 4.19 Scénario du cas d'étude.....	73
Figure 4.20 Schéma synoptique d'un détecteur CA-CFAR .....	75
Figure 4.21 MSE des Algorithmes.....	77
Figure 4.22 Surfaces CAF avant la suppression des interférences .....	78
Figure 4.23 Surfaces Distance-Doppler et Amplitude- Distance des algorithmes MCNLMS, ECA et RD-FBLMS.....	79
Figure 4.24 Configuration du détecteur 2D-CFAR .....	80
Figure 4.25 Surfaces Distance-Doppler après l'utilisation du détecteur 2D-CFAR.....	82

# Liste des Tableaux

Tableau 2.1 Paramètres d'une Configuration géométrique .....	11
Tableau 2.2 Valeurs typiques de la SER.....	17
Tableau 2.3 Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité.....	18
Tableau 3.1 Paramètres utilisés pour évaluer le signal FM en termes de l'équation radar .....	35
Tableau 3.2 Paramètres des cibles .....	44
Tableau 3.3 Caractéristiques des interférences .....	45
Tableau 3.4 Temps d'exécution des algorithmes NLMS et RLS .....	46
Tableau 4.1 Paramètres du signal OFDM en modes $2k$ et $8k$ pour des canaux de 8MHz .....	54
Tableau 4.2 Durée utile du symbole pour les différents intervalles de garde pour des canaux de 8 MHz. ....	55
Tableau 4.3 Paramètres utilisés pour évaluer le signal DVB-T en termes de l'équation radar.....	56
Tableau 4.4 Caractéristiques des cibles .....	67
Tableau 4.5 Temps d'exécution des algorithmes.....	68
Tableau 4.6 Caractéristiques des cibles .....	73
Tableau 4.7 Caractéristiques des interférences.....	73
Tableau 4.8 Temps d'exécution des algorithmes.....	77

# Liste des Acronymes

<b>A</b>	
AM	Amplitude Modulation
ARD	Amplitude Range Doppler
<b>C</b>	
CAF	Cross Ambiguity Function
CNR	Clutter to Noise Ratio
<b>D</b>	
2D-CFAR	Two-dimensional Constant False Alarm Rate
DAB	Digital Audio Broadcasting
DNR	Direct signal to Noise Ratio
DPI	Direct Path Interference
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
<b>E</b>	
ECA	Extensive Cancellation Algorithm
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
<b>F</b>	
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
<b>G</b>	
GSM	Global System for Mobile Communications
<b>I</b>	
ICEE-B	International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes/Algeria
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
<b>L</b>	
LTE	Long Term Evolution
<b>M</b>	
MCNLMS	Multi-Channel NLMS
MPI	Multi-Path Interference
MSE	Mean Squared Error
<b>N</b>	
NLMS	Normalised Least Mean Squares
<b>P</b>	
PCL	Passive Coherent Location
PCR	Passive Covert Radar
<b>R</b>	
RBP	Radar Bistatique passif
RCS	Radar Cross Section

RD	Range Doppler
RD-FBLMS	Range-Doppler Fast Block LMS
RLS	Recursive Least Squares
RTL-SDR	Realtek Label-Software Defined Radio

**S**

SCA	Sequential Cancellation Algorithm
SER	Surface Equivalent Radar
SETIT	Conference on the Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications
SiVP	Signal, Image and Video Processing
SNR	Signal to Noise Ratio

**U**

UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
------	--

**Z**

ZDMPI	Zero doppler MPI
-------	------------------

# Chapitre 1

## Introduction Générale

---

Dans ce chapitre, nous décrivons d'abord, le principe de fonctionnement des Radars Bistatiques Passifs (RBP) ou Passive Bistatic Radars (PBR), ainsi que leurs avantages et inconvénients. Ensuite, nous exposons l'état de l'art des RBP. Pour ce faire, nous mettons en évidence le problème d'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples que nous voulons résoudre. Enfin, nous exposons le plan de lecture de ce manuscrit de thèse de Doctorat.

---

## 1.1 Introduction

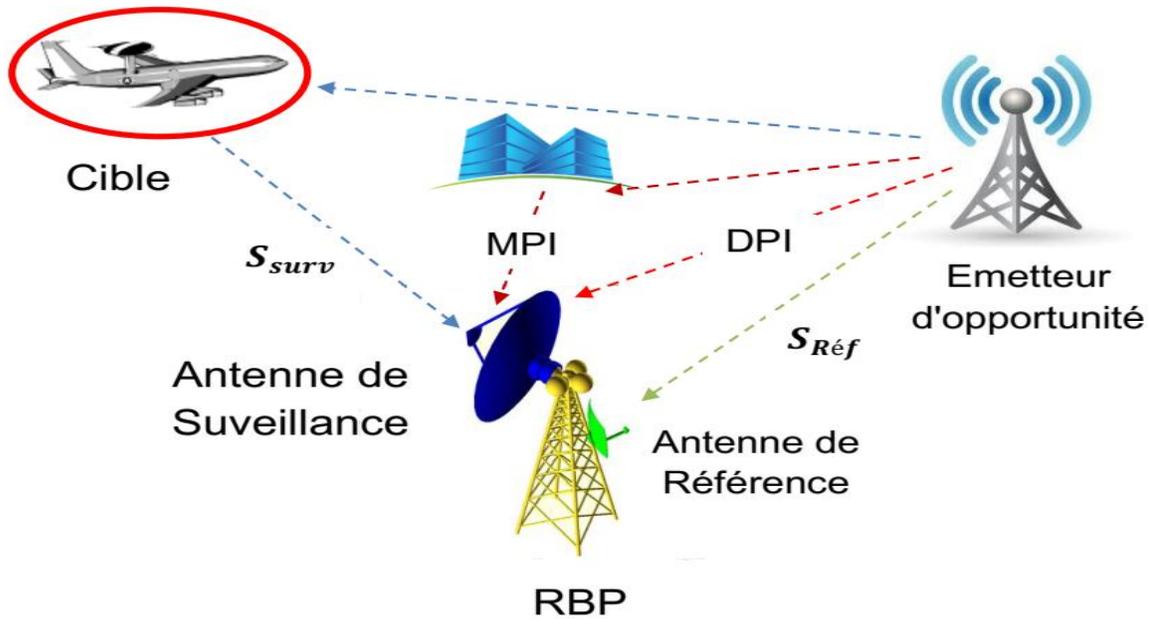
En raison de leur haute performance et de leur excellente couverture, les Radars Bistatiques Passifs (RBP) représentent une technologie émergente dans le domaine des radars. Ces systèmes sont capables de détecter et de pister les objets en utilisant des réflexions provenant de sources externes, dites sources d'opportunités. La caractéristique la plus importante d'un RBP est inhérente à son aspect complètement passif; ce qui le rend indétectable. De plus, il n'est pas nécessaire d'assigner une fréquence du spectre électromagnétique pour émettre un signal [1]. Les signaux qui peuvent être utilisés par les RBP sont classés en différentes catégories. A titre d'exemples, nous citons:

- Diffusion Audio: Radiodiffusions AM (Amplitude Modulation), FM (Frequency Modulation) et DAB (Digital Audio Broadcasting).
- Diffusion Vidéo: Analog TV, DVB-T (Digital Video Broadcasting)
- Réseaux Métropolitains et Locaux: WiFi, WiMAX.
- Réseaux Téléphoniques Mobiles: GSM (Global System Mobile), UMTS (Universal Mobile Telecommunications) et LTE (Long Term Evolution).
- Émetteurs Satellites de Télécommunications: Digital Video Broadcasting-Satellite (DVB-S).

L'adjectif bistatique se rapporte au fait que l'émetteur et le récepteur ne soient pas localisés au même endroit. Dans la littérature, nous désignons aussi le radar passif par LPC (Localisation Passive Cohérente) ou PCL (Passive Coherent Location), voire même RPS (Radar Passif Secret) ou PCR (Passive Covert Radar). Toutes ces dénominations désignent une classe de systèmes radar qui exploitent des émetteurs existants comme sources pour effectuer la détection et la localisation des cibles.

Le bistatisme ou Radar Bistatique Passif n'est pas un concept nouveau. En effet, les premières expériences dans le domaine de la détection radar conduites aux Etats-Unis, en Angleterre, en France, en Union Soviétique, en Allemagne ou au Japon l'utilisaient [2]. Dominé par le monostatisme, le bistatisme ne donna lieu, jusqu'au début des années 1980, qu'à un nombre limité de travaux de recherche.

Comme le montre la Figure 1.1, la configuration typique d'un système RBP comprend une antenne de référence (canal) et une antenne de surveillance (canal). L'antenne de



**Figure 1.1** Configuration d'un RBP

référence est dirigée vers l'illuminateur d'opportunité, de sorte qu'elle collecte le signal sur le trajet direct, l'antenne de surveillance est dirigée vers la zone de surveillance [3].

Le signal de surveillance noté  $S_{surv}$  et le signal de référence noté  $S_{Réf}$  sont ensuite utilisés pour mesurer les distances bistatiques (émetteur-cible-radar), les décalages fréquentiels dus à l'effet Doppler (vitesse radiale de la cible) ainsi que les angles d'arrivées des signaux reflétés par les cibles.

La limitation principale de la performance de détection est inhérente, d'une part, à la réception directe du signal émis dans la direction de l'antenne de surveillance, dédiée à la réception des échos de cibles, dont l'amplitude peut valoir jusqu'à 90 dB et, d'autre part, la présence d'une forte propagation par trajets multiples qui peut également être responsable de l'effet de masque. Par conséquent, avant de procéder à toute mesure de la corrélation croisée, les interférences du trajet direct DPI (Direct Path Interference) et des trajets multiples ou MPI (Multi Path Interferences) doivent être supprimées au moyen de filtres adaptatifs ou tout autre moyen d'annulation ou de suppression des interférences [1].

Après la phase d'annulation, le processus de détection est basé sur l'évaluation des résultats de la corrélation croisée entre le signal de surveillance et le signal de référence. Un détecteur 2D-TFAC (2Dimensionnel-Taux de Fausse Alarme Constant) ou 2D-CFAR (Two-Dimensional Constant False Alarm Rate) peut être appliqué à la matrice Range-Doppler

obtenue, pour détecter automatiquement les cibles potentielles selon un schéma de détection CFAR spécifique.

Un autre aspect du radar passif concerne la précision qui dépend fortement de sa géométrie et du nombre de ces récepteurs et d'émetteurs utilisés. Un seul récepteur et un seul émetteur permettent d'obtenir une précision médiocre, par rapport à un système radar conventionnel. Généralement, pour augmenter les performances des systèmes passifs, la configuration multistatique a été proposée [4, 5]. Néanmoins, l'étude et la réalisation d'un radar multistatique sont toutes deux basées sur les principes du radar passif.

## 1.2 Etat de l'art des radars bistatiques passifs

Le radar est un système qui utilise les ondes radio pour détecter et déterminer la distance et/ou la vitesse d'objets tels que les avions, bateaux, ou encore véhicules. Un émetteur envoie des ondes radio, lesquelles sont réfléchies par la cible et détectées par un récepteur, souvent situé au même endroit que l'émetteur. La position est estimée grâce au temps d'un aller-retour du signal et la vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par effet Doppler. Le radar est utilisé dans de nombreux contextes. Nous pouvons citer la météorologie, le contrôle du trafic aérien, la surveillance du trafic routier, les applications militaires, l'astronomie, etc. [2].

L'idée d'un récepteur radar utilisant des ondes radio réfléchies existantes provenant d'un émetteur distant n'est pas nouvelle. Les premiers radars étaient bistatiques car on ne savait pas encore faire la commutation émission réception sur une même antenne. Dès le début des années 1930, plusieurs pays utilisèrent des systèmes radars bistatiques pour leurs réseaux de défense aérienne [6].

Dans les RBP, le choix de la forme d'onde générée par l'émetteur d'opportunité et exploitée par le récepteur revêt, en outre, une importance primordiale puisqu'elle conditionne l'acuité de la détection. 'Voir, sans se tromper et sans être vu' par la mise en œuvre d'un système dit passif, c'est-à-dire constitué d'un seul récepteur, bistatique voire multistatique si plusieurs émetteurs et/ou récepteurs sont considérés, exploitant une forme d'onde aux propriétés de résolution et de non-ambiguïté performantes est ainsi devenu de façon naturelle le rêve de tout radariste [2].

En raison de leur puissance élevée et de leur excellente couverture, les émetteurs de la radiodiffusion constituent le choix le plus intéressant pour les applications RBP de longue portée.

Les signaux les plus couramment utilisés sont les signaux FM [7, 8] ainsi que les transmissions numériques telles que les radiodiffusions audio DAB et Vidéo DVB-T [9, 10]. Actuellement, les émetteurs de la radiodiffusion DVB-T présentent un intérêt particulier en raison de leur large couverture, leur coût limité et leur bonne résolution en distance. A titre d'exemple, la résolution de gamme est de 44 m pour un signal DVB-T, 1,8 à 16 km pour un signal radio FM et 200 m pour un signal DAB [11].

L'annulation de l'interférence DPI des échos de fouillis et de trajets multiples MPI est un enjeu crucial pour la détection de cibles. L'utilisation des antennes directives permet d'atténuer partiellement l'interférence DPI. Cependant, les différentes recherches de mise au point de techniques de traitement du signal efficaces afin de réduire davantage les interférences DPI et MPI ne connaissent toujours pas de solutions idéales. A cet effet, en utilisant le signal recueilli à l'antenne de référence et en supposant qu'il s'agisse d'une réplique retardée du signal émis, beaucoup d'algorithmes d'annulation ont été conçus.

Ces diverses techniques sont citées dans la littérature à travers [7, 12-26]. Dans [7, 12, 13], des filtres adaptatifs, tels que les algorithmes NLMS (Normalized Least Mean Square) et RLS (Recursive Least Square), y sont développées. Ces algorithmes sont des filtres passe-haut capables de supprimer efficacement les interférences DPI et MPI de fréquence Doppler nulle uniquement. Néanmoins, les trajets multiples de fréquence Doppler non nulle peuvent aussi masquer les cibles de faible puissance. Pour résoudre ce problème, une approche itérative a été proposée dans [14, 15]. Dans [16], l'algorithme ECA (Extended Cancellation Algorithm) et SCA (Sequential Cancellation Algorithm) ont été présentés. L'approche a été conçue pour donner la priorité à l'annulation de la plus grande perturbation jusqu'à atteindre un niveau d'annulation désiré et prédéterminé [4]. Récemment, une procédure à plusieurs étapes [17] et d'autres améliorations de l'algorithme ECA [18-21] ont été proposées pour obtenir une annulation à faible complexité de calcul. Étant donné que tous ces algorithmes nécessitent une charge de calcul élevée pour les signaux FM [22, 23], nous pouvons nous attendre à un temps d'exécution encore plus long pour un signal DVB-T.

L'utilisation de l'algorithme NLMS modifié est toujours pratique en raison de sa faible complexité de calcul et de sa facile mise en œuvre [24-26]. A ce titre, dans [26], l'algorithme MCNLMS (Multi-Channel NLMS) a été proposé pour l'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples de fréquences Doppler non nulles causés par les réverbérations dues

à la mer. Dans ce cas, plusieurs signaux de référence modulés sont utilisés comme entrées du filtre NLMS. Bien que cet algorithme fonctionne bien dans le cas d'un fouillis de mer, son principal inconvénient réside dans le choix des fréquences de modulation adéquates dans un scénario de RBP plus général. En outre, l'utilisation des canaux multiples augmente le temps d'exécution.

### 1.3 Motivation et Contribution

Dans le cadre des thèmes de recherches du Laboratoire SISCOM, nous avons d'abord comme tâche, la simulation via Matlab/Simulink d'une chaîne de réception d'un RBP pour la surveillance aérienne au moyen des émetteurs d'opportunité FM et DVB-T. Pour cela, il était utile de commencer par l'étude de la chaîne de fonctionnement d'un radar RBP, ses propriétés géométriques et ses paramètres au travers l'équation qui le régit. Ensuite, nous avons examiné les propriétés de plusieurs formes d'ondes qui peuvent être utilisées comme émetteurs d'opportunité dans les RBP et la meilleure façon de les exploiter. Nous avons alors, discuté les motifs qui nous ont orientés vers le choix l'émetteur d'opportunité le plus optimal et le plus facile à réaliser.

A cet effet, nous avons conçu un système RBP ainsi que la mise en œuvre des algorithmes de traitement de signaux. Pour ce faire, nous avons simulé un RBP via Matlab/Simulink, qui utilise le signal FM comme émetteur d'opportunité, reçu par le dongle RTL-SDR (Realtek Label-Software Defined Radio). Ce dernier a été utilisé comme source de signal; ce qui nous a permis d'utiliser des signaux réels, d'une part, et de nous épargner la charge de traitement de la simulation en évitant le bloc de génération des signaux, d'autre part. Nous avons alors, comparé les performances des algorithmes adaptatifs utilisés pour la suppression des interférences du trajet direct et des trajets multiples. Ces travaux ont fait l'objet d'une communication qui a été présentée dans la Conférence Internationale SETIT 2016, Sciences of Electronics, Technologies of Information and Télécommunications [8].

Dans la même optique, nous avons simulé un RBP utilisant le signal DVB-T comme émetteur d'opportunité. Nous avons alors, comparé les méthodes de suppression adaptatives de la littérature et celle du FBLMS comme algorithme de suppression des trajets multiples de fréquence Doppler nulle. Comme celui-ci a donné des résultats probants avec de surcroît, un temps d'exécution minimal, il a aussi fait l'objet d'une autre communication internationale, qui a

été présentée dans la Conférence International ICEE2017, International Conference on Electrical Engineering [10].

En réalité, les signaux issus des trajets multiples ou MPI ne sont pas seulement retardés par rapport au signal de référence, mais exhibent également des décalages en fréquence dus aux réflecteurs en déplacement (effet Doppler). Il faut noter que les filtres adaptatifs conventionnels prennent un temps d'exécution très élevé dans les applications qui nécessitent une longueur de filtre assez large; ce qu'est le cas lorsque le signal DVB-T est utilisé comme émetteur d'opportunité. De ce fait, nous avons proposé un nouvel algorithme d'annulation des interférences MPI de fréquences Doppler non nulles. Basé sur la corrélation croisée et la modulation successive du signal de référence, l'algorithme RD-FBLMS présente un taux de convergence plus rapide, un temps d'exécution plus court et une meilleure fonction de corrélation croisée ou CAF (Cross Ambiguity Function) que les algorithmes existants [16, 26]. La validité de l'algorithme est évaluée via les simulations. Ce travail a fait l'objet d'un article qui est publié dans le journal SiVP, Signal, Image and Video Processing [27].

#### **1.4 Organisation du manuscrit**

Cette thèse est organisée en cinq chapitres. Dans le deuxième chapitre, nous rappelons les principes de fonctionnement des RBP. A ce titre, nous rappelons quelques-uns de ses paramètres tels que la distance bistatique, les résolutions en distance et en Doppler, la surface équivalente radar ainsi que l'équation qui le régit. Ensuite, nous y donnons des exemples de paramètres de quelque forme d'ondes utilisées dans les radars passifs. Ainsi, nous décrivons les blocs et les différents processus de traitement de signal nécessaires à la conception d'une chaîne RBP. Enfin, nous y développons brièvement les méthodes d'annulation des interférences DPI et MPI dans les RBP. Pour ce faire, nous y décrivons les algorithmes les plus connus dans la littérature. Nous nous intéressons particulièrement à la description des méthodes à coefficients adaptatifs (filtres adaptatifs), et quelques techniques à coefficients fixes les plus connues.

Le troisième chapitre est entièrement dédié à l'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ou MPI utilisant le signal FM. Nous y examinons l'impact des filtres adaptatifs les plus connus tels que le NLMS et le RLS, sur la détection des cibles dans RBP basé sur l'émission FM comme émetteur d'opportunité issu de signaux réels via le dongle RTL-SDR.

Similairement, le quatrième chapitre est dédié à l'annulation des interférences utilisant le signal DVB-T comme émetteur d'opportunité. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'annulation des interférences de trajets multiples ou MPI dus aux réflecteurs statiques et dynamiques, autrement dit de fréquences Doppler nulle et non nulles.

Enfin, dans le cinquième chapitre, nous résumons nos contributions et citons les principaux résultats obtenus. Enfin, nous y présentons les perspectives pouvant servir d'extensions à ce travail de recherche.

# Chapitre 2

## Principes des Radars Bistatiques Passifs

---

Dans ce chapitre, nous rappelons quelques-uns des paramètres des Radar Bistatiques Passifs tels que la distance bistatique, la résolution en distances et en doppler, la surface équivalente radar ainsi que l'équation radar bistatique. Ensuite, nous y donnons des exemples des paramètres de quelque forme d'ondes utilisées dans les radars passifs. Ainsi nous décrivons les blocs et les différents processus de traitement de signal nécessaires à la conception d'une chaîne RBP. Enfin, nous y développons brièvement les méthodes d'annulation des interférences DPI et MPI dans les RBP, pour ce faire, nous y décrivons les algorithmes les plus connus dans la littérature.

---

## 2.1 Introduction

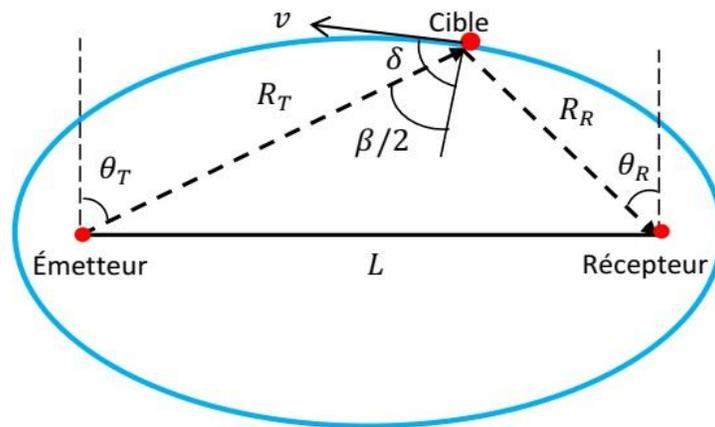
Depuis la découverte du radar passif, le RBP est devenu une technologie attrayante dans le domaine des radars. Cette technologie peut détecter, localiser et même pister des cibles en exploitant des signaux externes. Par opposition à un radar conventionnel qui écoute les échos pendant les périodes de silence de l'émetteur, un radar passif doit être capable de détecter des cibles de très petites tailles en présence d'interférences puissantes et ininterrompues. Pour cela, il est indispensable que le récepteur soit à très faible bruit.

Le bon fonctionnement d'un system radar est tributaire du constructeur, de l'installateur et des conditions de fonctionnement. Le constructeur doit bien maitriser les propriétés de chaque onde d'opportunité qui peuvent être utilisées par le RBP afin de choisir l'émetteur optimal pour l'application en question. A ce titre, si le radar est utilisé dans la météorologie, les cibles peuvent être des nuages, de la chute de neige et de pluie. Par ailleurs, si le radar est utilisé pour la surveillance maritime, les vagues et le mouvement de la mer sont considérés comme des éléments perturbateurs. De plus, le constructeur doit bien prendre en considération la puissance d'émission, la sensibilité de réception ainsi que les interférences qui peuvent être rencontrées par le système.

L'installateur, quant à lui, doit choisir de façon quasi parfaite le site d'implantation du radar afin d'augmenter la puissance de réception, d'une part, et minimiser les interférences, d'autre part. Malgré cela, il existe d'autres coefficients qui doivent être pris en compte; entre autre, nous pouvons citer l'existence de plusieurs cibles proches, de cibles interférentes et aussi de cibles ayant des caractéristiques inopinées telles que leur dimension, vitesse, matière de construction,...etc.

## 2.2 Configuration géométrique d'un RBP

La configuration géométrique d'un RBP, Figure 2.1, est basée sur la séparation de l'émetteur d'opportunité et le radar. Ses paramètres sont décrits dans le Tableau 2.1.



**Figure 2.1** Configuration géométrique des RBP

**Tableau 2.1** Paramètres d'une Configuration géométrique

$L$	Ligne de base
$R_R$	Distance cible-récepteur
$R_T$	Distance cible-émetteur
$\beta$	Angle bistatique
$\theta_R$	Angle de vue du récepteur
$\theta_T$	Angle de vue du l'émetteur
$\delta$	Angle de vitesse de la cible
$v$	Vitesse de la cible

La distance parcourue par l'onde électromagnétique est donnée par:

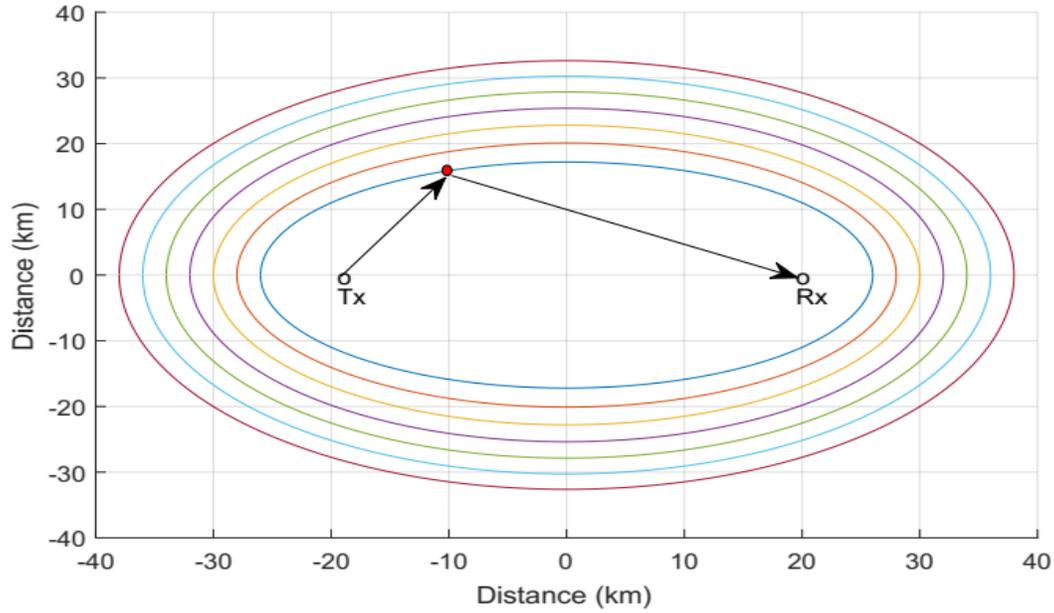
$$R_B = R_T + R_R \quad (2.1)$$

Cette distance  $R_B$  est dite bistatique, car elle nous permet de localiser la cible sur la surface d'un ellipsoïde dont les deux foyers sont l'émetteur d'opportunité et le RBP, séparés par la ligne de base  $L$ . Le retard bistatique est alors donné par:

$$\tau = \frac{R_T + R_R}{C} \quad (2.2)$$

où  $C$  désigne la célérité de la lumière.

Les Ellipses d'Equidistance, Figure 2.2 montrent les ellipsoïdes d'équidistance pour différentes valeurs de la distance bistatique  $R_B$ . Dans le cas du radar monostatique,  $R_T = R_R$  et  $L = 0$ ; nous obtenons alors des sphères au lieu des ellipsoïdes.



**Figure 2.2** Ellipses d'Equidistance

Notons que la distance  $L$  entre l'émetteur et le RBP est connue. La distance entre la cible et le RBP  $R_R$ , peut être calculée en utilisant l'angle d'arrivée, comme indiqué dans l'équation (2.3) [28].

$$R_R = \frac{L^2 - R_B^2}{2R_B - 2L \sin(\theta_R)} \quad (2.3)$$

Selon la loi des cosinus, on peut calculer l'angle  $\beta$  comme suit:

$$\cos \beta = \frac{R_T^2 + R_R^2 - L^2}{2R_T R_R} \quad (2.4)$$

### 2.2.1 Décalage Doppler

L'effet de décalage en fréquence apparaît lorsque l'onde électromagnétique réfléchiée par un obstacle à une vitesse de déplacement non nulle. Nous appelons cet effet, largement lié à la vitesse de la cible, l'effet Doppler. Par conséquent, le décalage Doppler  $f_D$  est proportionnel au taux de variation de la distance bistatique par unité de temps. Il est donné par [29]:

$$f_d = \frac{1}{\lambda} \left[ \frac{d}{dt} (R_T + R_R) \right] \quad (2.5)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal émis. Les quantités  $\left(\frac{dR_T}{dt}\right)$  et  $\left(\frac{dR_R}{dt}\right)$  peuvent être trouvées en projetant le vecteur de la vitesse de la cible sur la direction de propagation [29]. Cela nous donne l'équation suivante:

$$f_d = \left(\frac{2v}{\lambda}\right) \cos \delta \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (2.6)$$

Nous voyons que le décalage Doppler dépend de la vitesse de la cible et de la longueur d'onde du signal émis; ce qui signifie que le décalage Doppler dépend aussi de la fréquence du signal émis. Notons que la valeur de la fréquence Doppler est positive quand la cible s'approche du radar et est négative quand celle-ci s'en éloigne.

### 2.2.2 Résolutions en distance et en Doppler

Comme les résolutions en distance et en Doppler gouvernent le pouvoir de distinguer deux ou plusieurs cibles, elles sont d'une importance fondamentale dans la conception des systèmes radar. Dans le cas des RBP, ces propriétés sont déterminées par la forme d'onde émise, la position du transmetteur, celle du récepteur ainsi que la position de la cible. La résolution en distance ou le pouvoir de discrimination en distance est donné par [30]:

$$\Delta R_B = \frac{c}{2B \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (2.7)$$

où  $B$  est la largeur de bande du récepteur. Cela signifie que la résolution en distance ne dépend pas de la distance du radar. La résolution en Doppler d'un système radar signifie le pouvoir de la séparation en fréquence Doppler entre les échos de deux cibles. Celle-ci ne dépend pas du signal émis utilisé, mais du temps d'intégration  $T_{int}$  [29]:

$$\Delta f_d = \frac{1}{T_{int}} \quad (2.8)$$

La résolution en Doppler peut être améliorée avec des temps d'intégration plus longs. Cependant, un temps d'intégration plus long nécessite une charge de calcul plus élevée.

### 2.2.3 Equations radar

L'équation du radar exprime la puissance de réception en fonction de la puissance d'émission et d'autres paramètres du système. En d'autres termes, elle représente le bilan de puissance de propagation du signal [31]:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi R_T^2} \cdot \frac{\sigma_B}{4\pi R_R^2} \cdot \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \cdot l \quad (2.9)$$

où:

$P_T$  : Puissance émise par l'émetteur

$P_R$  : Puissance reçue par le récepteur

$G_T$  : Gain de l'antenne émettrice

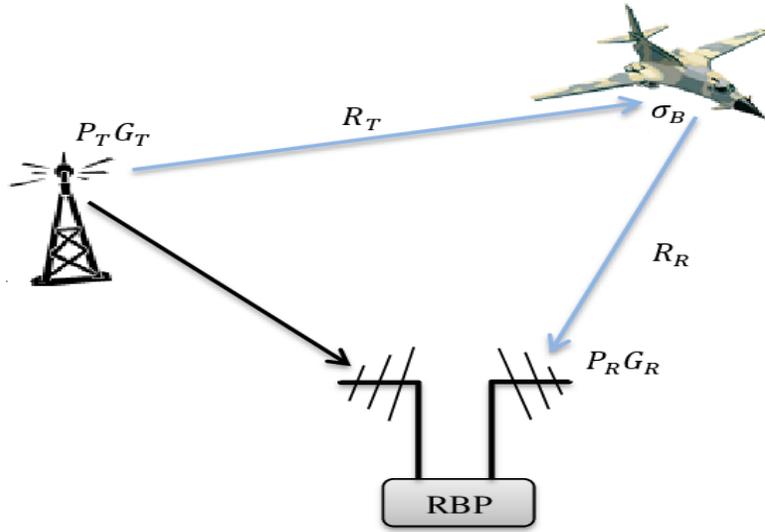
$G_R$  : Gain de l'antenne réceptrice

$\lambda$  : Longueur d'onde de propagation

$\sigma_B$  : Surface équivalente radar de la cible.

$l$  : Perte ( $\leq 1$ ) sur le chemin émetteur-cible-récepteur

Comme cela est montré en Figure 2.3, l'équation radar dépend des paramètres de l'émetteur d'opportunité, du milieu de propagation, de la cible ainsi que du radar lui-même. Le premier facteur de la partie droite de l'équation (2.9) représente la densité de puissance émise par l'émetteur par unité de surface. Le deuxième facteur est la contribution de la puissance reflété par la cible dans la direction du récepteur. Le troisième facteur, quant à lui, représente la surface effective de l'antenne, exprimée en fonction du gain de réception. L'équation radar nous donne donc une estimation des performances d'un système radar.



**Figure 2.3** Représentation des Paramètres de l'équation radar bistatique

### 2.2.4 Notion de Sensibilité

A partir de l'équation (2.9), le rapport signal sur bruit  $SNR$  (Signal to Noise Ratio) peut s'écrire comme suit [32]:

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{P_R}{P_N} = \frac{P_T G_T}{4\pi R_T^2} \sigma_B \frac{1}{4\pi R_R^2} \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \frac{1}{k_B T_0 B F} l \quad (2.10)$$

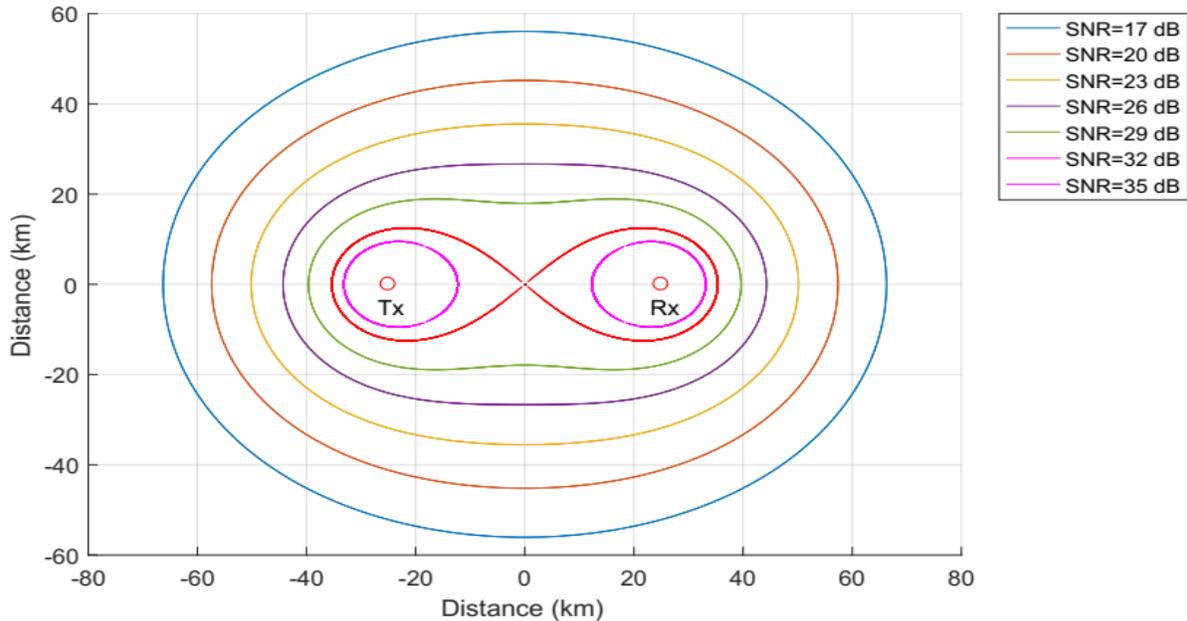
où  $k_B$  représente la constante de Boltzmann,  $T_0$  la température de référence du bruit et  $F$  le facteur de bruit du récepteur. Les paramètres de l'équation (2.10) sont tous constants et connus sauf  $R_T$  et  $R_R$ . Nous pouvons alors écrire [4]:

$$K = \frac{P_T G_T \delta_B G_R \lambda^2 l}{(4\pi)^3 k T_0 B F} \quad (2.11)$$

$$(R_T R_R)^2 = \frac{K}{SNR} \quad (2.12)$$

$$(R_T R_R)_{max} = \sqrt{\frac{K}{SNR_{min}}} \quad (2.13)$$

où  $SNR_{min}$  représente la sensibilité de réception du RBP, à partir de laquelle la cible est détectable. La solution de de l'équation (2.13) nous donne l'Ovale de Cassini.



**Figure 2.4** Ovals de Cassini pour différentes valeurs du  $SNR$

La Figure 2.4 montre des exemples d'Ovals de Cassini pour différentes valeurs du  $SNR$ . On se référant aux ovals de Cassini, nous pouvons connaître préalablement la portée bistatique maximale du radar. Notons que la portée augmente pour de faibles valeurs de la sensibilité.

### 2.2.5 Surface Equivalente Radar

La  $SER$  (Surface Equivalente Radar) ou  $RCS$  (Radar Cross Section) caractérise la surface de réflexion d'une onde électromagnétique sur un réflecteur. La  $SER$  est fonction de la taille et de la forme du réflecteur ainsi que de la nature de ses matériaux constitutifs de l'objet, de la fréquence d'émission et également des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement [4]. La  $SER$  est un paramètre spécifique à chaque type de cible (véhicule, avion, bateau, etc.), influant grandement sur la possibilité qu'un réflecteur soit détecté par le radar. La  $SER$  est désignée par la lettre grecque  $\sigma$  et s'exprime en mètres carrés [4].

Une  $SER$  faible est une caractéristique indispensable pour les avions militaires. Ainsi, elle permet de fuir, autant que faire se peut, à un radar adverse. Des technologies de furtivité ont été conçues afin de la réduire. La  $SER$  d'un objet militaire est généralement une donnée sensible et confidentielle. En pratique,  $SER$  est difficile à estimer car une partie de l'énergie du signal est

**Tableau 2.2** Valeurs typiques de la SER

Réflecteur	$\sigma$
Avions furtifs	0,01 à 0,02 m <sup>2</sup>
Missiles anti-aériens	environ 0,1 m <sup>2</sup>
Avions de chasse	0,1 à 1 m <sup>2</sup>
Bombardiers	1 à 2 m <sup>2</sup>
Avions de transport lourds	jusqu'à 50 m <sup>2</sup>
Avions commerciaux civils	jusqu'à 50 m <sup>2</sup>

absorbée par la cible. Aussi, comme la diffusion n'est pas isotrope, elle se mesure typiquement à l'aide de radars. Cela peut s'effectuer en plein air ou dans une chambre anéchoïque.

Le Tableau 2.2 donne quelques exemples de SER mesurées à l'aide d'un radar à ondes centimétriques [4].

### 2.3 Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité utilisés par les RBP

Différentes formes d'émetteurs d'opportunité permettent de réaliser différents RBP. Les bandes de fréquences, les largeurs de bandes, les résolutions en distance, la couverture et les applications de surveillance sont résumés dans le Tableau 2.3 [30, 33]. Par exemple, un RBP qui utilise l'émission de la radio FM peut atteindre des distances de détection allant jusqu'à 250 km (en raison de la puissance élevée des transmissions analogiques) et peut ainsi être utilisée dans des applications de contrôle du trafic aérien. Cependant, la résolution en distance monostatique ou le pouvoir de discrimination entre deux cibles utilisant ce type d'émetteur d'opportunité est très faible ( $\geq 750$  m). Les signaux de la radiodiffusion numérique tels que le DAB et le DVB-T présentent un bon compromis entre la couverture et le pouvoir de discrimination entre les cibles proches. Les plages de détection des formes d'ondes GSM et le LTE sont limitées par des signaux de faible puissance. Ils peuvent, néanmoins, être utilisés pour la détection de cibles se trouvant à des distances proches du radar telles que les bateaux, les trains et les voitures.

Les performances de détection et de localisation dépendent donc de la forme d'onde transmise, laquelle n'est pas sous le contrôle du concepteur radar. De plus, les échos de cibles peuvent être masqués par l'interférence du signal direct et des trajets multiples (DPI et MPI), et même d'autres cibles aux puissances plus élevées.

**Tableau 2.3** Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité

Type d'onde	Fréquence (MHz)	Largeur de bande (MHz)	Résolution en distance (m)	Couverture	Application (Surveillance)
<b>FM</b>	87.5-108	0.2	750 m	Longue	Avions
<b>TV Analogique</b>	174- 216 527-600	6	25 m	Longue Moyenne	Avions
<b>DAB</b>	174-240	1.537	100m	Longue Moyenne	Avions Bateaux
<b>DVB-T</b>	470 -862	8	20 m	Longue Moyenne	Avions Bateaux
<b>GSM</b>	890-960	0.2	750 m	Moyenne Courte	Bateaux Humains Voitures
<b>LTE</b>	790-862 1710-1785 1805-1880 2010-2025 2500-2690	5 10 15 20	7.5-30 m	Courte	Humains Voitures
<b>Wifi</b>	2400-2500 5150-5350 5450-5725	20	7.5 m	Courte	Humains Voitures
<b>WiMax</b>	3400-3600	1.25 5 10 20	7.5-120 m	Moyenne Courte	Bateaux Humains Voitures

## 2.4 Chaîne de fonctionnement d'un RBP

La chaîne de fonctionnement d'un RBP est décrite dans la Figure 2.5. Elle est destinée à un système RBP équipé de deux canaux de réception simultanée, reliés à deux antennes surveillance identiques mais distinctes et d'une antenne de référence [32].

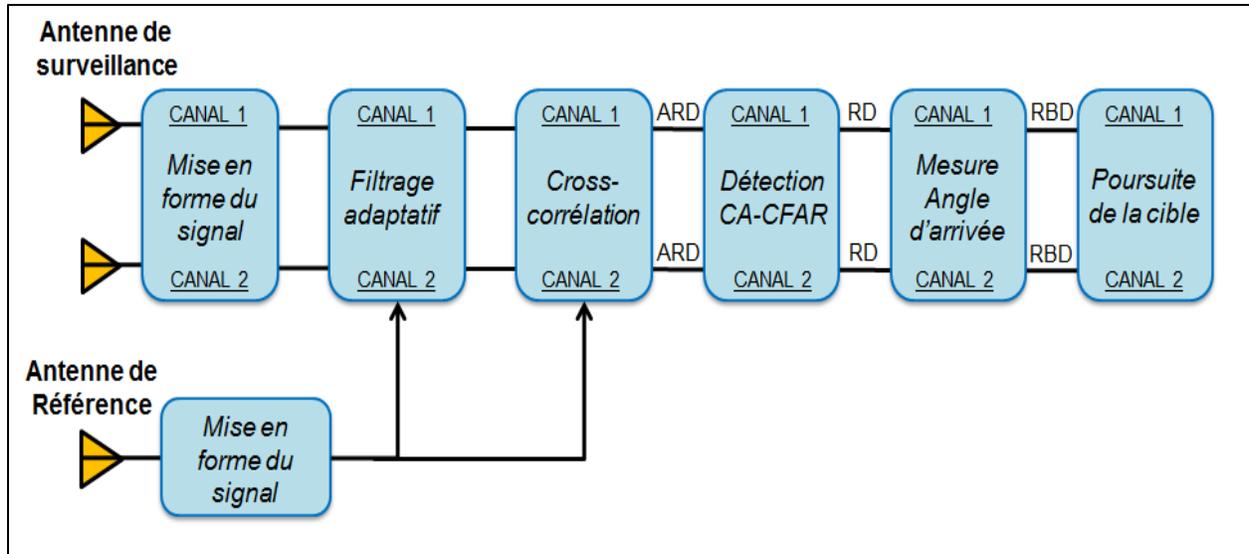


Figure 2.5 Chaîne de fonctionnement d'un RBP

### 2.4.1 Collection et mise en forme des signaux

Tout d'abord, en fonction de la forme d'onde exploitée, il pourrait être nécessaire de procéder à une mise en forme ou conditionnement spécifique des signaux reçus tel que :

- un filtrage analogique Pass-Bande de haute qualité,
- une intégration cohérente qui permet de filtrer le bruit et augmenter le niveau du signal,
- une Egalisation de canal pour augmenter la qualité du signal de référence,
- l'Élimination des structures indésirables dans les signaux numériques pour améliorer la fonction d'ambiguïté.

La principale exigence pour le traitement du signal est la disponibilité d'un signal de référence, reçu directement de l'émetteur, avec lequel nous réalisons la corrélation. La limitation principale des performances de détection est l'interférence DPI. Celle-ci peut être 80 ou 90 dB plus puissante que les échos de cibles [1]. De ce fait, elle doit être annulée avant de tenter tout filtrage adapté. La première étape de la réduction du signal direct est l'orientation physique de l'antenne de surveillance afin de s'assurer que l'émetteur d'opportunité se situe dans un lobe latéral nul ou faible. A cet effet, l'utilisation des antennes directives permet d'atténuer partiellement la DPI et d'effectuer un filtrage et une amplification du signal de surveillance et ce afin d'améliorer sa qualité.

### 2.4.2 Suppression du signal direct et des trajets multiples

Le filtrage dans un RBP, qui consiste en l'annulation du signal direct, des échos de fouillis ou clutter et de trajets multiples est un enjeu crucial dans la détection de cibles. Par conséquent, des techniques de traitement du signal efficaces sont nécessaires afin de réduire davantage ces signaux indésirables.

Nous définissons le paramètre  $\rho$  comme étant le rapport entre les puissances reçues par l'antenne de surveillance en provenance, respectivement, du trajet direct DPI, notée  $P_{DPI}$  et de la cible, notée  $P_R$  [34].

$$\rho = \frac{P_{DPI}}{P_R} \quad (2.14)$$

Rappelons que l'équation radar (2.9) permet d'exprimer la puissance du signal reçu passant par la cible. Ainsi, le bilan de la liaison directe permet d'exprimer la puissance reçue par l'antenne de surveillance selon le trajet direct comme suit:

$$P_{DPI} = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2 \quad (2.15)$$

D'une façon générale, la puissance ainsi que le gain d'émission vers la cible ne sont pas les mêmes que ceux vers le radar. Cependant, la plupart des émetteurs de radiodiffusion sont des émetteurs omnidirectionnels. Aussi, nous considérons que le gain de réception du trajet émetteur-cible-radar est égal à celui du trajet direct. A cet effet, à partir des équations (2.9) et (2.15), l'équation (2.14) devient:

$$\rho = \frac{(R_T R_R)^2 4\pi}{\sigma_B L^2 l} \quad (2.16)$$

De l'équation (2.4), nous pouvons écrire:

$$R_T R_R = \frac{(R_T + R_R)^2 - L^2}{2(1 + \cos \beta)} \quad (2.17)$$

Or  $R_B = R_T + R_R$ , alors l'équation (2.17) devient :

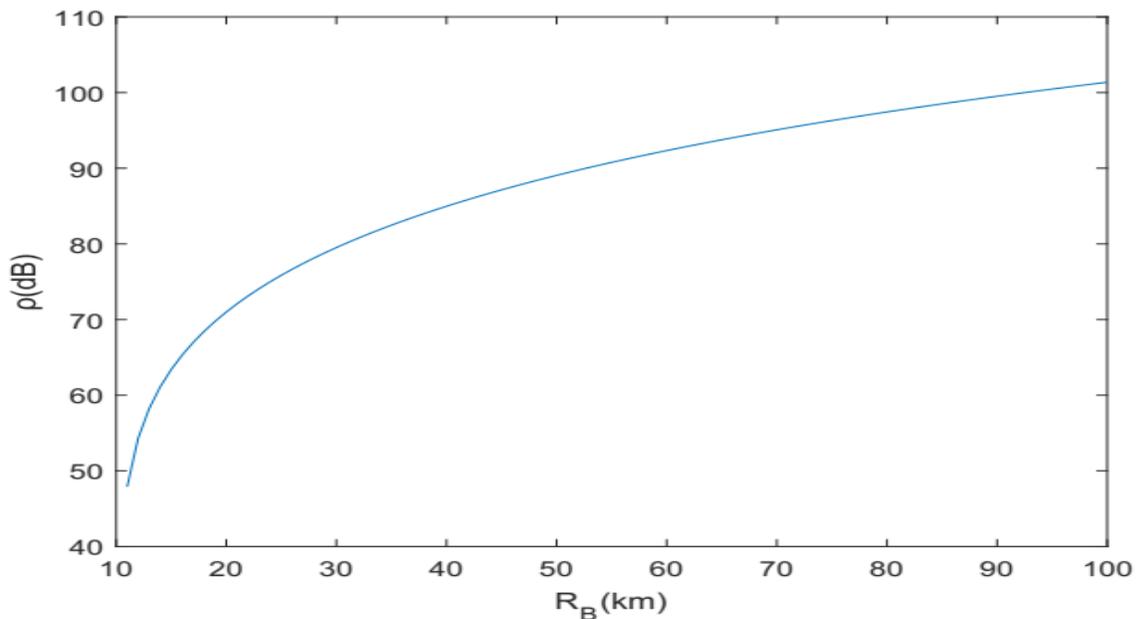
$$R_T R_R = \frac{R_B^2 - L^2}{2(1 + \cos \beta)} \quad (2.18)$$

En substituant l'équation (2.18) dans l'équation (2.16), obtenons:

$$\rho = \frac{(R_B^2 - L^2)^2 \pi}{\sigma_B L^2 l (1 + \cos \beta)^2} \quad (2.19)$$

A titre d'exemple, considérons un scénario standard où la cible est un avion commercial civil de SER  $\sigma_B \approx 50 \text{ m}^2$  formant un angle bistatique  $\beta = \pi/3$ , une ligne de base  $L=10 \text{ km}$  et une perte sur le chemin émetteur-cible-radar  $l = 2$ . La Figure 2.6 montre l'évolution du rapport  $\rho$  en fonction de la distance bistatique. Nous remarquons que  $\rho$  varie considérablement, i.e., de 63 dB à 95 dB, pour des distances bistatiques allant de 15 km à 70 km.

En exploitant une antenne à faisceau étroit, les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI peuvent être réduites dans les lobes latéraux du diagramme d'antenne. Cependant, une telle antenne ne convient pas comme une antenne de surveillance fixe, pour laquelle un faisceau plus large est préféré [1]. Par ailleurs, même après la réduction des interférences à l'aide du diagramme de l'antenne, il est nécessaire de les filtrer en utilisant le signal recueilli à l'antenne de référence. En supposant qu'il s'agisse d'une réplique retardée du signal transmis, des algorithmes d'annulation appropriés peuvent être conçus pour éliminer les échos indésirables affectant le signal de surveillance.



**Figure 2.6** Atténuation en puissance des échos en fonction de la distance bistatique

### 2.4.3 Techniques d'annulation des interférences DPI et MPI

Les systèmes RBP se basent sur l'émetteur d'opportunité. Ce dernier n'est pas sous contrôle du constructeur radar car ces transmissions ne sont pas conçues à ces fins. Une mauvaise détection est due aux ambiguïtés des lobes secondaires élevés dans la surface ARD. Le signal de surveillance reçu est souvent dominé par les signaux d'interférence des trajets, DPI et multiple MPI provenant de l'illuminateur d'opportunité. Ces interférences ainsi que la contribution du fouillis indésirable de haute puissance, peuvent masquer les échos de cibles de faible puissance. Le but des algorithmes d'annulation des interférences dans les radars passifs est d'annihiler l'effet de masque.

L'objectif principal de cette section est la description des algorithmes de suppression des interférences DPI et MPI au moyen de méthodes à coefficients adaptatifs (filtres adaptatifs). Nous y décrivons aussi quelques techniques à coefficients fixe les plus connus dans la littérature des radars bistatiques passifs. Pour atteindre cet objectif, nous définissons, d'abord, la problématique d'une façon mathématique dans la section suivante, ensuite, nous passons en revue les différentes méthodes de suppression de ces interférences.

#### A. Modèle du signal

Le signal reçu par le canal de surveillance contient l'écho des cibles existantes, les interférences DPI et MPI ainsi que le bruit interne du canal. Ainsi, le signal au niveau du canal de surveillance peut s'écrire [27]:

$$S_{Surv}(t) = \beta_0 d(t) + \sum_{i=1}^{N_c} \beta_i d(t - \tau_i) e^{(j2\pi f_{d_i} t)} + \sum_{m=1}^{N_t} \gamma_m d(t - \tau_m) e^{(j2\pi f_{d_m} t)} + \eta_{Surv}(t) \quad (2.20)$$

où  $d(t)$ ,  $d(t - \tau_i)$  et  $d(t - \tau_m)$  représentent les enveloppes complexes du signal DPI et de ses versions retardées, i.e., MPI et cibles,  $\tau_i$  et  $\tau_m$  les retards de propagation dus aux  $i^{\text{ème}}$  MPI et  $m^{\text{ème}}$  cible,  $f_{d_i}$  la fréquence Doppler du  $i^{\text{ème}}$  réflecteur MPI,  $f_{d_m}$  la fréquence Doppler de la  $m^{\text{ème}}$  cible,  $\beta_0, \beta_i$  et  $\gamma_m$  les amplitudes complexes des signaux DPI, MPI et cibles,  $N_c$  et  $N_t$  les nombres de trajets multiples et de cibles, et  $\eta_{Surv}(t)$  le bruit thermique du canal de surveillance.

Généralement, les réflecteurs de trajets multiples sont localisés à des distances proches du récepteur radar. De ce fait, les  $|\gamma_m|$  sont très petits par rapport aux  $|\beta_0|$  et à la plupart des  $|\beta_i|$ .

De plus, les  $f_{d_i}$  et  $\tau_i$  sont très petits par rapport aux  $f_{d_m}$  et  $\tau_m$ , respectivement. Conséquemment, il est nécessaire de diminuer le signal  $S_{Fouillis}(t)$ , défini par [27]:

$$S_{Fouillis}(t) = \beta_0 d(t) + \sum_{i=1}^{N_c} \beta_i d(t - \tau_i) e^{(j2\pi f_{d_i} t)} \quad (2.21)$$

et conserver le signal cible  $S_{cible}(t)$ , défini par [27]:

$$S_{cible}(t) = \sum_{m=1}^{N_t} \gamma_m d(t - \tau_m) e^{(j2\pi f_{d_m} t)} \quad (2.22)$$

Enfin, l'enveloppe du signal au niveau du canal de référence s'écrit [27]:

$$S_{Réf}(t) = \beta_{Réf} d(t) + \eta_{Réf}(t) \quad (2.23)$$

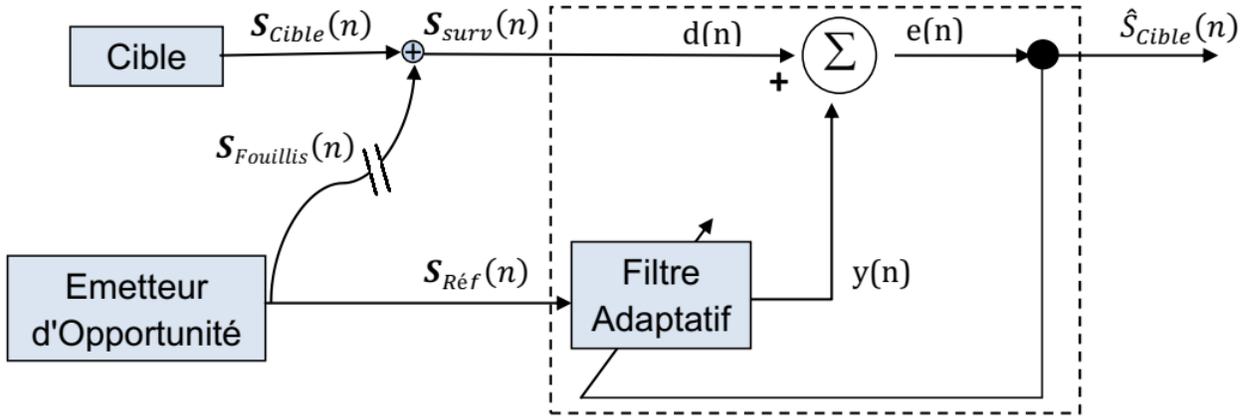
où  $\beta_{Réf}$  est l'amplitude et  $\eta_{Réf}(t)$  la contribution du bruit thermique.

Pour simplifier les calculs, nous supposons que le canal de référence ne subit aucun multi-trajet. L'effet des trajets multiples sur le canal de référence est analysé dans [34, 36]. Le but des techniques d'annulation des interférences est de minimiser la contribution du signal du fouillis  $S_{Fouillis}(t)$  dans le signal de surveillance défini dans l'équation (2.20) afin d'obtenir un signal estimé de la cible  $\hat{S}_{cible}(t)$  le plus optimal possible. Il s'agit donc de réaliser  $\hat{S}_{cible}(t) = S_{Surv}(t) - S_{Fouillis}(t)$ . Le signal de référence  $S_{Réf}(t)$  peut, quant à lui, être utilisé pour déterminer les distances bistatiques et les vitesses des cibles [17].

## B. Méthodes de filtrage

### 1) Méthodes à coefficients adaptatifs

Comme cela est montré en Figure 2.7, en se référant au modèle du signal donné par l'équation (2.20), si nous utilisons le signal de référence comme l'entrée du filtre adaptif et le signal de surveillance comme le signal désiré, l'algorithme annule les versions retardées du signal de référence. Par conséquence, les DPI et MPI de vitesse Doppler nulle, sont systématiquement supprimés du signal de surveillance [37]. L'utilisation des filtres adaptatifs dans l'annulation des interférences de trajets, direct et multiples d'un radar passif, nécessite de satisfaire la condition suivante:



**Figure 2.7** Filtre adaptatif pour l'annulation des interférences

$$\tau_{Max} = \text{Max}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{N_c}) < MT_s \quad (2.24)$$

où  $M$  représente la longueur du filtre et  $T_s = 1/f_s$  le temps d'échantillonnage. En d'autres termes, il faut choisir la longueur du filtre de telle sorte qu'il satisfasse l'équation (2.24).

### ***Filtre NLMS: Normalized Least Mean Square***

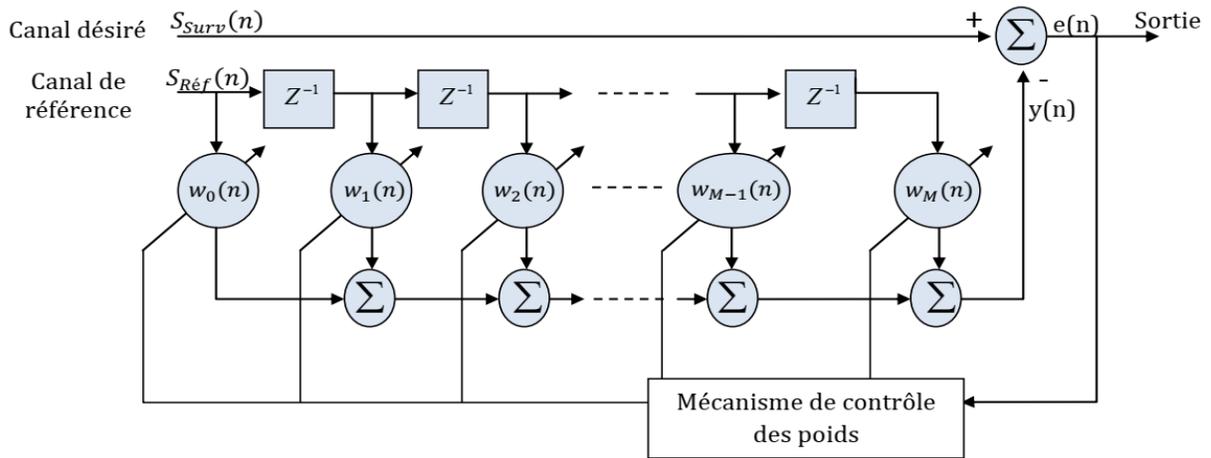
La structure transversale du filtre NLMS est illustrée dans la Figure 2.8 [38]. Comme stipulé précédemment, le signal de référence représente l'entrée du filtre adaptative et le signal de surveillance est le signal désiré. Le signal erreur du filtre désigne le signal estimé de la cible. L'algorithme NLMS minimise le moindre-carré du signal erreur alors le signal direct et les trajets multiple seront supprimés dans le signal erreur [39].

Dans un système de réception numérique ayant une fréquence d'échantillonnage  $f_s$ , le vecteur d'entrée du filtre est défini comme suit [40] :

$$\mathbf{s}_{Réf}(n) = [s_{Réf}(n) s_{Réf}(n-1) \dots s_{Réf}(n-M+1)]^T \quad (2.25)$$

où  $M$  est le nombre de coefficients de pondération du filtre, i.e., longueur du filtre. La valeur instantanée du signal estimé de la cible  $\hat{s}_{tar}(n)$  est donc [39]:

$$\hat{s}_{Cible}(n) = s_{surv}(n) - \mathbf{w}_{NLMS}^H(n) \mathbf{s}_{Réf}(n) \quad (2.26)$$



**Figure 2.8** Structure transversale des filtres adaptatifs

où  $\mathbf{w}_{NLMS}^H(n)$  est le vecteur des coefficients de pondération du filtre adaptatif,  $H$  l'opérateur Transpose Hermitien. Le pas de convergence  $\mu$  est normalisé à l'énergie du vecteur d'entrée comme suit [39] :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\|\mathbf{S}_{Réf}(n)\|^2} \mathbf{S}_{Réf}(n) \hat{S}_{cible}^*(n) \quad (2.27)$$

où  $\|\cdot\|$  est la norme Euclidienne,  $\mu$  le pas de convergence et  $*$  le complexe conjugué.

### ***Filtre RLS: Recursive Least Square***

L'algorithme RLS est une version récursive de l'algorithme des moindres carrées. Il est basé sur la minimisation de l'erreur du moindres carrées. Les équations de l'algorithme RLS sont [41]:

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{S}_{Réf}(n)}{1 + \lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{S}_{Réf}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{S}_{Réf}(n)} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{S}_{Réf}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (2.29)$$

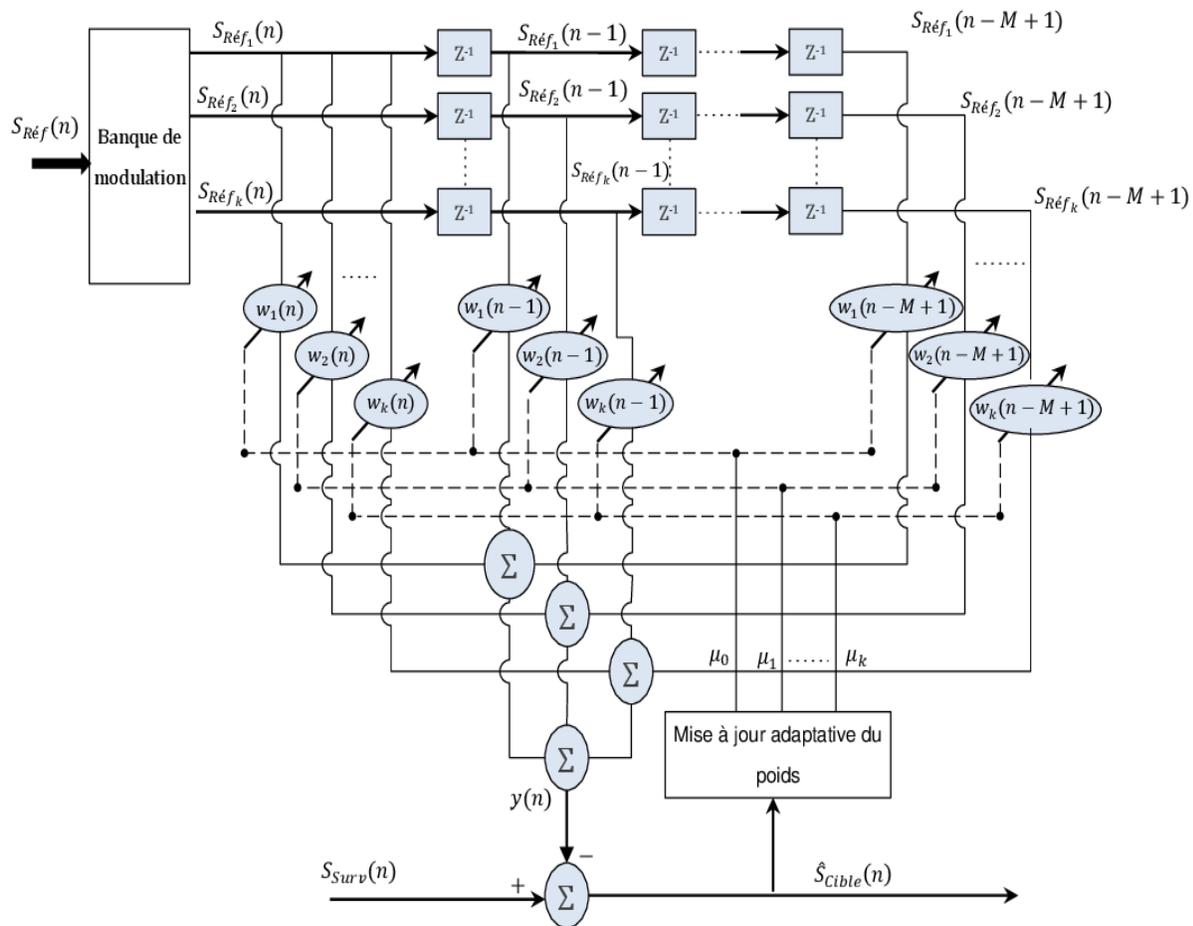
$$\hat{S}_{cible}(n) = S_{Surv}(n) - \mathbf{w}_{RLS}^H(n-1) \mathbf{S}_{Réf}(n) \quad (2.30)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) \hat{S}_{cible}(n) \quad (2.31)$$

où  $\mathbf{P}(n)$  est l'inverse de la matrice de covariance,  $\mathbf{k}(n)$  le vecteur gain,  $\hat{S}_{cible}(n)$  le signal estimé de la cible, et  $\lambda_{RLS}$  un facteur qui détermine le taux de convergence de l'algorithme.

**Algorithme MCNLMS: Multi Channel NLMS**

Comme nous l'avons stipulé précédemment, dans les systèmes RBP, les interférences de trajets multiples ne sont pas seulement retardées par rapport au signal de référence mais montrent également des décalages en fréquence dus aux réflecteurs en déplacement (effet Doppler). Les filtres adaptatifs conventionnels ne suppriment pas ce type de signaux, l'algorithme MCNLMS a été proposé pour l'annulation des interférences aux décalages Doppler non nuls. Cet algorithme consiste en l'utilisation d'une banque de modulation appliquée au signal de référence comme entrées d'un filtre NLMS. Sa structure est détaillée dans la Figure 2.9 [26]. La mise à jour du  $i^{\text{ème}}$  vecteur des coefficients de pondération de l'algorithme MCNLMS est donnée par [26]:



**Figure 2.9** Structure de l'algorithme MCNLMS dans une application RBP

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \mathbf{w}_i(n) + \frac{\mu_i}{\sum_{i=1}^k \|\mathbf{S}_{R f_i}(n)\|^2} \mathbf{S}_{R f_i}(n) \hat{\mathbf{S}}_{cible}^*(n), \quad i=1, 2, \dots, k \quad (2.32)$$

où  $\mu_i$  est le pas de convergence du  $i^{\text{ me}}$  canal et  $k$  est le nombre de canaux.

Enfin, notons que d'autres algorithmes adaptatifs, peu usités, sont cités dans la littérature [24-26].

## 2) Méthodes à coefficients fixes

### *Algorithme ECA: Extended Cancellation Algorithm*

L'algorithme ECA est l'une des techniques d'annulation des trajets multiples à coefficients fixes les plus usitées dans les RBP. Cette méthode a été proposée dans [16]. Elle consiste en l'estimation des paramètres du fouillis  $\beta_i$  et  $\tau_i$ , introduits dans l'équation (2.20), en minimisant le critère des moindres carrés de la manière suivante:

$$\hat{\mathbf{S}}_{cible} = \mathbf{S}_{surv} - \mathbf{X}\boldsymbol{\alpha} \quad (2.33)$$

où  $\mathbf{X}$  est une matrice qui peut être écrite sous la forme suivante:

$$\mathbf{X} = \mathbf{B}[\mathbf{A}_{-p}\bar{\mathbf{S}}_{Réf} \dots \mathbf{A}_{-1}\bar{\mathbf{S}}_{Réf} \bar{\mathbf{S}}_{Réf} \mathbf{A}_1\bar{\mathbf{S}}_{Réf} \dots \mathbf{A}_p\bar{\mathbf{S}}_{Réf}] \quad (2.34)$$

et  $\bar{\mathbf{S}}_{Réf}$  la matrice de référence dont chaque colonne est construite à partir de versions retardées du signal de référence, de la manière suivante:

$$\bar{\mathbf{S}}_{Réf} = [\mathbf{S}_{Réf} \mathbf{D}\mathbf{S}_{Réf} \mathbf{D}^2\mathbf{S}_{Réf} \dots \mathbf{D}^{K-1}\mathbf{S}_{Réf}] \quad (2.35)$$

$\mathbf{K}$  correspond à la plage de retard, duquel nous voulons éliminer les interférences (range bin),  $\mathbf{D}$  représente la matrice de décalage sous-diagonale (Shift matrix subdiagonal) donnée comme par:

$$\mathbf{D} = \{d_{ij}\}_{i,j=1,\dots,N}, \quad d_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j + 1 \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (2.36)$$

$\mathbf{B}$  est la matrice d'incidence qui permet de sélectionner uniquement les  $N$  dernières lignes de la matrice suivante,  $\mathbf{A}_p$ : matrice diagonale qui utilise le déphasage en fréquence correspondant au  $p^{\text{ me}}$  Doppler bin. Enfin,  $\boldsymbol{\alpha}$  est donnée par:

$$\boldsymbol{\alpha} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{S}_{surv} \quad (2.37)$$

Notons que cette méthode nécessite, d'une part, un temps de calcul très important, i.e.,  $NK^2 + K^2 \log(K)$  opérations, et d'autre part, une grande capacité de stockage de données.

Ces problèmes, deviennent plus contraignants dans le cas d'un signal DVB-T où la fréquence

d'échantillonnage est très élevée. A titre d'exemple, pour 90 symboles du signal DVB-T (mode 8k) et 256 copies retardées du signal, le nombre d'opérations est de l'ordre de  $4,8 \cdot 10^{10}$  [42].

Pour résoudre ce problème, des améliorations de cette méthode ont été proposées récemment, telles que celle du SCA qui représente une approche séquentielle de l'algorithme ECA, celle de ECA-batches [17], celle de ECA-slides [20], ...etc. Similairement, étant donné que tous ces algorithmes nécessitent une charge de traitement élevée pour les signaux FM, nous pouvons nous attendre à un temps d'exécution encore plus élevé pour un signal DVB-T.

#### 2.4.4 Fonction d'ambiguïté

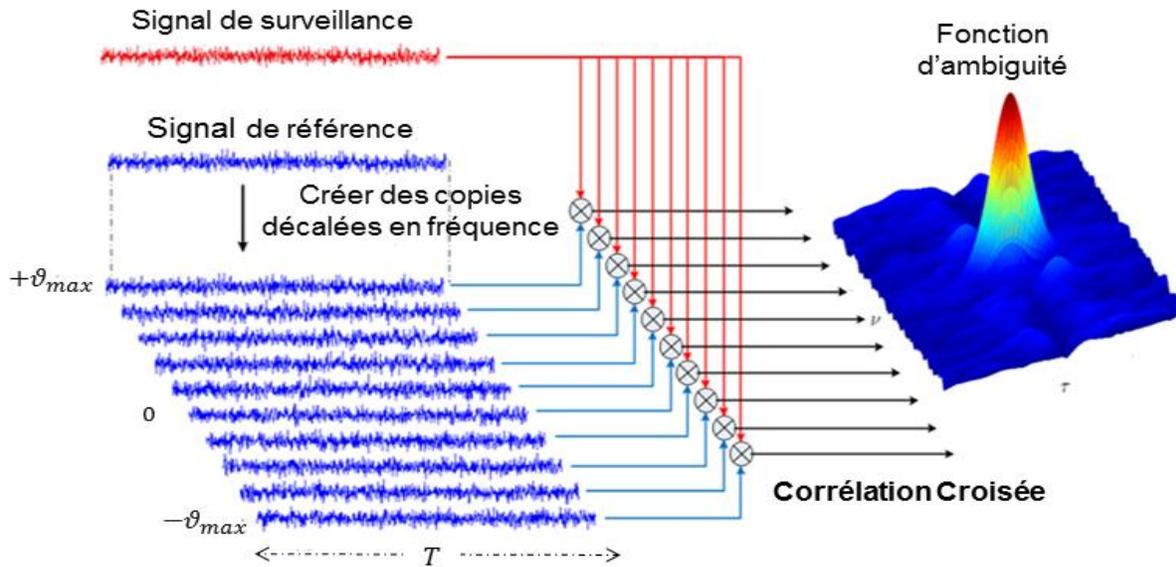
Après la soustraction du signal direct et des trajets multiples, il est nécessaire de rechercher les échos décalés en fréquence et retardés en temps correspondant aux cibles. Cette étape de traitement est assurée par la fonction CAF, qui convoite deux objectifs distincts dans le radar; à savoir :

- 1- Agir comme un filtre adapté pour le système radar et fournir le gain d'intégration nécessaire pour permettre la détection de l'écho de la cible
- 2- Estimer le retard bistatique et le décalage Doppler de la cible.

Du fait que la cible soit en mouvement, un décalage Doppler est imposé à l'écho. Par conséquent, ce dernier ne se corrèle pas avec le signal direct (corrélation dans le domaine temporel), sauf si nous appliquons le même décalage fréquentiel sur le signal de référence. Ainsi, la corrélation consiste à implémenter une batterie de filtres adaptés où chaque étape est réglée sur un décalage Doppler différent. En d'autres termes, la fonction d'ambiguïté montre comment une forme d'onde similaire est à ses versions retardées dans le temps et de sa version décalée en Doppler (en fréquence) voir Figure . La fonction d'ambiguïté de radar est définie comme [1]:

$$x_{rd}(\tau, f_d) = \left| \int_0^{T_{int}} S_{surv}(t) S_{Réf}^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|^2 \quad (2.38)$$

où  $S_{surv}(t)$  est le signal de surveillance et  $S_{Réf}^*(t + \tau)$ , le signal de référence retardé en temps. Comme cela est montré en Figure 2.10, le résultat du calcul de cette fonction est en trois dimensions (3D). La première est représentée par l'axe distance ou Range, la deuxième par l'axe fréquence Doppler ou vitesse radiale, et la troisième par l'axe puissance de sortie normalisée du



**Figure 2.10** Surface ARD issue de la corrélation croisée

filtre adapté (Corrélation croisée) ou Amplitude. Ce qui donne lieu à une Surface ARD (Amplitude-Range-Doppler).

### 2.4.5 Détection de cibles

L'objectif d'un radar est de détecter une cible ainsi que d'estimer sa distance bistatique. En fait, ceci convient bien à l'acronyme anglais "Radio Detection and Ranging". Le fouillis, le brouillage et le bruit du récepteur sont des variables aléatoires évoluant dans le temps. Par exemple, nous ne pouvons jamais prévoir avec précision la puissance exacte du fouillis. Par contre, nous pouvons décrire les distributions statistiques du fouillis, du brouillage et du bruit thermique du récepteur. De même, les fluctuations d'amplitude de la cible peuvent être décrites par une variable aléatoire, en utilisant les modèles de Swerling [35]. En raison de la nature aléatoire de l'environnement radar, il existe une ambiguïté, quant à savoir si une cible est présente ou non. L'algorithme le plus simple est le plus efficace dans les radars passifs pour la détection de cibles est le 2D-CFAR.

### 2.4.6 Mesure de l'angle d'arrivée

La mesure de l'angle d'arrivée est essentielle à l'estimation de la localisation d'une cible à l'aide d'un RBP à simple configuration. Le plus simple, i.e., le moins cher, moyen d'estimer l'angle d'arrivée est l'utilisation d'un récepteur à deux canaux, avec deux antennes espacées d'une demi-

longueur d'onde. L'interférométrie peut ensuite être utilisée pour mesurer le palier d'échos cohérents de la différence de phase de retour sur les deux canaux.

### **2.4.7 Poursuite de la cible**

La poursuite de chaque cible est assurée par un filtre non linéaire tel que le filtre de Kalman étendu (EKF). Cette approche présente deux difficultés de grande importance. Le premier inconvénient est que la détection avant la poursuite génère des fausses alarmes. L'autre inconvénient est que le rapport signal sur bruit (SNR Signal to noise ratio) doit être suffisamment élevé pour que la poursuite avec les techniques de Kalman soit possible.

## **2.5 Conclusion**

Nous avons décrit dans ce chapitre quelques paramètres principaux d'un RBP ainsi que ses propriétés géométriques. Nous avons vu qu'il est caractérisé par une équation spécifique à l'environnement dans lequel il fonctionne. Pour ce faire, nous avons donné des exemples de paramètres de quelques formes d'ondes d'opportunité utilisées par les radars passifs. Nous avons vu que la géométrie bistatique et la forme d'onde émise doivent être choisies minutieusement, et ce à cause des effets liés à la portée, la résolution en distance et les interférences. Ainsi, nous avons décrit les blocs et les différents processus de traitement du signal nécessaires à la conception d'une chaîne RBP. Enfin, nous avons mis en évidence le problème lié aux interférences du DPI et MPI, nous avons présenté un modèle de signal RBP et introduit les algorithmes inhérents à la suppression des interférences DPI et MPI les plus usités dans la littérature.

# Chapitre 3

## Signal FM comme émetteur d'opportunité

---

Dans ce chapitre, nous évaluons les algorithmes d'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ou MPI, au moyen de l'outil Matab /Simulink. Pour ce faire, nous examinons l'effet des filtres adaptatifs NLMS et RLS sur la détection de cibles dans un RBP basé sur l'émission de signaux FM réels, collectés à partir du dongle RTL-SDR.

---

### 3.1 Introduction

De nos jours, l'excellente couverture et les grandes performances de détection des radars bistatiques passifs suscitent beaucoup d'intérêt au sein de la communauté radar. En effet, de nombreux types de signaux peuvent être utilisés comme émetteur d'opportunité. Les émetteurs de la radiodiffusion représentent l'un des choix les plus intéressants pour la surveillance radar, et en raison de leur haute puissance et large couverture. Les signaux les plus utilisés actuellement dans les systèmes RBP sont ceux de la radio FM, car ils offrent un bon compromis entre les performances et le coût global de développement du système. Le fait que la forme d'onde transmise soit généralement continue, celle-ci peut générer plus d'interférences. Ce qui nécessite une puissance élevée du signal pour obtenir un SNR acceptable. En particulier, les émetteurs de la radiodiffusion FM offrent une puissance d'émission élevée, ce qui permet d'obtenir des plages de détection d'environ 250 km [4]. Ce chapitre montre un cas pratique de RBP utilisant le signal FM comme émetteur d'opportunité. Il décrit de manière explicite la simulation, à l'aide de l'outil Matlab/Simulink, de l'environnement radar ainsi que la chaîne de traitement du RBP. L'utilisation du dongle RTL-SDR (RTL2832U) pour la réception des ondes radio FM nous permet, d'une part, d'utiliser des signaux réels dans notre simulation et, d'une autre part, de minimiser la charge de calcul de la simulation en évitant le bloc de génération des signaux. Le but de ce chapitre est d'évaluer les algorithmes d'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples en étudiant l'impact des filtres adaptatifs NLMS et RLS sur la détection d'un RBP basé sur l'émission FM comme émetteur d'opportunité issu de signaux réels relevés à l'aide du dongle RTL-SDR.

### 3.2 Signal FM

La radio FM est une radiodiffusion de programmes radiophoniques en modulation de fréquence dans la gamme VHF (Very High Frequencies), destinés à être reçus directement par le public. Par exemple, la gamme 87,5-108 MHz est attribuée à la radiodiffusion FM en Algérie. En modulation FM, l'amplitude de la porteuse est constante; c'est plutôt sa fréquence qui varie en fonction de l'amplitude du signal modulant. Ceci présente un énorme avantage, du fait que les divers bruits parasites souvent perturbent l'amplitude de l'onde électromagnétique.

Le message basse-fréquence  $m(t)$  à transmettre est inscrit dans la fréquence instantanée de la porteuse. Sa fréquence dépend alors du temps et s'écrit [43]:

$$f(t) = f_c + km(t) \quad (3.1)$$

où  $m(t)$  est le signal modulant,  $f_c$  la fréquence de la porteuse non modul e et  $k$  est la constante de déviation de fréquence. A partir de l'équation (3.1), la phase est obtenue, en int grat la pulsation comme suit:

$$\theta(t) = \theta_0 + 2\pi f_c t + 2\pi k \int_0^t m(u) du \quad (3.2)$$

$\theta_0$  représente la phase à l'origine. Le signal modulé en fréquence est un signal sinusoïdal de phase  $\theta(t)$  et d'amplitude  $A$  liée à la puissance du signal émis. Par conséquent, l'expression mathématique du signal modulé par un signal  $m(t)$  est la suivante:

$$S_{FM}(t) = A \cos \left[ \theta_0 + 2\pi f_c t + 2\pi k \int_0^t m(u) du \right] \quad (3.3)$$

La fréquence du signal modulé varie entre  $f_{max} = f_c + k \max[m(t)]$  et  $f_{min} = f_c - k \max[m(t)]$ . L'excursion en fréquence est représentée par la grandeur  $k \max[m(t)]$  et est notée  $\Delta f = \pm k \max[m(t)]$ .

Pour la radiodiffusion FM, la valeur standard de l'excursion en fréquence est  $\Delta f = \pm 75 \text{ KHz}$ , la bande occupée par le signal FM, correspondant à 98% de la puissance totale, est donnée par [44]:

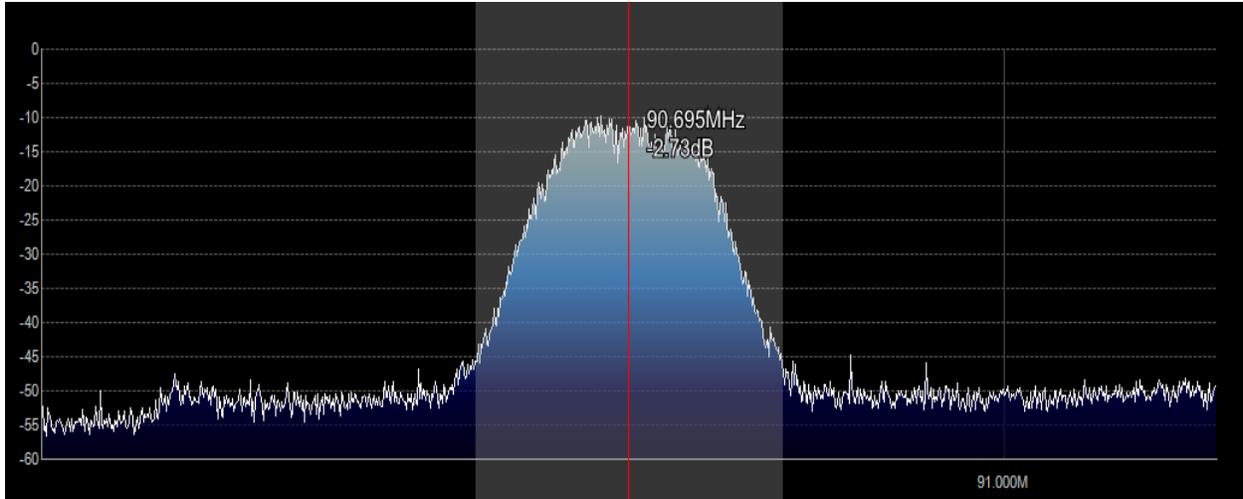
$$B \cong 2(\Delta f + f_w) \quad (3.4)$$

où  $f_w$  représente la largeur de bande du signal modulant.

La Figure 3.1 donne un exemple du spectre de fréquence de l'émission de la station Cirta FM, qui diffuse à Constantine Est de l'Algérie à une fréquence 90.7 MHz et d'une largeur de bande d'environ 200 kHz. Notons que ce signal FM est collecté par le dongle RTL-SDR.

### 3.3 Radiodiffusion FM comme émetteur d'opportunité

Le signal FM est utilisé comme émetteur d'opportunité pour un certain nombre de raisons pratiques. D'abord, il se trouve par tout tant dans les pays développés ainsi que dans les pays en développement. Ensuite, par rapport aux émissions DAB et DVB-T, la fréquence du signal FM est plus faible; ce qui permet une directivité plus large de l'antenne et donc une plage de détection plus étendue. Enfin, le coût de la mise en œuvre des radars passifs utilisant la radiodiffusion FM est très intéressant par rapport à ceux d'autres émetteurs.



**Figure 3.1** Spectre de fréquence de l'émission de la station Cirta FM

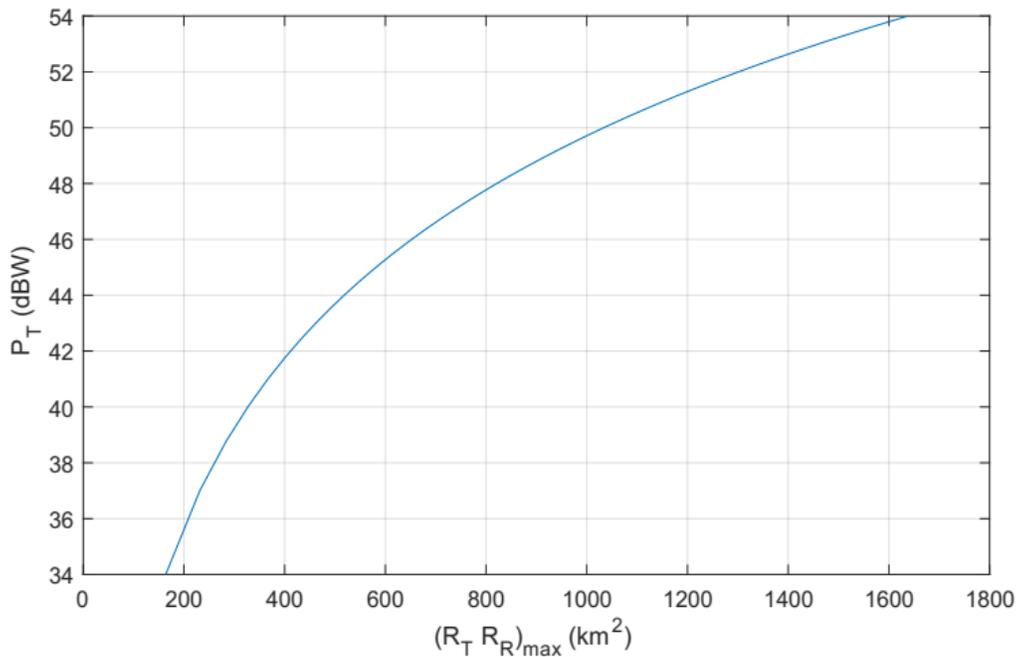
### 3.3.1 Évaluations des performances du signal FM

Afin d'évaluer les performances du signal FM en terme de l'équation radar, et dans le but d'analyser un système proche de la pratique, un ensemble de paramètres de la radiodiffusion FM ont été choisis, Tableau 3.1.

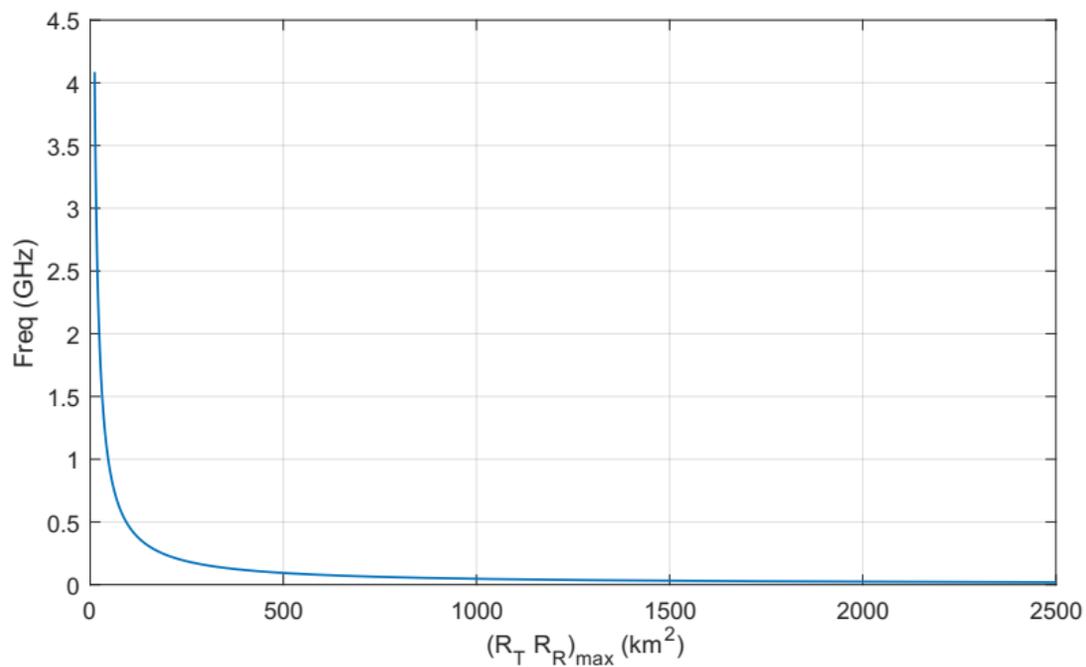
Afin d'analyser l'évolution du produit de la portée bistatique maximale  $(R_T R_R)_{max}$  définie par l'équation (2.13) en fonction de la puissance d'émission  $P_T$ , nous fixons tous les paramètres cités dans le Tableau 3.1, tout en changeant la puissance  $P_T$ , les résultats sont illustrés dans la Figure 3.2. Nous remarquons que lorsque nous augmentons la puissance d'émission, le produit  $(R_T R_R)_{max}$  de la portée bistatique maximale augmente. Ainsi, pour une puissance d'émission  $P_T = 44 \text{ dBW}$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 452 \text{ km}^2$ . Aussi, l'évolution de  $(R_T R_R)_{max}$  en fonction de la fréquence du système (longueur d'onde  $\lambda$ ) est montré dans la Figure 3.3. Nous remarquons que les fréquences basses permettent une couverture plus importante. La Figure 3.4 montre l'évolution du produit  $(R_T R_R)_{max}$  en fonction de SER. Ainsi, l'accroissement de cette surface, augmente la valeur de ce produit. Par exemple, à  $SER = 50 \text{ m}^2$  correspond, avions commerciaux civils du Tableau,  $(R_T R_R)_{max} = 452 \text{ km}^2$ ; alors que pour  $SER = 250 \text{ m}^2$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 1150 \text{ km}^2$ . L'évolution de la valeur du rapport signal sur bruit minimal  $SNR_{min}$  est représentée dans la Figure 3.5. Nous remarquons que pour des valeurs faibles de la sensibilité, i.e., de  $SNR_{min}$ , nous obtenons un produit plus élevé. Par exemple, pour  $SNR_{min} = 15 \text{ dB}$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 1650 \text{ km}^2$ .

**Tableau 3.1** Paramètres utilisés pour évaluer le signal FM en termes de l'équation radar

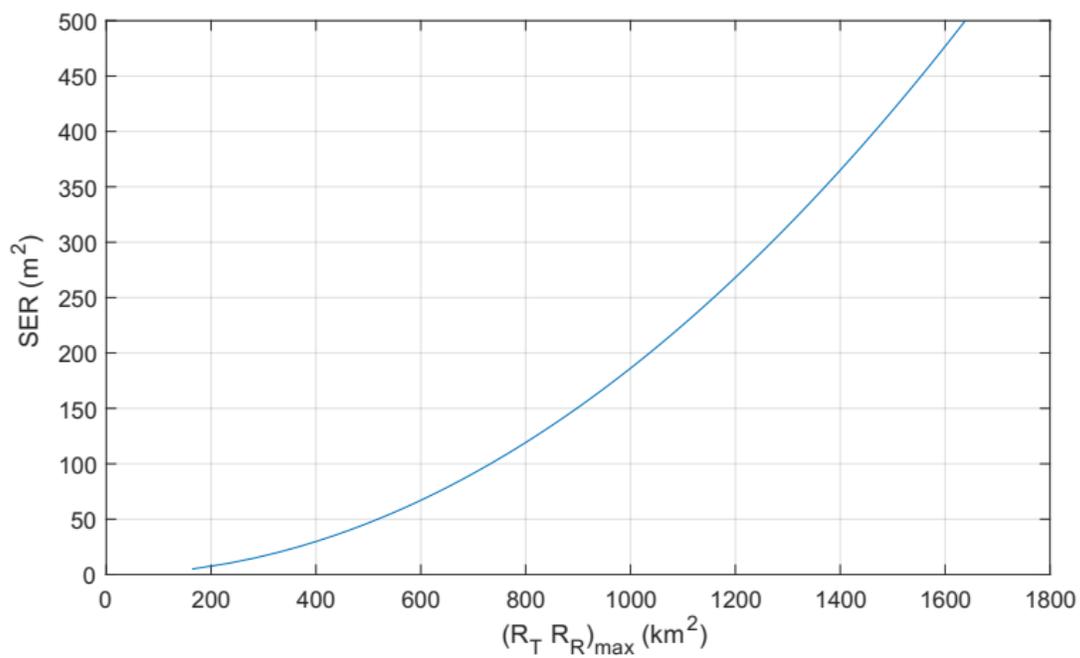
$P_T$ : Puissance d'émission	44 dBW
$G_T$ : Gain d'émission	10 dB
$G_R$ : Gain de réception	10 dB
Fréquence/Longueur d'onde de propagation ( $\lambda$ )	90 MHz/3.33m
$SNR_{min}$ : Rapport Signal sur Bruit minimal	25 dB
$\sigma_B$ : Surface Equivalente Radar (RCS)	50 m <sup>2</sup>
$B$ : Largeur de bande du récepteur	200 KHz
Facteur de bruit du récepteur	10 dB
$l$ : Perte émetteur-cible-récepteur	1
$k_B$ : Constante de Boltzmann	$1.38065 \times 10^{-23} J/K$
$T_0$ : Température de référence du bruit	300 Kelvin
$L$ : Ligne de base	10 Km



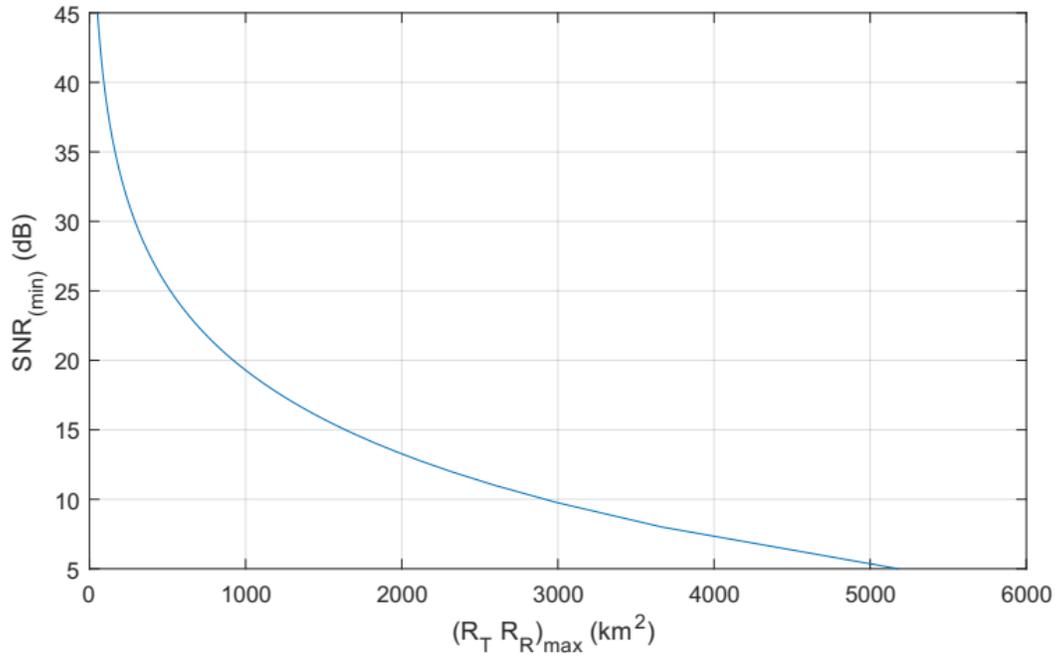
**Figure 3.2** Puissance d'émission  $P_T$  en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$



**Figure 3.3** Fréquence d'émission en fonction de  $(R_T R_R)_{max}$



**Figure 3.4** Surface SER en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$



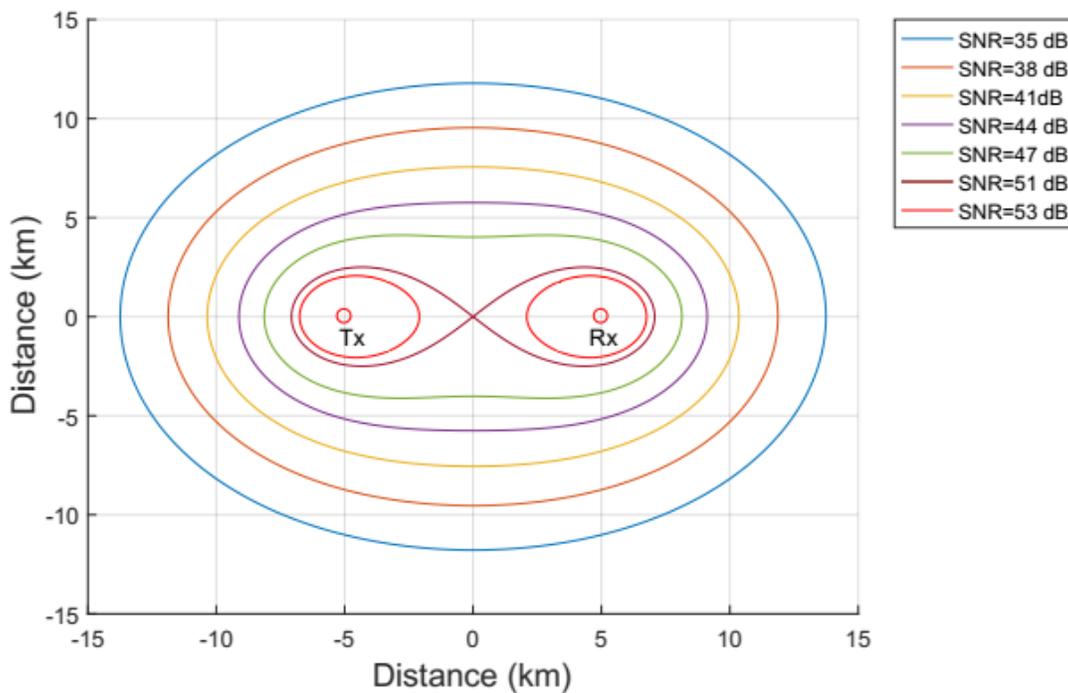
**Figure 3.5** Rapport Signal sur Bruit ( $SNR$ )<sub>min</sub> en fonction du produit  $(R_T R_R)_{\max}$

Comme stipulé au Chapitre 2, l'équation radar, donnée par l'équation (2.9), permet de connaitre préalablement la portée bistatique maximale du radar. Rappelons que la solution de l'équation (2.13) pour diff erentes valeurs du  $SNR$ , donne l'Ovale de Cassini. Pour le cas du signal FM dont les caract eristiques sont indiquées dans le Tableau 3.1, les résultats sont présentés dans la Figure 3.6. Une série de graphes montre que le fonctionnement du radar bistatique peut être divisé en trois  tats distincts. Notons que ces  tats dépendent de la valeur de la longueur de la ligne de base  $L$ , entre l'émetteur et le radar. Ils peuvent être résumés comme suit:

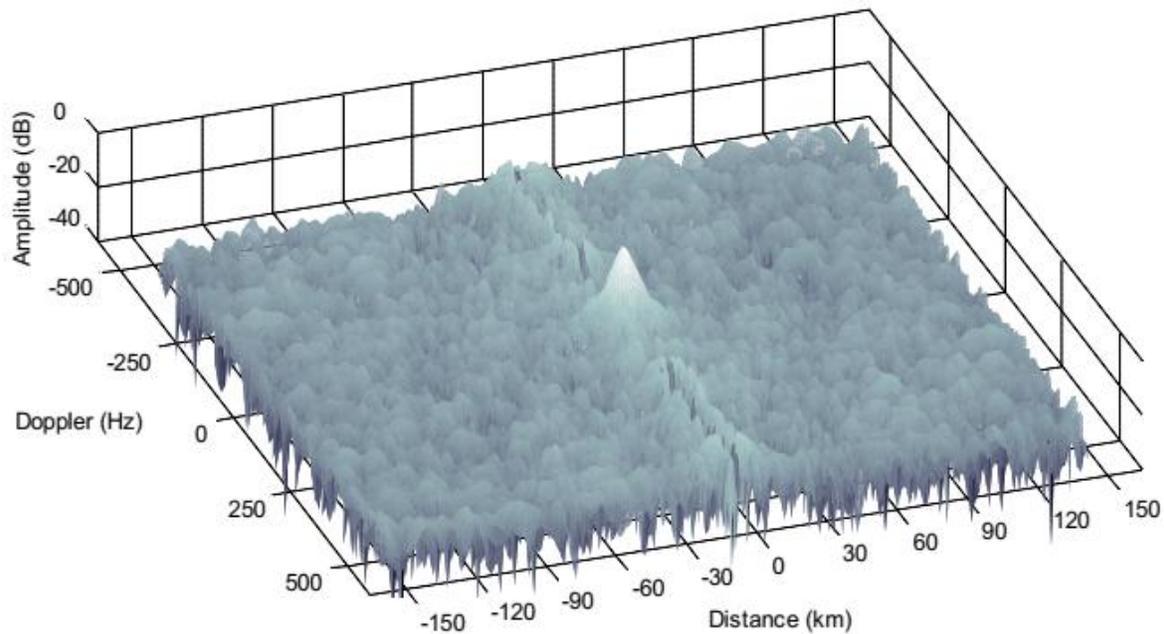
- **Etat 1:** Les cas où  $L > 2\sqrt{K/SNR}$ , résultent en deux ellipses distinctes, enclavant l'émetteur et le récepteur (cas du  $SNR = 53$  dB).
- **Etat 2:** Le cas où  $L = 2\sqrt{K/SNR}$ , résulte en une lemniscate (courbe plane ayant la forme du symbole  $\infty$ ) avec une intersection à l'origine (cas du  $SNR = 51$  dB).
- **Etat 3:** Les cas où  $L < 2\sqrt{K/SNR}$ , résulte en une seule ellipse continue (cas de tous les autres  $SNR$ ).

Aussi, nous pouvons remarquer que pour de faibles valeurs de la sensibilité, la portée maximale de la détection des cibles augmente.

**En termes de la fonction d'ambiguïté:** La fonction d'auto-ambiguïté du signal FM, illustrée dans la Figure 3.7, nous permet prendre en considération deux paramètres principaux relatifs à ce signal; à savoir les résolutions en distance et en Doppler [2]. Pour notre exemple de simulation, d'une part, pour  $B = 200 \text{ KHz}$ , nous obtenons une résolution monostatique  $\Delta R = 750 \text{ m}$ . Autrement dit, deux cibles séparées par une distance  $\leq 750 \text{ m}$ , génèrent un seul pic sur la courbe de la fonction d'ambiguïté. D'autre part, pour  $T_{int} = 0.5 \text{ s}$ , nous obtenons  $\Delta f_d = 2 \text{ Hz}$ . En d'autres termes, deux cibles dont les vitesses correspondent à un écart Doppler  $\leq 2 \text{ Hz}$ , génèrent aussi un seul pic sur la courbe de la fonction d'ambiguïté.



**Figure 3.6** Contour de détection de l'Ovale de Cassini



**Figure 3.7** Fonction d'auto-ambiguïté du signal FM

### 3.3.2 Annulation des interférences

Les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI que nous avons détaillées dans le Chapitre 2, représentent la limitation principale des performances de détection dans les RBP. En effet, les amplitudes très élevées de ces interférences, i.e., de 63-95 dB plus importantes que celles des échos de cibles, peuvent masquer complètement les cibles d'intérêt. Dans ce chapitre, nous examinons via Matlab/Simulink les algorithmes de suppression des interférences DPI et MPI, et ce en étudiant l'impact des filtres adaptatifs les plus connus tels que le NLMS et le RLS sur la détection de cibles dans un RBP basé sur l'émission FM de signaux réels collectés via le dongle RTL-SDR.

### 3.4 Simulation et discussion

Nous présentons et analysons dans ce qui suit, en guise d'exemple, le cas d'un RBP utilisant le signal FM de la radio Cirta de Constantine, comme émetteur d'opportunité. A cet effet, nous avons eu recours à l'outil Matlab/Simulink et au dongle RTL-SDR pour l'acquisition de signaux FM réels.

### 3.4.1 Modélisation et génération des données

La Figure 3.8 montre l'organigramme de fonctionnement d'un RBP. En se référant au modèle de signal de l'équation (2.20), le signal reçu par le canal de surveillance contient, les échos de cibles, les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI ainsi que le bruit interne du canal. Pour cela, afin d'arriver au point (1) de l'organigramme, nous pouvons reconstituer les trois signaux en question à partir de leurs caractéristiques.

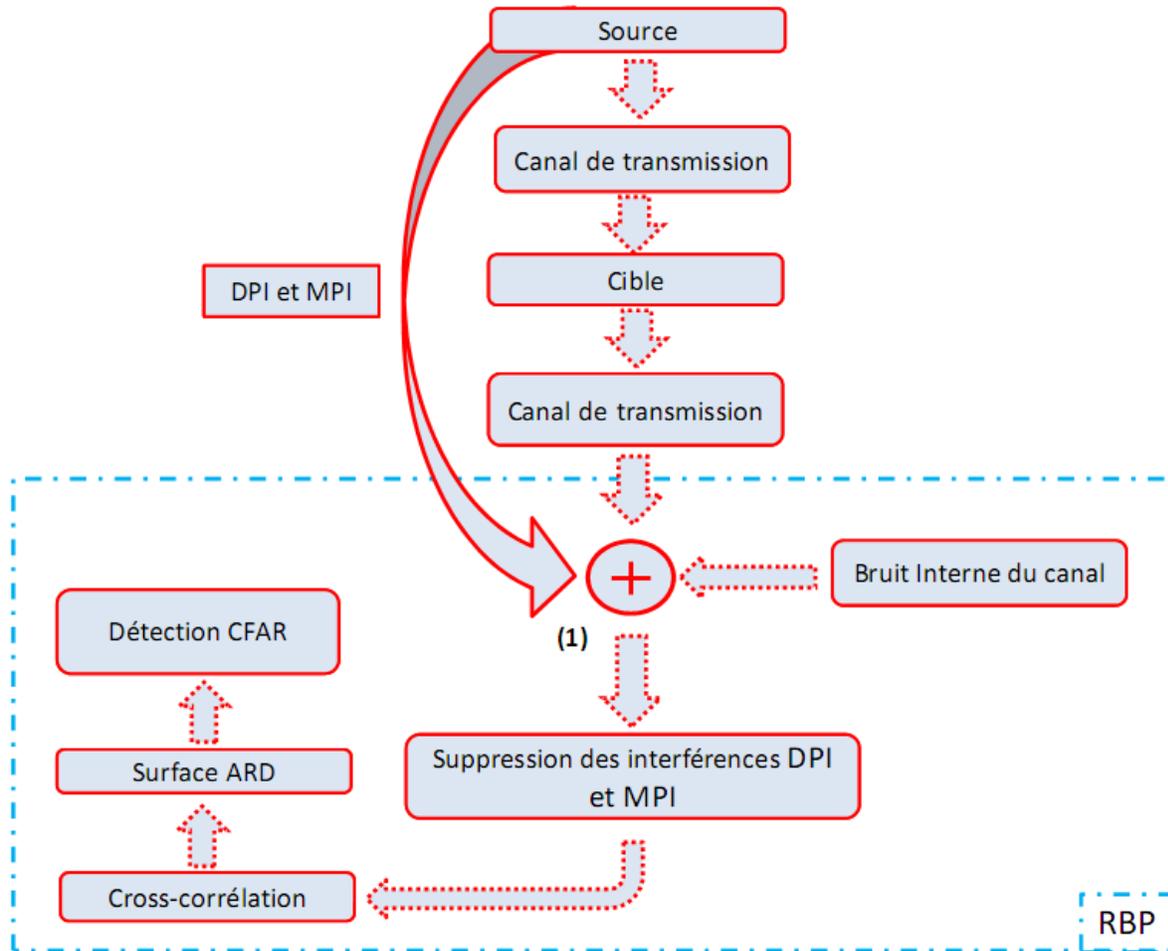
**Echos de cibles:** Ce signal est caractérisé par le retard dû au trajet émetteur-cible-radar, des décalages en fréquence dû à l'effet Doppler produits par les vitesses des cibles, ainsi que de l'affaiblissement produit par la propagation des ondes FM à travers les canaux de transmission émetteur-cible et cible-radar et par les SER des cibles.

**Interférences du trajet direct et du trajet multiple:** le DPI subit un retard dû au parcours émetteur-radar, un affaiblissement dû au canal de transmission et un affaiblissement dû à la réception de ce signal sur les lobes secondaires de l'antenne de réception du radar.

Les interférences de trajets multiples se divisent en deux catégories:

- Les MPI dus aux réflecteurs statiques qui engendrent un retard et un affaiblissement.
- Les MPI dus aux réflecteurs dynamiques qui engendrent un retard, un affaiblissement et un décalage en fréquence. Ce type d'interférences n'est pas considéré dans ce chapitre.

**Bruit interne du canal:** Le bruit interne du canal est un bruit à large bande provenant de nombreuses sources naturelles, telles que le bruit thermique dû aux composants électroniques du récepteur. En télécommunication, pour rendre compte des nombreux processus stochastiques qui se produisent dans la nature, nous utilisons le BABG (Bruit Additif Blanc Gaussien) ou AWGN (Additive White Gaussian Noise).



**Figure 3.8** Organigramme de fonctionnement d'un RBP

### 3.4.1.1 Génération de l'onde FM

Le RTL-SDR est un dongle USB très économique qui permet de recevoir des signaux radio RF. Il est capable de recevoir n'importe quel signal dans la plage où son tuner fonctionne. Cette plage varie d'un dongle à un autre, mais elle s'étale, généralement, de 25 MHz -1.7 GHz. L'antenne du RTL-SDR reçoit les signaux RF en direct, le périphérique les numérise et transmet les échantillons du signal sur son interface USB [8, 45]. La Figure 3.9 montre une photo du RTL-SDR. Les échantillons du signal peuvent être utilisés par n'importe quel logiciel de simulation. Entre autres, nous pouvons citer: GNU-Radio – SDR Sharp et Matlab/Simulink. Mathworks a publié un package de support matériel pour le RTL-SDR au début de l'année 2014, qui a rendu possible à Matlab/Simulink de l'interfacer et de le contrôler [46]. Les utilisateurs peuvent mettre en œuvre tout type de traitement sur les échantillons utilisant la bibliothèque du DSP (Digital Signal

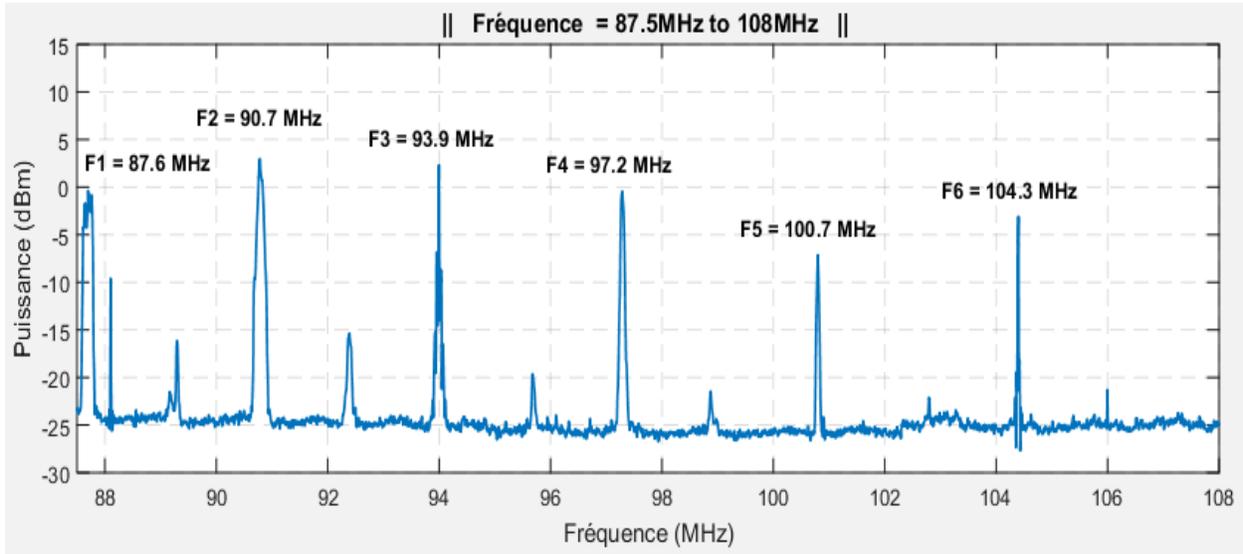
Processing) [47]. Le RTL-SDR peut être connecté au PC (Personal Computer) comme cela est montré en Figure 3.10. La Figure 3.11 montre les signaux FM que nous pouvons intercepter dans la région de Constantine dans la bande de fréquence 87,5-108 MHz, destinée à être reçue directement par le public.



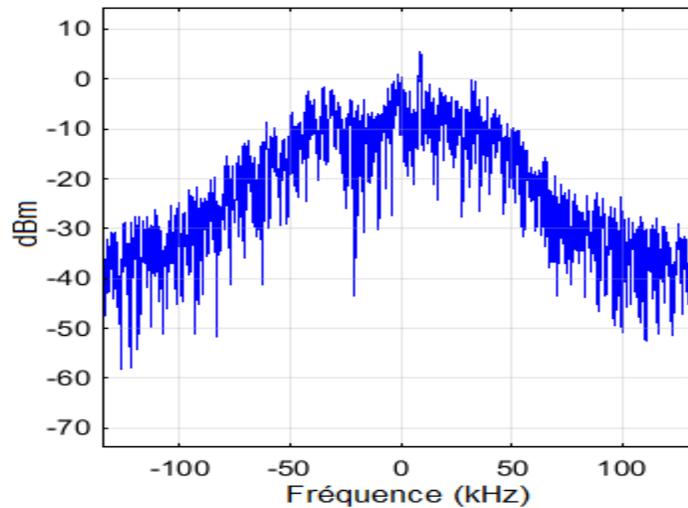
**Figure 3.9** RTL-SDR (RTL2832U)



**Figure 3.10** Connexion RTL-SDR-PC



**Figure 3.11** Fréquence FM interceptée à Constantine



**Figure 3.12** Vue Spectrale du signal FM utilisé dans notre simulation

Le spectre du signal utilisé dans notre simulation d'une largeur de bande d'environ 200 KHz, intercepté via le RTL-SDR, est représenté dans la Figure 3.12. Ce signal, qui est diffusé à une fréquence de 90,7 MHz, correspond à l'émission Cirta-FM de Constantine. A partir de ce signal, nous pouvons construire les signaux de l'équation (2.20).

### 3.4.1.2 Modélisation de l'environnement

La Figure 3.13 montre une représentation du plan Retard-Doppler de notre environnement. Il consiste en:

- Une (01) interférence DPI de puissance 60 dB environ plus élevée que les signaux échoïques des cibles.
- Trois (03) cibles dont les caractéristiques sont décrits dans le Tableau 3.2.
- Sept (07) interférences MPI caractérisées par un rapport interférences trajets multiples - l'écho de 20-35 dB de fréquence Doppler nulle dont les caractéristiques sont décrits dans le Tableau 3.3.

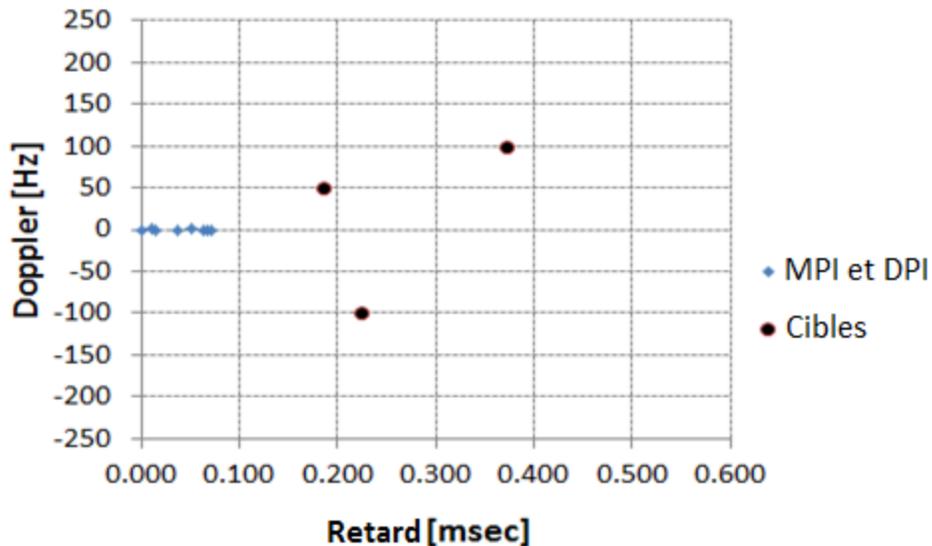


Figure 3.13 Scénario du cas d'étude

Tableau 3.2 Paramètres des cibles

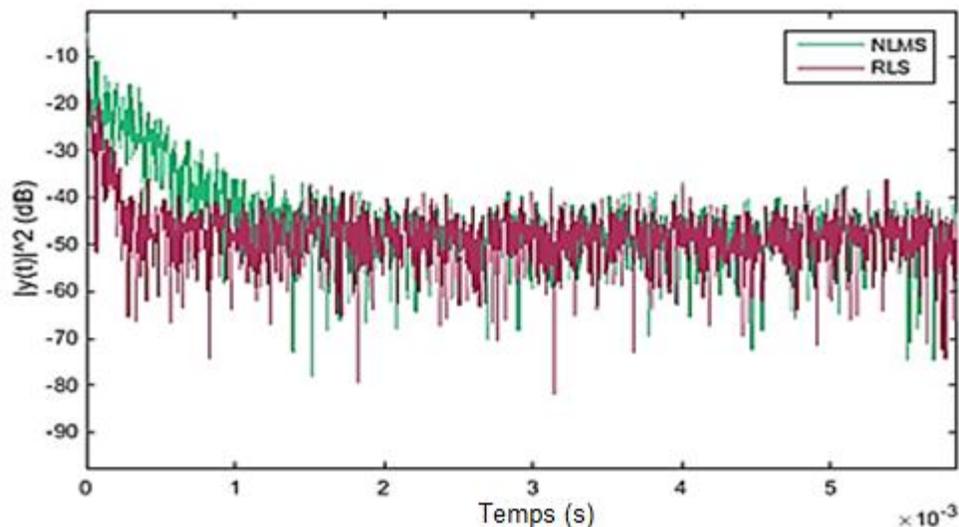
	Retard (msec)	Doppler (Hz)	Portée (Km)	Vélocité (m/s)
C <sub>1</sub>	0.223	-100	66.8	165
C <sub>2</sub>	0.186	50	55.7	83
C <sub>3</sub>	0.371	100	111.3	165

**Tableau 3.3** Caractéristiques des interférences

Fouillis	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
Portée (Km)	4.45	3.34	11.13	15.58	18.92	20.04	21.15
Retard (msec)	0.015	0.011	0.037	0.052	0.063	0.067	0.071

### 3.4.2 Interprétation des résultats

La longueur  $M$  du filtre est choisie de telle sorte que le retard maximal des signaux de trajets multiples satisfasse  $\tau_{Max} \leq MT_s$ , équation (2.24). Pour remplir cette condition, nous avons choisi, dans notre simulation,  $M = 32$  et  $f_s = 269474 \text{ Hz}$ . Aussi, nous avons pris une valeur du pas de convergence de l'algorithme NLMS  $\mu = 0.4$  et celle de l'algorithme RLS  $\lambda_{RLS} = 1$ . La Figure 3.14 illustre le carré du module de la sortie des filtres NLMS et RLS en fonction du temps. Comme montré dans cette figure, l'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme NLMS. Cependant, le temps d'exécution de l'algorithme NLMS est bien inférieur à celui de RLS, Tableau 3.4.

**Figure 3.14** Convergence des algorithmes NLMS et RLS

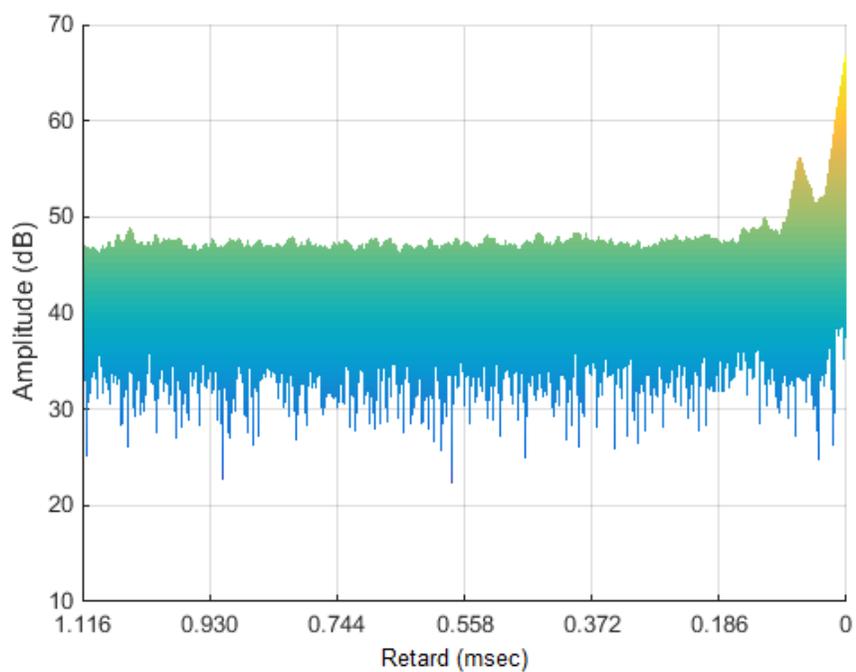
**Tableau 3.4** Temps d'exécution des algorithmes NLMS et RLS

Algorithme	NLMS	RLS
Temps d'exécution (s)	12.26	65

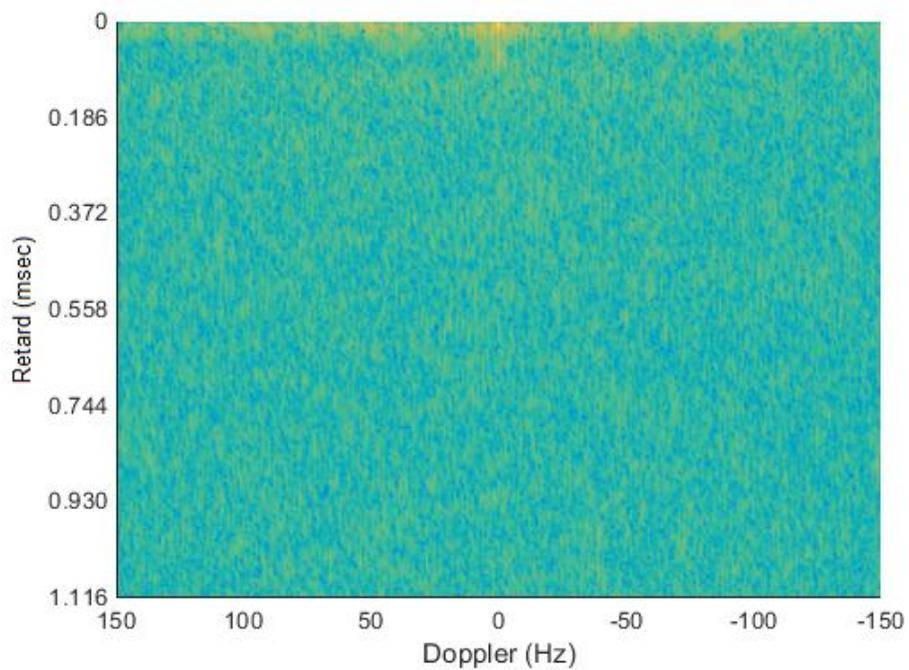
Les résultats de la fonction CAF entre le signal de référence et le signal de surveillance avant l'annulation des interférences sont présentés dans la surface Amplitude-Retard de la Figure 3.15. Nous remarquons que les trois cibles sont complètement masquées par les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI. La Figure 3.16, qui illustre la surface Retard-Doppler, assoit aussi les résultats obtenus dans la surface Amplitude-Retard de la Figure 3.15.

Par ailleurs, les fonctions CAF, après l'application des algorithmes NLMS et RLS, sont présentées dans les Figures 3.17a-c et Figures 3.18a-c. Nous pouvons remarquer que l'algorithme NLMS, a permis la suppression des interférences et par la même rendu visible les trois (03) cibles dans la surface Amplitude-Retard-Doppler illustrée dans la Figure 3.17a. Les Figures 3.17b-c, illustrant les surfaces Retard-Doppler et Amplitude-Retard, confirment non seulement l'existence des trois (03) cibles mai aussi leurs caractéristiques telles qu'elles ont été décrites répertoriées dans le Tableau 3.2.

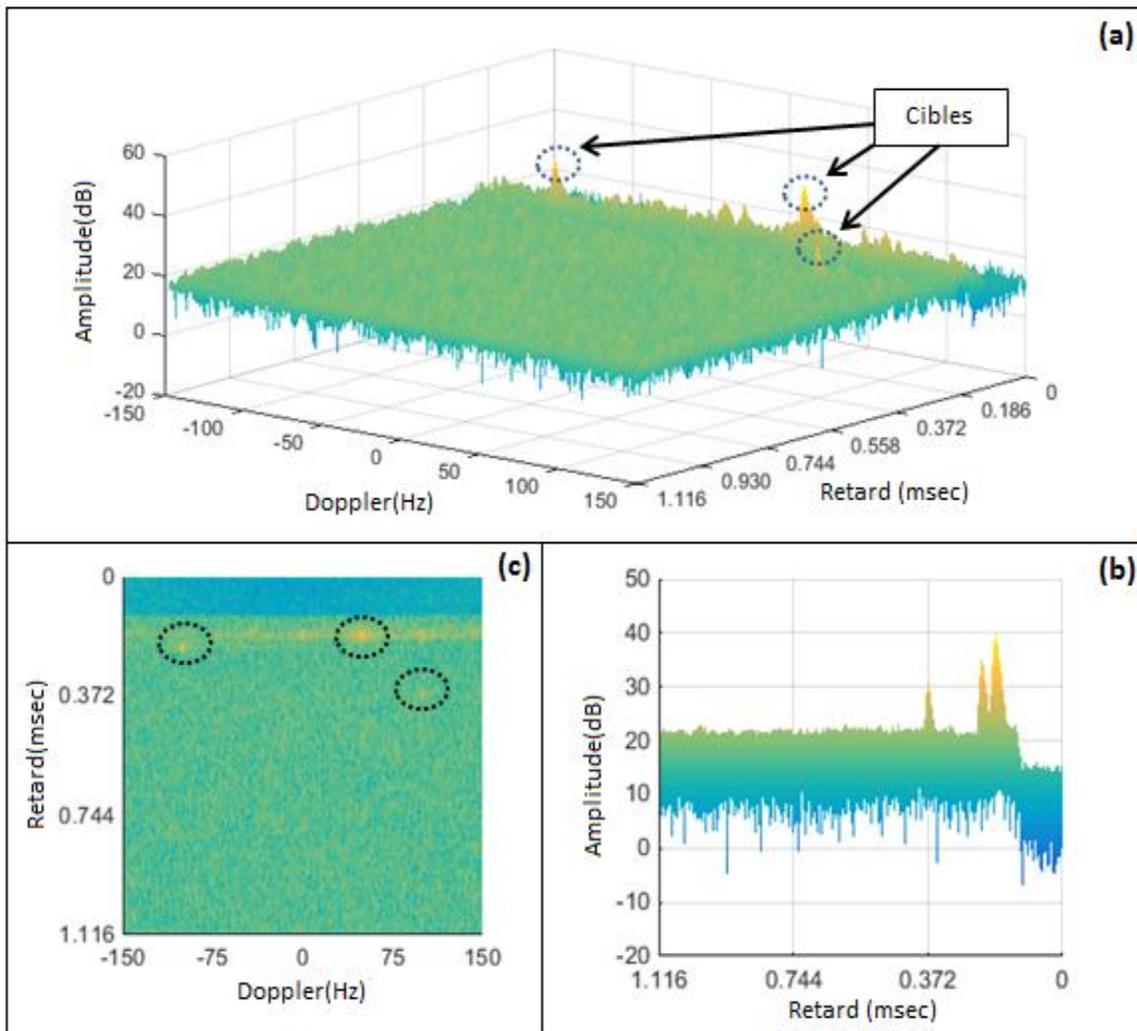
Enfin, nous avons conduit les mêmes simulations avec l'algorithme RLS. Nous avons trouvé les mêmes résultats que pour l'algorithme NLMS, Figures 3.18a-c. Cependant, comme nous l'avons déjà fait remarqué auparavant, ces résultats sont atteints après un temps d'exécution très long en comparaison celui de l'algorithme NLMS. En effet, Tableau 3.4, le temps d'exécution de ce dernier est 5.3 fois plus rapide que celui de l'algorithme RLS.



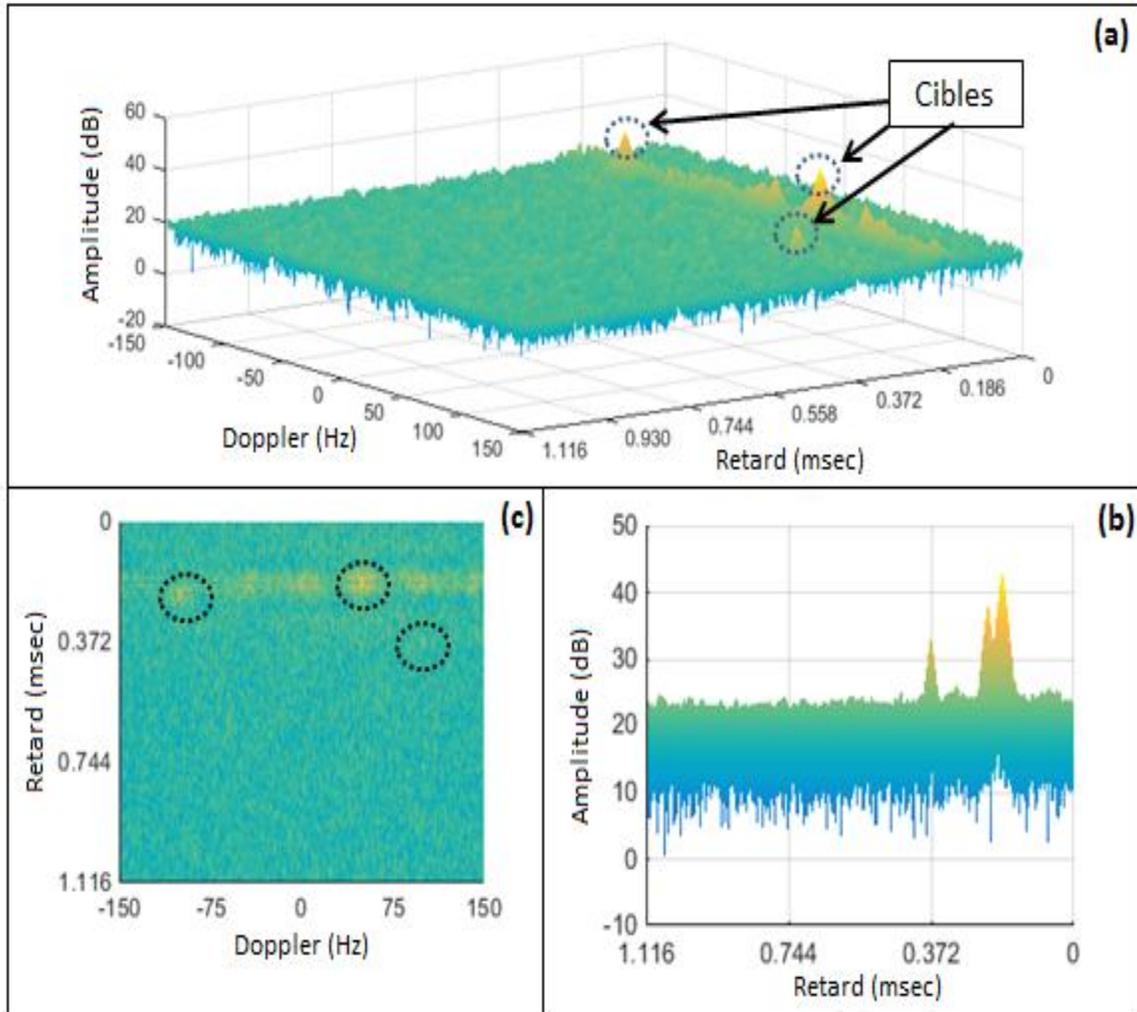
**Figure 3.15** Surface Amplitude-Retard avant l'annulation des interférences



**Figure 3.16** Surface Retard-Doppler avant l'annulation des interférences



**Figure 3.17** Fonction d'ambiguïté après l'application de l'algorithme NLMS : (a) Surface Amplitude-Retard-Doppler, (b) Surface Retard-Doppler et (c) Surface Amplitude-Retard



**Figure 3.18** Fonction d'ambiguïté après l'application de l'algorithme RLS: (a) Surface Amplitude-Retard-Doppler, (b) Surface Retard-Doppler et (c) Surface Amplitude-Retard

### 3.5 Conclusion

Un système RBP expérimental basé sur un émetteur de la radiodiffusion FM a été étudié dans ce chapitre. Des données réelles du signal FM ont été utilisées comme source du signal reçu via un dongle RTL-SDR. Les résultats des simulations de la fonction d'ambiguïté ont montré que les techniques d'annulation des algorithmes NLMS et RLS peuvent supprimer efficacement les interférences DPI et MPI de décalages Doppler nuls. Ainsi, nous avons montré que l'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme NLMS. Cependant, l'algorithme RLS présente une complexité de calcul qui nécessite beaucoup plus de temps d'exécution que celle de l'algorithme NLMS. Par conséquent, ce dernier est plus prisé dans les applications radar. Enfin, pour améliorer la qualité et le temps d'exécution des algorithmes d'annulation des interférences, nous désirons, dans le prochain chapitre, d'utiliser d'autres types d'algorithmes d'annulation des interférences et d'autres types d'émetteur d'opportunité.

# Chapitre 4

## Signal DVB-T comme émetteur d'opportunité

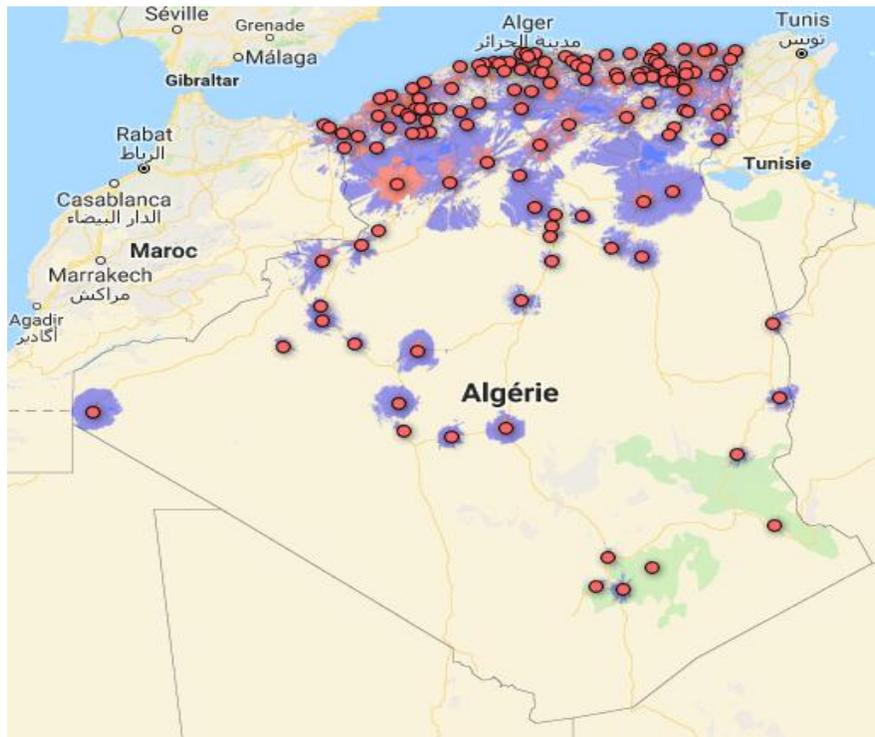
---

Dans ce chapitre, nous examinons l'utilisation du signal DVB-T comme émetteur d'opportunité. Pour ce faire, nous mettons en évidence les algorithmes, les plus connus dans la littérature, d'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples. Nous considérons les deux types d'interférences de trajet multiples statiques et dynamiques.

---

## 4.1 Introduction

Les paramètres clés de tout système RBP sont spécifiés à partir de la forme d'onde du signal d'opportunité adopté. Pendant plusieurs années, les signaux de la radiodiffusion FM ont été considérés comme les meilleurs candidats dans les applications de radars passifs, et ce en raison de leur forte puissance et de leur large disponibilité. Actuellement, les émetteurs de la télévision numérique terrestre DVB-T recueillent un intérêt remarquable de la part des chercheurs en radars passifs, et ce au regard de leur excellente couverture, leur forte puissance ainsi que leur très bonne résolution en distance. Cette dernière représente l'avantage principal des ondes DVB-T par rapport aux ondes FM. A ce titre, l'utilisation d'une largeur de bande d'environ 8 MHz par le système de la radiodiffusion DVB-T, permet un pouvoir de discrimination en distance  $\Delta R=44\text{ m}$ , contre  $750\text{ m}$  pour le signal FM et  $200\text{ m}$  pour le signal DAB [11]. Aussi, notre choix s'est porté sur la forme d'onde DVB-T car, comme le montre la Figure 4.1, celle-ci présente une large expansion en Algérie [48].



**Figure 4.1** Couverture de la DVB-T en Algérie

## 4.2 Signal DVB-T

La radiodiffusion DVB-T ou la TNT (Télévision Numérique Terrestre) est une diffusion de programmes de télévision en signal numérique dans la gamme des UHF (Ultra High Frequencies), i.e., 470-862 MHz (gamme attribuée à la radiodiffusion TNT en Algérie), destinée à être reçue directement par le public. Ainsi, La radiodiffusion DVB-T est utilisée partout dans les pays d'Europe, au proche et Moyen-Orient, dans la zone pacifique ainsi que dans certains pays d'Asie, d'Afrique et d'Amérique.

Techniquement, le signal DVB-T utilise la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). A cet effet, un nombre de sous porteuse constitue le spectre du signal qui permet la transmission en parallèle de l'information compressée en MPEG2 (Moving Picture Experts Group), Figure 4.2 [49]. La norme ETSI 2009 [50] décrit la composition du signal OFDM utilisé pour les deux modes de transmission  $2k$  et  $8k$ . L'information transmise est organisée en super-frames constituées de quatre trames. Chaque trame est composée de 68 symboles OFDM, d'une durée  $T_s$ , qui contiennent les données et les informations de référence. Le symbole possède  $K=1705$  porteuses en mode  $2k$ , et  $K= 6817$  porteuses en mode  $8k$ . Il se compose d'une partie utile de durée  $T_U$  et d'un intervalle de garde de durée  $\Delta$ .

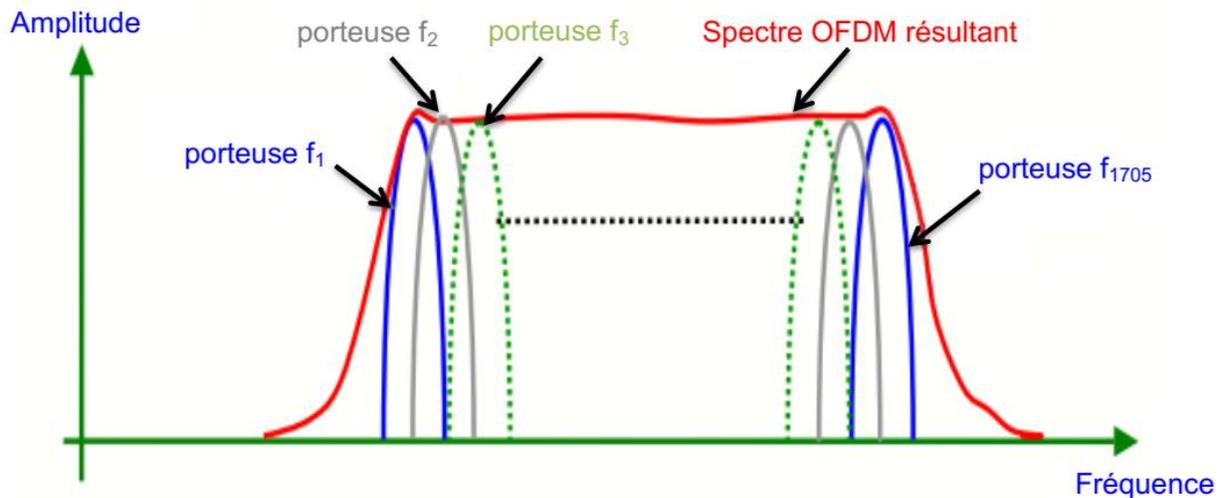


Figure 4.2 Sous porteuse du signal modulé OFDM

Le signal transmis est donné par la relation suivante [50]:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (4.1)$$

où

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_U}(t-\Delta-l \times T_S-68 \times m \times T_S)}, & (l+68 \times m) \times T_S \leq t \leq (l+68 \times m+1) \times T_S \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.2)$$

et

- $k$  Numéro de la sous porteuse
- $l$  Numéro de symbole OFDM
- $m$  Numéro de trame
- $K$  Nombre des sous-porteuses
- $T_S$  Durée du symbole
- $T_U$  Partie utile du symbole
- $\Delta$  Durée de l'intervalle de garde
- $f_c$  Fréquence centrale de transmission RF
- $k'$  Indice relatif de la sous porteuse

$c_{m,l,k}$  Information complexe de la  $k^{\text{ème}}$  sous porteuse et du  $l^{\text{ème}}$  symbole de la  $m^{\text{ème}}$  trame.

La norme ETSI 2009 définit les paramètres numériques du signal OFDM en modes  $2k$  et  $8k$ , pour une largeur de bande de 8MHz. Les Tableau 4.1 et Tableau 4.2 [50] résument les paramètres principaux liés au temps.

**Tableau 4.1** Paramètres du signal OFDM en modes  $2k$  et  $8k$  pour des canaux de 8MHz

Paramètre	Mode 8 k	Mode 2 k
Nombre de porteuses $K$	6817	1705
Valeur de la porteuse d'indice $K_{min}$	0	0
Valeur de la porteuse d'indice $K_{max}$	6816	1704
La durée $T_U$	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s
Espacement inter-porteuse $\frac{1}{T_U}$	1116 Hz	4464 Hz
Espacement entre les porteuses $K_{min}$ et $K_{max}$	7.61 MHz	7.61 MHz

**Tableau 4.2** Durée utile du symbole pour les différents intervalles de garde pour des canaux de 8 MHz.

Mode	2k				8k			
Intervalle de garde $\Delta/T_U$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Durée de la partie utile du symbole $T_U$	224 $\mu$ s				896 $\mu$ s			
Durée de l'intervalle de garde $\Delta$	56 $\mu$ s	28 $\mu$ s	17 $\mu$ s	7 $\mu$ s	224 $\mu$ s	112 $\mu$ s	56 $\mu$ s	28 $\mu$ s
Durée du symbole $T_s = \Delta + T_U$	280 $\mu$ s	252 $\mu$ s	238 $\mu$ s	231 $\mu$ s	1120 $\mu$ s	1008 $\mu$ s	952 $\mu$ s	924 $\mu$ s

### 4.3 Radiodiffusion DVB-T comme émetteur d'opportunité

En plus de la large couverture de la radiodiffusion DVB-T, les caractéristiques des signaux DVB-T sont particulièrement intéressantes dans des applications RBP. Comme nous l'avons vu précédemment, pour une largeur de bande d'environ 8 Mhz, l'utilisation des signaux DVB-T comme émetteur d'opportunité permet d'obtenir un pouvoir de discrimination en distance très intéressant par rapport à ceux des autres émetteurs, i.e., FM et DAB. De plus, la fréquence de diffusion, relativement élevée, permet la réduction des lobes secondaires des antennes utilisées pour la réception des signaux de référence et de surveillance. Cela a pour effet de diminuer partiellement la contribution des interférences du trajet direct et trajets multiples. Aussi, la structure particulière de la trame OFDM utilisée dans la radiodiffusion DVB-T permet de faciliter la suppression des interférences de trajets multiples qui affectent le canal de référence [34, 51].

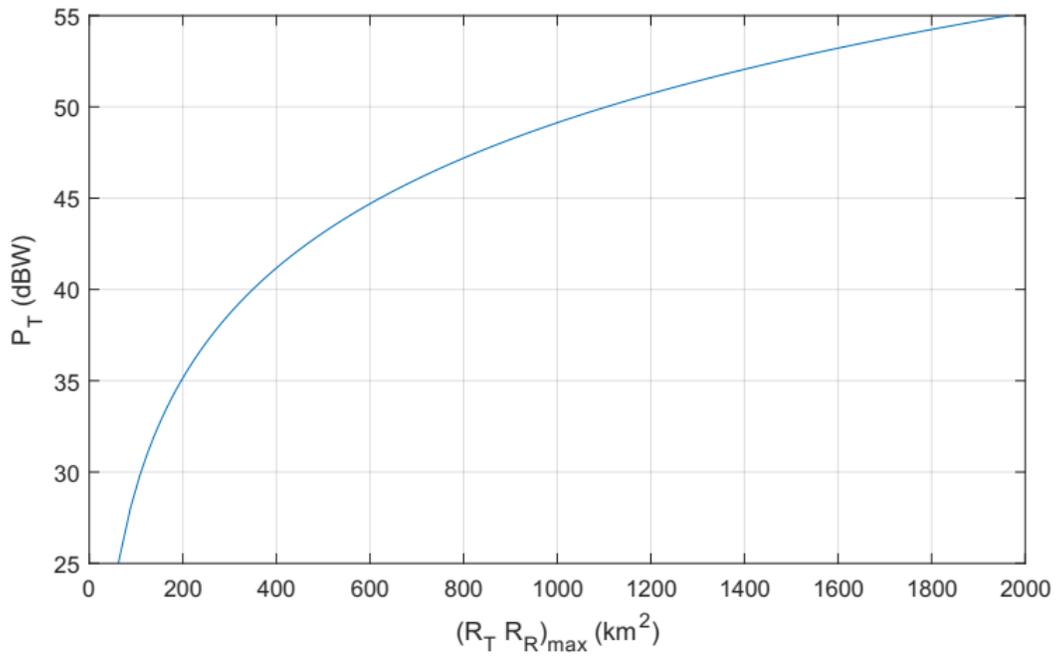
#### 4.3.1 Évaluations des performances du signal DVB-T

Afin d'évaluer les performances du signal DVB-T en terme de l'équation radar, équation (2.9), un ensemble de valeurs des paramètres de la radiodiffusion DVB-T ont été choisies, Tableau 4.3. Celles-ci sont proposées à partir d'un système radio DVB-T existant.

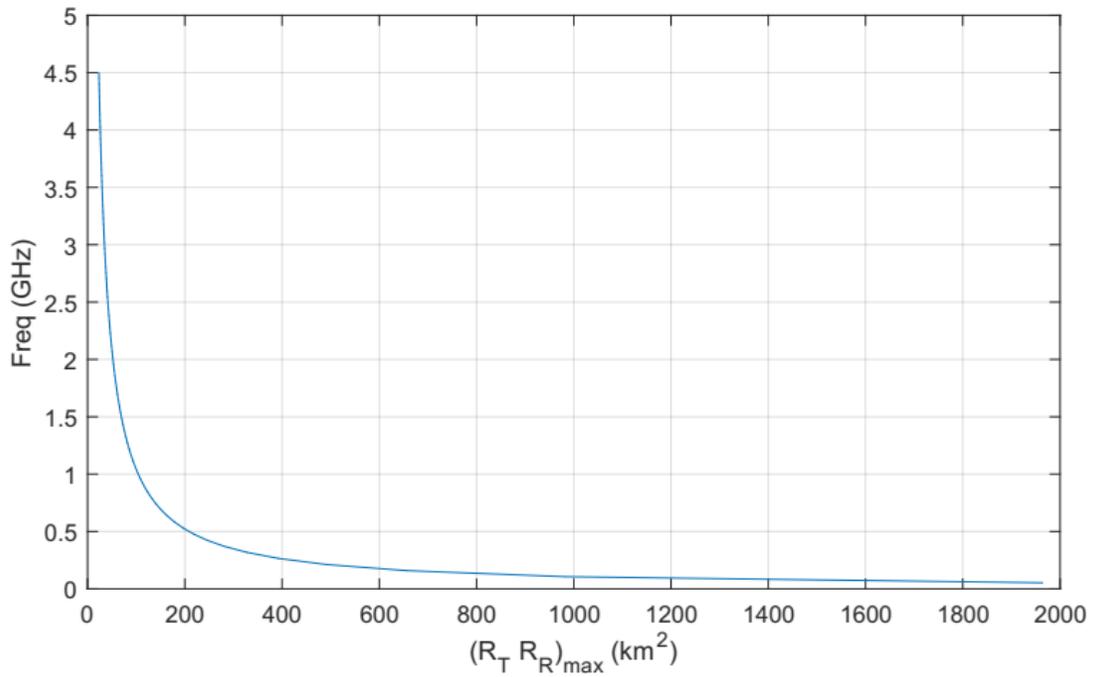
**Tableau 4.3** Paramètres utilisés pour évaluer le signal DVB-T en termes de l'équation radar

$P_T$ : Puissance d'émission	35 dBW
$G_T$ : Gain d'émission	10 dB
$G_R$ : Gain de réception	22 dB
Fréquence/Longueur d'onde de propagation ( $\lambda$ )	530 MHz/0.57m
$SNR_{min}$ : Rapport Signal sur Bruit minimal	10 dB
$\sigma_B$ : Surface Equivalente Radar (RCS)	50 m <sup>2</sup>
$B$ : Largeur de bande du récepteur	8 MHz
Facteur de bruit du récepteur	5 dB
$l$ : Perte émetteur-cible-récepteur	1
$k_B$ : Constante de Boltzmann	$1.38065 \times 10^{-23} J/K$
$T_0$ : Température de référence du bruit	300 K
$L$ : Ligne de base	8 Km

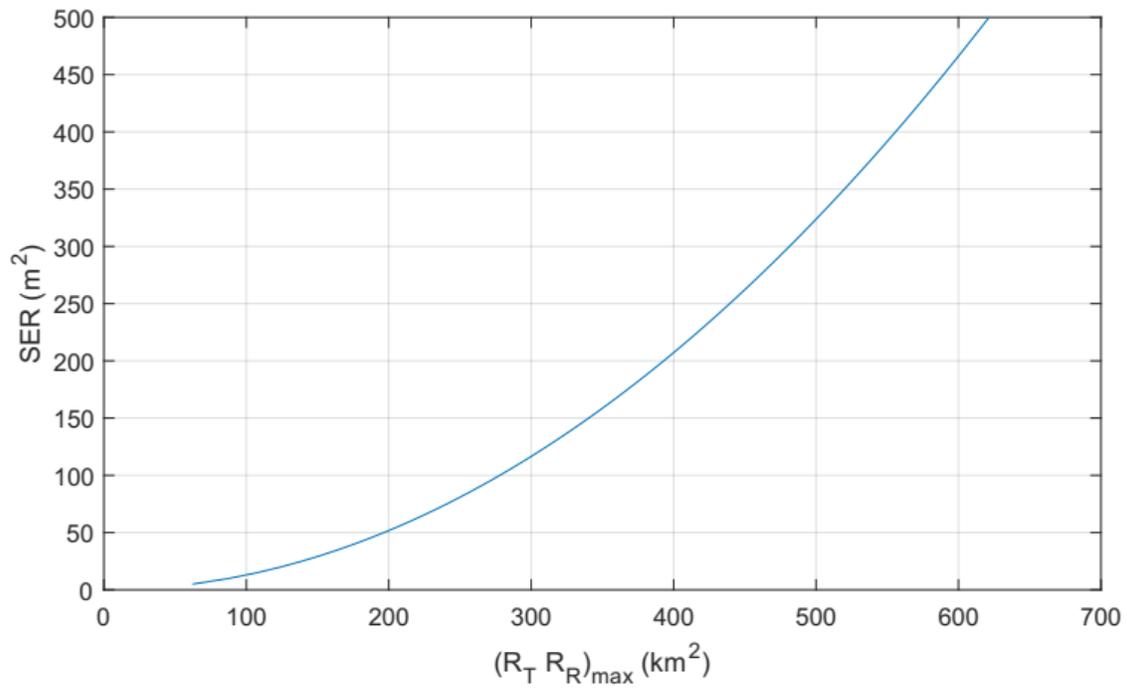
Pour analyser l'évolution du produit de la distance bistatique  $(R_T R_R)_{max}$  en fonction de la puissance d'émission  $P_T$ , nous utilisons les valeurs de tous les paramètres cités dans le Tableau 4.3 et ce tout en changeant les valeurs de la puissance émise. Les résultats sont illustrés dans la Figure 4.3. Ainsi, lorsque nous augmentons la puissance d'émission, le produit de la distance bistatique maximale augmente. A ce titre, pour  $P_T = 35\text{dBW}$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 196.5 \text{ km}^2$ . Aussi, l'évolution du produit de la distance bistatique  $(R_T R_R)_{max}$  en fonction de la fréquence de système (longueur d'onde  $\lambda$ ) est montrée dans la Figure 4.4. Les résultats nous permettent de conclure que le choix d'émetteurs DVB-T de fréquences basses, augmente la distance maximale détectable. Cette caractéristique serait être utile dans le cas des régions où nous pouvons disposer de plusieurs émetteurs DVB-T. La Figure 4.5 représente l'analyse l'évolution de  $(R_T R_R)_{max}$  en fonction de la SER. L'augmentation de cette dernière induit celle de la valeur du produit. Par exemple, pour  $SER = 50\text{m}^2$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 196.5 \text{ km}^2$ , et pour  $SER = 250\text{m}^2$ , nous obtenons  $(R_T R_R)_{max} = 439\text{km}^2$ . L'évolution de la valeur du rapport signal sur bruit minimal  $SNR_{min}$  est représentée dans la Figure 4.6. Nous remarquons que pour de faibles valeurs de la sensibilité  $SNR_{min}$ , nous obtenons des valeurs élevées de la portée.



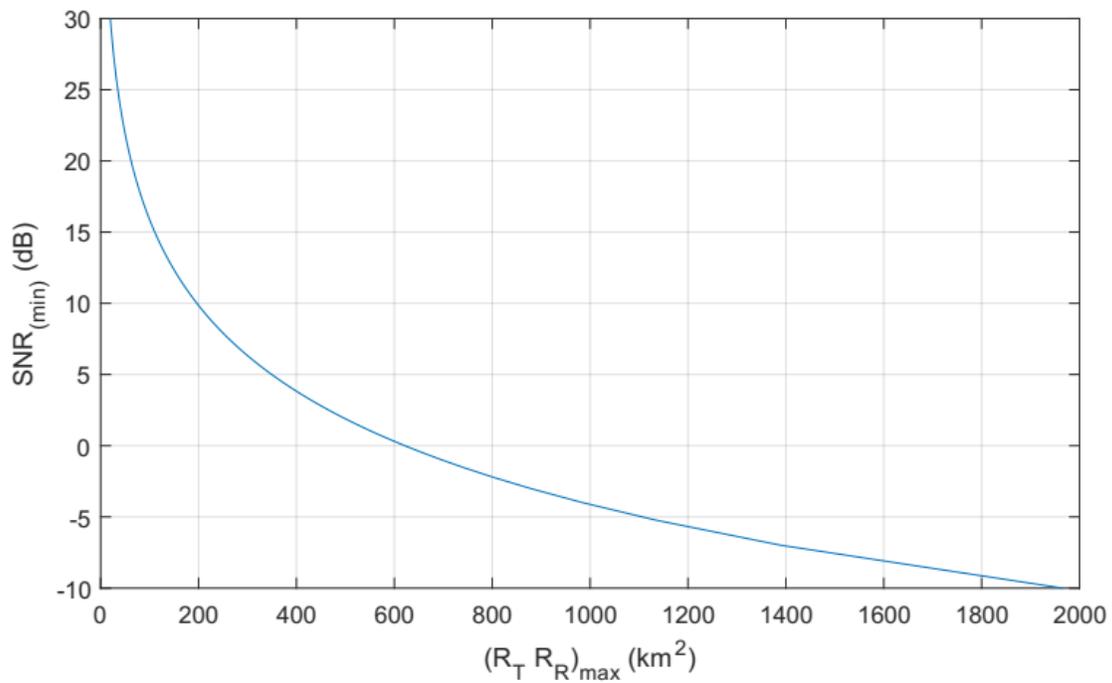
**Figure 4.3** Puissance d'émission  $P_T$  en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$



**Figure 4.4** Fréquence d'émission (longueur d'onde  $\lambda$ ) en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$



**Figure 4.5** Surface SER en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$



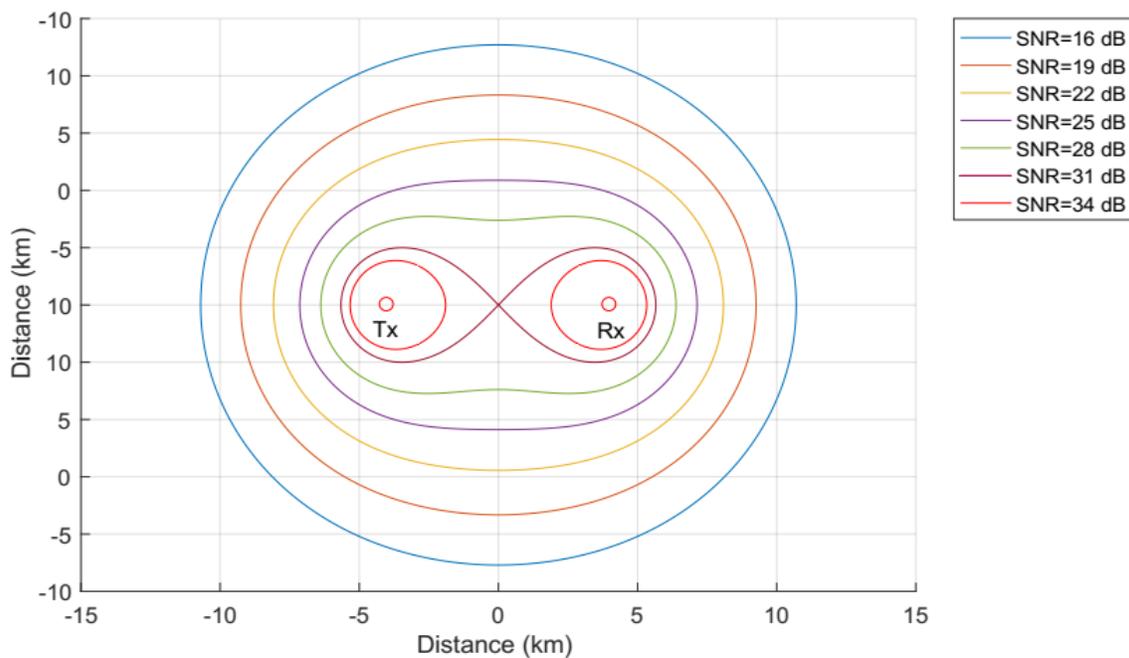
**Figure 4.6** Rapport Signal sur Bruit  $SNR$  en fonction du produit  $(R_T R_R)_{max}$

Dans le cas du signal DVB-T, dont la configuration est indiquée dans le Tableau 4.3, les résultats de l'Ovale de Cassini sont présentés dans la Figure 4.7. Ainsi, nous pouvons observer que pour de valeurs faibles de la sensibilité, la portée augmente.

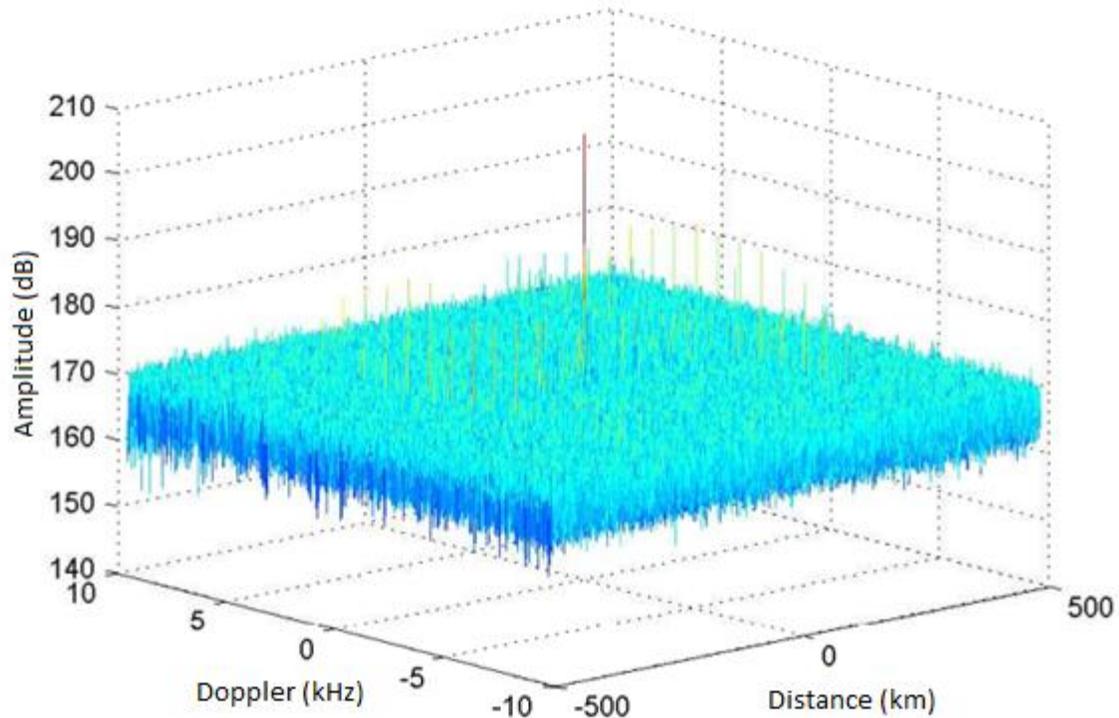
### *En termes de la fonction d'ambiguïté*

Des études de la fonction d'ambiguïté du signal DVB-T montre que les performances de détection de ce dernier sont très satisfaisantes pour la surveillance dans les RBP. Cependant, un problème très important résulte de l'utilisation des signaux de la radiodiffusion DVB-T comme émetteur d'opportunité. Celui-ci est d u aux intervalles de garde présents dans le signal DVB-T, qui induisent un certain nombre de pics indésirables dans les résultats de la fonction d'ambiguïté de ce signal. Cette incommodité a pour effet d'augmenter le masquage des cibles et la  $P_{FA}$  (Probabilité de Fausse Alarme). La surface ARD du signal DVB-T, Figure 4.8, montre la présence de plusieurs ambiguïtés [29].

Dans le but d'annuler ces pics indésirables qui apparaissent clairement sur la surface ARD du signal DVB-T, plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature [34, 52, 53]. Dans le cadre de cette thèse, nous supposons que l'intervalle de garde a été préalablement supprimé.



**Figure 4.7** Contour de détection de l'Ovale de Cassini



**Figure 4.8** Ambiguïtés induites par l'intervalle de garde dans la fonction d'ambiguïté du DVB-T

### 4.3.2 Annulation des interférences

Les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI que nous avons détaillées dans le Chapitre 3, représentent la limitation principale des performances de détection dans les RBP. En effet, les amplitudes très élevées de ces interférences i.e., de 63-95 dB plus importantes que celles des échos de cibles, peuvent masquer complètement les cibles d'intérêt. Dans ce chapitre, nous examinons aussi via Matlab/Simulink un algorithme de suppression des interférences DPI et MPI, et ce en examinant l'effet du filtre adaptatif FBLMS sur la détection de cibles dans un RBP basé sur l'émission DVB-T.

### 4.4 FBLMS Algorithme

Le signal de surveillance reçu est souvent dominé par les signaux d'interférence du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI provenant de l'illuminateur d'opportunité. Ce problème présente un enjeu crucial dans le domaine des RBP car, ces interférences ainsi que la contribution d'autres foyers indésirables de haute puissance peuvent masquer les échos des cibles faibles.

L'utilisation du signal DVB-T comme émetteur d'opportunité nécessite une fréquence d'échantillonnage plus élevée; ce qui requiert une longueur de filtre plus large que celle du signal FM. Dans cette situation, l'utilisation de l'algorithme NLMS entraine un temps d'exécution plus long pour la mise à jour des coefficients de pondération. L'algorithme FBLMS a donc été conçu pour ce type applications.

Dans cette section, nous nous proposons d'utiliser l'algorithme FBLMS pour l'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples dont l'existence est inhérente aux réflecteurs statiques, i.e., DPI et ZDMPI (Zero Doppler MPI) dans les radars bistatiques passifs basé sur la radiodiffusion DVB-T.

Comme nous l'avons stipulé dans le Chapitre 2, plusieurs techniques d'annulation ont été proposées dans la littérature. Toutefois, la plupart d'entre elles nécessitent un temps de calcul handicapant et de surcroît lorsqu'il s'agit du signal DVB-T (large bande passante). En ayant recours à la FFT (Transformée de Fourier Rapide) pour la mise à jour des coefficients, l'algorithme FBLMS induit un taux de convergence rapide, associé à un temps d'exécution court et de bons résultats de la fonction CAF. Cependant, comme l'algorithme FBLMS a été développé pour la suppression des échos acoustiques, nous l'avons adapté aux RBP, Figure 4.9.

L'algorithme FBLMS est détaillé dans [39, 54]. Ici, nous résumons les étapes les plus importantes. Notons que la taille d'un bloc est égale à la longueur du filtre  $M$ ; ce qui correspond à la complexité de calcul optimale [39]. Comme le montre la Figure 4.9, le calcul de la FFT est effectué après la concaténation de deux vecteurs correspondants aux signaux de référence (ancien et nouveau) donnés par:

$$\mathbf{S}_{Réf}(k) = FFT \left[ \underbrace{S_{Réf}(kM - M), \dots, S_{Réf}(kM - 1)}_{\text{bloc } (k-1)}, \underbrace{S_{Réf}(kM), \dots, S_{Réf}(kM + M - 1)}_{\text{bloc } (k)} \right]^T \quad (4.3)$$

où  $k = 1, 2, 3, \dots$  représente l'index du bloc. Le vecteur de dimension  $M$  de la sortie du filtre est:

$$\mathbf{y}(k) = M \text{ derniers éléments de la } IFFT[\mathbf{S}_{Réf}(k) \odot \mathbf{W}(k)] \quad (4.4)$$

et

$$\mathbf{W}(k) = FFT \left[ \begin{matrix} \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{0} \end{matrix} \right] \quad (4.5)$$

Notons que  $\odot$  désigne le produit matriciel de Hadamard,  $\mathbf{0}$  le vecteur nul de dimension  $M$  correspondant au remplissage par des zéros ou zeropadding, et IFFT (Inverse FFT). A cause de la convolution circulaire, seuls les  $M$  derniers éléments sont conservés. Il convient de noter que la sortie du filtre FBLMS est un vecteur plutôt qu'un scalaire comme cela est le cas des

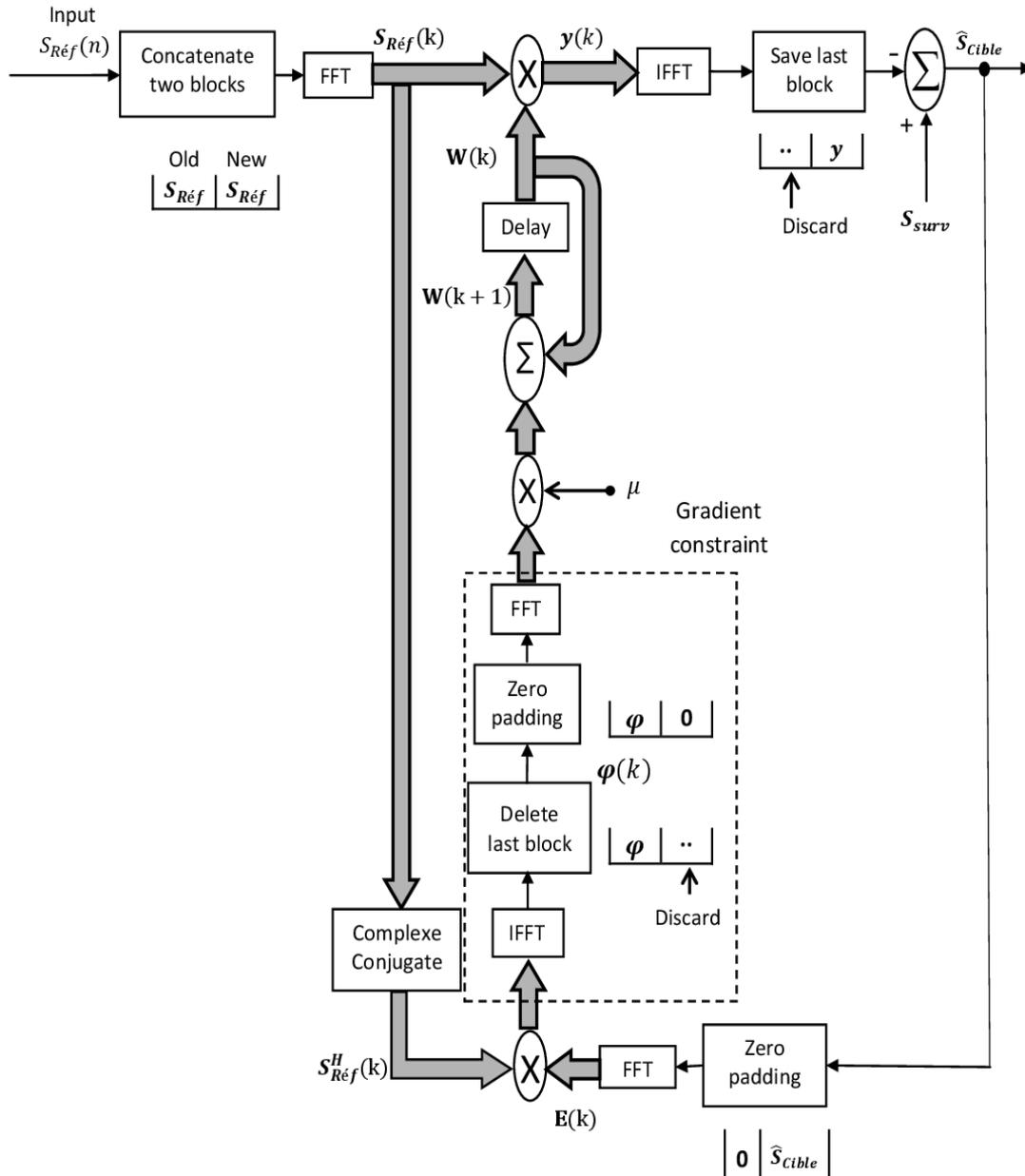


Figure 4.9 Organigramme d'exécution de l'algorithme FBLMS pour une application RBP

algorithmes NLMS et MCNLMS. C'est la raison pour laquelle l'algorithme FBLMS est plus rapide que ces deux autres algorithmes.

Le vecteur d'erreur de l'algorithme représente le vecteur du signal cible estimé. Il est donné par:

$$\widehat{\mathbf{S}}_{tar}(k) = \mathbf{S}_{surv}(k) - \mathbf{y}(k), \quad (4.6)$$

où

$$\mathbf{S}_{surv}(k) = [S_{surv}(kM), S_{surv}(kM + 1), \dots, S_{surv}(kM + M - 1)]^T \quad (4.7)$$

De plus, la mise à jour du vecteur des coefficients de pondération est effectuée dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\mathbf{W}(k + 1) = \mathbf{W}(k) + \mu FFT \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}(k) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

où

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = M \text{ premiers éléments de la } IFFT[\mathbf{S}_{Ref}^H(k) \odot \mathbf{E}(k)], \quad (4.9)$$

et

$$\mathbf{E}(k) = FFT \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \widehat{\mathbf{S}}_{tar}(k) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Pour améliorer le taux de convergence, nous pouvons utiliser la puissance du signal d'entrée  $P_i(k)$  pour effectuer une mise à jour des coefficients de pondération. Pour cela, nous devons remplacer  $\boldsymbol{\varphi}(k)$  de l'équation (4.8), par celui de l'équation (4.11) au lieu de celui de l'équation (4.9). Nous obtenons ainsi [39]:

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = M \text{ premiers éléments de la } IFFT[\mathbf{D}(k) \odot \mathbf{S}_{Ref}^H(k) \odot \mathbf{E}(k)] \quad (4.11)$$

où

$$\mathbf{D}(k) = diag[P_0^{-1}(k), P_1^{-1}(k), \dots, P_{2M-1}^{-1}(k)] \quad (4.12)$$

et

$$P_i(k) = \gamma P_i(k - 1) + (1 - \gamma) |S_{Ref_i}(k)|^2, i = 0, 1, \dots, 2M - 1 \quad (4.13)$$

où  $|\cdot|$  désigne la norme d'un nombre complexe.  $P_i(0) = \delta_i$ , ou  $\delta_i$  est une constante positive très petite et  $\gamma$  une constante appartenant à l'intervalle ] 0, 1[.

### 4.4.1 Simulation et discussion

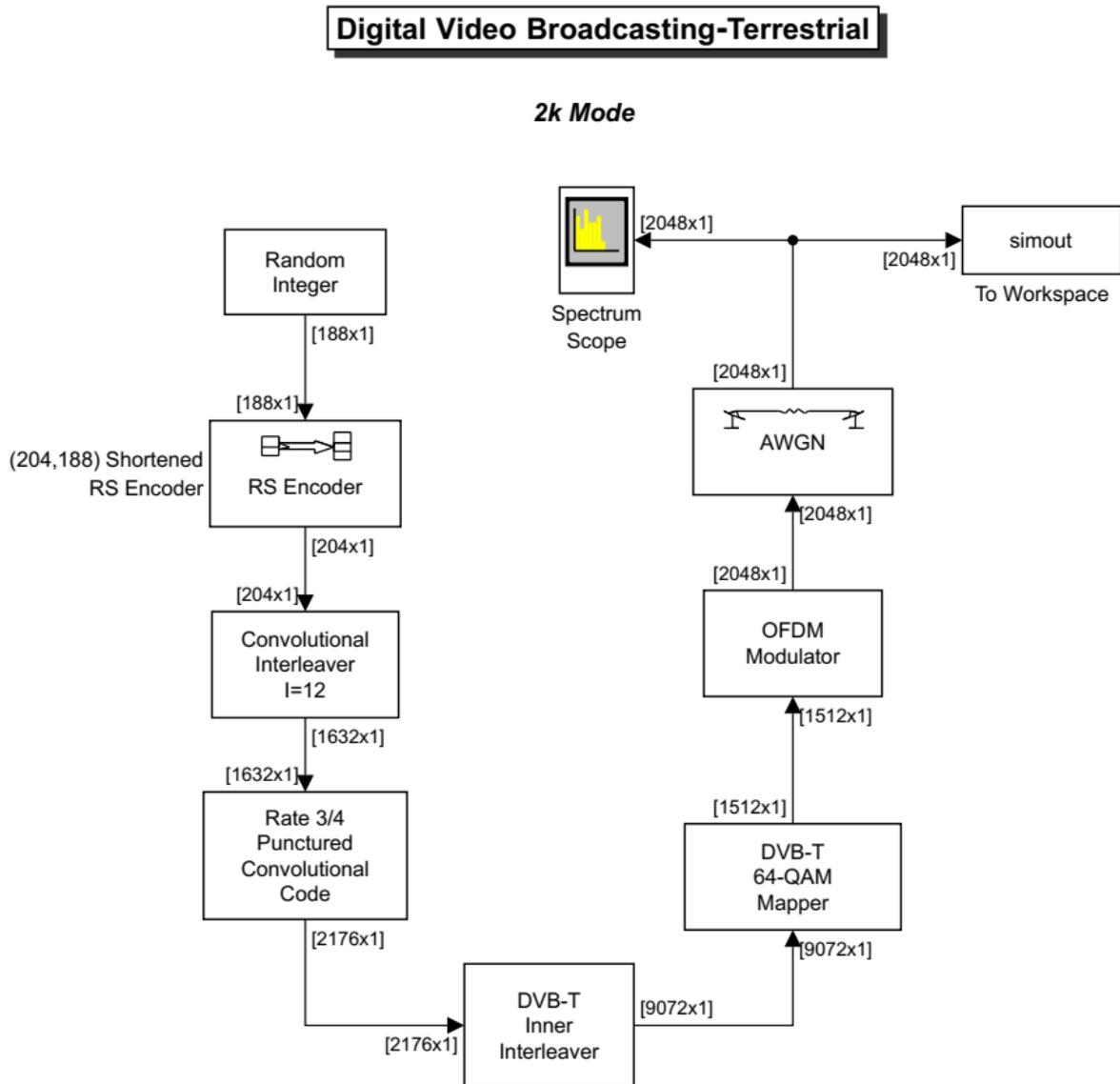
L'algorithme FBLMS est recommandé pour les applications qui nécessitent une longueur de filtre assez large. C'est le cas du signal DVB-T lorsqu'il est utilisé comme illuminateur d'opportunité. L'algorithme NLMS induit, quant à lui, un temps d'exécution long pour effectuer la mise à jour du filtre. A cet effet, nous proposons l'utilisation de l'algorithme FBLMS. Le but de notre simulation est d'évaluer l'algorithme FBLMS en le comparant à l'algorithme standard du NLMS, en termes d'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ZDMPI.

#### 4.4.1.1 Modélisation et génération des données

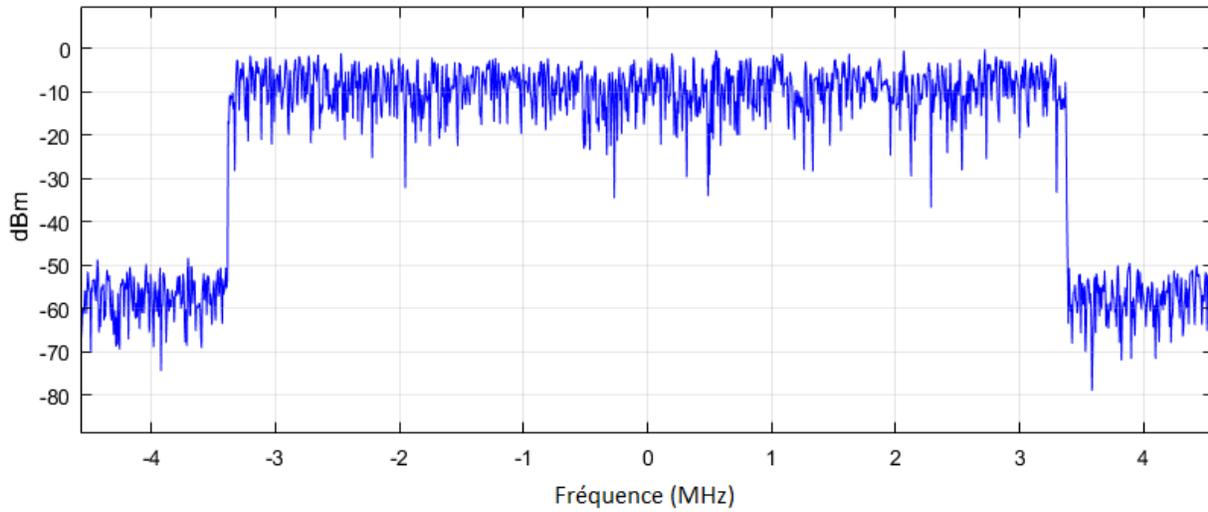
La modélisation de l'environnement d'un radar bistatique passif basé sur le signal DVB-T se fait de la même façon que lorsque nous utilisons le signal FM, Figure 3.8 du Chapitre 3. Le signal reçu sur le canal de surveillance contient, les échos des cibles, les interférences du trajet direct et du trajet multiple ainsi que le bruit interne du canal. La conception de ces signaux se fait à partir de leurs caractéristiques que nous avons détaillées dans la Section 3.4.1 du Chapitre 3.

##### *Génération de l'onde DVB-T*

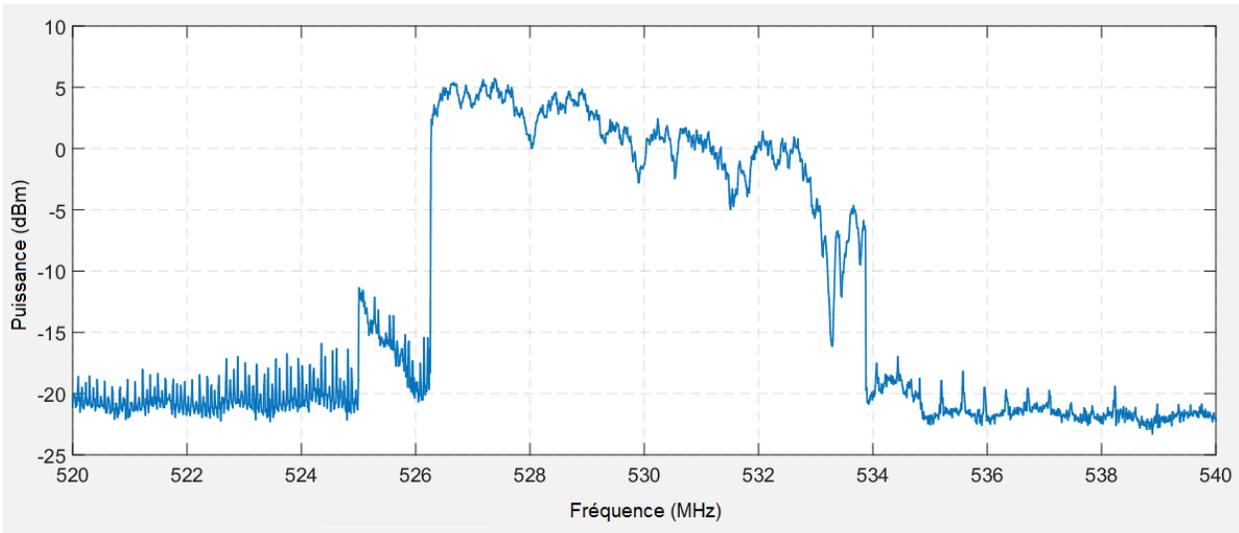
Dans notre simulation, la génération des signaux DVB-T est réalisée à partir d'un modèle de simulation qui existe dans la bibliographie Simulink/Mathworks (2006-2016) [55], Figure 4.10. Basé sur la norme EN 300 744 de l'ETSI, ce modèle expose les différentes étapes de mise en œuvre des signaux utilisés dans la transmission de télévision numérique par voie terrestre en mode 2k. Le signal résultant est utilisé comme signal source pour la génération des signaux constituant le signal de surveillance et le signal de référence. Le spectre de ce signal, d'une largeur de bande d'environ 7 MHz, est représenté dans la Figure 4.11. La Figure 4.12 montre un signal DVB-T réel intercepté via le dongle RTL-SDR dans la région de Constantine, opérant à la fréquence 530 MHz, et appartenant à la bande de fréquence 470-862 MHz; laquelle gamme est attribuée à la radiodiffusion de la TNT en Algérie.



**Figure 4.10** Organigramme de la génération des signaux DVB-T



**Figure 4.11** Vue spectrale du signal DVB-T utilisé dans notre simulation

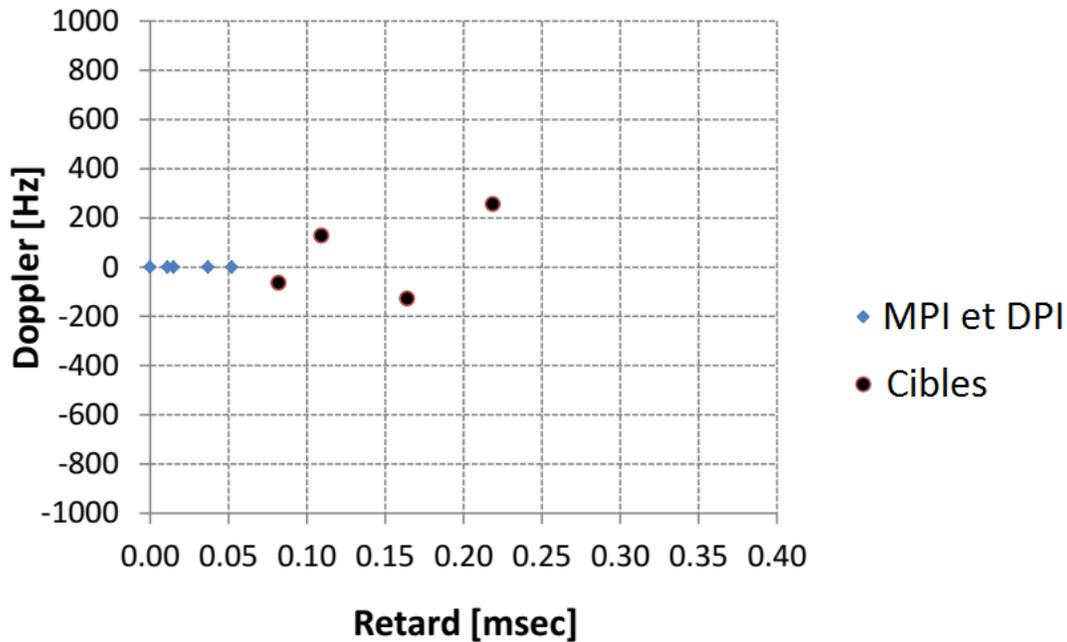


**Figure 4.12** Vue spectrale du signal DVB-T intercepté dans la région de Constantine

### ***Modélisation de l'environnement***

La fréquence d'échantillonnage utilisée dans notre simulation est  $f_s = 9144320$  Hz et le temps d'intégration  $T = 0.25$ s. Ce qui donne une résolution Doppler  $\Delta f_d = 4$ Hz. La longueur du filtre est  $M = 512$ . Les deux algorithmes NLMS et FBLMS sont configurés avec un pas  $\mu = 0.9$ . L'algorithme FBLMS est calibré avec  $\gamma = 0.1$ ,  $P_i(0) = 0.5$  pour  $i = 0, 1, 2, \dots, 2M - 1$ .

La Figure 4.13 montre notre scénario de simulation dans un plan Retard-Doppler. Il s'agit d'une interférence de trajet direct DPI avec un rapport  $DNR$  (Direct signal-to-Noise Ratio) de 55 dB, quatre cibles avec différentes valeur du  $SNR$ , Tableau 4.4, quatre pics ZDMPI dont la



**Figure 4.13** Scénario du cas d'étude

distance est comprise entre [0-15 km] et leurs rapports CNR (Clutter-to-Noise Ratio) se situe dans l'intervalle [10-40 dB].

#### 4.4.1.2 Interprétation des résultats

La Figure 4.14 montre les performances d'annulation du trajet DPI et des trajets multiples ZDMPI par les algorithmes FBLMS et NLMS, en termes de MSE (Mean Square Error) obtenues à partir de la moyenne de 1000 échantillons successifs. Il est clair que l'algorithme FBLMS a un taux de convergence plus rapide que l'algorithme NLMS; ceci est dû à la faible complexité de l'algorithme FBLMS. Les temps d'exécution des algorithmes NLMS et FBLMS sont présentés

**Tableau 4.4** Caractéristiques des cibles

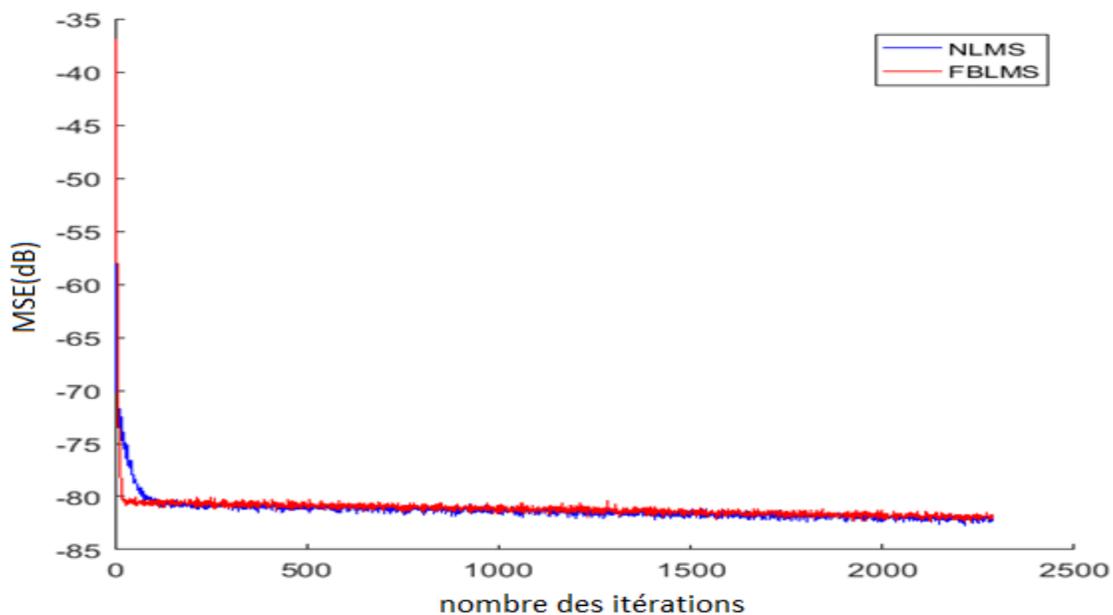
Cible	Retard (ms)	Doppler (Hz)	Portée (km)	SNR (dB)
C <sub>1</sub>	0.082	-64	24.6	5
C <sub>2</sub>	0.109	128	32.8	0
C <sub>3</sub>	0.164	-128	49.2	-5
C <sub>4</sub>	0.2187	256	65.6	-10

dans le Tableau 4.5. Ils ont été obtenus via la fonction tic/toc de Matlab, exécuté sur un ordinateur de bureau doté d'un processeur Intel Core i7-6700 à 3,40 GHz et 32 Go de RAM. En raison de l'utilisation de la FFT et de la faible complexité de l'algorithme FBLMS, les résultats montrent qu'il est 100 fois plus rapide que l'algorithme NLMS.

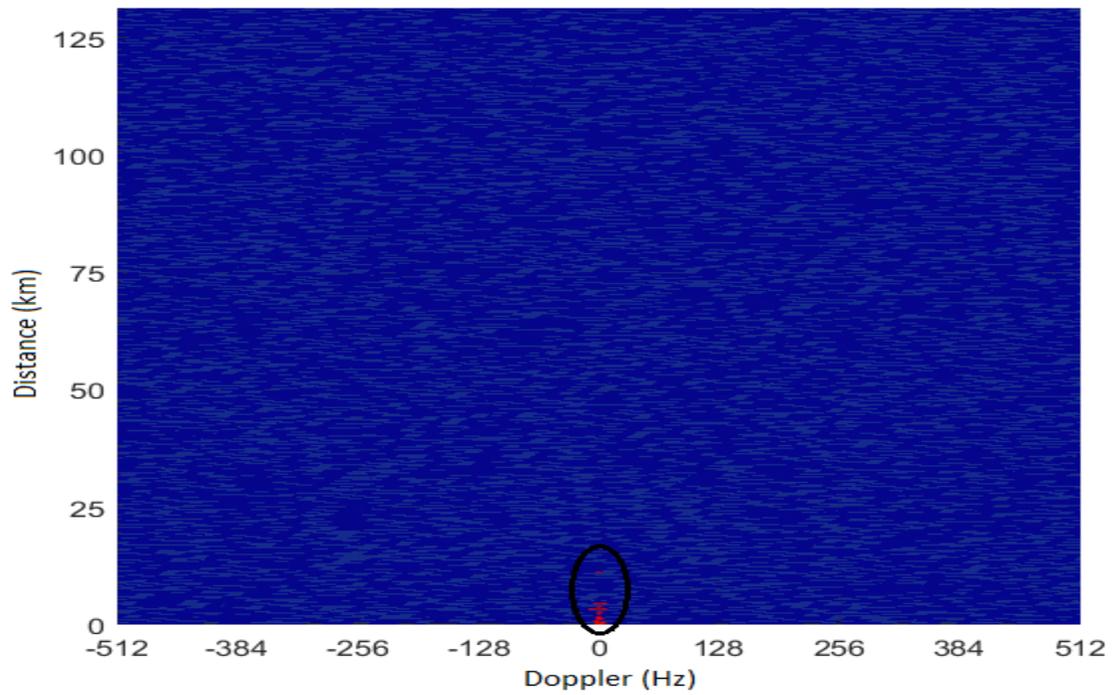
Les résultats de la fonction CAF avant l'annulation des interférences sont illustrés sur le plan Distance-Doppler de la Figure 4.15. A partir de cette figure, nous pouvons constater que les quatre cibles sont complètement masquées par les interférences du trajet direct et des trajets multiples. Suite à l'application de l'algorithme NLMS, les quatre cibles deviennent visibles, Figure 4.16, mais comme stipulé précédemment, ce résultat est atteint après un temps d'exécution très long comparé à celui de l'algorithme FBLMS. La Figure 4.17 illustre les résultats de la fonction CAF après l'application de l'algorithme FBLMS. Dans ce cas, les quatre cibles sont également visibles.

**Tableau 4.5** Temps d'exécution des algorithmes

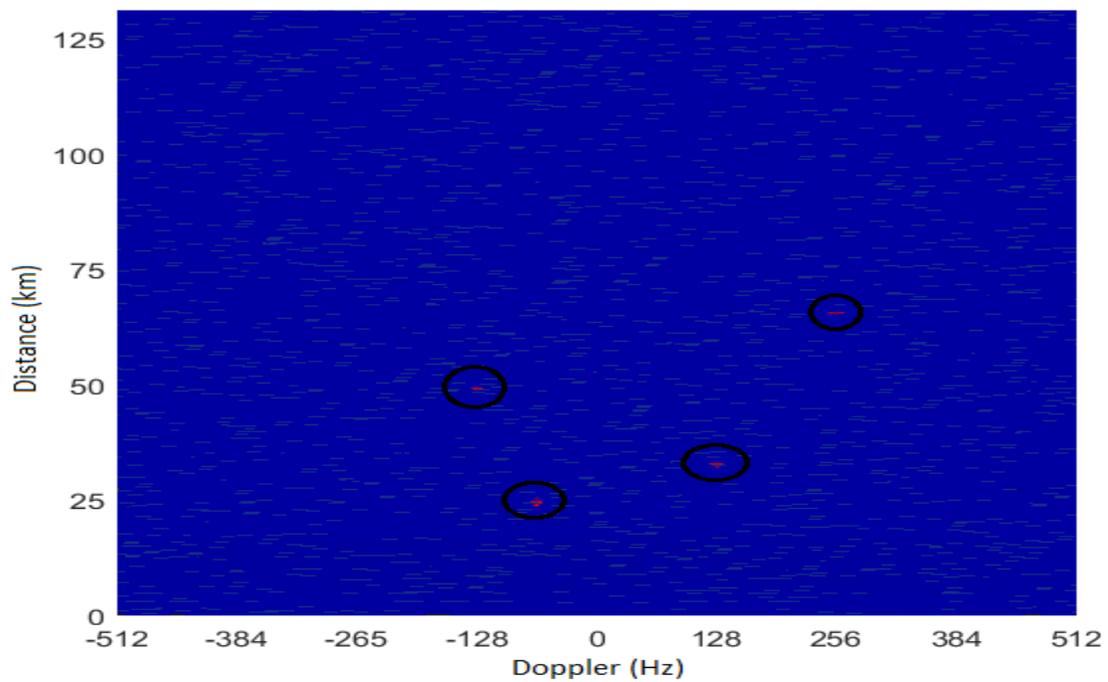
Algorithme	NLMS	FBLMS
Temps d'exécution (s)	41.859851	0.436823



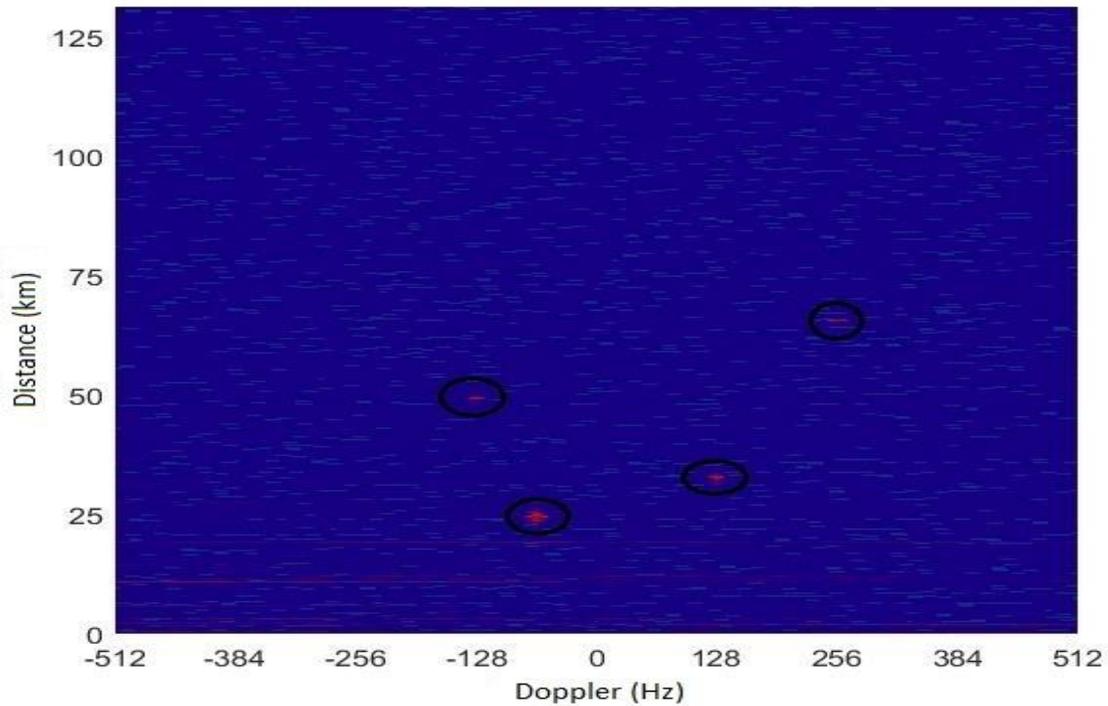
**Figure 4.14** MSE des algorithmes NLMS et FBLMS



**Figure 4.15** Plan Distance-Doppler avant l'annulation des DPI et MPI



**Figure 4.16** Plan Distance-Doppler après l'application de l'algorithme NLMS



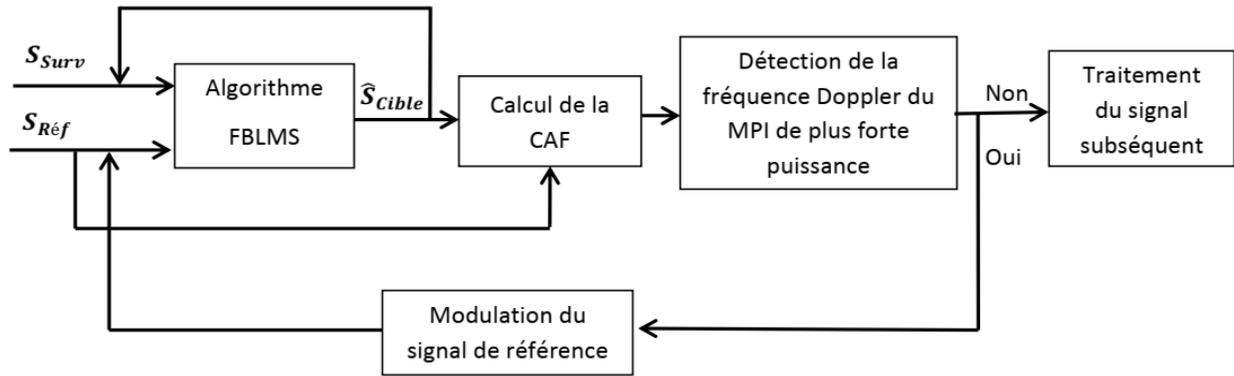
**Figure 4.17** Plan Distance-Doppler après l'application de l'algorithme FBLMS

#### 4.5 Algorithme RD-FBLMS

Dans la section précédente, l'algorithme FBLMS est été proposé pour l'annulation DPI et ZDMPI dans un RBP basé sur la technologie DVB-T. Comme nous l'avons prouvé, l'algorithme FBLMS présente un meilleur taux de convergence et un temps d'exécution plus rapide que l'algorithme standard du NLMS. Une comparaison de leurs fonctions CAF est faite. Il ressort de la simulation que l'algorithme FBLMS est plus efficace dans l'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ZDMPI.

Dans la réalité, les signaux issus des trajets multiples ne sont pas seulement retardés par rapport au signal de référence mais montrent également des décalages en fréquence dus aux réflecteurs en déplacement (effet Doppler). Il est notoirement connu que le filtrage adaptatif classique ne peut être utilisé que pour l'annulation des interférences des trajets multiples ZDMPI. Toutefois, les trajets multiples de fréquences Doppler non nulles peuvent masquer les cibles de faibles puissances.

Pour résoudre ce problème, plusieurs approches ont été proposées dans la littérature. Néanmoins, tous ces algorithmes ont des charges de calcul élevées [22, 23]. De ce fait, dans cette



**Figure 4.18** Organigramme de l'algorithme RD-FBLMS dans une application RBP

section nous proposons une nouvelle méthode basée sur l'algorithme FBLMS pour l'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples à fréquence Doppler non nulle NZDMPI (Non Zero Doppler MPI) [27].

La Figure 4.18 montre l'organigramme du nouvel algorithme dit RD-FBLMS. Celui-ci est principalement issu d'une adaptation de l'algorithme FBLMS pour la suppression des interférences NZDMPI [27].

Afin de détecter l'interférence NZDMPI de plus forte puissance, la fonction CAF de l'équation (2.20) est utilisée pour  $N = M$  où  $M$  est la longueur du filtre [27].

$$\xi(l, p) = \sum_{n=0}^{M-1} \hat{S}_{tar}(n) S_{Ref}^*(n-l) e^{-j2\pi pn/L} \quad (4.14)$$

La fréquence Doppler correspondant au trajet multiple de plus forte puissance peut être calculée comme suit [27]:

$$\alpha_i = \text{Décalage Doppler } \{\max(\xi_i(l, p))\} \quad (4.15)$$

Tant qu'il existe une interférence NZDMPI résiduelle de fréquence non nulle  $\alpha_i$ , elle est utilisée pour moduler le signal de référence [27]:

$$S_{Ref_i}(n) = S_{Ref}(n) e^{j2\pi \alpha_i n/N} \quad (4.16)$$

Ensuite, le signal de référence modulé et le dernier signal estimé de la cible sont utilisés comme nouvelles entrées du filtre FBLMS. Ce traitement supprime l'interférence NZDMPI associée à  $\alpha_i$ .

L'algorithme de la Figure 4.18 se répète jusqu'à ce que toutes les interférences NZDMPI en mouvement soient supprimées. Enfin, notons que l'algorithme se termine lorsque la condition suivante est satisfaite [27]:

$$\max(\xi_i(l, p)) \leq \max(\xi_{Ref}(l, p)) \quad (4.17)$$

où:

$$\xi_{Ref}(l, p) = \sum_{n=0}^{M-1} S_{Ref}(n) S_{Ref}^*(n-l) e^{-j2\pi pn/L} \quad (4.18)$$

### 4.5.1 Simulation et discussion

Nous présentons et analysons dans ce qui suit, en guise d'exemple, le cas d'un RBP utilisant le signal DVB-T comme émetteur d'opportunité. A cet effet, nous avons eu recours à l'outil Matlab/Simulink et à l'organigramme de la génération des signaux DVB-T, Figure 4.10.

#### 4.5.1.1 Modélisation et génération des données

Le signal utilisé dans cette simulation est le même que celui utilisé dans la section précédente. Son spectre est représenté dans la Figure 4.11, avec la même valeur de la fréquence d'échantillonnage  $f_s = 9144320 \text{ Hz}$  et le même temps d'intégration  $T_{int} = 0.25 \text{ s}$ ; ce qui nous donne un segment de données  $N = T_{int} \times f_s = 2286080$  échantillons.

La fréquence porteuse considérée est égale à 530 MHz. La résolution en vitesse  $\Delta V = \lambda/(2T_{int}) = 4 \text{ km/h}$ . Notons que toutes les cibles et toutes les interférences NZDMPI ont des retards, respectivement supérieurs et inférieurs à ceux du  $MT_s$ . Dans notre cas,  $MT_s = 0,056 \text{ ms}$ .

Pour évaluer l'efficacité de l'algorithme proposé, le scénario indiqué dans la Figure 4.19 est considéré. Il consiste en une (01) interférence DPI de  $SNR = 55 \text{ dB}$ , trois (03) cibles, décrites dans le Tableau 4.6, de décalages Doppler 64, -128, 256 Hz et différentes valeurs de  $SNR$ . Par ailleurs; il y a cinq (05) interférences NZDMPI, décrites dans le Tableau 4.7, de décalages Doppler 32, -32, -16, 0, 0 et différentes valeurs de  $CNR$ .

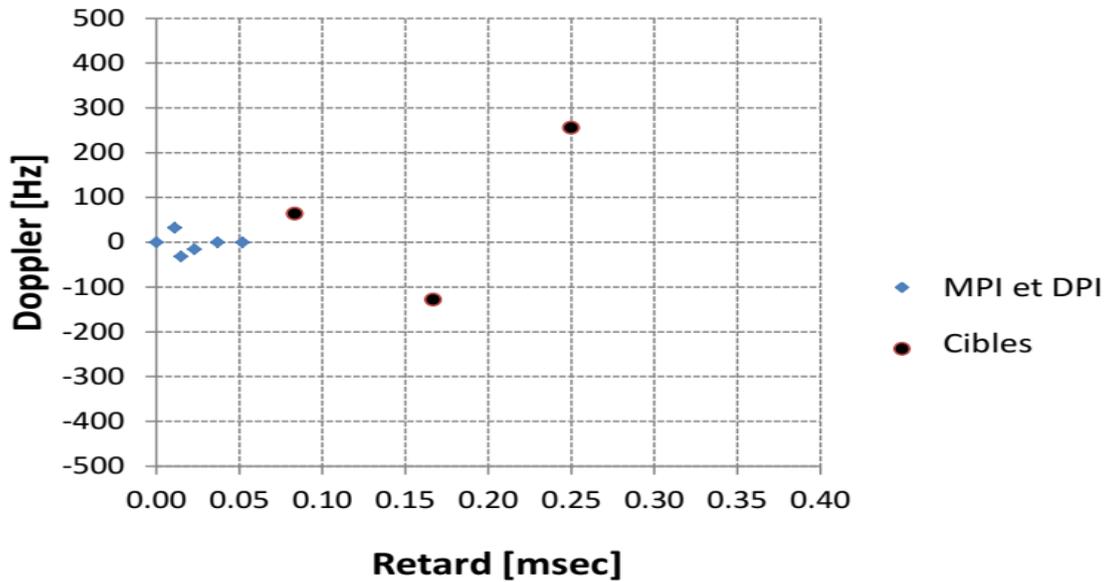


Figure 4.19 Scénario du cas d'étude

Tableau 4.6 Caractéristiques des cibles

Cibles	Portée (km)	Retard (ms)	Vélocité (km/h)	Décalage Doppler (Hz)	SNR (dB)
C <sub>1</sub>	25	0.083	65.19	64	0
C <sub>2</sub>	50	0.167	-130.4	-128	-5
C <sub>3</sub>	75	0.25	260.8	256	-15

Tableau 4.7 Caractéristiques des interférences

Fouillis	Portée (km)	Retard (ms)	Vélocité (km/h)	Décalage Doppler (Hz)	CNR (dB)
F1	3.3	0.011	32.6	32	45
F2	4.5	0.015	-32.6	-32	40
F3	6.9	0.023	-16.3	-16	25
F4	11.2	0.037	0	0	15
F5	15.6	0.052	0	0	10

### Détecteur CA-CFAR

L'algorithme CA-CFAR (Cell Averaging-CFAR) consiste à comparer la CST (Cellule Sous Test) au seuil adaptatif de détection  $T_{CA} Z$ , Figure 4.20. La constante  $T$  désigne le coefficient multiplicateur, calculé pour maintenir constante la  $P_{FA}$  désirée, et  $Z$  est l'estimateur de la puissance du fouillis dans les cellules de référence. Par ailleurs, nous supposons que le fouillis et le bruit sont de distribution Gaussienne. Quant aux cibles, elles sont de distribution Rayleigh. A la sortie du détecteur quadratique, le signal suit une loi exponentielle. Si nous désignons par  $\sigma^2$ , la variance du fouillis plus bruit, la statistique de la CST est donnée par [56, 57]:

$$f_{X_0 \setminus H_{0,1}}(X_0 \setminus H_{0,1}) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(1+SNR)} \exp\left(\frac{-x_0}{2\sigma^2(1+SNR)}\right) & \text{pour } H_0 \\ \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(\frac{-x_0}{2\sigma^2}\right) & \text{pour } H_1 \end{cases} \quad (4.19)$$

où l'hypothèse  $H_0$  désigne l'hypothèse nulle (absence de cible) et  $H_1$  l'hypothèse alternative (présence de cible). Dans le cas du détecteur CA-CFAR, le seuil adaptatif est donné par:

$$T_{CA}Z = T_{CA} \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L X_i \quad (4.20)$$

La  $P_{FA}$  s'exprime donc sous la forme:

$$P_{FA} = \left(1 + \frac{T_{CA}}{L}\right)^{-L} \quad (4.21)$$

Par conséquent, le coefficient multiplicateur s'écrit:

$$T_{CA} = L(P_{FA}^{-1/L} - 1) \quad (4.22)$$

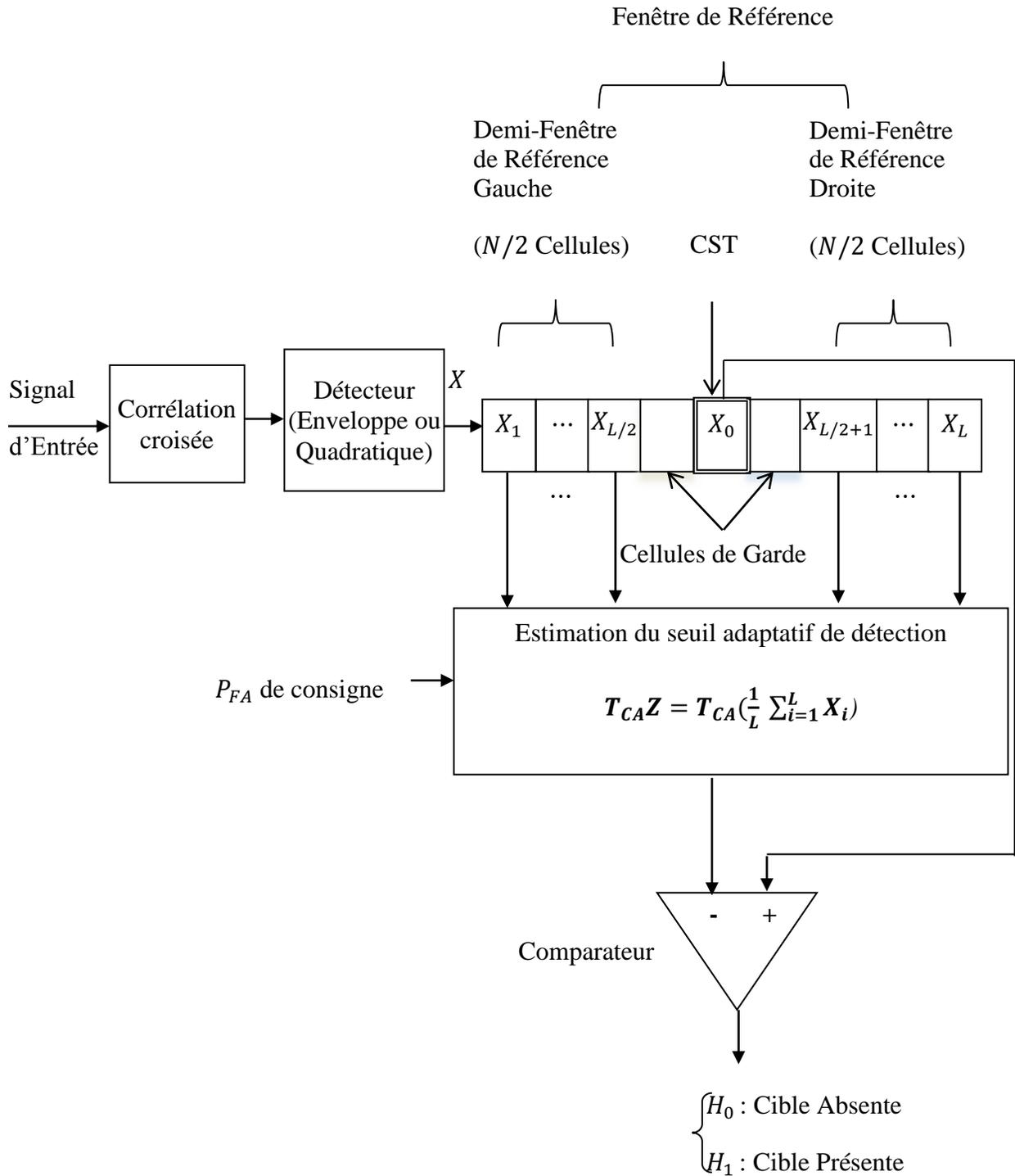


Figure 4.20 Schéma synoptique d'un détecteur CA-CFAR

### 4.5.1.2 Interprétation des résultats

Pour l'expérience réalisée, l'algorithme RD-FBLMS est utilisé avec les paramètres  $\gamma = 0.1$ ,  $P_i(0) = 0.5$  pour  $i = 0, 1, \dots, 2M - 1$ ,  $\mu = 0.9$ . La taille du bloc et la longueur du filtre, i.e.,  $N = M = 512$ . A des fins de comparaison, l'algorithme MCNLMS est configuré avec cinq canaux d'entrée modulés par différents décalages Doppler  $0, \pm 16, \pm 32$ Hz. Les valeurs des pas des canaux sont  $\mu_0 = 0.6$   $\mu_{1,2,3,4} = 0.5$ . Chaque canal a une longueur de filtre  $M = 512$ . L'algorithme ECA est étalonné avec 3 Doppler bins et 50 range bins

#### *Comparaison des courbes MSE et des temps d'exécution*

Pour montrer l'efficacité de l'algorithme proposé RD-FBLMS par rapport aux algorithmes adaptatifs NLMS, MCNLMS et FBLMS en termes de vitesses de convergence, nous faisons appel au critère MSE et au taux de convergence. Dans notre simulation, chaque point de données du graphe de la MSE est obtenu en faisant une moyenne de 200 échantillons. La Figure 4.21 montre les MSE des algorithmes RD-FBLMS, FBLMS, MCNLMS et NLMS. Ayant le meilleur taux de convergence, l'algorithme RD-FBLMS présente les meilleures performances en termes de MSE. L'amélioration du taux de convergence est due à l'utilisation de l'équation (4.11) au lieu de l'équation (4.9). Quant à l'amélioration de la MSE, elle est due à la nouvelle stratégie adoptée, Figure 4.18.

Pour évaluer le temps d'exécution de chaque algorithme, nous avons recours à la fonction tic/toc de Matlab R2016 [58]. Les résultats sont présentés dans le Tableau 4.8. Le programme est exécuté sur un ordinateur de bureau doté d'un processeur Intel Core i7-6700 à 3,40 GHz et 32 Go de RAM. En raison de l'utilisation de la FFT dans l'algorithme RD-FBLMS, celui-ci a un temps d'exécution inférieur à ceux des algorithmes NLMS, RLS, MCNLMS et ECA.

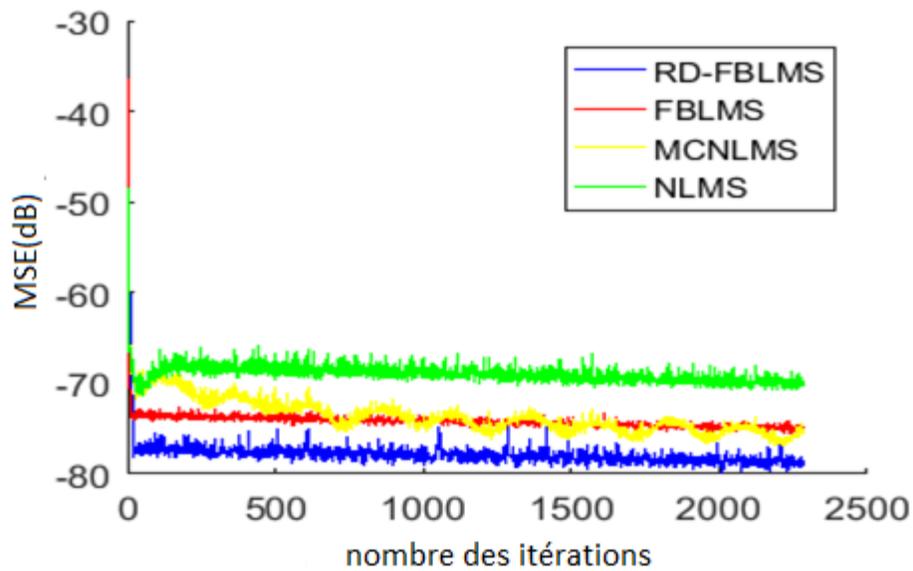


Figure 4.21 MSE des Algorithmes

Tableau 4.8 Temps d'exécution des algorithmes

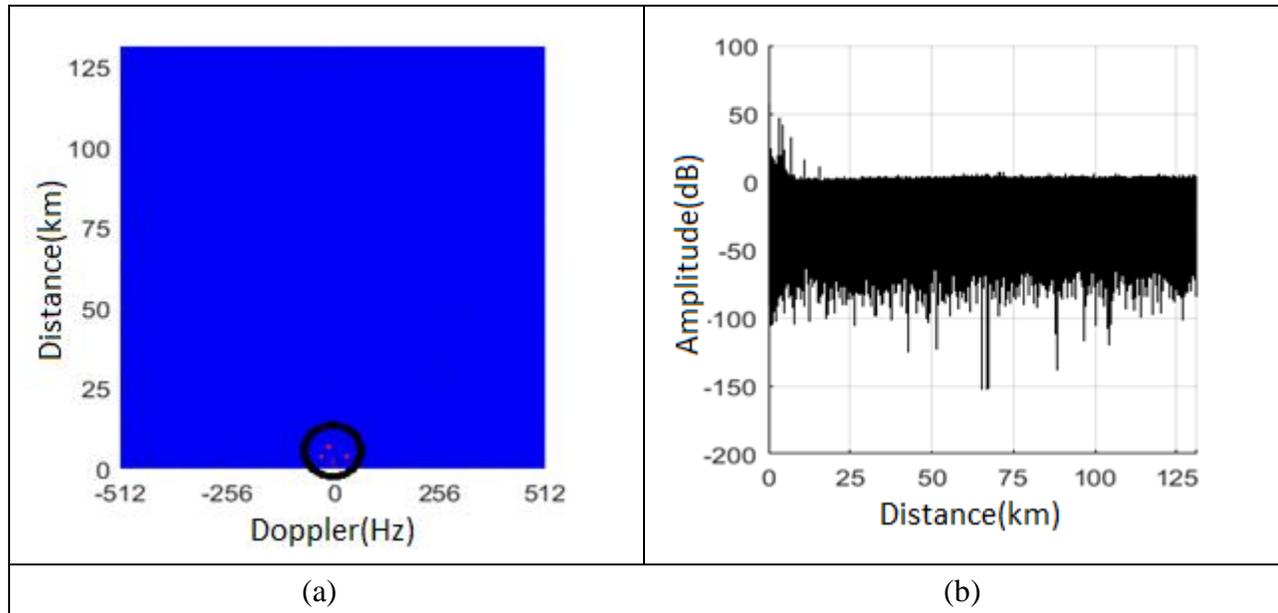
Algorithme	NLMS	RLS	ECA	MCNLMS	RD-FBLMS
Temps d'exécution (s)	55.7	> 1 Jour	57.3	203.8	49.9

### Comparaison des fonctions CAF

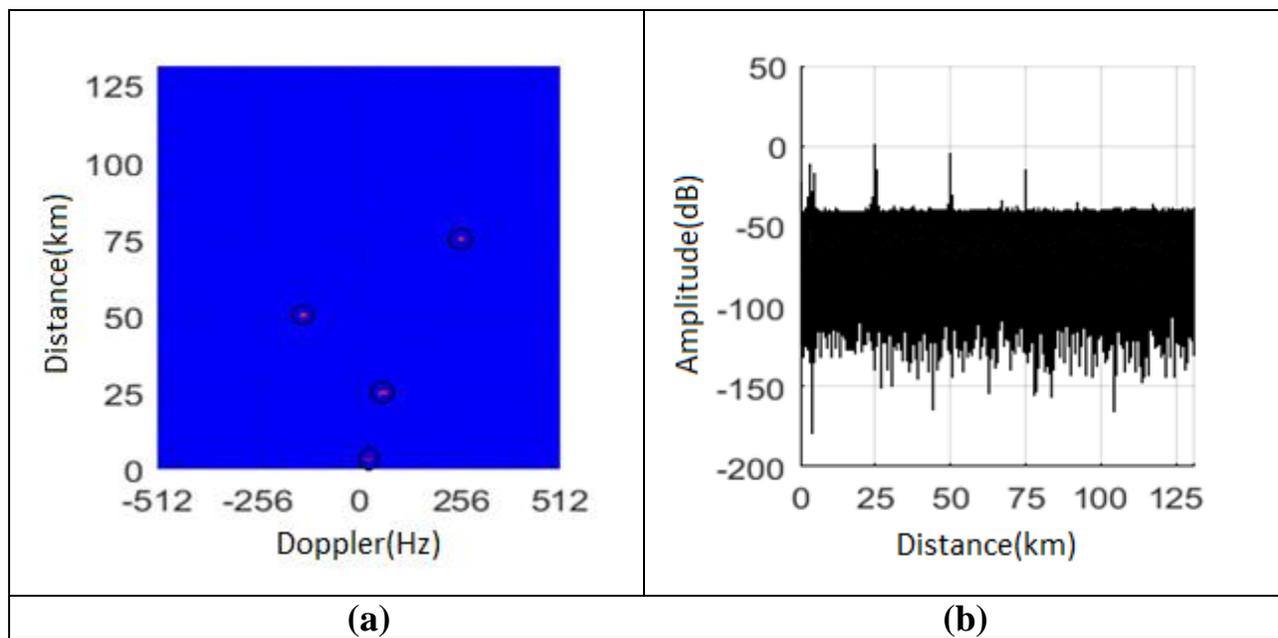
Les résultats probants de la Figure 4.21 et du Tableau 4.8, relatifs, respectivement, à la MSE et au temps d'exécution du RD-FBLMS, nous ont amenés à envisager une comparaison de ses fonctions CAF avec celles obtenues par les algorithmes MCNLMS et ECA. Les Figures 4.22a-b illustrent les résultats des fonctions CAF résultantes, c'est-à-dire les surfaces Distance-Doppler et Amplitude-Distance, avant l'annulation des interférences. La Figure 4.22a montre clairement les interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ZDMPI et NZDMPI. La Figure 4.22b confirme la présence de tous les MPI avec leurs portées respectives. Notons que les trois (03) cibles d'intérêt sont imperceptibles dans ces figures.

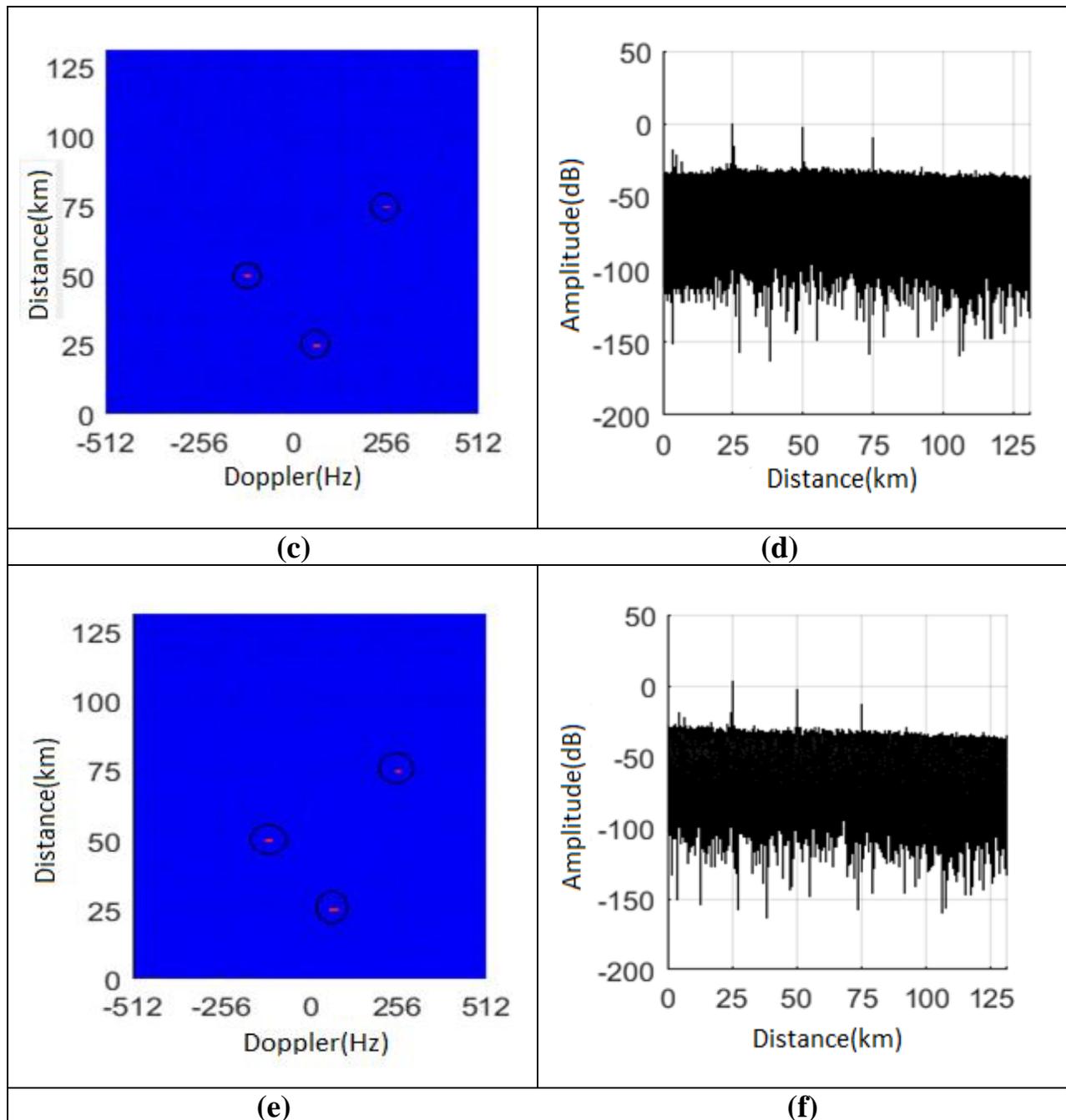
Les Figures 4.23a-f montrent les surfaces Distance-Doppler et Amplitude-Distance après l'annulation des interférences par les algorithmes MCNLMS, ECA et RD-FBLMS. Tous les algorithmes montrent clairement les trois (03) cibles d'intérêt. Cependant, pour l'algorithme MCNLMS, les Figures 4.23a-b montrent que ni le DPI ni les MPI n'ont été entièrement

supprimées. En ce qui concerne l'algorithme ECA, les Figures 4.23c-d montrent des résidus de MPI plus faibles. Enfin, pour l'algorithme RD-FBLMS, les Figures 4.23e-f montrent des résidus de MPI beaucoup plus faibles que ceux des deux algorithmes précédents.



**Figure 4.22** Surfaces CAF avant la suppression des interférences; (a) Distance-Doppler et (b) Amplitude-Distance





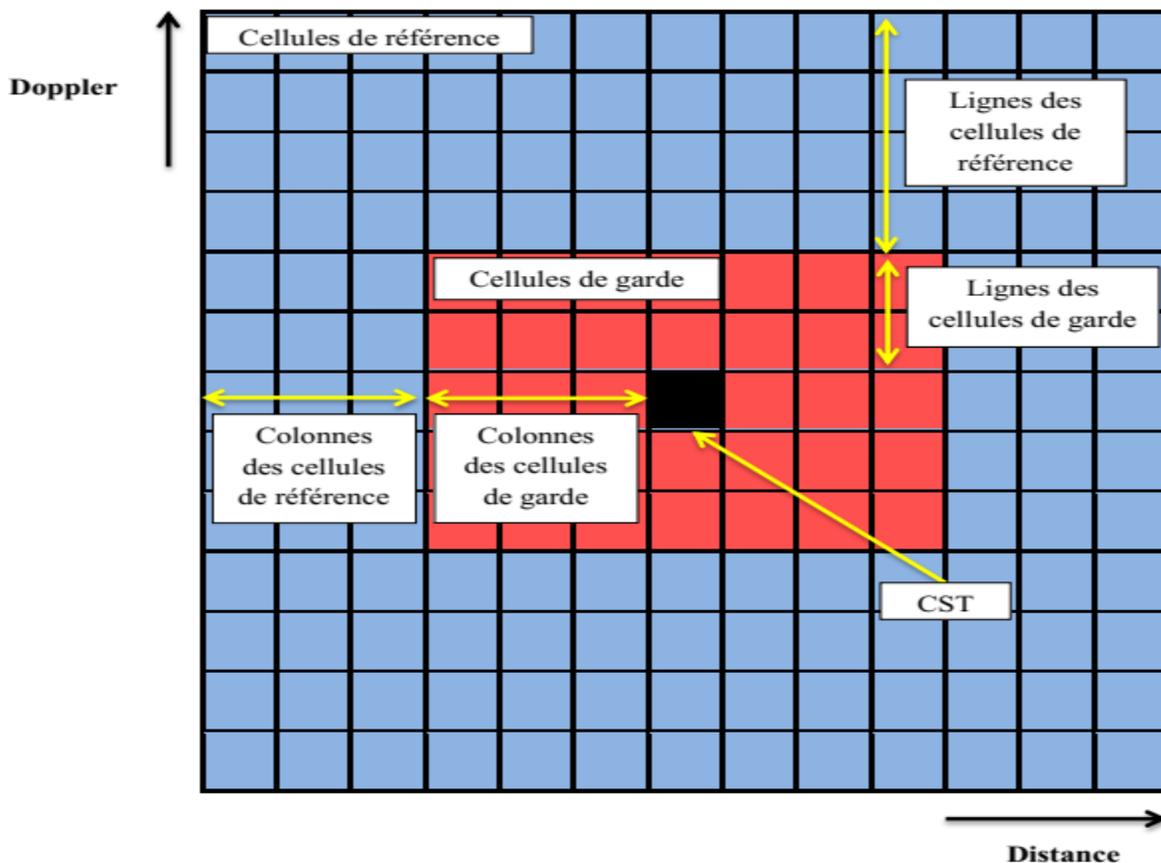
**Figure 4.23** Surfaces Distance-Doppler et Amplitude- Distance; (a)-(b) Algorithme MCNLMS, (c)-(d) Algorithme ECA et (e)-(f) Algorithme RD-FBLMS

### *Détecteur 2D-CA-CFAR*

Pour comparer les résultats de la fonction CAF, nous avons recours au détecteur 2D-CA-CFAR. Autrement dit, après avoir évalué les CAF des algorithmes RD-FBLMS, MCNLMS et ECA, nous visons à montrer les performances de détection des trois algorithmes à l'aide de la routine Matlab que nous pouvons invoquer à travers la commande **'Phased.CFARDetector2D'**. Comme

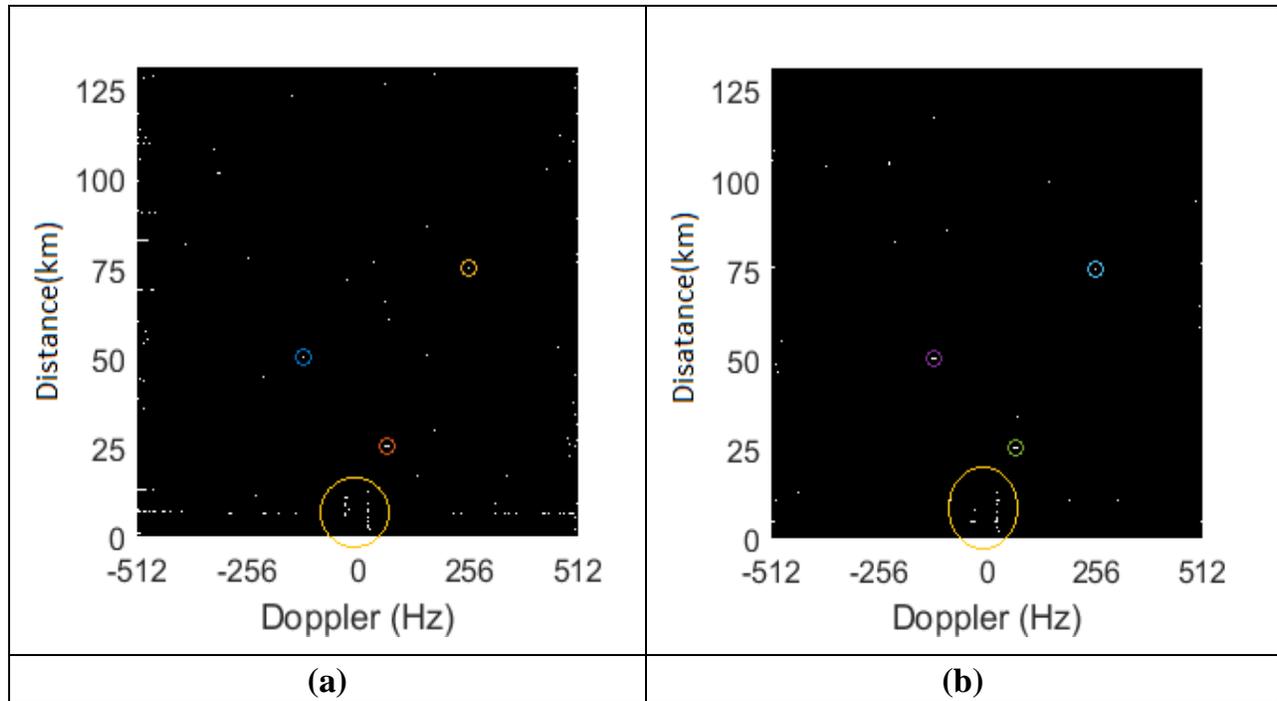
cela est montré en Figure 4.24, nous pouvons choisir  $N_{LG} = 2$ ,  $N_{CG} = 3$ ,  $N_{LR}=8$  et  $N_{CR}=10$ , respectivement, pour les nombres de lignes et de colonnes des cellules garde, et nombres de lignes et de colonnes des cellules référence. Aussi, pour montrer l'effet de la  $P_{FA}$  sur les surfaces Distance-Doppler des trois (03) algorithmes, nous utilisons les deux valeurs  $P_{FA} = 10^{-4}$  et  $P_{FA} = 10^{-5}$ .

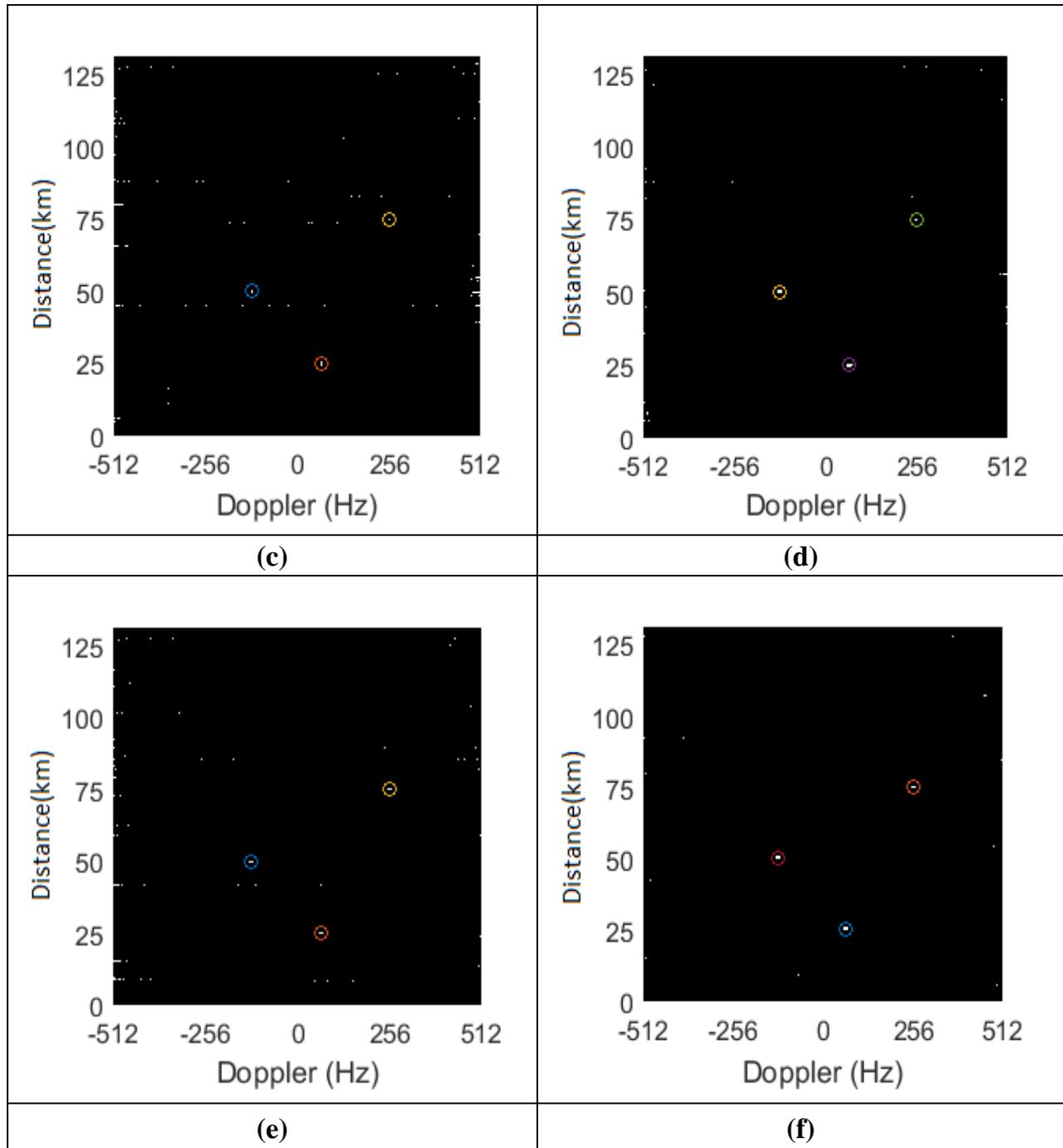
Suite à l'application des algorithmes MCNLMS, ECA et RD-FBLMS, les Figure 4.25a-f montrent les surfaces Distance-Doppler résultant du seuillage du détecteur 2D-CA-CFAR, pour  $P_{FA} = 10^{-4}$  et  $10^{-5}$ . Notons d'abord que toutes ces figures montrent, d'une part, la présence des trois (03) cibles d'intérêt (petits cercles) et, d'autre part, le nombre de fausses alarmes a tendance à diminuer considérablement pour le trois (03) algorithmes pour  $P_{FA} = 10^{-5}$  que pour  $P_{FA} = 10^{-4}$ . Néanmoins, et contrairement aux algorithmes ECA et RD-FBLMS, l'algorithme MCNLMS, Figures 4.25a-b, souffre toujours de la présence des résidus des trajets multiples MPI



**Figure 4.24** Configuration du détecteur 2D-CFAR

(grands cercles) et de celle d'un nombre excessif de fausses alarmes (points lumineux). Par ailleurs, Figures 4.25c-d, il est clair que l'algorithme ECA présente moins de fausses alarmes que l'algorithme MCNLMS et ne présente aucun résidu de trajets multiples MPI. Enfin, les Figures 4.25e-f montrent que l'algorithme RD-FBLMS présente moins de fausses alarmes que l'algorithme ECA aussi bien pour  $P_{FA} = 10^{-4}$  que pour  $P_{FA} = 10^{-5}$ , et ne présente aucun résidu de trajets multiples MPI. Par conséquent, nous concluons que l'algorithme RD-FBLMS proposé montre une meilleure suppression des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples ZDMPI et NZDMPI que les algorithmes MCNLMS et ECA et de meilleures performances de détection.





**Figure 4.25** Surfaces Distance-Doppler après l'utilisation du détecteur 2D-CFAR pour  $P_{FA} = 10^{-4}$  et  $10^{-5}$ , respectivement; (a)-(b) Algorithme MCNLMS, (c)-(d) Algorithme ECA et (e)-(f) Algorithme RD-FBLMS

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème de l'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples dans les systèmes de RBP basés sur la radiodiffusion DVB-T. Il est notoirement admis que l'utilisation d'un signal DVB-T comme émetteur d'opportunité, engendre un temps d'exécution très long pour exécuter le processus de mise à jour du filtre. Par ailleurs, il est aussi connu de la littérature des radars passifs que le filtrage adaptatif classique ne peut être utilisé que pour annuler les interférences de trajets multiple de fréquence Doppler nulle. Pour résoudre ce problème, nous avons proposé l'utilisation de l'algorithme FBLMS. Ainsi, sur la base d'un algorithme judicieux, le RD-FBLMS, nous avons montré via l'outil Matlab/Simulink que celui-ci offre des améliorations substantielles aussi bien en complexité de calcul qu'en rapidité du taux de convergence, voire même en performances de détection. Dans le but de conforter les résultats obtenus à l'aide des courbes MSE, nous avons montré via le détecteur 2D-CA-CFAR que la  $P_{FA}$  joue un rôle central dans les performances de détection des trois (03) algorithmes. En dehors du fait que l'algorithme MCNLMS n'arrive pas à se défaire complètement des interférences de trajets multiples MPI, celui-ci et l'algorithme ECA, nécessitent un calibrage de la  $P_{FA}$  qui leur garantit des performances de détection comparables à celles de l'algorithme RD-FBLMS.

# **Chapitre 5**

## **Conclusion Générale**

---

Dans ce chapitre, nous résumons nos contributions, citons les principaux résultats obtenus et présentons les perspectives pouvant servir d'extensions à ce travail de recherche.

---

## 5.1 Synthèses des travaux

L'objectif principal de ce travail était d'étudier des RBP utilisant, respectivement, les signaux FM et DVB-T comme émetteurs d'opportunité. A cet effet, nous avons, d'abord exposé l'état de l'art des RBP où nous avons mis l'accent sur le problème crucial d'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI. Ceci nous a permis de mettre en exergue les solutions qui existent dans la littérature. Ainsi, avant de présenter l'ensemble de nos travaux, nous avons pris le soin de décrire les principaux paramètres des RBP et par la même d'analyser les blocs constituant un RBP.

Dans la première contribution, nous avons conçu et analysé via Matlab/Simulink un système RBP basé sur l'émetteur de la radiodiffusion FM. Ainsi, des données réelles de la station Cirta-FM, Constantine, ont été collectées à partir d'un dongle RTL-SDR. Nous avons évalués les algorithmes d'annulation des interférences du trajet direct et des trajets multiples en examinant l'impact des filtres adaptatifs les plus connus tels que le NLMS et le RLS, sur la détection des cibles dans RBP basé sur l'émission FM comme émetteur d'opportunité. Les résultats des simulations de la fonction d'ambiguïté ont montré que les techniques d'annulation des algorithmes NLMS et RLS peuvent contribuer à la suppression des interférences DPI et MPI. Nous avons vu que l'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme NLMS. Cependant, l'algorithme RLS nécessite un temps d'exécution plus important que celui de l'algorithme NLMS. Par conséquent, nous avons recommandé l'utilisation de l'algorithme NLMS dans les applications RBP.

Dans la deuxième contribution, nous avons aussi conçu et analysé, via Matlab/Simulink, un système RBP basé sur un signal de la radiodiffusion DVB-T. A partir de cette plateforme, nous avons pu évaluer les algorithmes d'annulation des interférences du trajet direct DPI et des trajets multiples MPI. Nous avons constaté que l'utilisation d'un signal DVB-T comme émetteur d'opportunité, induit un temps d'exécution très long dans le processus de mise à jour du filtre. En premier lieu, nous avons proposé l'utilisation de l'algorithme FBLMS pour annuler les interférences de trajets multiple ZDMPI. Ceci nous a conduits à des améliorations substantielles à la fois en termes de complexité de calcul et qu'en termes de rapidité du taux de convergence de l'algorithme FBLMS par rapport à celui du NLMS.

Dans la troisième contribution, nous avons proposé une nouvelle méthode pour la suppression des interférences des trajets multiples ZDPMI et NZDMPI. La stratégie sur laquelle

repose l'algorithme RD-FBLMS, est celle des modulations successives du signal de référence. Les simulations ont montré que cet algorithme présente un taux de convergence plus rapide que ceux des méthodes adaptatives les plus connues dans la littérature, i.e., FBLMS, NLMS et MCNLMS. Nous avons, ensuite prouvé, à l'aide du détecteur 2D-CA-CFAR, que nous avons appliqué aux résultats de la fonction CAF des algorithmes MCNLMS, ECA et RD-FBLMS, que la méthode proposée présente un temps d'exécution plus court et des performances de détection meilleures que les deux précédentes. Aussi, durant nos simulations, nous avons constaté que la  $P_{FA}$  joue un rôle central dans les performances de détection de ces algorithmes. Toutefois, les algorithmes MCNLMS et ECA doivent d'abord être calibrés à une valeur  $P_{FA}$  qui garantit des performances de détection comparables à celles de l'algorithme RD-FBLMS.

### 5.2 Perspectives

Les suggestions d'extensions possibles à notre travail de recherche reposent sur deux aspects. Le premier consiste à continuer de réaliser et de perfectionner les autres blocs constituant la chaîne de traitement des RBP tels que le bloc de détection dans le cas d'un fouillis gaussien non homogène, calcul de l'angle d'arrivée et le pistage ou tracking. Le deuxième concerne la réalisation d'un RBP qui utilise des signaux de cibles réelles et d'émetteurs d'opportunité FM, DVB-T, GSM ou autres.

Concrètement, les perspectives de ce travail de recherche peuvent être résumées sous la forme des points suivants:

- 1) Conception d'un détecteur 2D-CFAR opérant en milieux non homogènes tel que le détecteur GO-CFAR (Greatest Of -CFAR), SO-CFAR (Smallest Of-CFAR), ou OS-CFAR( Order Statistic-CFAR) .
- 2) Proposition et simulation d'un schéma hybride utilisant les ondes FM et DVB-T comme émetteurs d'opportunité, et ce afin d'améliorer les performances de détection.
- 3) Réalisation d'un système RBP à base de GSM, UMTS voire même LTE.
- 4) Simulation et amélioration des algorithmes de calcul et d'estimation des angles d'arrivée.
- 5) Enfin, il serait important d'explorer les techniques multistatistiques pour améliorer les performances de localisation des cibles à travers de bonnes résolutions en distance et en Doppler.

## Bibliographie

- [1] Cherniakov, M. *Bistatic Radar: Emerging technology*. [ed.] John Wiley & Sons Ltd. 2008. pp. 248–313.
- [2] Alaeddine AOUANE. *Radar Bistatique Passif Utilisant les Ondes FM Dédié à la Surveillance Aérienne*. Département d'Electronique , Université Constantine 1 . 2014. Thèse de Magister.
- [3] M.A. Hadi, M.N. Tabassum, S. Alshebeili. *Compressive sensing based high-resolution passive bistatic radar*. 2017, Signal, Image and Video Processing, Vol. 11(4), pp. 635-642.
- [4] Khalil Jishy. *Pistage de cibles manoeuvrentes en radar passif par filtrage à particules gaussiennes*. Telecom & Management SudParis. Paris : s.n., 2011. Thèse de Doctorat d'Etat.
- [5] T.E. Derham, S. Doughty , K. Woodbridge , C.J. Baker. *Design and evaluation of a low-cost multistatic netted radar system*. 2007, IET Radar, Sonar & Navigation, Vol. 1(5), pp. 362 - 368.
- [6] Jean-Paul SIFFRE. Rubrique historique de Guerrelec n 25. *Guerrelec*. [Online] [http://www.guerrelec.asso.fr/rubrique\\_historique/25\\_sans\\_photos.pdf](http://www.guerrelec.asso.fr/rubrique_historique/25_sans_photos.pdf).
- [7] P. E. Howland, D. Maksimiuk, G. Reitsma. *FM radio based bistatic radar*. 2005, Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152(3), pp. 107-115.
- [8] M.A.ATTALAH, T. Laroussi, A. Aouane, A. Mehanaoui. *Adaptive Filters for Direct Path and Multipath Interference Cancellation: Application to FM-RTLSDR based Passive Bistatic Radar*. 2016. 7th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT). pp. 461-465.
- [9] M. Radmard, M. Bastani, F. Behnia, M. Nayebi. *Feasibility analysis of utilizing the '8k mode'DVB-T signal in passive radar applications*. 2012, Scientia Iranica, Vol. 19(6), pp. 1763-1770.
- [10] M.A. Attalah, T. Laroussi, F. Gini, M. S. Greco. *Fast block LMS algorithm for interference cancellation in DVB-T based passive bistatic radar*. 2017. 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B). pp. 1-5.
- [11] M.T. Arslan, M. Tofighi, A.E. etin. *Range resolution improvement in FM-based passive radars using deconvolution*. 2016, Signal, Image and Video Processing, Vol. 10(8).

- [12] H.D. Griffiths, C.J. Baker. *Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction*. 2005, IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152(3), pp. 153-159.
- [13] R. Cardinali, F. Colone, C. Ferretti, P. Lombardo. *Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar*. 2007. IEEE Radar Conference. pp. 469-474.
- [14] K.S. Kulpa, Z. Czekala. *Masking effect and its removal in PCL radar*. 2005, IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152(3), pp. 174-178.
- [15] S. R. J. Axelsson. *Suppression of Noise Floor and Dominant Reflectors in Random Noise Radar*. 2006. International Radar Symposium. pp. 1-4.
- [16] F. Colone, R. Cardinali, P. Lombardo. *Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach*. 2006. IEEE Conference on Radar. pp. 24-27.
- [17] F. Colone, D.W. O' Hagan, P. Lombardo, C. J. Baker. *A Multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Bistatic Radar*. 45(2), 2009, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp. 698–722 .
- [18] C. Schwark, D. Cristallini. *Advanced multipath clutter cancellation in OFDM-based passive radar systems*. 2016. IEEE Radar Conference (RadarConf). pp. 1-4.
- [19] Y. Fu, X. Wan, X. Zhang, J. Yi. *A parallel processing algorithm for multipath clutter cancellation in passive radar*. 2016. Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), 2016 11th International Symposium on. pp. 508–511.
- [20] F. Colone, C. Palmarini, T. Martelli, E. Tilli. *Sliding extensive cancellation algorithm for disturbance removal in passive radar*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, Vol. 52, pp. 1309-1326.
- [21] F. Ansari, M.R. Taban, S. Gazor. *A novel sequential algorithm for clutter and direct signal cancellation in passive bistatic radars*. 2016, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2016, p. 134.
- [22] A.A. Jarrah, M.M. Jamali. *A Parallel Implementation of Extensive Cancellation Algorithm (ECA) for Passive Bistatic Radar (PBR) on a GPU*. Journal of Signal Processing Systems, 2016, Vol. 85, pp. 201-209.
- [23] *FPGA based architecture of extensive cancellation algorithm (ECA) for passive bistatic radar (PBR)*. A.A. Jarrah, M.M. Jamali. Microprocessors and Microsystems, Vol. 41, pp. 56-66.
- [24] L. Xiaode, L. Jichuan, L. Kuan, L. Daojing, Z. Yi. *Range-Doppler NLMS (RDNLMS) algorithm for cancellation of strong moving targets in passive coherent location (PCL) radar*. 2014. International Radar Conference. pp. 1-5.

- [25] Y. Ma, T. Shan, Y.D. Zhang, M.G. Amin, R.Tao, Y. Feng. *A Novel Two-Dimensional Sparse-Weight NLMS Filtering Scheme for Passive Bistatic Radar*. 2016, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol. 13(5), pp. 676-680.
- [26] T. Shan, Y. Ma, R. Tao, S. Liu. *Multi-channel NLMS-based sea clutter cancellation in passive bistatic radar*. T. 2014, IEICE Electronics Express, Vol. 10, pp. 1-12.
- [27] M.A. Attalah, T. Laroussi, F. Gini, M. S. Greco, *Range-Doppler Fast Block LMS algorithm for a DVB-T-based Passive Bistatic Radar*. 2018, Signal, Image and Video Processing SIViP, Vol. 13 (1), pp. 27-34.
- [28] M. C. Jackson. *The geometry of bistatic radar systems*. 1986, IEE Proceedings F - Communications, Radar and Signal Processing , Vol. 133(7), pp. 604-612.
- [29] Jonas Myhre Christiansen. *DVB-T based Passive Bistatic Radar*. Department of Engineering Cybernetics, Norwegian University of Science and Technology. 2009. Master of Science thesis.
- [30] N. J. Willis, H. D. Griffiths. *Advances in Bistatic Radar*. s.l. : SciTech Publishing, Inc., 2007.
- [31] Simon Kingsley, Shaun Quegan. *Understanding radar systems*. s.l. : SciTech Publishing, Inc., 1992.
- [32] H. Boumaza, A. Harieche. *Radar Bistatique Passif*. Département d'électronique, université des frères mentouri Constantine. 2010. thèse d'ingénieur.
- [33] Macera, Antonio. *Design and implementation of different receiver architectures for FM-, WiFi-, DVB-SH-based Passive Bistatic Radars*. Faculty of Information Engineering, Computer Science and Statistics, University of Rome Sapienza . 2012. Doctoral thesis.
- [34] Ghislain Gassier. *Contributions au Radar Passif sur Signaux d'Opportunité de Type Télévision Numérique Terrestre*. Département Traitement du signal et de l'image, Université de Toulon. Toulon, France : s.n., 2016. Thèse de Doctorat.
- [35] P. Swerling. *Probability of Detection for Fluctuating Targets*. 1954, Trans on Information Theory, Vol. 6, pp. 269-308.
- [36] R. Cardinali, F. Colone, P. Lombardo, O.Crognale, A. Cosmi, A. Lauri. *Multipath cancellation on reference antenna for passive radar which exploits fm transmission*. 2007. IET International Conference on Radar Systems. pp. 1-5.
- [37] Z. Lu, M. Gao, Y. Li, S. Cheng. *Performance analysis of direct signal and surface clutter cancellation for bistatic noise radar with LMS filter*. 2012. IEEE 10th International Conference on Industrial Informatics. pp. 184-189.
- [38] D. Wu, L. Shen, J. Xie, C. Qian. *Direct Path and Multipath Cancellation with Discrete Distribution Structure in Passive Radar*. 2012. International Computer Science and

- Network Technology (ICCSNT). pp. 2064 - 2067.
- [39] Haykin, Simon. Adaptive Filter theory. [ed.] Pearson Education Limited. 2014, Vol. 5th ed, pp. 357–396.
- [40] D. Wu, L. Shen, J. Xie, Y. Wang. *Improved LMS Algorithm and Its Application in Direct Path and Multipath Cancellation for Passive Radar*. 2012. IEEE 14th International Conference Communication Technology (ICCT). pp. 1301-1305.
- [41] Mathworks Library. RLS Filter. [Online]  
<https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/rlsfilter.html>.
- [42] G. Gassier, F. Briolle, G. Chabriel, J. Barrère. Passive RADAR using DVB-T illuminators: an efficient and low-complexity method to extract targets echoes. [Online] 2019. <http://www.cpt.univ-mrs.fr/~briolle/Pologne.pdf>.
- [43] Jean-Philippe Muller. Modulation de fréquence. *ta-formation*. [Online] <http://www.ta-formation.com/indexx.html>
- [44] J. Nicholas Laneman. *Soft Selection Combining for Terrestrial Digital Audio Broadcasting in the FM Band*. 2001, IEEE Transaction on Broadcasting, Vol. 47(2), pp. 103 - 114.
- [45] RTL-SDR.COM. ABOUT RTL-SDR. [Online] 2019. <https://www.rtl-sdr.com/about-rtl-sdr/>.
- [46] Mathworks. RTL-SDR Support from Communications Toolbox. [Online] 2019. <https://www.mathworks.com/hardware-support/rtl-sdr.html>.
- [47] Cory Prust (2019). Introductory Communication Systems Course Using SDR. *MATLAB Central File Exchange*. [Online] Retrieved January 20, 2019. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/69417-introductory-communication-systems-course-using-sdr>.
- [48] Télédiffusion d'Algérie, TDA. Couverture TNT. *TDA.dz*. [Online] 2019. <http://tnt.tda.dz/fr/node/3093>.
- [49] Jean Philippe Muller. La télévision numérique terrestre. *ta-formation*. [Online] Physique appliquée. <http://www.ta-formation.com/indexx.htm>.
- [50] EN 300 744. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. 01-2009. Vol. V1.6.1.
- [51] J. E. Palmer, H. A. Harms, S. J. Searle, L. Davis. *DVB-T Passive Radar Signal Processing*. 2013, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 61(8), pp. 2116-2126.
- [52] Z. Gao, R. Tao, Y. Ma, T. Shao. *DTV signal ambiguity function analysis for radar application*. 2006. International Conference on Radar. pp. 1-19.

- [53] R. Saini, M. Cherniakov. 2005, IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, Vol. vol. 152(3).
- [54] Corporation, National Instruments. Least Mean Squares (LMS) Algorithms (Adaptive Filter Toolkit). [Online] 2017. [https://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372357A-01/1vaftconcepts/aft\\_lms\\_algorithms/](https://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372357A-01/1vaftconcepts/aft_lms_algorithms/).
- [55] Mathworks. Digital Video Broadcasting - Terrestrial. [Online] 2019. <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/digital-video-broadcasting-terrestrial.html>.
- [56] Toufik Laroussi. *Détection Adaptive CFAR de Cibles Chi-square Corrélées à plusieurs Degrés de Liberté en Présence d'un Fouillis Rayleigh Corrélé*. Université des frères Mentouri Constantine. 2005. Thèse de Doctorat d'Etat.
- [57] Souad CHABBI. *Détection CFAR en Milieux Non-Gaussiens Corrélés*. Université des frères Mentouri Constantine. 2015. Thèse de Doctorat en Sciences.
- [58] mathworks. Start stopwatch timer. [Online] 2019. <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/tic.html>.