



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Constantine 1  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electronique  
Laboratoire Signaux et Systèmes de Communication  
SISCOM  
Signaux et Systèmes de Communication

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
جامعة قسنطينة 1  
كلية علوم التكنولوجيا  
قسم الإلكترونيك  
مخبر الإشارات وأنظمة الاتصال

## MEMOIRE

Présenté en Vue de l'Obtention du Diplôme de  
Magister en Electronique

Thème

**Radar Bistatique Passif Utilisant les Ondes FM  
Dédié à la Surveillance Aérienne**

Option: Traitement du Signal

Par

Alaeddine AOUANE

Devant le JURY

Président :	A. FARROUKI	Professeur à l'Université Constantine 1
Rapporteur :	T. LAROUSSE	Professeur à l'Université Constantine 1
Examineurs :	F. SOLTANI	Professeur à l'Université Constantine 1
	S. BENIERBAH	MCA à l'Université Constantine 1

Année Universitaire 2013-2014

## Remerciements

*En premier lieu, je tiens à remercier ALLAH, Exalté soit-Il, qui m'a donné la force et le courage pour mener à bien ce Mémoire de Magister.*

*J'adresse tous mes remerciements et ma sincère reconnaissance à mon Directeur de Mémoire, Monsieur Toufik LAROUCI, Professeur à la Faculté des Sciences de la Technologie, pour m'avoir prodigué ses précieux conseils et soutenu tout au long de ce modeste travail. Je tiens à le remercier de la qualité de son suivi et de la confiance qu'il a bien voulu m'accorder.*

*Je remercie vivement, les enseignants qui ont œuvré pour l'ouverture de la Post-Graduation (Option Traitement de signal) et contribués énergiquement à notre formation de base pendant la première année théorique.*

*Mes remerciements vont également au Président de Jury Monsieur Atef FARROUKI, Professeur au Département d'Electronique de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.*

*Monsieur Faouzi SOLTANI, Professeur au Département d'Electronique et Monsieur Saïd BENIERBEH, Maîtres de Conférences Classe A au Département d'Electronique, sont vivement remerciés d'avoir accepté d'examiner ce travail de Mémoire de Magister.*

*J'exprime, aussi, mes sincères remerciements aux enseignants du Département d'Electronique.*

*Je remercie en particulier, mon ami Hamza BOUMAZA pour son aide indéfectible.*

*Que mes amies, mes amis et tous ce qui ont eu l'amabilité de m'aider lors de la réalisation de ce travail, trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance.*

## Dédicaces

*Merci à ALLAH le Tout Puissant, de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout de mon rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire "Ya Kayoum"*

*A cœur vaillant rien d'impossible  
A conscience tranquille tout est accessible*

*Quand il y a la soif d'apprendre  
Tout vient à point à qui sait attendre*

*Quand il y a le souci de réaliser un dessein  
Tout devient facile pour arriver à nos fins*

*Malgré les obstacles qui s'opposent  
En dépit des difficultés qui s'interposent*

*Les études sont avant tout  
Notre unique et seul atout*

*Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma très chère mère.*

*A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années d'études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à m'aider et à me protéger.*

*Puisse Allah les garder et les couvrir de Son Infinie Miséricorde.*

*A mes adorables sœurs.*

*A mes frères.*

*A mes amies.*

*A mes amis.*

*A toutes celles qui me sont chères.*

*A tous ceux qui m'aiment.*

*A tous ceux que j'aime.*

*Je dédie ce modeste travail.*

# Table des matières

<b>Chapitre I. Introduction Générale</b> .....	1
I.1. Etat de l'art.....	2
I.2. Contribution .....	3
I.3. Organisation du mémoire .....	4
<b>Chapitre II. Introduction aux Radars Passifs</b> .....	5
II.1. Introduction.....	6
II.2. Principe de fonctionnement d'un radar bistatique.....	6
II.3. Avantages et inconvénients des radars passifs.....	7
II.4. Paramètres d'un radar bistatique .....	7
II.4.1. Distance bistatique.....	8
II.4.2. Surface équivalente radar bistatique .....	9
II.4.3. Décalage Doppler .....	9
II.4.4. Fonction d'ambiguïté.....	10
II.4.5. Equation radar bistatique .....	11
II.5. Exemples de formes d'ondes utilisées par les radars passifs .....	11
II.6. Techniques de traitement dans une chaîne PBR .....	13
II.6.1. Technique du traitement à bande étroite ou narrowband .....	13
II.6.2. Technique du traitement à bande large ou wideband.....	14
II.6.3. Technique du traitement multistatique .....	15
II.7. Radar multistatique .....	15
II.8. Conclusion .....	16
<b>Chapitre III. Chaîne de Traitement d'un Radar Bistatique Passif à Bande Large</b> .....	17
III.1. Introduction.....	18
III.2. Collecte des données .....	18
III.3. Conditionnement des signaux.....	19
III.4. Filtrage adaptatif .....	19
III.4.1. Interférence du signal direct.....	19
III.4.2. Fouillis .....	19
III.4.3. Annulation des perturbations .....	20

III.5. Corrélation croisée .....	22
III.6. Théorie de la détection radar.....	24
III.6.1. Détection radar .....	24
III.6.2. Principe de la détection CFAR.....	25
III.7. Angle d'arrivée .....	25
III.8. Conclusion .....	27
<b>Chapitre IV. Exemple d'un Cas Pratique .....</b>	<b>28</b>
IV.1. Introduction .....	29
IV.2. Adaptation .....	29
IV.3. Modélisation et génération des donnés.....	30
IV.3.1. Génération de l'onde FM .....	30
IV.3.1.1 Radio FM comme source d'opportunité pour un PBR .....	30
IV.3.1.2 Radio FM .....	31
IV.3.1.3 Modulation FM.....	31
IV.3.2. Modèle de l'environnement.....	33
IV.4. Traitement des donnés.....	35
IV.4.1. Mise en forme des signaux.....	35
IV.4.2. Filtrage Adaptatif .....	38
IV.4.3. Corrélation croisée.....	40
IV.4.4. Détection CFAR .....	43
IV.5. Conclusion.....	44
<b>Chapitre V. Conclusion Générale.....</b>	<b>45</b>
V.1. Résumé .....	46
V.2. Perspectives .....	46
Références Bibliographiques.....	48

## Liste des Figures

Figure I-1 Schéma de principe d'un radar bistatique passif .....	3
Figure II-1 Configuration bistatique.....	6
Figure II-2 Géométrie d'un radar bistatique .....	8
Figure II-3 Décalage Doppler.....	10
Figure II-4 Equation radar bistatique.....	11
Figure II-5 Variations de la résolution en distance versus les contenus des Radio FM .....	13
Figure II-6 Localisation d'une cible à partir l'intersection des trois ellipsoïdes .....	16
Figure III-1 Chaîne de traitement d'un radar bistatique passif.....	18
Figure III-2 Structure d'annulation du signal direct .....	20
Figure III-3 Structure de prédicteur réseau .....	21
Figure III-4 Processus d'estimation .....	22
Figure III-5 Approche par la corrélation croisée .....	24
Figure III-6 Principe de mesure de l'angle d'arrivée.....	26
Figure IV-1 Etape de modélisation d'un PBR .....	30
Figure IV-2 Schéma de principe d'un modulateur FM .....	32
Figure IV-3 Densité spectrale de puissance de plusieurs stations FM .....	32
Figure IV-4 Modèle de la cible .....	34
Figure IV-5 Modèle du fouillis .....	34
Figure IV-6 Modèle Simulink d'une chaîne de traitement d'un PBR.....	35
Figure IV-7 Mise on forme des signaux .....	35
Figure IV-8 Densité spectrale de puissance du signal FM .....	36
Figure IV-9 Fonction d'ambiguïté du signal FM .....	36
Figure IV-10 Résolution en distance du signal FM .....	37
Figure IV-11 Résolution en Doppler pour le signal FM (T = 40ms) .....	37
Figure IV-12 Résolution en Doppler pour le signal FM (T = 80ms) .....	37
Figure IV-13 Filtrage adaptatif .....	39
Figure IV-14 Densité spectrale de puissance du signal au niveau du canal de surveillance .....	39
Figure IV-15 Densité spectrale de puissance du signal après filtrage adaptatif.....	40
Figure IV-16 Corrélation croisée .....	40
Figure IV-17 Surface ARD pour le canal de surveillance 1.....	41
Figure IV-18 Surface ARD pour le canal de surveillance 2.....	42

## Liste des Tableaux

Tableau II-1 Valeurs typiques de RCS mesurées à l'aide d'un radar à ondes centimétriques .....	9
Tableau II-2 Paramètres bistatiques.....	10
Tableau II-3 Paramètres de l'équation radar bistatique .....	12
Tableau II-4 Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité utilisés par les radars passifs....	12
Tableau IV-1 Paramètres du signal de source d'opportunité pour le radar passif .....	31
Tableau IV-2 Paramètres de simulation .....	34

## Liste des Acronymes

ARD	<b>A</b> mplitude- <b>R</b> ange- <b>D</b> oppler
CFAR	<b>C</b> onstant <b>F</b> alse <b>A</b> larm <b>R</b> ate
CME	<b>C</b> ontre- <b>M</b> esures <b>E</b> lectroniques
COFDM	<b>C</b> oded <b>O</b> rthogonal <b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiplexing
DAB	<b>D</b> igital <b>A</b> udio <b>B</b> roadcasting
DSI	<b>D</b> irect <b>S</b> ignal <b>I</b> nterference
DSP	<b>D</b> igital <b>S</b> ignal <b>P</b> rocessor
DVB-T	<b>D</b> igital <b>V</b> ideo <b>B</b> roadcasting- <b>T</b> elelevision
FFT	<b>F</b> ast <b>F</b> ourier <b>T</b> ransform
FIR	<b>F</b> inite <b>I</b> mpulse <b>R</b> esponse
FM	<b>F</b> requency <b>M</b> odulation
FMCW	<b>F</b> requency <b>M</b> odulation <b>C</b> ontinuous- <b>W</b> ave
FPGA	<b>F</b> ield <b>P</b> rogrammable <b>G</b> ate <b>A</b> rray
GAL	<b>G</b> radient <b>A</b> daptive <b>L</b> attice
GPS	<b>G</b> lobal <b>P</b> ositioning <b>S</b> ystem
GSM	<b>G</b> lobal <b>S</b> ystem for <b>M</b> obile <b>C</b> ommunications
HDTV	<b>H</b> igh- <b>D</b> efinition <b>T</b> elelevision
LMS	<b>L</b> east <b>M</b> ean <b>S</b> quare
NLMS	<b>N</b> ormalized <b>L</b> east <b>M</b> ean <b>S</b> quare
PBR	<b>P</b> assive <b>B</b> istatic <b>R</b> adar
PCL	<b>P</b> assive <b>C</b> oherent <b>L</b> ocation
PCR	<b>P</b> assive <b>C</b> overt <b>R</b> adar
RADAR	<b>R</b> adio <b>D</b> etection <b>A</b> nd <b>R</b> anging
RCS	<b>R</b> adar <b>C</b> ross <b>S</b> ection
BPR	<b>B</b> istatic <b>P</b> assive <b>R</b> adar
RDF	<b>R</b> adio <b>D</b> irection <b>F</b> inding
SIR	<b>S</b> ignal to <b>I</b> nterference <b>R</b> atio
SNR	<b>S</b> ignal to <b>N</b> oise <b>R</b> atio
UHF	<b>U</b> ltra <b>H</b> igh <b>F</b> requency
UMTS	<b>U</b> niversal <b>M</b> obile <b>T</b> elecommunications <b>S</b> ystem
VHF	<b>V</b> ery <b>H</b> igh <b>F</b> requency

# Chapitre I. Introduction Générale



---

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord l'état de l'art des systèmes radars passifs existants dans la littérature et leurs divers domaines d'applications. Ce faisant, nous introduisons brièvement leur principe de fonctionnement afin de bien énoncer le problème sur lequel nous nous planchons. Enfin, nous y présentons aussi l'organisation de ce manuscrit.

---



- I.1. Etat de l'art.
- I.2. Contribution.
- I.3. Organisation du mémoire.

## I.1. Etat de l'art

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 la pluie. Un émetteur envoie des ondes radio, qui 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 de 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 militaires, l'astronomie, etc. Le mot lui-même est un néologisme provenant de l'acronyme anglais 'RADIO Detection And Ranging', que nous pouvons traduire par 'détection et estimation de la distance par ondes radio' ou plus simplement 'radiorepérage'. Cet acronyme d'origine américaine a remplacé le sigle anglais précédemment utilisé : "RDF" (Radio Direction Finding). Depuis, le mot "radar" est entré dans la langue usuelle, perdant donc son écriture en lettres majuscules [1].

Le choix de la forme d'onde générée par l'émetteur 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 performante est ainsi devenu de façon naturelle le rêve du radariste [2].

Un radar passif est un système qui n'émet pas de signaux, mais utilise les signaux d'émetteurs non coopératifs ou d'opportunités. 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 'Localisation Passive Cohérente' ou 'Passive Coherent Location' (PCL), voire même 'Radar Passif Secret' ou 'Passive Covert Radar' (PCR). 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 Passive Bistatic Radar (PBR) 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 [3, 4]. Dominé par le monostatisme, le bistatisme ne donna lieu, jusqu'au début des années 1980, qu'à un nombre limité de travaux de recherche.

Un regain d'intérêt est apparu depuis et s'est manifesté récemment à travers l'exploitation d'émetteurs radio FM [5, 6] en raison de leur excellente couverture, de station de base de radio-téléphonie mobile de type Global System for Mobile communications (GSM) [7, 8], de transmissions satellites [9, 10], d'émetteurs de télévision analogique [11], d'émetteurs de télévision numérique [12, 13, 14] qui offrent à la fois une excellente couverture et une largeur de bande importante entraînant une augmentation considérable en terme de résolution en distance bistatique.

## I.2. Contribution

Dans l'optique d'une implémentation future sur DSP (Digital Signal Processor) ou FPGA (Field Programmable Gate Array), il nous a été demandé, dans le cadre d'un projet de recherche du Laboratoire SISCOM, d'étudier et de réaliser via Matlab-Simulink tous les blocs nécessaires au fonctionnement d'une chaîne de réception d'un radar PBR pour la détection de cibles mobiles (avions) dans un milieu Gaussien. En se référant à la Figure I.1, le système doit être en mesure de sélectionner une seule fréquence FM parmi toutes celles qui sont émises concomitamment dans la région de surveillance et par la même détecter toutes les cibles à partir de ce seul émetteur d'opportunité radio FM et d'un récepteur, composé de trois antennes dont une est dédiée à la réception directe du signal émis par l'antenne d'opportunité et les deux autres à l'interception des échos réfléchis par les multiples réflecteurs.

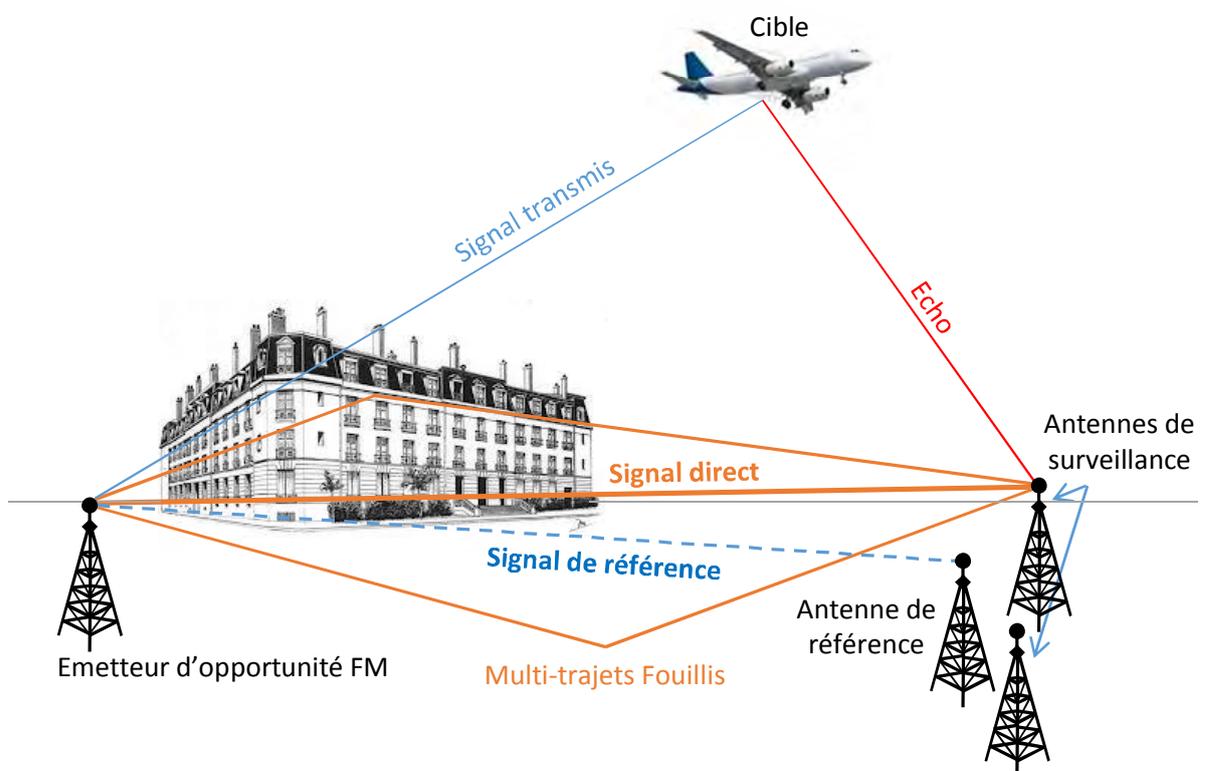


Figure I-1 Schéma de principe d'un radar bistatique passif

### I.3. Organisation du mémoire

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons le principe de fonctionnement d'un radar bistatique; nous évoquons par la même ses avantages et inconvénients. Ensuite, nous définissons quelques-uns de ses paramètres tels que la distance bistatique, la surface équivalente radar ou Radar Cross Section (RCS), l'équation radar bistatique, le décalage Doppler et la fonction d'ambiguïté. Ainsi, des exemples de formes d'ondes utilisées par les radars passifs sont aussi donnés. Enfin, nous décrivons les différents processus de traitement de signal nécessaires à la conception d'une chaîne PBR. Dans le troisième chapitre, nous développons brièvement chacun des blocs constituant une chaîne de traitement d'un radar bistatique passif. Nous nous intéressons particulièrement à la description des blocs de collecte des données, conditionnement des signaux, filtrage adaptatif, filtre adapté à travers la corrélation croisée, détection CFAR et estimation de l'angle d'arrivée. Le quatrième chapitre est entièrement dédié à la simulation via Matlab-Simulink proprement dite. Nous présentons et interprétons les résultats trouvés lors de la spécification de l'exemple d'une chaîne de traitement d'un PBR utilisant les ondes FM. Enfin, dans le cinquième chapitre, nous résumons d'abord les principaux résultats obtenus et concluons par des perspectives et travaux futurs.

# Chapitre II. Introduction aux Radars Passifs



---

Dans ce chapitre, nous introduisons le principe de fonctionnement d'un radar bistatique ; nous rappelons par la même ses avantages et inconvénients. Ensuite, nous définissons quelques-uns de ses paramètres tels que la distance bistatique, la surface équivalente radar ou Radar Cross Section (RCS), l'équation radar bistatique, le décalage Doppler et la fonction d'ambiguïté. Ainsi, des exemples de formes d'ondes utilisées par les radars passifs sont aussi donnés. Enfin, nous décrivons les différents processus de traitement de signal nécessaires à la conception d'une chaîne PBR.

---



- II.1. Introduction.
- II.2. Principe de fonctionnement d'un radar bistatique.
- II.3. Avantages et inconvénients des radars passifs.
- II.4. Paramètres d'un radar bistatique.
- II.5. Exemples des formes d'ondes utilisées par les radars passifs.
- II.6. Techniques de traitement dans une chaîne PBR.
- II.7. Radar multistatique.

## II.1. Introduction

Le radar est une technique utilisant la réflexion des ondes radio ambiantes pour localiser une cible. Nous nous intéresserons au radar passif qui utilise les rayonnements civils existants. Par opposition au radar actif qui génère lui-même l'impulsion radio permettant d'écouter l'écho produit par la cible, le radar passif, utilise les émissions radio, télévision, téléphones portables, mais aussi les radars ennemis ainsi que les transmissions des satellites de télécommunication ou de géolocalisation. Toute la spécificité et l'intérêt de ce type de radars passifs résident dans l'utilisation et l'exploitation des émetteurs présents dans l'environnement. Ces radars, totalement indétectables, répondent à une exigence opérationnelle majeure qui est la discrétion.

## II.2. Principe de fonctionnement d'un radar bistatique

La plupart des systèmes radar fonctionnent activement en éclairant l'environnement de la cible par une forme d'onde d'énergie appropriée et en mesurant l'énergie diffusée par cette cible afin de déterminer ses paramètres, tels que la distance monostatique, le décalage Doppler ou l'azimut. Il existe un système alternatif qui ne déploie pas d'émetteur dédié au radar, mais qui utilise plutôt des sources civiles comme la radiodiffusion et la radiocommunication. C'est le cas du radar passif bistatique de la Figure II.1.

Le récepteur mesure la différence de marche entre le signal qu'il reçoit en trajet direct de l'émetteur, et le signal réfléchi par la cible. Cette mesure permet de déterminer la distance bistatique de l'objet. En plus de la distance bistatique, un radar passif permet de mesurer le décalage de fréquence de l'écho par effet Doppler et dans certaines configurations son azimut. Ces informations étant connues nous pouvons alors calculer la position et la vitesse de la cible [15].

Dans certains cas, nous pouvons utiliser plusieurs émetteurs et/ou plusieurs récepteurs et augmenter ainsi la pertinence et la précision de la mesure. Nous parlons alors de multistatisme [2].

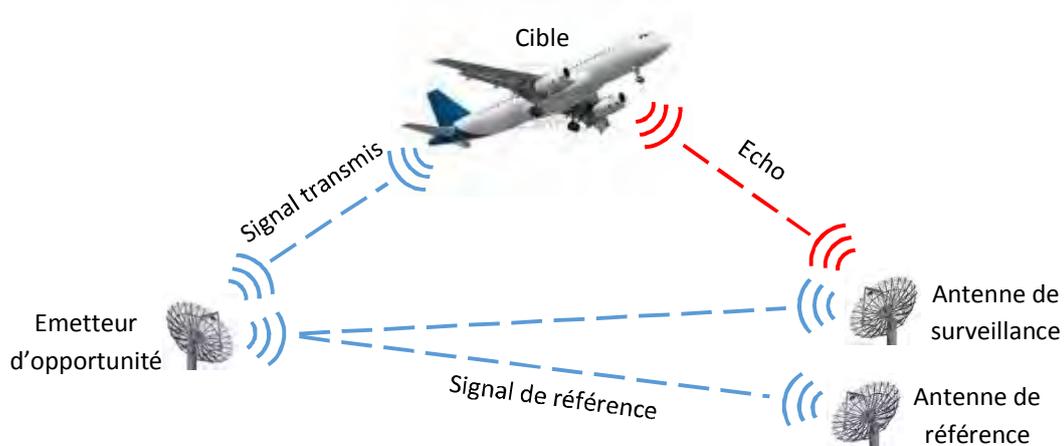


Figure II-1 Configuration bistatique

### II.3. Avantages et inconvénients des radars passifs

Un radar passif utilise un émetteur d'opportunité. Un tel système présente des avantages majeurs. Les avantages essentiels d'un radar passif sont les suivants:

1. L'avantage principal d'un radar passif réside dans sa capacité à opérer sans être détectable, puisque la cible ne perçoit rien de plus que le rayonnement civil habituel. De ce fait, le radar passif fonctionne en mode couvert et secret, d'où son immunité aux menaces de contre-mesures électroniques (CME). Cet avantage le rend plus attractif qu'un radar actif conventionnel dans certaines missions liées à la défense.
2. En raison de l'absence d'émetteur, le coût initial et de maintenance est également moins élevé par rapport à un radar conventionnel.
3. Il n'est pas nécessaire de demander une allocation supplémentaire de ressources dans le spectre électromagnétique pour émettre un quelconque signal.
4. Un radar passif admet une petite taille, du coup son déploiement est plus facile, surtout dans des endroits où un radar conventionnel ne peut pas être installé.
5. La surface équivalente radar ou RCS est potentiellement supérieure, d'où sa capacité à circonscrire la furtivité qui est due non seulement à la géométrie intrinsèquement bistatique, mais aussi à l'accès aux bandes de basse fréquence souvent exploitées.
6. Un léger impact sur l'environnement et une pollution électromagnétique plus réduite qu'un radar conventionnel comportant une source émettrice de signaux électromagnétiques.

Les systèmes radar passif présentent aussi des inconvénients dont voici les plus importants:

1. La dépendance aux émetteurs tiers dont on n'a pas la maîtrise. Plus précisément, la forme d'onde utilisée n'est pas optimale pour le fonctionnement du radar. Ce signal émis n'est pas contrôlé par le radar et ses caractéristiques peuvent présenter des changements inattendus durant le temps d'émission.
2. Un autre inconvénient résulte de la dépendance aux émetteurs tiers est que le site et les propriétés radiatives des émetteurs ne peuvent pas être configurés.
3. Une interférence du signal direct ou Direct Signal Interference (DSI) à forte puissance et une contribution importante des trajets multiples dans le système de surveillance.
4. Le besoin d'un système de réception séparé et dédié pour collecter le signal émis, potentiellement affecté par des trajets multiples.

### II.4. Paramètres d'un radar bistatique

Les paramètres d'un radar bistatique sont décrits en détail dans [16, 17, 18]. Dans [9], les auteurs font une analyse intéressante de la géométrie des systèmes radar bistatique. D'ailleurs, sa notation est largement adoptée dans la littérature.

### II.4.1. Distance bistatique

En se propageant sur une distance  $d$ , une onde électromagnétique subit un retard  $\tau$  défini comme le temps que met l'onde pour parcourir cette distance:

$$\tau = \frac{d}{C} \quad (II-1)$$

où  $C$  est la célérité de la lumière dans le milieu de propagation. La distance parcourue par l'onde en se propageant de l'émetteur au récepteur, tout en se réfléchissant sur la cible est notée  $r_b$ . Elle est donnée par:

$$r_b = r_1 + r_2 \quad (II-2)$$

où  $r_1$  est la distance émetteur-cible et  $r_2$ , la distance cible-récepteur. Le retard bistatique est alors donné par:

$$\tau = \frac{r_1 + r_2}{C} \quad (II-3)$$

La distance bistatique localise la cible sur la surface d'une ellipsoïde dont les foyers sont les lieux d'émission et de réception séparés par la ligne de base  $L$ , et dont la longueur du grand axe est  $2a = r_1 + r_2$ . L'ellipsoïde d'équidistance ou isorange est complètement définie par les deux paramètres  $a$  et  $L$ . La Figure II-2 montre une coupe de l'ellipsoïde dans le plan bistatique formé par l'émetteur, le récepteur et la cible. Notons que la distance  $r_2$  s'écrit:

$$r_2 = \frac{(r_1 + r_2)^2 - L^2}{2(r_1 + r_2 + L \sin \theta_r)} \quad (II-4)$$

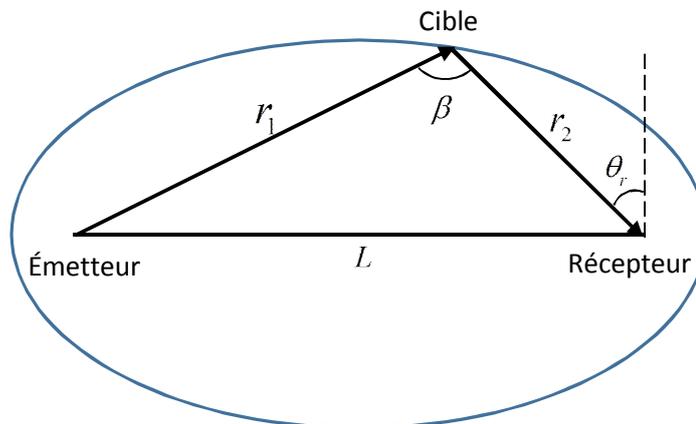


Figure II-2 Géométrie d'un radar bistatique

### II.4.2. Surface équivalente radar bistatique

La forme et la capacité de rétrodiffusion d'un signal radar par une cible désigne sa surface équivalente radar ou Radar Cross Section, RCS ( $\sigma$ ). Elle est mesurée en mètres carrés. Si toute l'énergie incidente du faisceau radar était diffusée de façon égale dans toutes les directions, le RCS serait alors la section efficace de la cible perpendiculaire au faisceau. En pratique, une partie de l'énergie est absorbée et la diffusion n'est pas isotrope. Par conséquent, la surface équivalente radar est difficile à estimer.

Le RCS dépend de la géométrie de l'aéronef et de ses appendices, de la direction d'où provient le faisceau radar, de la fréquence de transmission du radar et du matériau composant l'appareil. Bien que peu de travaux aient été publiés dans la littérature, le RCS des cibles a été largement étudié dans [19]. Dans [20], le théorème d'équivalence bistatique est démontré. Celui-ci stipule que le RCS bistatique est égal au RCS monostatique.

Le RCS d'un objet se mesure typiquement à l'aide d'un radar. Cela peut s'effectuer en plein air ou dans une chambre anéchoïque absorbant dans leur totalité les ondes électromagnétiques de la fréquence émise. A titre indicatif, le Tableau II-1 donne quelques exemples de RCS d'avions et de missiles [15].

### II.4.3. Décalage Doppler

Lorsque la distance bistatique entre l'émetteur et le récepteur en passant par la cible varie au cours du temps, un effet de décalage de fréquence de l'onde électromagnétique apparaît. Nous appelons cet effet, largement lié à la vitesse de la cible, effet Doppler [9]. Par conséquent, Figure II-4, le décalage Doppler  $f_D$  dépend du mouvement de la cible, de l'émetteur et du récepteur, et dans le cas général, les équations sont assez compliquées [9, 17]. Dans le cas où seule la cible se déplace, le décalage Doppler est donné par:

$$f_D = \left( \frac{2v}{\lambda} \right) \cos \delta \cos \left( \frac{\beta}{2} \right) \quad (\text{II-5})$$

La valeur de la composante radiale Doppler est positive quand la cible s'approche du radar et est négative quand celle-ci s'en éloigne.

Tableau II-1  
Valeurs typiques de RCS mesurées à l'aide d'un radar à ondes centimétriques

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>

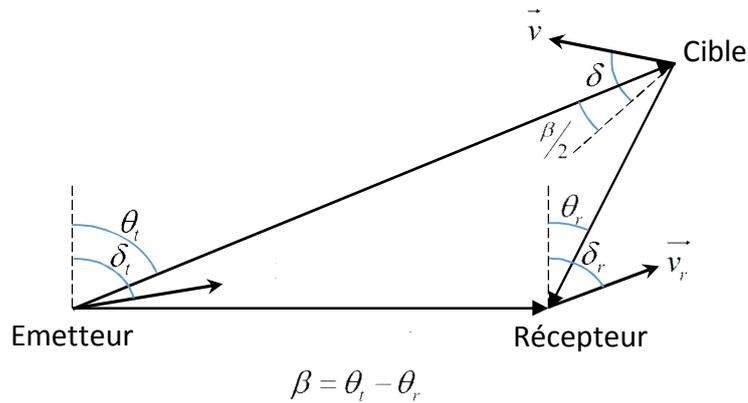


Figure II-3 Décalage Doppler

Tableau II-2  
Paramètres bistatiques

$r_1, r_2$	Distances émetteur-cible et cible-récepteur
$L$	Distance émetteur-récepteur
$\beta$	Angle bistatique.
$\theta_i, \theta_r$	Angles d'émission et réception
$\delta_i, \delta_r$	Angles de la vitesse de l'émetteur et récepteur
$v_i, v_r$	Vitesses de l'émetteur et récepteur
$\delta$	Angle entre le vecteur vitesse de la cible et la bissectrice bistatique
$v$	Vitesse de la cible.

#### II.4.4. Fonction d'ambiguïté

La fonction d'ambiguïté de Woodward est un moyen classique d'analyse et de présentation de la performance d'un signal radar. Elle est universellement utilisée et enseignée; elle présente la résolution et la performance d'ambiguïté en fonction du retard de deux paramètres (portée) et la vitesse (effet Doppler) [6].

$$|\chi(\tau, v)|^2 = \left| \int u(x) u^*(x + \tau) \exp(-j2\pi v x) dx \right|^2 \quad (II-6)$$

Dans un radar bistatique ou multistatique, la situation semble être plus compliquée. En effet, dans [21], les auteurs ont étudié et montré que la relation entre le décalage Doppler et la vitesse de la cible, et entre le retard et la portée, sont fortement non-linéaire. Donc, la forme de la fonction d'ambiguïté renseigne beaucoup sur la géométrie et les propriétés de la forme d'onde.

### II.4.5. Equation radar bistatique

L'équation du radar traduit l'influence de phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde et la réception du signal réfléchi (écho). Elle permet de réaliser une estimation des performances d'un système radar. L'équation radar bistatique est dérivée de la même façon que l'équation radar monostatique. Elle constitue un bilan des puissances sur le trajet d'une onde émise par un émetteur d'opportunité jusqu'à la réception du signal réfléchi. Elle dépend des caractéristiques du radar bistatique (antenne émettrice, antenne réceptrice, circuits électroniques, guide d'onde, pertes de signal, etc.), de celles de la cible et du milieu traversé le long du trajet. Elle est donnée par [5]:

$$\frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 r_1^2 r_2^2 k T_0 B F} \quad (\text{II-7})$$

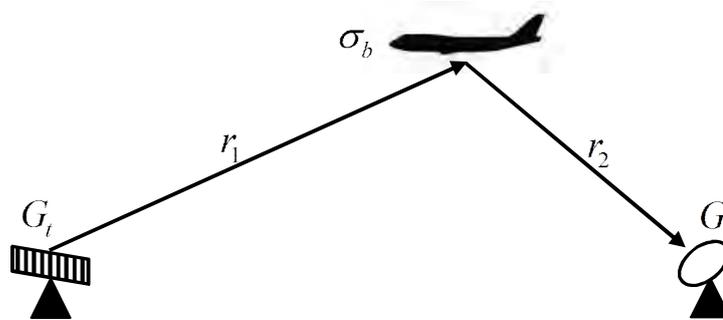


Figure II-4 Equation radar bistatique

Il est clair que l'équation est une fonction de plusieurs constantes et variables. Du côté de l'émetteur d'opportunité, notons la présence de la puissance transmise ( $P_t$ ), du gain d'antenne émettrice ( $G_t$ ), de la longueur d'onde utilisée  $\lambda$ , et du gain d'antenne réceptrice ( $G_r$ ). Ces valeurs sont, en général, constantes. Le rapport  $1/(r_1 r_2)$ , et par conséquent le rapport signal-sur-bruit, possède une valeur minimale pour ( $r_1 = r_2$ ). Ainsi, le rapport signal-sur-bruit est le plus élevé pour des cibles à proximité de l'émetteur ou à proximité du récepteur.

### II.5. Exemples de formes d'ondes utilisées par les radars passifs

Les formes d'ondes utilisées [22] incluent les ondes radio et TV de très haute fréquence (Very High Frequency, VHF) analogique et numérique, les signaux téléphoniques (Global System for Mobile Communication, GSM) et de satellitaires (Global Positioning System, GPS). La gamme de fréquences peut aller de quelques  $MHz$  à quelques  $GHz$ . A titre d'exemple, en Europe les

émissions FM utilisent la gamme de fréquences de 88 à 108MHz et une largeur de bande de  $\pm 75$  KHz, qui donne une résolution en distance de 1 à 2Km [5].

Tableau II-3  
Paramètres de l'équation radar bistatique

$P_r, G_r$	Puissance du signal reçu et Gain de l'antenne de réception
$P_t, G_t$	Puissance et gain de l'antenne de transmission
$P_n$	Puissance du bruit de réception
$r_1, r_2$	Distance émetteur-cible et cible-récepteur
$\lambda$	Longueur d'onde du signal
$k$	Constante de Boltzmann
$T_0$	Température de référence du bruit (290 <sup>0</sup> Kelvin)
$\sigma_b$	Surface équivalente radar (RCS)
$B$	Bande passante effective du récepteur
$F$	Forme du bruit effective du récepteur

Tableau II-4  
Paramètres de quelques émetteurs d'opportunité utilisés par les radars passifs

Transmission	Fréquence	Modulation, largeur de bande	$P_t G_t$	Densité de puissance $\phi = \frac{P_t G_t}{4\pi r_1^2} \text{ (dB W/m}^2\text{)}$
Emission HF	10-30 MHz	DSB AM, 9 kHz	50 MW	67 à 53 à $r_1 = 1000 \text{ Km}$
VHF FM	100 MHz	FM, 50 kHz	250 kW	57 à $r_1 = 100 \text{ Km}$
UHF TV	550 MHz	FM (son), AM (vision), 5.5MHz	1 MW	51 à $r_1 = 100 \text{ Km}$
Emission Audio/Numérique	220 MHz	Numérique, OFDM, 220 kHz	10 kW	71 à $r_1 = 100 \text{ Km}$
TV Numérique	750 MHz	Numérique, 6 MHz	8 kW	72 à $r_1 = 100 \text{ Km}$
GSM	900 MHz, 1.8 GHz	GMSK, FDM/TDMA/FDD 200 kHz	10 W	81 à $r_1 = 10 \text{ Km}$

La portée des radars basés sur les signaux GSM ne dépasse pas 20 km. Des études récentes ont montré que l'utilisation de la radio HF permet une localisation de cibles jusqu'à 100 km avec une précision inférieure à 15 km. L'utilisation de la télévision analogique permet une localisation de cibles situées à une distance du récepteur allant jusqu'à 80km avec une précision inférieure à 5 km. Récemment, un intérêt particulier a été porté aux modulations numériques COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) de types DAB (Digital Audio Broadcasting) et DVB (Digital Video Broadcasting). Les bonnes propriétés de leur fonction d'ambiguïté permettent une

localisation de cibles situées à une distance du récepteur allant jusqu'à 80 km avec une résolution inférieure à 100 m [12]. Le Tableau II.3 résume les paramètres de quelques signaux utilisés à l'émission par les radars passifs.

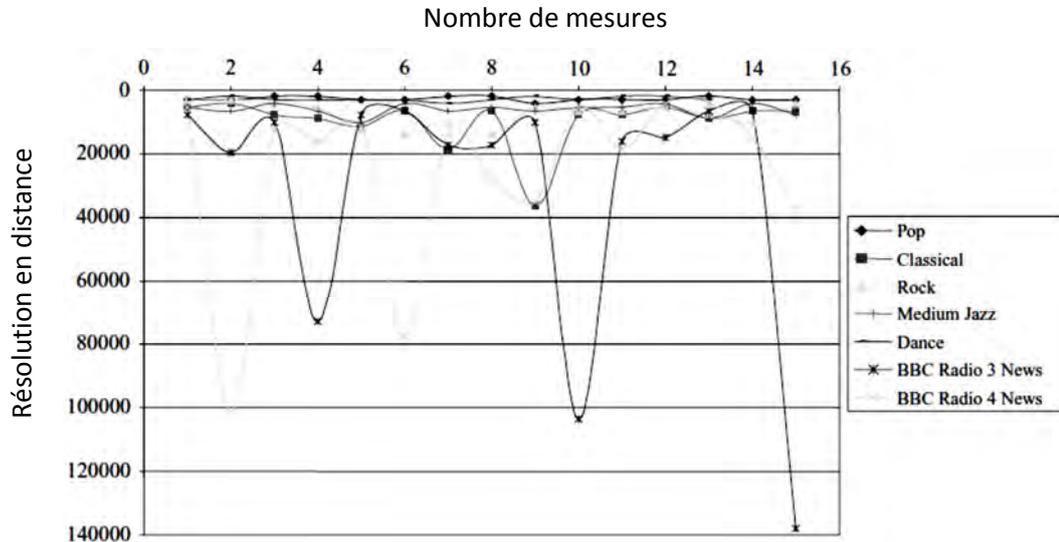


Figure II-5 Variations de la résolution en distance versus les contenus des Radio FM

L'exemple de la Figure II.5, montre des études faites pour analyser la variation de la résolution en distance en fonction de la forme d'onde [5]. Ainsi, elle permet de comparer la résolution en distance des différents types d'émetteurs radio FM. Les deux chaînes (News) montrent une variabilité temporelle très élevée dans la résolution en distance par rapport aux chaînes (Music). Au total, la résolution en distance varie entre 1.5 et 16.5 Km. Comme la résolution influence sur les performances du système PBR, le choix d'émetteur doit être judicieux.

## II.6. Techniques de traitement dans une chaîne PBR

Les différents systèmes de traitement dans une chaîne PBR sont introduits et étudiés dans [22]. Nous les reprenons brièvement, afin de permettre au lecteur de s'imprégner de ce problème important rencontré dans les radars passifs.

### II.6.1. Technique du traitement à bande étroite ou narrowband

Pour la technique à bande étroite, le PBR utilise une fréquence radio spécifique pour la transmission et la réception de données. La bande de fréquence utilisée doit être aussi petite que possible (quelques KHz) par rapport au signal émis par l'émetteur d'opportunité (quelques MHz). Elle est utilisée pour localiser les cibles et mesurer la distance et l'angle d'arrivée. Comme pour les radars classiques, les PBR visent à estimer la position de la cible à partir de paramètres qui peuvent être facilement mesurables.

Dans la configuration la plus simple, avec un seul récepteur et un émetteur unique, il est nécessaire d'avoir l'historique des valeurs du décalage Doppler et d'angle d'arrivée ou bearing afin d'estimer la position d'une cible [5]. En configurations multistatiques, avec des émetteurs multiples, il est possible d'estimer la position de la cible en faisant plusieurs mesures des fréquences Doppler à partir de chaque émetteur et ce malgré la validité de la mesure de l'angle d'arrivée à partir d'un seul émetteur. La technique narrowband a donc une contribution majeure dans trois étapes principales, à savoir:

1. Détection de la cible.
2. Estimation de l'angle d'arrivée.
3. Pistage.

### II.6.2. Technique du traitement à bande large ou wideband

Contrairement à la technique à bande étroite, pour celle à bande large, le PBR utilise une bande passante comparable à celle du signal de l'émetteur d'opportunité et exploite donc une approche conventionnelle de filtrage adapté au problème de détection. A titre d'exemple, une onde FM typique à une bande passante  $B \approx 100$  KHz. Sachant que la résolution en portée radar est approximativement égale à  $c/2B = 1500$  m. Il est clair que ce signal FM induit une portée radar intéressante. Cette technique s'accommode à n'importe quelle forme d'onde qui a une fonction d'ambiguïté raisonnable. Ainsi, elle peut être appliquée aux signaux d'émission radio FM et aux signaux d'émission numériques tels que le GSM, l'émission Digital Analog Broadcasting (DAB), l'émission Digital Video Broadcasting (DVB) et à la télévision numérique haute définition ou High-Definition Television (HDTV).

Du point de vue traitement du signal, cette technique est similaire à celle à bande étroite. Néanmoins, la différence entre les deux méthodes réside dans le remplacement de l'étape d'analyse spectrale par la FFT (Fast Fourier Transform), par une implémentation efficace d'intercorrélacion pour la détermination de la portée et du décalage Doppler des échos de la cible. Un système PBR à bande large doit comprendre, au minimum, un canal de référence et deux canaux de surveillance. Cette approche peut être résumée par les étapes suivantes:

1. Collecte des données.
2. Mise en forme du signal de référence.
3. Elimination du signal indésirable, reçu directement par les canaux d'écho, soit spatialement par le biais d'une antenne ou dans le domaine temporel (filtrage adaptatif).
4. Filtrage adapté à travers l'Intercorrélacion du signal de référence avec le signal écho.
5. Détection de la cible en utilisant un algorithme CFAR.
6. Pistage.

Enfin, l'angle d'arrivé de la cible peut être estimé par deux canaux d'échos par interférométrie après l'étape de détection ou par l'utilisation de récepteurs multiples.

### II.6.3. Technique du traitement multistatique

Le radar passif multistatique est un ensemble de radars passifs bistatiques, exploitant les deux techniques précédentes, en l'occurrence la technique à bande étroite et celle à bande large. Cependant, les problèmes de trajets multiples des signaux VHF induisent une imprécision dans la mesure des angles d'arrivées [10, 23]. En pratique, la fiabilité et la précision d'un système PBR peuvent être améliorés par l'exploitation de récepteurs et/ou d'émetteurs multiples [5, 24].

### II.7. Radar multistatique

Une configuration bistatique comprenant un émetteur d'opportunité et un récepteur passif, donne des performances potentiellement bonnes en ce qui concerne la détection, mais sa capacité de localisation reste limitée. En général, la résolution angulaire est considérablement dégradée après une longue durée d'intégration. En plus, l'utilisation d'une large antenne poutre implique une faible précision sur la mesure angulaire [15].

Une configuration multistatique rend la détection plus robuste et augmente la précision de localisation. Les nouveaux systèmes numériques d'émission transmettent typiquement à travers des réseaux d'émetteurs; ce qui rend l'exploitation conjointe de plusieurs émetteurs et récepteurs un choix naturel. D'autre part, le fait que seuls les récepteurs soient implémentés rend les systèmes multistatiques abordables du point de vue du coût de mise en œuvre.

Avec une configuration multistatique, nous pouvons déterminer le vecteur-position et le vecteur-vitesse de la cible. En fait, la connaissance des retards (voir distances bistatiques), subis par les signaux de trois émetteurs en se réfléchissant sur la cible, permet la détermination des coordonnées de la position de cette cible, comme cela est montré par la Figure II-6 (intersection de trois ellipsoïdes de révolution).

De plus si nous connaissons les décalages Doppler des signaux, nous pouvons déterminer explicitement les composantes du vecteur-vitesse de la cible. Notons que si nous disposons d'au moins trois géométries différentes de couples émetteur-récepteur non liés, alors le vecteur vitesse obtenu est un vecteur-vitesse absolu et non un simple vecteur radial comme dans le cas d'un radar monostatique ou bistatique.



# Chapitre III. Chaîne de Traitement d'un Radar Bistatique Passif à Bande Large



---

Dans ce chapitre, nous exposons brièvement chacun des blocs constituant une chaîne de traitement d'un radar bistatique passif. Nous nous intéressons particulièrement à la description des blocs de collecte des données, conditionnement des signaux, filtrage adaptatif, filtre adapté à travers la corrélation croisée, détection CFAR et estimation de l'angle d'arrivée.

---



- III.1. Introduction.
- III.2. Collecte des données.
- III.3. Conditionnement des signaux.
- III.4. Filtrage adaptatif.
- III.5. Corrélation croisée.
- III.6. Théorie de la détection.
- III.7. Angle d'arrivée.
- III.8. Conclusion.

### III.1. Introduction

Dans le cas d'un radar conventionnel, le moment de l'émission de l'impulsion, et l'onde émise, sont parfaitement connus. Ceci permet de calculer facilement la distance de la cible et d'utiliser un filtre adapté pour obtenir un bon rapport signal sur bruit au niveau du récepteur [6]. Un radar passif n'a pas d'informations directes sur le signal émis et doit donc être associé à un canal de réception (le canal de référence) pour 'écouter' en direct chaque émetteur dont nous utilisons le signal et en assurer le traitement en temps réel, Figure III-1. Typiquement, un radar passif fonctionne selon le schéma suivant:

1. Réception du signal direct, émanant de l'émetteur d'opportunité, par l'antenne de référence et du signal réfléchi par la cible (signal écho) par les antennes de surveillance.
2. Mise en forme des signaux de référence et écho de cibles.
3. Filtrage adaptatif pour estimer le signal écho qui est masqué par le signal direct.
4. Filtrage adapté via l'intercorrélation du signal de référence avec le signal écho pour déterminer la surface Amplitude-Range-Doppler (ARD) ou amplitude, distance bistatique et décalage Doppler des cibles.
5. Détection de la cible par un algorithme CFAR.
6. Mesure des angles d'arrivée pour estimer la position des cibles.

Tous ces points sont détaillés dans les sections suivantes.

### III.2. Collecte des données

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 au milieu d'interférences puissantes et ininterrompues. Pour cela, il est indispensable que le récepteur soit à très faible bruit, parfaitement linéaire et de très bonne dynamique. Malgré ces précautions, le signal des échos reçu est très en dessous du bruit de fond, ce qui tend à limiter la sensibilité du récepteur en raison du signal direct de l'émetteur lui-même et d'autres émetteurs qui peuvent opérer sur la même bande. Ce qui réduit les performances de la détection.

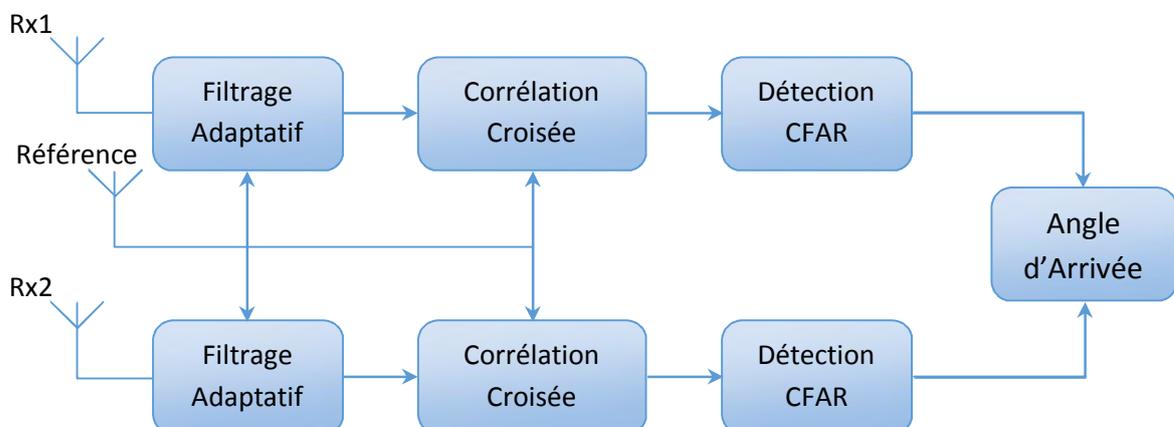


Figure III-1 Chaîne de traitement d'un radar bistatique passif

Pour cela, une simple implémentation, nécessite l'orientation de l'antenne d'opportunité de telle manière à minimiser l'effet du signal direct et utilise une certaine forme de suppression analogique pour réduire, avant échantillonnage, le signal direct.

### III.3. Conditionnement des signaux

Avec certains types d'émetteurs, il est indispensable de faire une mise en forme spécifique du signal avant l'étape de la corrélation croisée. Il s'agit de faire un filtrage analogique efficace de la bande passante, de procéder à une égalisation pour augmenter la qualité du signal de référence, supprimer les structures indésirables du signal numérique pour améliorer la fonction d'ambiguïté, voire même reconstruire des parties du signal de référence à l'aide du signal numérique reçu [21].

Pour un système qui exploite un transmetteur FM, l'opération consiste à employer un filtre passe bande, un mélangeur pour utiliser une fréquence intermédiaire et enfin une numérisation.

### III.4. Filtrage adaptatif

#### III.4.1. Interférence du signal direct

L'interférence du signal direct ou Direct Signal Interference (DSI) est l'un des problèmes majeurs dans le système radar bistatique à signal continu. Le signal direct est le signal reçu directement de l'émetteur par le canal de surveillance dédiée à la réception des échos des cibles. Le DSI et le signal réfléchi sont cohérents et ont une structure similaire à l'exception du retard bistatique et du décalage Doppler. Le rapport signal sur interférence ou Signal to Interference Ratio (SIR) est donné comme étant le rapport de la puissance du signal reçu à la sortie du canal de surveillance  $P_r$  et de la puissance du signal direct  $P_d$ , soit [11]:

$$SIR = \frac{F_t F_r}{F_t^d F_r^d} \left( \frac{L}{r_1 r_2} \right)^2 \frac{\sigma}{4\pi} \quad (\text{III-1})$$

où  $F_t$  et  $F_r$  sont les diagrammes de transmission de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice, et  $F_t^d$  et  $F_r^d$  sont respectivement les diagrammes de transmission de l'antenne émettrice dans la direction du récepteur et de l'antenne réceptrice dans la direction de l'émetteur.

#### III.4.2. Fouillis

Le fouillis ou clutter est défini comme des échos indésirables, venant typiquement de la terre, la mer, la pluie et d'autres précipitations, paillettes, oiseaux, insectes et l'aurore. Il existe différents types de fouillis, parmi lesquels, nous retrouvons le fouillis de surface, regroupant des échos de la terre et de la mer, et les paillettes utilisées pour brouiller les mesures d'un radar [15].

### III.4.3. Annulation des perturbations

L'annulation du signal direct, les échos de fouillis et les trajets multiples est un enjeu crucial pour la détection de cibles. L'utilisation des antennes directives permet d'atténuer partiellement le DSI. Cependant, des techniques de traitement du signal efficaces sont nécessaires afin de réduire davantage le DSI [6].

Comme cela est montré en Figure III-2, l'objectif est d'estimer le signal désiré (écho)  $d(n)$  à partir du signal recueilli à l'antenne de référence  $w_2(n)$  et ce en supposant qu'il s'agisse d'une réplique retardée du signal transmis  $w(n)$ . La tâche du filtre adaptatif est d'estimer  $\hat{w}_1(n)$  à partir de  $w_2(n)$ . Alors, cette estimation est soustraite du signal recueilli à l'antenne de surveillance en laissant seulement une estimation du véritable signal d'écho. Par conséquent,

$$e(n) = x(n) - \hat{w}_1(n) \quad (\text{III-2})$$

Pour mettre en œuvre le filtre adaptatif, l'algorithme d'estimation du processus commun est utilisé. La structure du filtre est présentée à la Figure III-4. Elle se compose de deux parties:

1. Un réseau prédictif adaptatif de  $M$ -étapes.
2. Une ligne de retard adaptative.

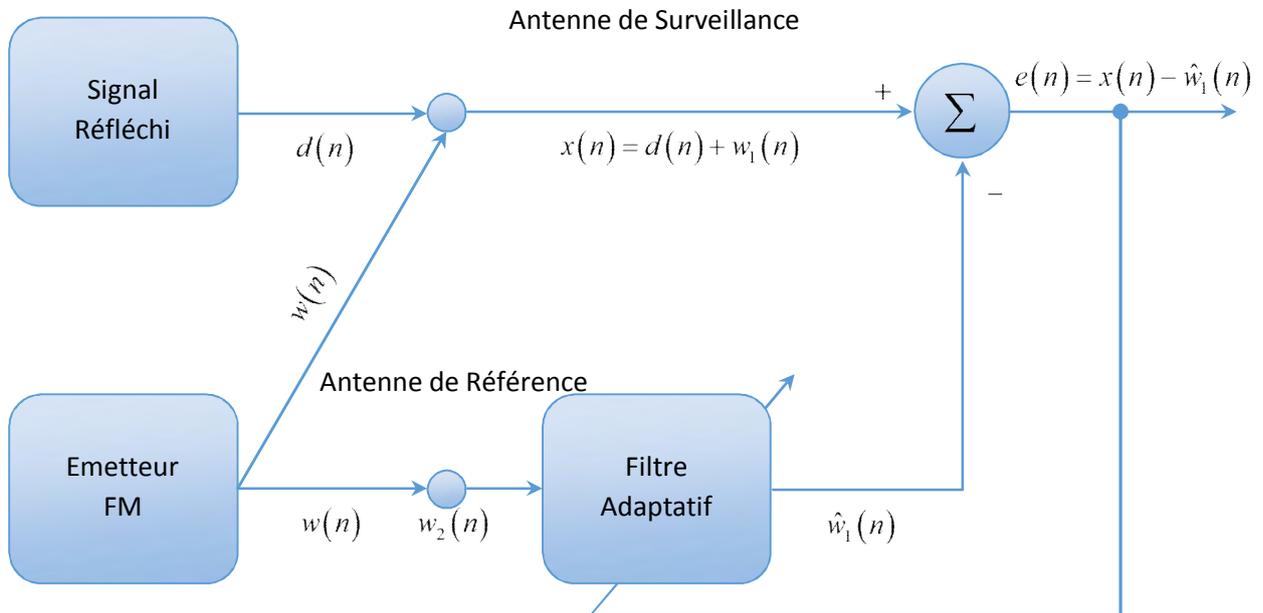


Figure III-2 Structure d'annulation du signal direct

La structure du réseau prédicteur de  $M$ -étape est représentée à la Figure III-3. Les signaux de sortie à la  $m^{\text{ème}}$  étape sont:

$$f_m(n) = f_{m-1}(n) + k_m^* b_{m-1}(n-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (\text{III-3})$$

$$b_m(n) = k_m f_{m-1}(n) + b_{m-1}(n-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (\text{III-4})$$

où  $M$  est l'ordre de prédiction. Les variables  $f_m(n)$  et  $b_m(n)$  sont la  $m^{\text{ème}}$  erreur de prédiction vers l'avant (forward prediction error) et la  $m^{\text{ème}}$  erreur de prédiction vers l'arrière (backward prediction error), respectivement. Le coefficient  $k_m$  est le  $m^{\text{ème}}$  coefficient de réflexion.

A partir de chaque étage du filtre, l'erreur de prédiction vers l'arrière  $b_m(n)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$  est reliée à l'entrée d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Le réseau prédicteur de  $M$ -étape transforme la suite des échantillons d'entrée corrélés  $x(n), x(n-1), \dots, x(n-M)$  en une séquence d'erreurs de prédiction non-corrélés  $b_0(n), b_1(n), \dots, b_M(n)$ . La deuxième partie de ce filtre utilise la prédiction vers l'arrière afin d'estimer le signal désiré  $y(n)$ . La première partie du filtre est équivalente à l'algorithme de Gram-Schmidt et la seconde partie du filtre correspond à un filtre à régression multiple.

Mathématiquement, l'estimateur de processus conjoint est décrit par deux algorithmes. Le premier algorithme, appelé Gradient Adaptive Lattice (GAL), est utilisé pour ajuster les coefficients  $k_m$  dans la structure du réseau prédicteur. Dans le second filtre, les coefficients  $h(n)$  sont mis à jour à l'aide de l'algorithme Normalized Least Mean Square (NLMS). Ces algorithmes sont décrits dans [5].

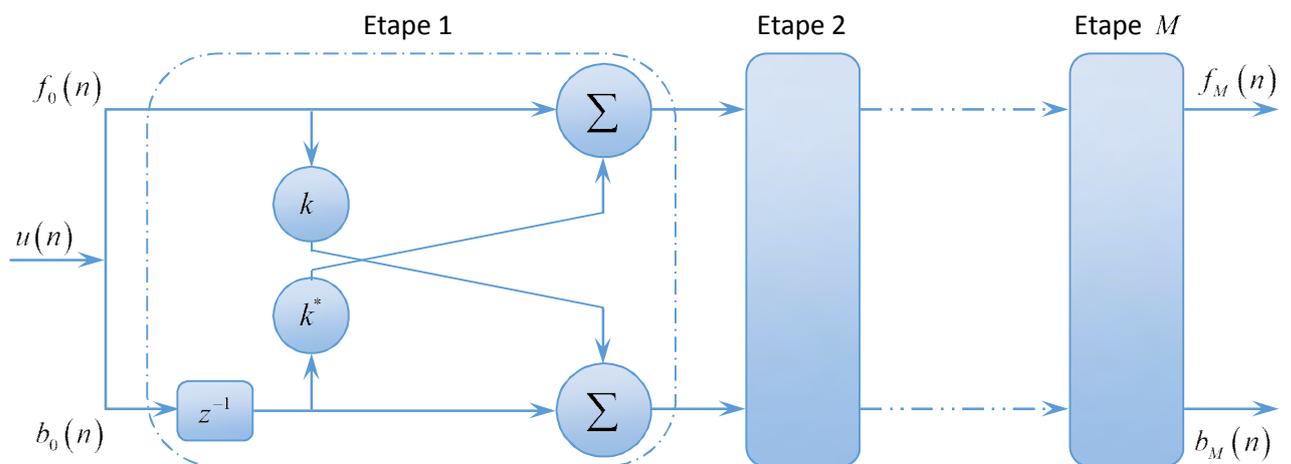


Figure III-3 Structure de prédicteur réseau

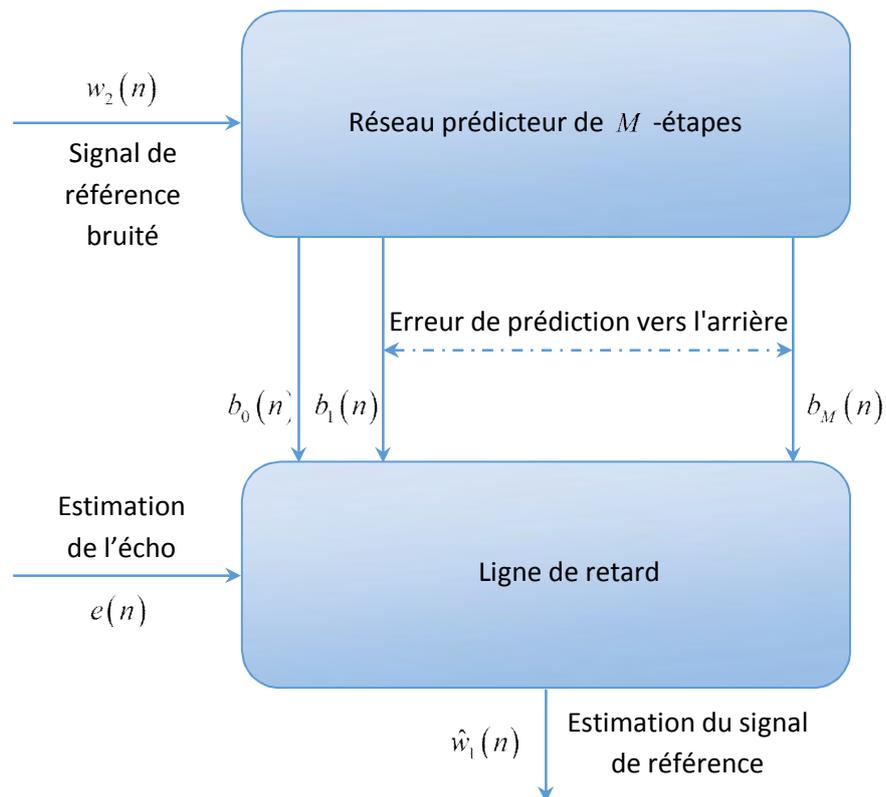


Figure III-4 Processus d'estimation

Bien que cette structure de filtre puisse apparaître excessivement complexe, dans [6], il a été constaté expérimentalement que la propagation des valeurs propres de la matrice de corrélation empêche l'utilisation directe d'algorithmes plus simples, car le taux de convergence est trop lent. La propagation des valeurs propres est plus petite, induisant une vitesse de convergence du filtre plus rapide. Ainsi, le signal de référence se trouve correctement supprimé.

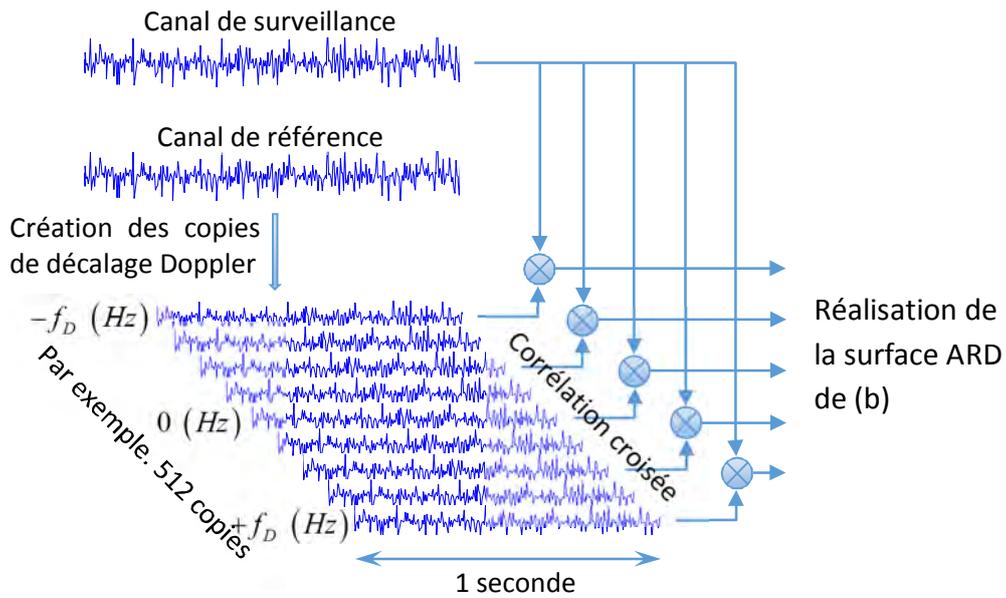
### III.5. Corrélation croisée

L'étape clef dans le traitement du signal d'un radar passif est la corrélation croisée. Cette étape est équivalente à celle du filtrage adapté utilisé dans les radars conventionnels. Elle permet aussi d'obtenir une valeur approchée de la distance bistatique et du décalage Doppler bistatique sur chacun des échos. La plupart des signaux de radiodiffusion, qu'ils soient analogiques ou numériques, se comportent comme du bruit et ont tendance à ne se corrélent qu'avec eux-mêmes. Ceci est un véritable problème avec les cibles mobiles car, en raison de l'effet Doppler qui en résulte, l'écho ne sera pas corrélé avec le signal direct. Pour s'affranchir de ce problème, et réussir l'étape de la corrélation croisée, il faudra mettre en œuvre une batterie spécifique de filtres adaptés, chacun étant réglé sur un décalage Doppler particulier. Ce traitement est analogue au calcul de la fonction d'ambiguïté. Il est défini dans [6] comme étant:

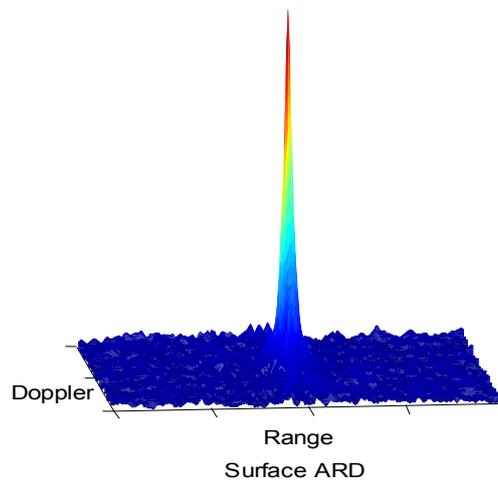
$$|\psi(\tau, f_d)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e(n) d^*(n-\tau) e^{\frac{j2\pi f_d n}{N}} \right| \quad (\text{III-5})$$

où  $\psi$  est la surface ARD formée par la banque de filtres adaptés, Figure III-5,  $e(n)$  le signal écho et  $d(n)$  le signal de référence retardé par  $\tau$  secondes et décalé d'une fréquence Doppler en  $f_d$  Hz. La surface ARD peut être calculée par trois approches différentes [5].

1. La première approche consiste à calculer l'intercorrélacion ou corrélation croisée à travers la densité spectrale des signaux d'écho et de référence. L'intercorrélacion est obtenue en calculant la transformée de Fourier inverse de la densité spectrale. Ce processus est répété pour chaque décalage Doppler possible. Etant onéreuse en temps de calcul, cette approche n'est pas pratique en temps réel.
2. Une approche plus efficace est celle qui admet qu'une cible ne peut pas avoir toutes les fréquences Doppler possibles. Par conséquent, une technique de décimation de la fréquence FFT (Fast Fourier Transform) permet de réduire le temps de calcul. Malgré une légère réduction du temps de traitement, cette approche est aussi peu pratique en temps réel.
3. Une approche encore plus efficace est celle qui applique une approche similaire à celle utilisée dans le traitement radar FMCW (Frequency Modulation Continuous-Wave Radar). Dans cette approche, il est admis que l'écho de la cible peut être observé à des délais de 2 ms. Donc, 1 s d'écho correspond à 500 segments de 2 ms. Dans ce cas, nous calculons l'intercorrélacion de chaque segment d'écho (2ms) avec un segment du signal de référence (1 ms). Ces intercorrélacions forment les lignes d'une matrice où chaque ligne représente N case-distance. Le calcul de la FFT de chaque colonne de cette matrice permet d'ordonner les fréquences Doppler pour chaque case-distance. Cette approche est très efficace et permet le calcul en temps réel de la banque complète des filtres adaptés (surface ARD) sur un seul micro-ordinateur PC.



(a) Calcul de la corrélation croisée entre de canal de référence et le canal de surveillance



(b) Surface ARD issue de la corrélation croisée de (a)

Figure III-5 Approche par la corrélation croisée

## III.6. Théorie de la détection radar

### III.6.1. Détection radar

L'objectif d'un radar est de détecter une cible ainsi que d'estimer sa distance. 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 la distribution statistique du fouillis, brouillage et bruit thermique

du récepteur. De même les fluctuations d'amplitude de la cible peuvent être décrites comme une variable aléatoire, en utilisant les modèles de Swerling [25]. En raison de la nature aléatoire de l'environnement radar, il existe une ambiguïté quant à savoir si une cible est présente ou non. Le but de la théorie de détection est de fournir une procédure rationnelle pour déterminer, au sens statistique, laquelle de deux hypothèses possibles, c'est-à-dire cible présente (Hypothèse  $H_1$ ) ou cible absente (Hypothèse  $H_0$ ), est vraie. La théorie de la détection est basée sur le test d'hypothèses [15].

### III.6.2. Principe de la détection CFAR

Dans la pratique, il est très difficile de s'affranchir totalement de ces erreurs, à moins de connaître parfaitement la statistique de l'environnement du radar ainsi que la nature de la cible à détecter. Un bon compromis est donné par le critère de Neymann-Pearson qui vise à maximiser la probabilité de détection  $P_d$  pour un taux de fausse alarme constant. Dans la pratique, ce taux est donné par l'utilisateur et, en général, est très faible. C'est le principe de taux de fausse alarme constant ou Constant False Alarm Rate (CFAR). Le test du rapport de vraisemblance ou Likelihood Ration (LR) tel que donné par Neymann-Pearson s'écrit [26]:

$$\Lambda(y) = \frac{P_y(y/H_1)}{P_y(y/H_0)} > \lambda \quad (\text{III-6})$$

où  $H_0$  et  $H_1$  désignent, respectivement, l'hypothèse nulle (cible absente) et l'hypothèse alternative (cible présente). Dans ce test,  $\lambda$  le seuil de détection, est déterminé de telle manière à obtenir une probabilité de fausse alarme  $P_{FA} = \alpha$  fixe, et se calcule en résolvant l'équation suivante:

$$P_{FA} = \int_{Z_1} P_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (\text{III-7})$$

où  $Z_1$  désigne l'ensemble des  $y$  contenus dans la région de décision de l'hypothèse  $H_1$ .

Une fois le seuil de détection déterminé, le calcul de  $P_d$  peut s'effectuer de la manière suivante:

$$P_D = \int_{Z_1} P_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (\text{III-8})$$

Enfin, il est souvent difficile d'obtenir des expressions analytiques des équations (III.7) et (III.8); auquel cas, le recours à la simulation est souvent salutaire.

### III.7. Angle d'arrivée

La mesure de l'angle d'arrivée est essentielle pour l'estimation de la position de la cible [22]. Malheureusement, dans les VHF et UHF, il est difficile de le faire à cause de l'utilisation de simple

configuration d'antennes à la réception pour leur faible coût, et les réflexions par d'autres réflecteurs (bâtisse, d'autre objets hors la cible) engendrent une erreur significative dans la mesure de l'angle d'arrivée [5]. La configuration la plus simple pour estimer l'angle d'arrivée est d'utiliser deux antennes de surveillance, espacées de  $d = \lambda / 2$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal radio FM émis. Auquel cas, la technique de l'interférométrie est utilisée pour le calcul de l'angle d'arrivée, et ce en utilisant la différence de phases entre les échos au niveau des deux antennes de surveillance [5, 27].

Le front d'onde arrive de la direction  $\theta$  à l'antenne 1, et après avoir parcouru une distance  $\Delta l$ , il arrive à l'antenne 2 tel que:

$$\Delta l = d \sin \theta \quad (\text{III-9})$$

La différence entre les deux trajectoires  $\Delta l$  résulte en une différence de phase  $\Delta\phi$  entre les deux signaux des deux antennes [27]:

$$\Delta\phi = 2\pi d \frac{\sin \theta}{\lambda} \quad (\text{III-10})$$

Le système responsable de trouver la direction, calcule l'angle d'arrivée à partir de la différence de phases:

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{\Delta\phi \lambda}{2\pi d} \right) \quad (\text{III-11})$$

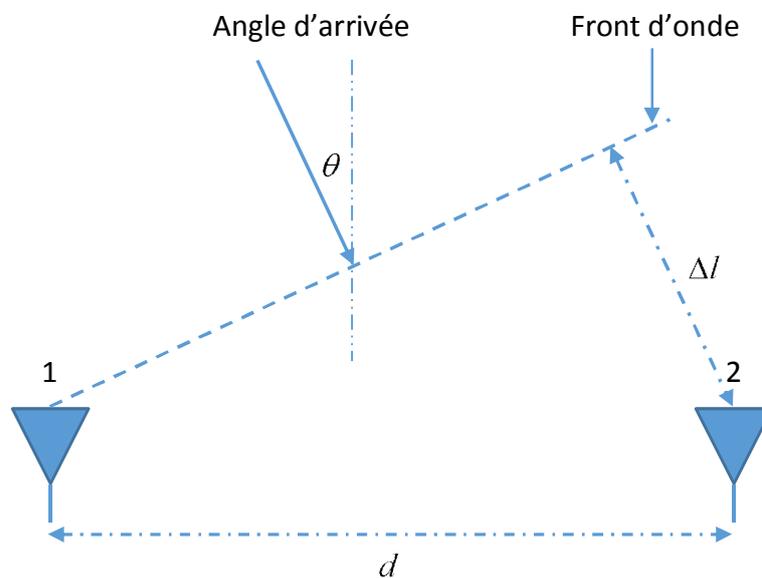


Figure III-6 Principe de mesure de l'ange d'arrivée

### III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un exemple d'une chaîne de traitement d'un radar bistatique passif à bande large. Pour ce faire, nous avons d'abord parlé de la collecte des données et le conditionnement des signaux. Ainsi, nous avons expliqué la nécessité de l'utilisation du filtrage adaptatif pour l'annulation du signal direct, des échos de fouillis et de trajets multiples. Ensuite, nous avons introduit le bloc de la corrélation croisée qui est considéré comme l'équivalent du filtre adapté dans les radars conventionnels. En effet, il permet la génération du gain nécessaire afin de permettre la détection de l'écho de la cible ainsi que l'estimation de la distance bistatique et le décalage Doppler de celle-ci. Enfin, l'utilisation d'un seuil adaptatif CFAR permet de détecter le signal cible sur la surface ARD. Ainsi, tous les retours d'écho au-dessus de cette surface correspondent bien à des cibles. Enfin, pour le cas de deux antennes, nous avons donné quelques expressions essentielles au calcul de l'angle d'arrivée.

# Chapitre IV. Exemple d'un Cas Pratique



---

Dans ce chapitre, nous explorons la simulation de l'exemple pratique d'un radar passif à travers l'outil Simulink. Nous analysons chacun des blocs de la chaîne de traitement d'un PBR à bande large. Afin d'analyser les performances de cet exemple, des modèles de blocs et leurs résultats respectifs de simulation sont aussi présentés.

---



IV.1. Introduction.

IV.2. Adaptation.

IV.3. Modélisation et génération des données.

IV.4. Traitement des données.

## IV.1. Introduction

Afin de pouvoir réaliser l'exemple d'un cas pratique de d'un radar bistatique passif, nous explorons, dans ce chapitre, les définitions et fonctionnalités de chaque bloc constituant une chaîne PBR que nous avons introduite dans le chapitre III. Ce faisant, nous devons d'abord reprendre le schéma synoptique de la Figure III-1 pour l'apparenter à un schéma propre à l'outil Simulink. Ensuite, nous devons choisir un cas pratique de simulation radar bistatique. A ce titre, nous décrivons l'exemple d'un PBR, utilisant les échos d'un émetteur de radio FM, capable de détecter des cibles à une portée de 150 km à partir du récepteur.

Brièvement, la procédure consiste à générer un signal radio FM puis de l'injecter dans le bloc environnement (Cibles et Fouillis) afin de produire un signal écho pour chaque antenne de surveillance. Les signaux échos et FM sont ensuite injectés dans deux corrélateurs (un pour chaque récepteur). La sortie de chaque corrélateur est traitée par un détecteur CA-CFAR. Pour chacune des cibles détectées, il est possible d'estimer l'angle d'arrivée correspondant.

## IV.2. Adaptation

L'enregistrement par un appareil ou le traitement par ordinateur d'un signal impose un temps fini au signal qu'il soit analogique ou numérique. Ce problème de la durée finie est lié à celui de la mesure. L'influence de cette fenêtre temporelle sur le signal et sur son spectre peut être très importante. De ce fait, plus l'observation ou la mesure du signal est longue, plus le spectre du signal est précis [22].

Il est donc important de constater que le spectre troqué temporellement, c'est-à-dire mesuré dans un cas réel de temps fini, se trouve modifié dans le sens où chaque composante du spectre est transformée en une forme de sinus cardinal. Une connaissance complète du signal sur l'axe de temps conduit à une détermination précise dans le domaine fréquentiel, alors qu'une connaissance limitée temporellement du signal engendre un 'flou' sur la détermination du spectre de ce signal [1].

L'effet du fenêtrage est bien présent dans la précision de la TFR (Transformé de Fourier Rapide ou FFT) où la distance fréquentielle entre les composantes de la TFR est donnée par:

$$\Delta f = \frac{1}{\tau_{ft}} = \frac{1}{NT_e} = \frac{F_e}{N} \quad (IV-1)$$

où est  $\tau_{ft} = NT_e$  la période de la fenêtre temporelle,  $T_e$  la période d'échantillonnage,  $N$  le nombre d'échantillons dans la fenêtre temporelle et  $F_e$  la fréquence d'échantillonnage. Le nombre d'échantillons dans la fenêtre temporelle et la fréquence d'échantillonnage contrôlent la précision en fréquence. Par exemple pour une précision  $\Delta f = 1Hz$ , nous devons prendre  $F_e = N$ .

Par conséquent, afin de prendre en considération le problème induit par la fréquence d'échantillonnage utilisée par Matlab pour générer les différents signaux, nous supposons que les données synthétiques représentent les signaux issus de l'échantillonnage à même le récepteur.

### IV.3. Modélisation et génération des données

Dans cette étape, nous nous basons sur le schéma de principe du radar bistatique passif de la Figure I-1 pour créer un modèle similaire via Simulink. La Figure IV-1 donne un aperçu de ce modèle et celui du détail de la génération de l'onde FM du modèle de l'environnement (Cibles et fouillis).

#### IV.3.1. Génération de l'onde FM

Parmi tous les émetteurs disponibles dans l'environnement, les émetteurs de radiodiffusion représentent les choix les plus attractifs pour les objectifs de surveillance, en raison de leur excellente couverture [5].

##### IV.3.1.1 Radio FM comme source d'opportunité pour un PBR

Aujourd'hui, les stations commerciales de Radio FM sont les sources non-coopératives les plus utilisées par les PBR, car ils offrent un bon compromis entre la performance et les coûts globaux de développement du système. En particulier, les hautes puissances d'émission disponibles auprès des émetteurs de radiodiffusion FM permettent des portées de détection d'environ 250 km. Dans ce travail nous avons utilisé la radio FM comme source d'opportunité.

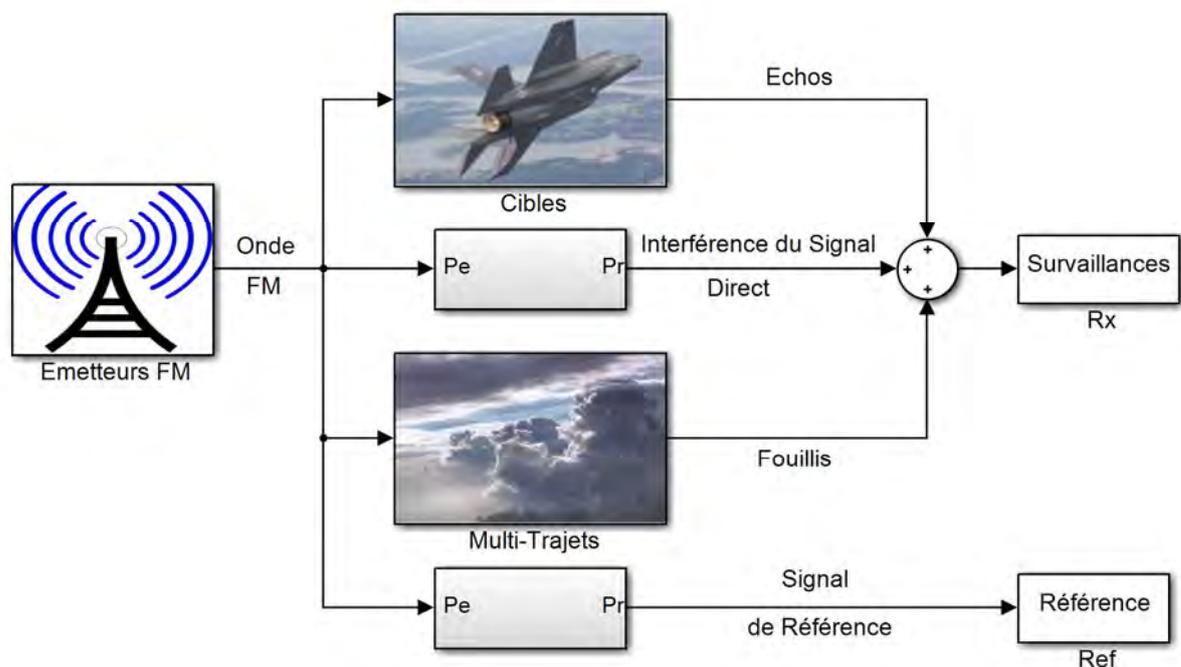


Figure IV-1 Etape de modélisation d'un PBR

Tableau IV-1  
Paramètres du signal de source d'opportunité pour le radar passif

Emission	VHF FM (analogique)
Fréquence centrale	93.9 MHz
Largeur de bande	100 kHz
Puissance d'émission	250 kW

### IV.3.1.2 Radio FM

Les émetteurs radios en bande FM émettent, comme leur nom indique, en modulation de fréquence FM sur la bande VHF [28]. Contrairement, à la modulation d'amplitude AM, la FM garde l'amplitude de la porteuse constante. C'est la fréquence de la porteuse qui varie en fonction de l'amplitude du signal modulant; ceci présente un énorme avantage. En effet, les divers bruits parasites qui perturbent une onde électromagnétique ont le plus souvent comme conséquence d'en perturber l'amplitude.

### IV.3.1.3 Modulation FM

Le signal FM est un signal harmonique, porteur d'information, dont l'amplitude est constante mais la fréquence varie en fonction de la valeur d'un autre signal ou message. Comme dans tous les cas de modulation, le message est un signal basse fréquence (BF) et la porteuse un signal haute fréquence (HF). Sa fréquence dépend alors du temps et s'écrit:

$$f(t) = f_c + k_c m(t) \quad (IV-2)$$

où  $f_c$  est la fréquence centrale de la porteuse et  $k_c$ , la constante de déviation de fréquence.

Nous passons aisément à la phase en intégrant la fréquence.

$$\phi(t) = \phi(0) + \int_0^t [2\pi f_c + 2\pi k_c m(u)] du \quad (IV-3)$$

où  $\phi(0)$  est la phase à l'origine.

Le signal modulé en fréquence est un signal sinusoïdal de fréquence  $f(t)$  et d'amplitude  $A$ , liée à la puissance du signal émis. Son expression mathématique est donc la suivante:

$$S_{FM}(t) = A \cos \left( \phi(0) + \int_0^t [2\pi f_c + 2\pi k_c m(u)] du \right) \quad (IV-4)$$

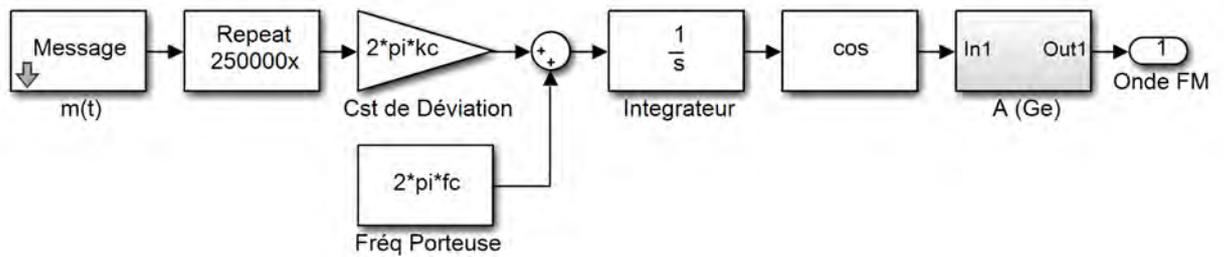


Figure IV-2 Schéma de principe d'un modulateur FM

Partant de ce modèle mathématique et à l'aide de l'outil Simulink, nous pouvons donner le schéma de principe d'un modulateur FM. Si le signal modulant  $m(t)$  évolue dans la plage  $-M_{\max}$ ,  $+M_{\max}$ , la fréquence varie entre  $f_{\min} = f_c - k_c M_{\max}$  et  $f_{\max} = f_c + k_c M_{\max}$ . La grandeur  $k_c M_{\max}$  est appelée excursion en fréquence et est notée  $\Delta f$ . En radiodiffusion, la valeur standard de l'excursion en fréquence est  $\Delta f = 75kHz$ , lorsque le signal est aléatoire. Cette valeur correspond à une excursion en fréquence moyenne. Nous définissons l'indice de modulation  $\beta$  par:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_w} \tag{IV-5}$$

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

Le spectre d'un signal FM ne peut pas en général s'écrire sous une forme analytique simple. La bande occupée  $B$  peut être lue sur le tracé du spectre ou calculée par la formule de Carson (correspondant à 98% de la puissance totale), [29]:

$$B \cong 2(\Delta f + f_w) \tag{IV-6}$$

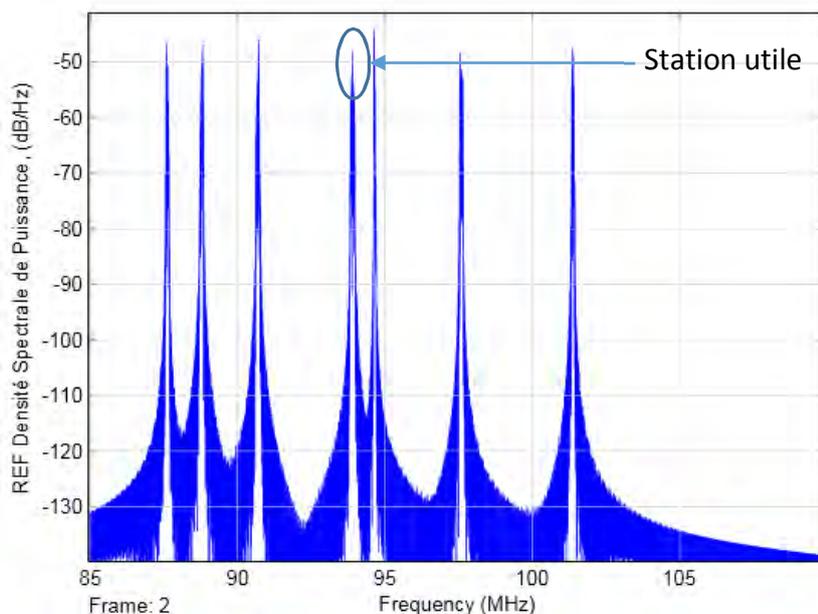


Figure IV-3 Densité spectrale de puissance de plusieurs stations FM

La Figure IV-3 donne un exemple de sept différentes stations FM représentant leur densité spectrale de puissance pour une largeur de bande de 100 kHz et une puissance d'émission de 250 kW.

### IV.3.2. Modèle de l'environnement

Le radar passif utilise des sources d'opportunité afin de réaliser la détection et la localisation des cibles. Afin d'obtenir le gain de traitement nécessaire pour détecter les échos dans un contexte de faible SNR et de faible SIR, il faut procéder à un traitement équivalent au filtre adapté optimal utilisé dans les systèmes radar conventionnels. Comme le signal transmis n'est pas disponible directement sur le récepteur, un canal dédié recueille le signal direct pour être utilisé comme référence pour le filtrage adapté.

En raison de la géométrie du système, il est préférable que les échos de la cible soient masqués par la petite fraction du signal direct reçu par le côté ou en arrière du lobe de l'antenne du récepteur (qui pourrait être plus importante que l'écho de fouillis), l'encombrement fort et les échos des trajets multiples et les échos des autres cibles fortes localisées à une courte distance bistatique, même en présence de la grande séparation Retard/Doppler [30].

L'effet de l'interférence du signal direct et la contribution des fouillis et des trajets multiples est exacerbé par les caractéristiques des formes d'onde des sources exploitées. En effet, dans un système radar conventionnel, la forme d'onde transmise est soigneusement conçue pour offrir une fonction d'ambiguïté avec des propriétés appropriées (par exemple un pic étroit en portée et en Doppler et des lobes secondaire faibles). Par contre, dans un PBR la forme d'onde transmise n'est pas sous le contrôle du récepteur du radar et présente des caractéristiques variables et imprévisibles.

Les trajets multiples et les fouillis sont modélisés comme un ensemble de petits diffuseurs discrets. En se basant sur cette hypothèse, l'enveloppe complexe du signal total collecté au niveau du canal de surveillance est donnée par:

$$S_R(t) = \sum_{l=1}^L C_l S_{FM}(t - \tau_l) e^{-j2\pi f_{Dl}t} + \sum_{m=1}^M F_m S_{FM}(t - \tau_m) \quad (IV-7)$$

où  $C_l$  et  $\tau_l$  sont l'amplitude et le retard bistatique de la  $l^{ème}$  cible, et  $F_m$  et  $\tau_m$ , l'amplitude et le retard du  $m^{ème}$  fouillis.

Notons que les amplitudes  $C_l$  et  $F_m$  subissent des fluctuations dues à l'atténuation le long de la chaîne de propagation et aux gains des antennes à l'émission et à la réception. L'équation radar résume tous ces fluctuations.

Pour des besoins de simulation, nous avons injecté le même gain aux trois antennes réceptrices d'ordre de 20 dB, une distance entre les deux antennes de surveillances équivalent à 3 m, quatre cibles dont les distances bistatiques, RCS et vitesses Doppler sont indiqués dans le Tableau IV-2 et un SCR (signal to Clutter Ratio) de 90 dB pour un clutter gaussien.

Tableau IV-2 Paramètres de simulation

Distances bistatiques des cibles (km)	[213 ; 86 ; 92 ; 151]
RCS (m <sup>2</sup> )	[10 ; 20 ; 15 ; 30]
Doppler (Hz)	[-118.94 ; 96.72 112.68 65.73]

Par conséquent, en ayant recours à l'équation (IV-7), les Figures IV-4 et IV-5 montrent, via Simulink, le modèle de la cible et celui du fouillis.

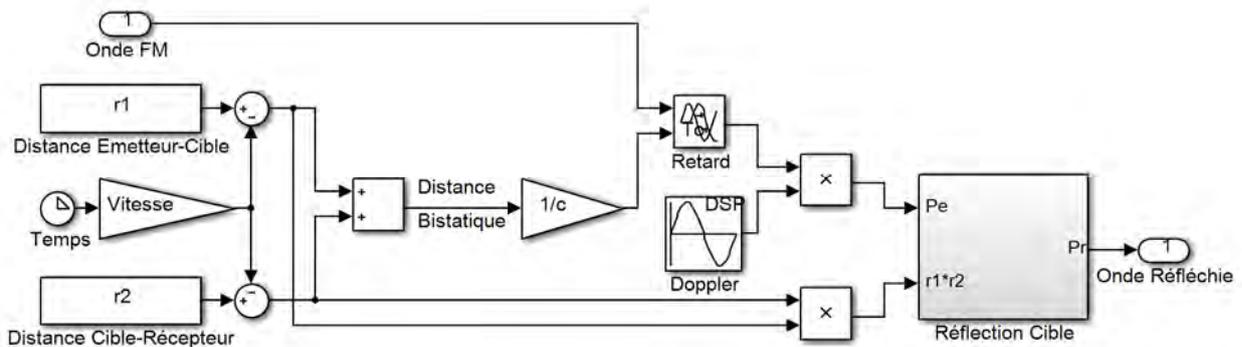


Figure IV-4 Modèle de la cible

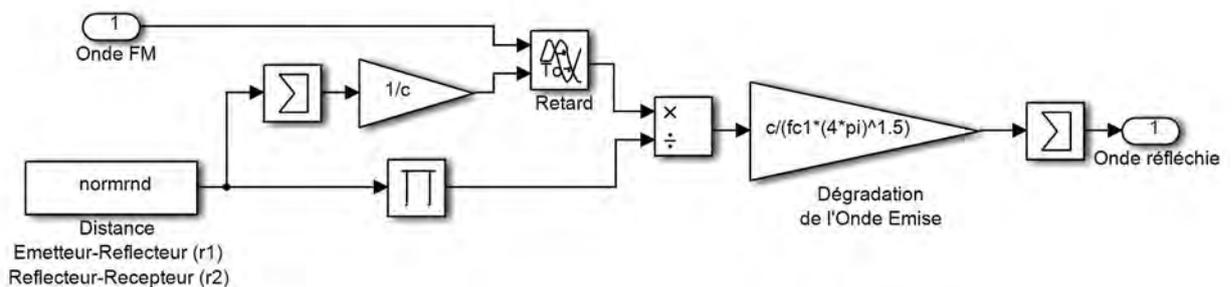


Figure IV-5 Modèle du fouillis

## IV.4. Traitement des données

La Figure III-1 représente, via Simulink, le principe d'une chaîne de traitement d'un radar bistatique passif

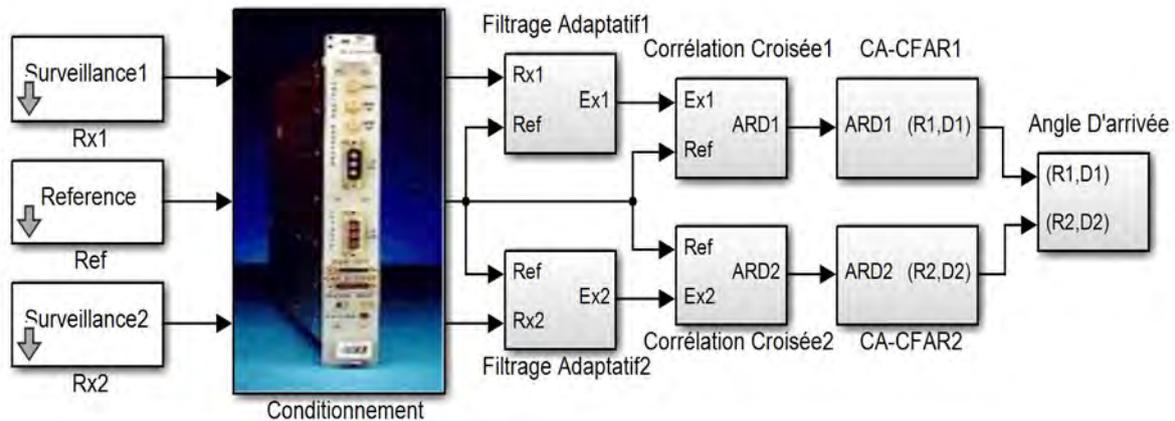


Figure IV-6 Modèle Simulink d'une chaîne de traitement d'un PBR  
Les différentes étapes de traitement sont détaillées dans les sections suivantes.

### IV.4.1. Mise en forme des signaux

Pour un système qui exploite un émetteur FM, l'opération consiste à employer un filtre sélectif (passe bande), un mélangeur pour utiliser la fréquence intermédiaire (Down conversion), un filtre passe bas et enfin un sur-échantillonnage (Down-sampling). La Figure IV-7 montre un modèle Simulink qui résume les différentes étapes de la mise en forme des signaux.

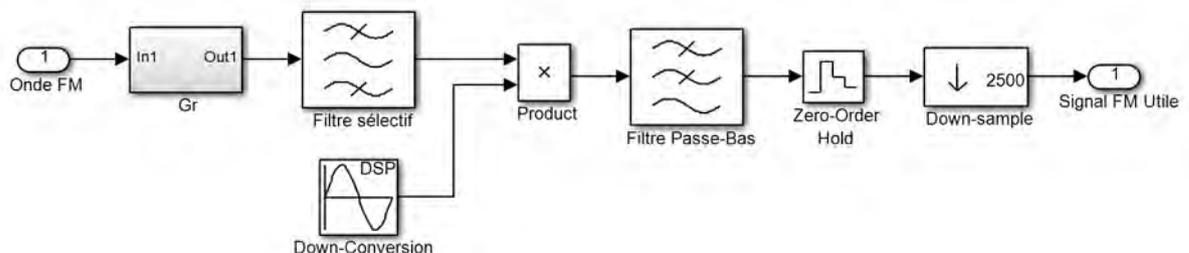


Figure IV-7 Mise en forme des signaux

La Figure IV-8 montre la densité spectrale de puissance du signal FM. Le signal modulant est une musique. La constante de déviation  $k_c$  choisie de manière à avoir une excursion en fréquence de 75 kHz. La largeur de bande du signal modulé est de l'ordre de 100 kHz voir Figure IV-8.

La fonction d'ambiguïté du signal FM montre deux propriétés de ce signal; l'un est la résolution en Doppler et l'autre, la résolution en portée (Distance). Pour notre exemple de simulation, la largeur de bande du signal est  $B = 100 \text{ kHz}$ . Ce qui signifie que la résolution en portée radar est approximativement égale à  $C/2B = 1500 \text{ m}$ .

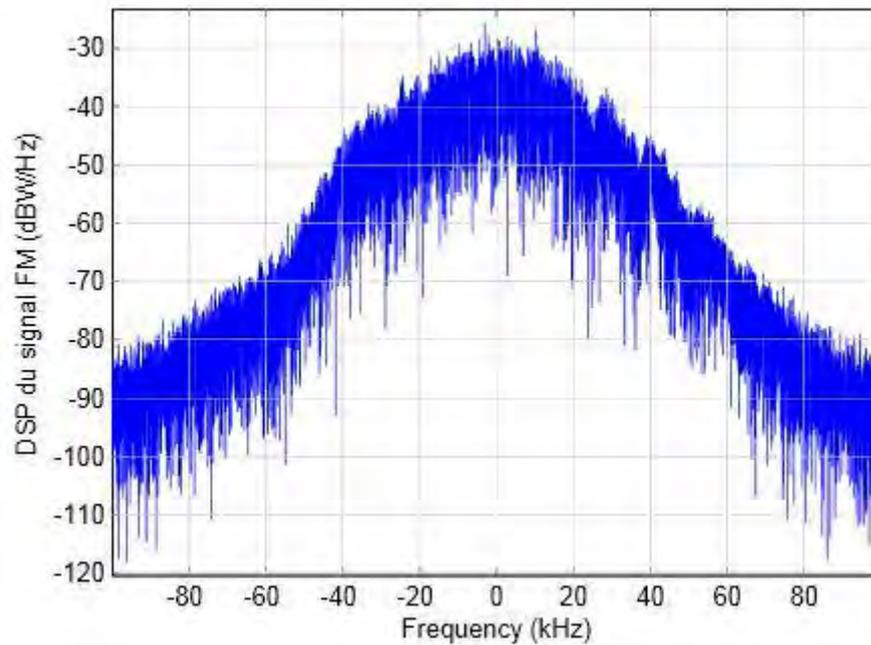


Figure IV-8 Densité spectrale de puissance du signal FM

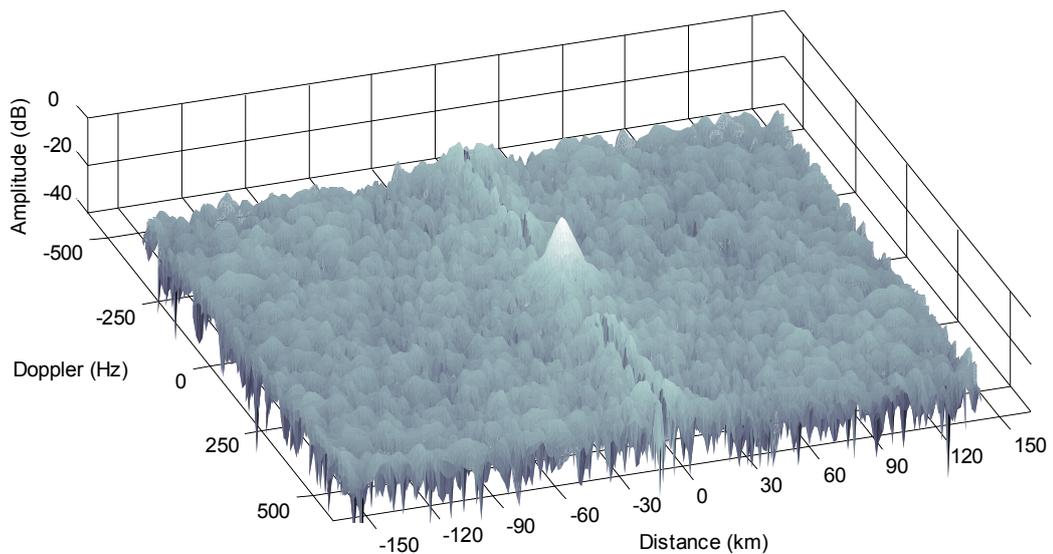


Figure IV-9 Fonction d'ambiguïté du signal FM

Remarquons que cette résolution dépend de la largeur de bande de cette forme d'onde. La Figure IV-10 donne la résolution en distance du signal FM dont la fonction d'ambiguïté est représentée dans la Figure IV-9.

Les Figures IV-10 et IV-11 montrent la résolution en Doppler pour deux durées d'intégrations différentes (40ms et 80ms). D'après ces deux figures, nous constatons que la résolution en Doppler dépend du temps d'intégration; ce qui signifie qu'elle peut être améliorée avec des intégrations plus longues.

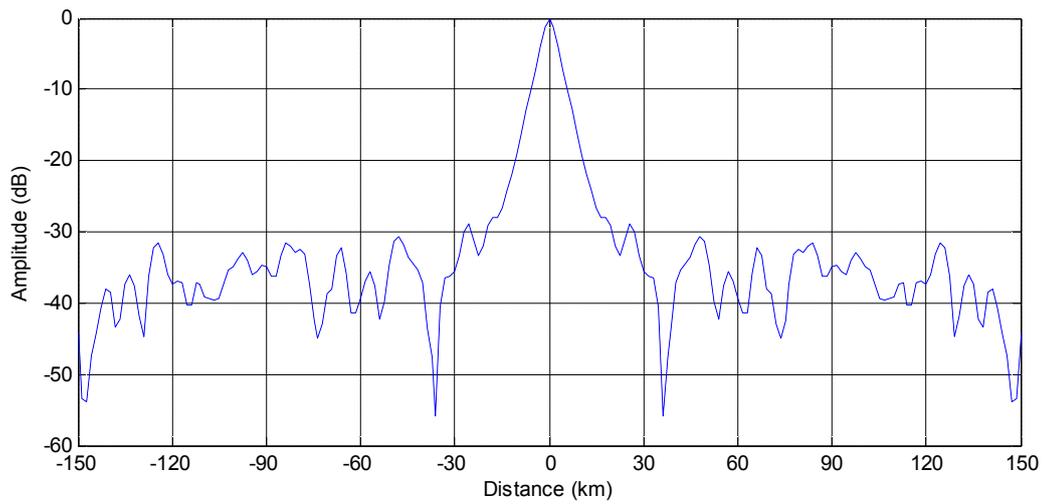


Figure IV-10 Résolution en distance du signal FM

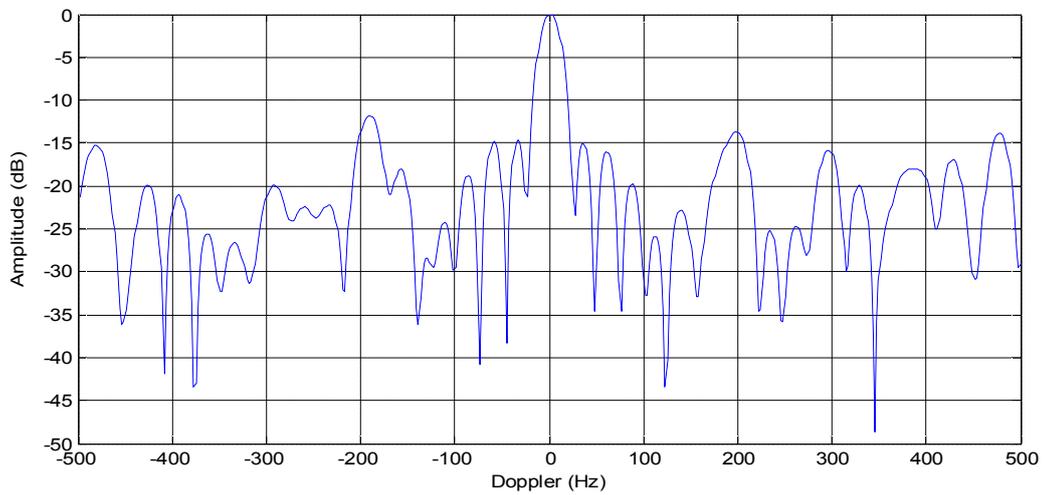


Figure IV-11 Résolution en Doppler pour le signal FM ( $T = 40$ ms)

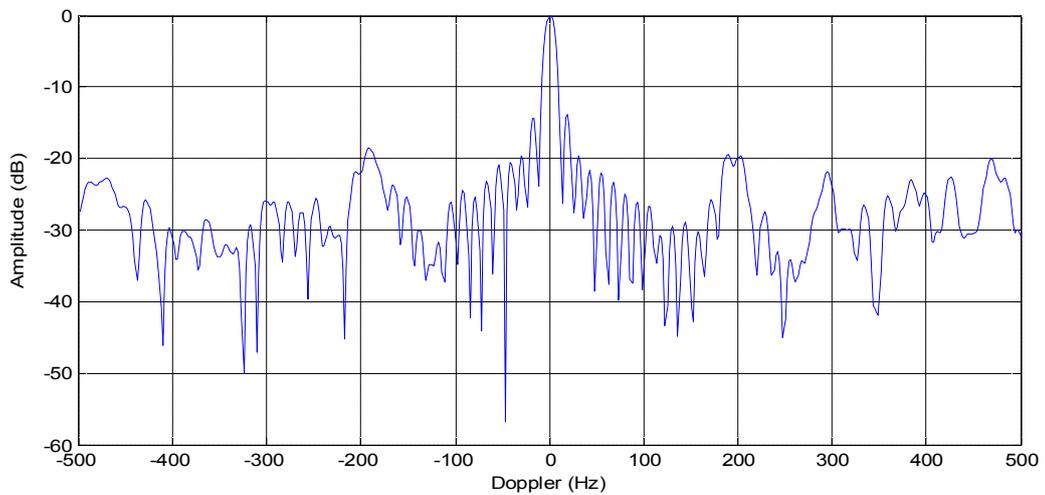


Figure IV-12 Résolution en Doppler pour le signal FM ( $T = 80$ ms)

## IV.4.2. Filtrage Adaptatif

Le rôle du filtre adaptatif est de supprimer la composante statique de l'interférence du signal direct qui masque les échos de cibles.

- **Algorithme de GAL**

for  $m = 1, 2, \dots, M$

$$f_m(0) = b_m(0) = 0$$

$$W_{m-1}(0) = c \quad c = \text{Petite constante.}$$

$$k_m(0) = 0$$

end

for  $n = 1, 2, \dots$

$$f_0(n) = b_0(n) = x(n) \quad x(n) \text{ Signal de référence.}$$

end

for  $m = 1, 2, \dots, M$

for  $n = 1, 2, \dots$

$$f_m(n) = f_{m-1}(n) + k_m^* b_{m-1}(n-1)$$

$$b_m(n) = k_m f_{m-1}(n) + b_{m-1}(n-1)$$

$$W_{m-1}(n) = \beta W_{m-1}(n-1) + (1-\beta) \left[ |f_{m-1}(n)|^2 + |b_{m-1}(n-1)|^2 \right]$$

$$k_m(n) = k_m(n-1) - \frac{\mu}{W_{m-1}(n)} \left[ f_m^*(n) b_{m-1}(n-1) + b_m^*(n) f_{m-1}(n-1) \right]$$

end

end

- **Algorithme NLMS**

for  $m = 1, 2, \dots, M$

$$h_m(0) = 0$$

end

for  $n = 1, 2, \dots$

$$y(n) = \mathbf{h}^T(n) \mathbf{b}_M(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\delta + \|\mathbf{b}_{m-1}(n)\|^2} \mathbf{b}_M(n) e^*(n)$$

end

La Figure IV-13 symbolise, via Simulink, le bloc du filtre NLMS

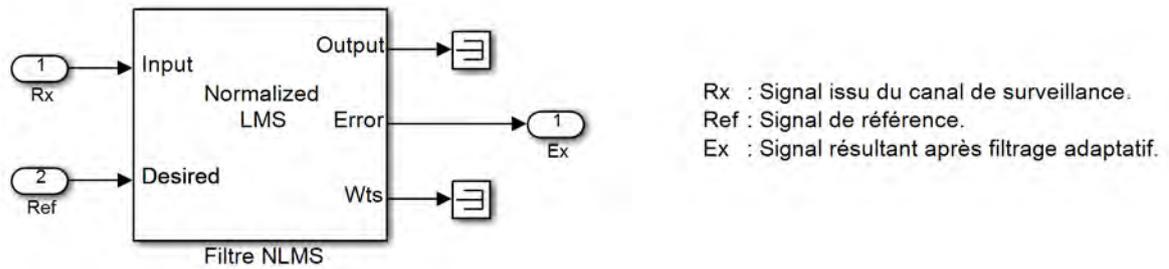


Figure IV-13 Filtrage adaptatif

La Figure IV-14 donne la densité spectrale de puissance du signal reçu par l'antenne de surveillance, i.e.; écho des quatre cibles + Fouillis Gaussien, masqué par le signal direct d'interférence ou DSI. Suite à l'application du filtrage adaptatif, le signal résultant est donné à la Figure IV-15.

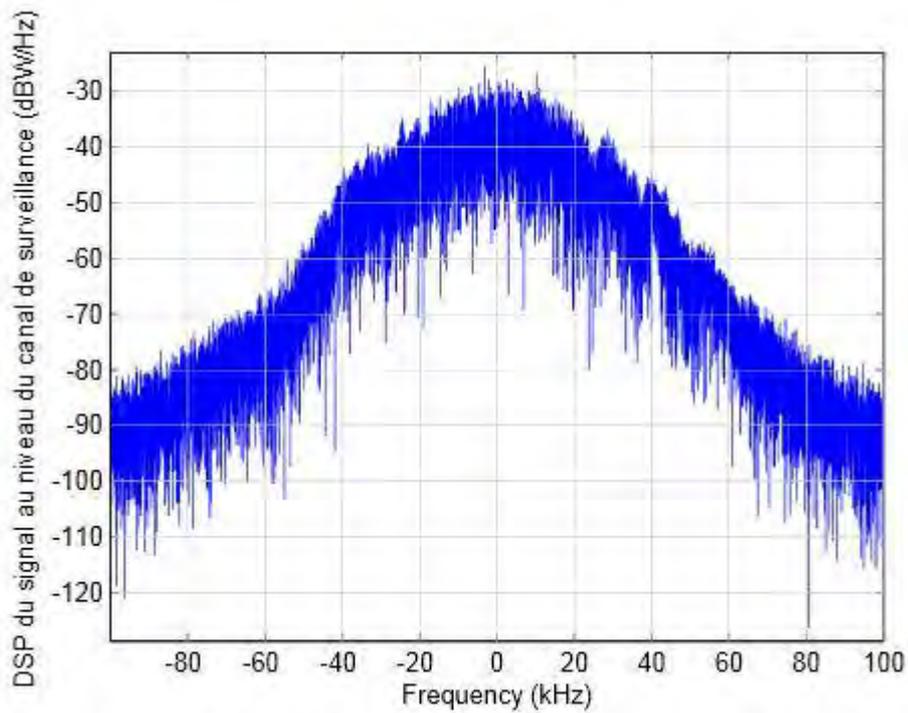


Figure IV-14 Densité spectrale de puissance du signal au niveau du canal de surveillance

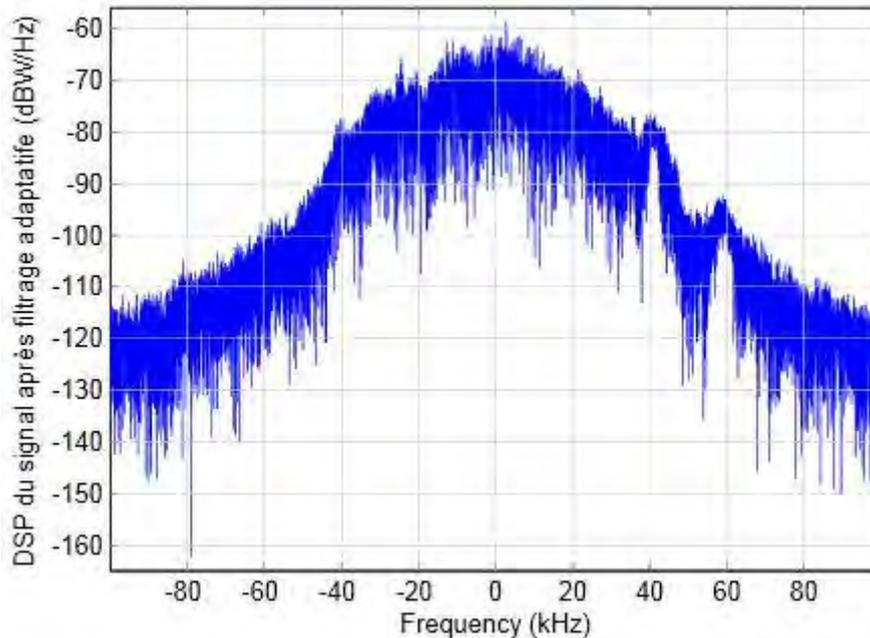


Figure IV-15 Densité spectrale de puissance du signal après filtrage adaptatif

### IV.4.3. Corrélation croisée

L'étape clé du traitement en large bande est le filtrage adapté. Trois approches ont été proposées dans la littérature (Cf. Chapitre III, Section 5). Dans la simulation, l'approche de l'intercorrélation (cross correlation ou long integration time) a été adoptée. L'implémentation de cette méthode sous Simulink peut se faire à l'aide de l'algorithme utilisé dans la Figure III-6. La Figure IV-16 représente le modèle de l'approche utilisée dans la simulation. Les résultats obtenus sont illustrés pour les canaux de surveillance 1 et 2.

Les Figures IV-17 et IV-18 montrent les surfaces ARD des quatre cibles dont les caractéristiques sont données au Tableau IV-2. Notons que les valeurs des distances bistatiques et vitesses Doppler que nous pouvons lire sur ces figures sont conformes aux valeurs de injectées.

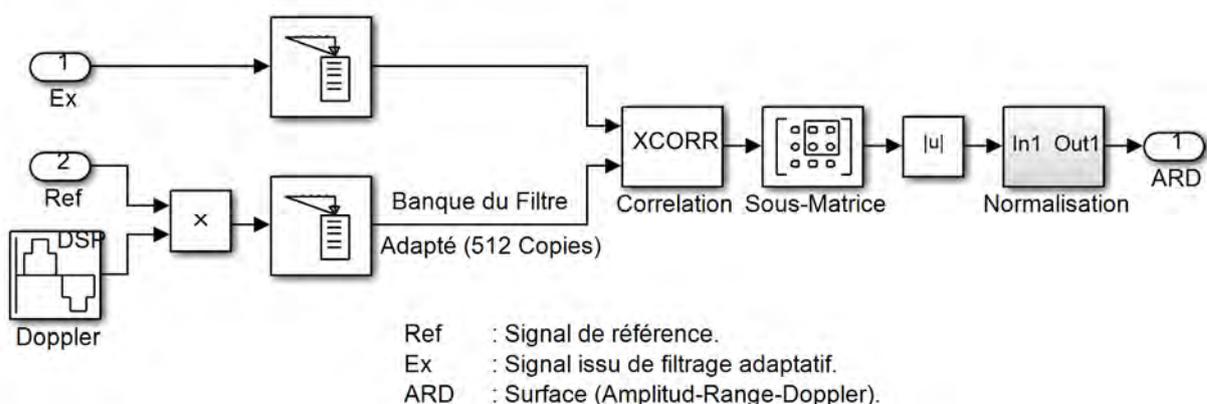
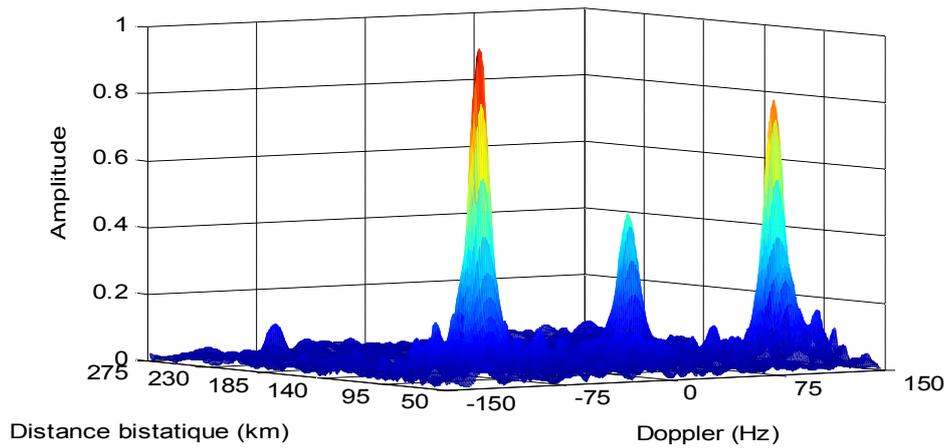
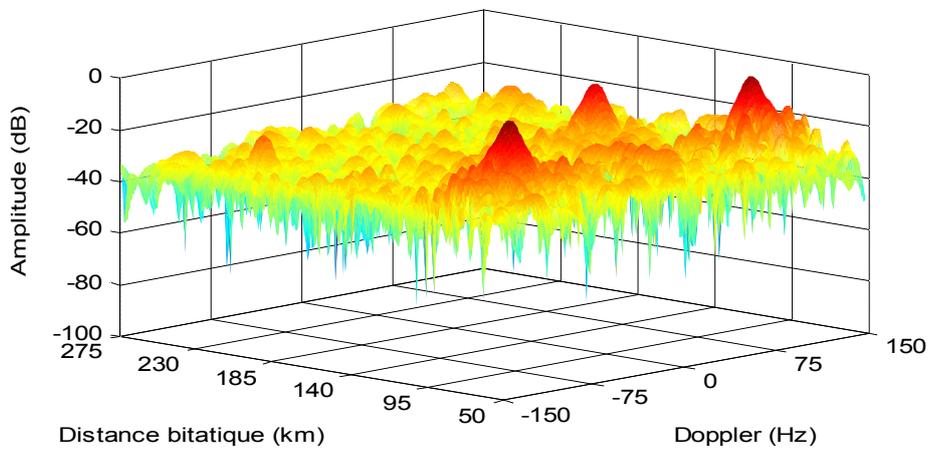


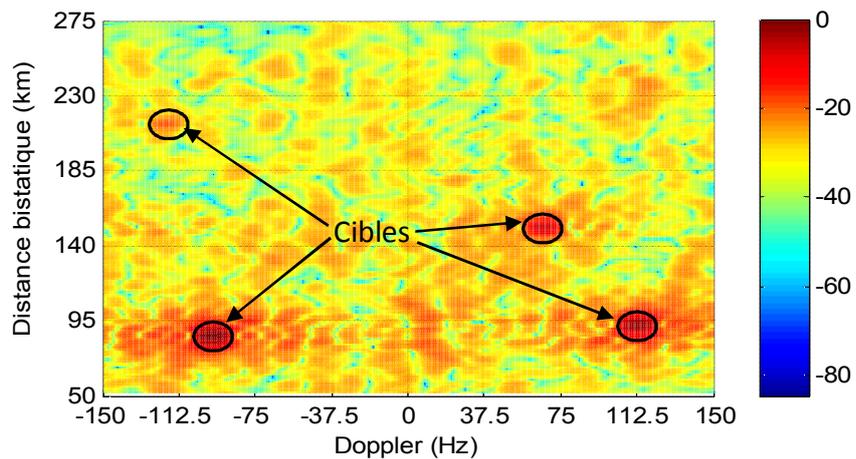
Figure IV-16 Corrélation croisée



(a) Surface ARD au niveau du canal de surveillance 1

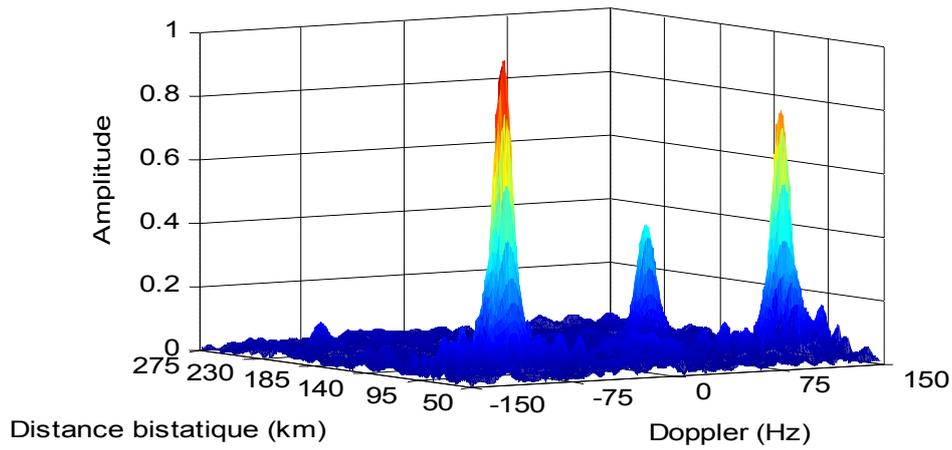


(b) Surface ARD en dB au niveau du canal de surveillance 1

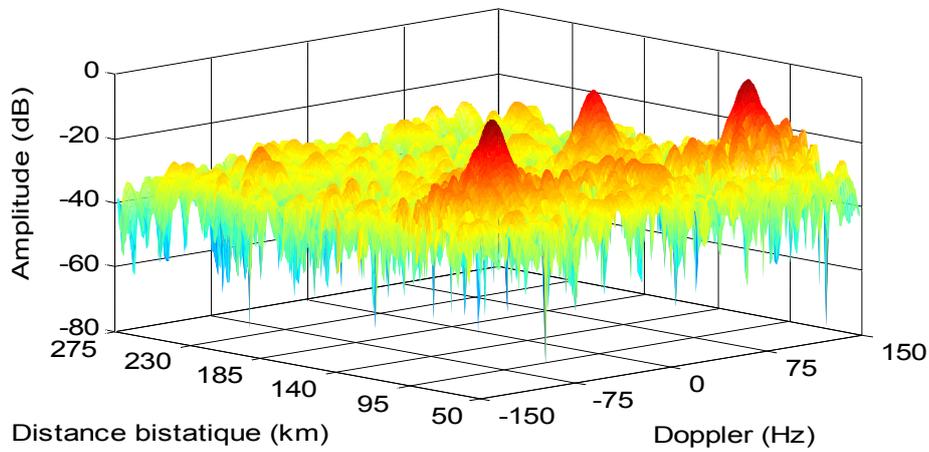


(c) Profile 2D de la surface ARD de (b)

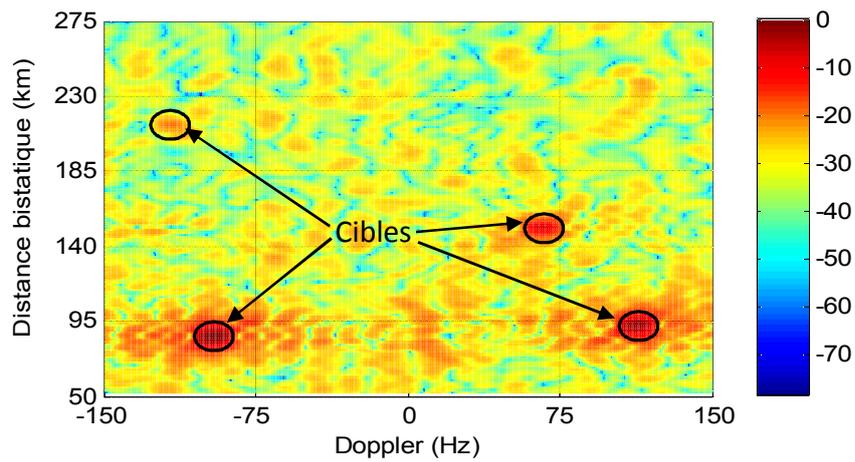
Figure IV-17 Surface ARD pour le canal de surveillance 1



(a) Surface ARD au niveau du canal de surveillance 2



(b) Surface ARD en dB au niveau du canal de surveillance 2



(c) Profile 2D de la surface ARD de (b)

Figure IV-18 Surface ARD pour le canal de surveillance 2

En raison de la faible résolution en distance, nous remarquons que les quatre cibles ont les mêmes coordonnées pour les deux antennes de surveillance.

#### IV.4.4. Détection CFAR

Au vu de la capacité mémoire des calculateurs dont nous disposons au laboratoire, nous n'avons pas pu arriver à simuler une durée d'intégration de l'ordre de 1 s, permettant d'atteindre un gain de traitement nécessaire à la détection des quatre cibles. A cet effet, pour le temps d'intégration utilisé dans cet exemple qui est de l'ordre de 80 ms, nous estimons qu'il est inapproprié de présenter les coordonnées des quatre cibles et leurs vitesses Doppler respectives. Par conséquent, cette étape est tout simplement différée jusqu'à l'acquisition de calculateurs puissants. Néanmoins, nous en donnons les principales fonctionnalités.

##### IV.2.3.1 Analyse du détecteur CA-CFAR

L'algorithme CA-CFAR consiste à comparer la cellule sous test (CST) avec un seuil de détection adaptatif  $TZ$ . La constante  $T$  désigne le multiplicateur, calculé pour maintenir une probabilité de fausse alarme ( $P_{FA}$ ) désirée et  $Z$  est l'estimateur de la puissance du clutter dans les cellules de référence [22]. Par ailleurs, nous supposons que le clutter (fouillis) et le bruit sont de distribution Gaussienne. Quant aux cibles, elles sont de distribution Rayleigh. A la sortie du détecteur, l'enveloppe du signal suit une loi exponentielle (Détecteur linéaire d'enveloppe) [31]. Si nous désignons par  $\sigma^2$ , la variance du clutter plus bruit, la statistique de la CST est donnée par:

$$f_{y/H_{0,1}}(y, H_i) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(1+SNR)} e^{\frac{-y}{2\sigma^2(1+SNR)}} & \text{pour } H_1 \\ \frac{1}{2\sigma^2} e^{\frac{-y}{2\sigma^2}} & \text{pour } H_0 \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

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, la fenêtre de référence est:

$$Z = \sum_{i=0}^N X_i \quad (\text{IV-9})$$

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

$$P_{FA} = \left[ 1 - 2\sigma^2 \left( \frac{T}{2\sigma^2} \right) \right]^{-N} = \frac{1}{(1+T)^N} \quad (\text{IV-10})$$

Par conséquent, le coefficient multiplicateur s'écrit:

$$T = P_{FA}^{-\frac{1}{N}} - 1 \quad (\text{IV-11})$$

Dans un radar à onde continue, où il existe une banque de filtres Doppler à bande étroite. Nous désignons par  $P_{FA1}$  la probabilité de fausse alarme dans l'un de ces filtres. Si nous admettons que les sorties des différents filtres sont identiques et indépendantes, alors la probabilité de fausse alarme pour  $M$  canaux est:

$$P_{FA1} = M P_{FA} \quad (IV-12)$$

## IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la simulation d'un cas pratique d'un radar bistatique passif à l'aide de l'outil Simulink. Les résultats obtenus montrent que les résolutions en portée et en Doppler de l'onde FM sont déterminées, respectivement, par la largeur de bande et la durée d'intégration. L'efficacité du filtre adapté ou corrélation croisée est liée à la durée d'intégration et de l'approche utilisée pour le calcul de la surface ARD.

# Chapitre V. Conclusion Générale



---

Dans ce chapitre, nous rappelons les principaux résultats de notre travail. Ensuite, nous proposons quelques perspectives et suggestions pour des travaux futurs.

---



V.1. Résumé.

V.2. Perspectives.

## V.1. Résumé

Dans ce travail, nous avons analysé, via Matlab-Simulink, une chaîne radar bistatique passif à bande large. Dans un premier lieu, nous avons commencé par exposer l'état de l'art des PBR, leurs principes de fonctionnement et leurs différents paramètres tels que la distance bistatique, la surface équivalente radar et l'équation radar bistatique qui présente le bilan des puissances. Ensuite, nous avons présenté quelques sources d'opportunité utilisées dans les radars passifs et les différents systèmes de traitement. Nous avons mis l'accent sur les notions de résolution en portée et en Doppler qui sont déterminées par la forme d'onde émise et les positions de l'émetteur, récepteur et cible. A ce niveau, le choix de l'émetteur d'opportunité doit être judicieux.

Aussi, nous avons introduit les différentes étapes de la chaîne de traitement d'un PBR; de la collecte des données, en passant par l'analyse du filtre adaptatif (NLMS), jusqu'à l'étape clé du traitement ou la corrélation croisée qui permet de générer le gain nécessaire à travers l'obtention un nombre suffisant d'échantillons dépendant étroitement de la durée d'intégration. Cette dernière est importante pour permettre la détection des cibles et l'estimation de leurs angles d'arrivée.

Enfin, nous avons utilisé l'outil Simulink pour réaliser un exemple pratique. Dans ce cas, nous avons pris une distance émetteur-récepteur de 50 km, une onde émise de fréquence 93.9 MHz, une largeur de bande de 100 kHz et une puissance de 250 kW. Cela a permis d'atteindre une couverture radar de 150 km et une résolution en distance de 1.5 km. Compte-tenu de ces données, nous avons étudié l'influence de la résolution en distance et en Doppler sur les performances de ce système.

## V.2. Perspectives

L'utilisation de Matlab-Simulink pour la génération du clutter et des cibles d'intérêt s'est révélée très vorace en temps de calcul. Ceci a été un handicap dans la mise en œuvre de notre chaîne de radar passif. Plus précisément, les calculateurs dont nous disposons n'ont pas été capables de franchir un temps d'intégration de plus de 80 ms. Rappelons que cette fenêtre temporelle est très insuffisante pour des cas réels de détection radar. Pour ce faire, nous résumons ci-après quelques perspectives de travaux futurs.

1. Notons à ce stade, que le pistage ou tracking des cibles est très attrayant.
2. Pour arriver à un modèle plus réaliste, nous proposons l'utilisation d'un système d'acquisition de signaux afin d'exploiter des données réelles.
3. Nous pouvons explorer le cas de clutter non Gaussiens tels que ceux de Weibull, Log-normal et K-distribué.
4. Nous pouvons substituer si possible le détecteur à niveau moyen par un détecteur utilisant les statistiques d'ordre.
5. Il est, également, possible d'investiguer ce type de radar, en utilisant d'autres émetteurs d'opportunité tels que les ondes DVB-T, satellites, GSM voire même UMTS. Enfin, il est

---

important d'explorer les techniques multistatistiques pour améliorer les performances de localisation des cibles à travers une bonne résolution en portée et en Doppler.

## Références Bibliographiques

- [1] T. Larousi, "Détection Adaptive CFAR de Cibles Chi-square Corrélées à plusieurs Degrés de Liberté en Présence d'un Fouillis Rayleigh Corrélé", Thèse de Doctorat d'Etat, Université Mentouri Constantine, Algérie, Décembre 2005.
- [2] T. Johnson and K. E. Olsen, "Bi- and Multistatic Radar," in *Advanced Radar Signal and Data Processing (pp. 4-1 – 4-34)*, Educational Notes RTO-EN-SET-086. Neuilly-sur-Seine, France: RTO, 2006.
- [3] D. K. Barton, "Historical perspective on radar," *Microwave Journal*, p. 21–38, Aug. 1980.
- [4] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, R: McGraw-Hill Book Company, 1990.
- [5] P. Howland, H. Griffiths and C. Baker, "Passive Bistatic Radar Systems," in *Bistatic Radar : Emerging Technology*, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, John Wiley & Sons Ltd, 2008, pp. 247-312.
- [6] P. E. Howland, D. Maksimiuk and G. Reitsma, "FM radio based bistatic radar," *IEE Proc.- Radar Sonar Navig.*, vol. 152, no. 3, pp. 107-115, June 2005.
- [7] X. Neyt, J. Raout, M. Kubica, S. Roques, M. Acheroy and J. Verly, "Feasibility of STAP for passive GSM-based radar," in *Proceedings of the IEEE Conference on Radar*, Verona, NY, April 24 -27 2006.
- [8] D. K. P. Tan, H. Sun, Y. Lu, M. Lesturgie and H. L. Chan, "Passive radar using global system for mobile communication signal : theory, implementation and measurements," *IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation*, vol. 152, no. 3, p. 116–123, Jun. 2005.
- [9] M. C. Jackson, "The geometry of bistatic radar systems," *IEE Proc*, vol. 133, no. 7, pp. 604-612, Dec. 1986.
- [10] H. D. Griffiths, A. J. Garnett, C. J. Baker and S. Keaveney, "Bistatic radar using satellite-borne illuminators of opportunity," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Radar*, Oct. 12-13 1992.
- [11] H. D. Griffiths and N. R. W. Long, "Television-based bistatic radar," *IEE Proceedings - Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 133, no. 7, p. 649–657, Dec. 1986.
- [12] D. Poullin, "Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM," *IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation*, vol. 152, no. 3, p. 143–152, Juin 2005.
- [13] J. Raout, A. Santori and E. Moreau, "Passive bistatic noise radar using DVB-T signals," *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 4, no. 3, p. 403–411, June 2010.
- [14] J. Raout, J. Dulost and X. Neyt, "Feasibility of STAP for passive DVB-T based radar," in *Proceedings of the Fourth IASTED International Conference on Antennas, Radar, and Wave Propagation*, Montreal, Canada, May 30 - Jun. 01 2007.

- [15] K. JISHY, Pistage de cibles manoeuvrentes en radar passif par filtrage à particules gaussiennes, Thèse de Doctorat d'Etat, Paris: Telecom & Management SudParis, 22-03-2011.
- [16] N. J. Willis, "Bistatic radar," in *Radar Handbook (second edition)*, McGraw-Hill, M.I. Skolnik, 1990.
- [17] N. J. Willis, *Bistatic Radar*, Artech House, 1991.
- [18] M. R. B. Dunsmore, "Bistatic radars," in *Advanced Radar Techniques and Systems*, Peter Peregrinus, G. Galati, 1993.
- [19] G. W. Ewell, Bistatic radar cross section measurements, chapter 7 in *Techniques of Radar Reflectivity Measurement*, Artech House: N.C. Currie, 1989.
- [20] R. E. Kell, "On the derivation of bistatic RCS from monostatic measurements," *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 983-988, 1965.
- [21] T. Tsao, M. Slamani, P. Varshney, D. Weiner, H. Schwarzlander and S. Borek, "Ambiguity function for bistatic radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vols. AES-33, pp. 1041-1051, 1997.
- [22] H. Boumaza and A. Harieche, *Radar Bistatique Passif*, mémoire d'ingénieur d'Etat, Université Mentouri Constantine, Juin 2010.
- [23] N. J. Willis, *Bistatic Radar*, USA: SciTech Publishing Inc, 2005.
- [24] H. Yan, J. Li and G. Liao, "Multitarget Identification and Localization Using Bistatic MIMO Radar Systems," in *Signal Processing*, Article ID 283483, 2008.
- [25] P. Swerling, "Probability of Detection for Fuctuating Targets," in *Trans on Information Theorie*, vol. 6, vol. 6, Avril 1954, pp. 269-308.
- [26] R. Nitzberg, *Radar signal processing and adaptive systems*, Boston, London: Artech House, 1999.
- [27] K. M. Buckley and B. D. Van Veen, "A primer on digital beamforming," *IEEE specrum signal processing*, march 1998.
- [28] D. Ventre, "Ellipses," in *Communications analogiques*, 1991.
- [29] J. N. Laneman, "Soft Selection Combining for Terrestrial Digital Audio Broadcasting in the FM Band," *IEEE Transaction on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, p. 2001, Juin.
- [30] H. D. Griffiths and D. J. Baker, "Passive coherent location radar systems. Part 1 : performance pridiction," *IEE Proc. Radar Sonar Navig*, vol. 152, no. 3, pp. 153-159, 2005.

هذا العمل عبارة عن وصف لمثال تجريبي لنظام رادار مزدوج الذي يكشف عن الأهداف وذلك باستخدام أصداء من جهاز إرسال راديو FM. الدراسة تتلخص في استعمال برنامج Matlab-Simulink لإنشاء الموجة FM، نموذج البيئة وكذا الأهداف. و لهذا الغرض استعمل تحليل مبدأ وحدود أداء النظام، متبوعا بتفاصيل المعالجة المستعملة في هذا النظام. من وصف لخوارزمية التصفية التكيفية التي تستخدم لإزالة إشارة التداخل بكفاءة من قنوات المستقبل. الى وصف خوارزمية فعالة حسابيا للكشف عن الأهداف باستخدام تقنيات (cross-correlation). حتى وصف خوارزمية بسيطة "ثابت معدل الانذار الكاذب" (CFAR) للكشف عن الأهداف، تليها اتجاه تقدير وصوله.

**كلمات مفتاحية :** رادار مزدوج، راديو FM، التصفية التكيفية.

## Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié et analysé un exemple expérimental de système radar bistatique passif. Ce système permet de détecter des cibles d'intérêt à l'aide des échos reçus à partir d'un émetteur radio FM et d'un récepteur composé de deux antennes de surveillance. L'étude consiste en l'utilisation de l'outil Matlab-Simulink pour générer, d'une part, l'onde FM l'a modulée, et d'autre part, l'environnement et les cibles. Le traitement du signal composite reçu est effectué à l'aide d'un algorithme de filtrage adaptatif pour éliminer le signal direct d'interférence à partir des canaux de réception. Le filtre adapté classique est, quant à lui, remplacé par un algorithme qui améliore la qualité du signal pouvant contenir des cibles et ce en utilisant une technique de corrélation croisée. Enfin, pour la détection des cibles, nous avons utilisé le détecteur CA-CFAR. L'estimation des angles d'arrivée est aussi discutée.

**Mots Clés :** Radar bistatique passif, radio FM, filtrage adaptatif.

## Abstract

In this work, we describe and analyze an example of an experimental passive bistatic radar system. This PBSR uses echoes from an FM radio transmitter. The study consists of exploiting Matlab-Simulink tools. In doing this, we first generate and modulate the FM wave that may be transmitted by a source of opportunity, and then simulate the environment and the target of interest. To efficiently remove the direct signal interference from the receiver channels, we make use of an adaptive filter algorithm (NLMS). Then, to enhance the quality of the received signal, we substitute the conventional matched filter by a computationally efficient cross-correlation technique. Finally, we use the CA-CFAR detector to perform target detection. The estimation of the angles of arrival is also discussed.

**Index Terms :** passive bistatic radar, FM radio, adaptive filter.