HAL
open science

Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique

Vishal Riché

To cite this version:

Vishal Riché. Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique. Autre. Université de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013REN1S026 . tel-00870035

HAL Id: tel-00870035

https://theses.hal.science/tel-00870035v1

Submitted on 4 Oct 2013

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

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

ANNÉE 2013

THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

Spécialité : Traitement du signal et télécommunications

Ecole doctorale matisse

présentée par

Vishal Riché

préparée à l'unité de recherche (n° 6164 IETR)
Institut d'électronique et de télécommunications de Rennes
ISTIC - UFR informatique électronique

Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique

Thèse soutenue à Rennes le 25 avril 2013

devant le jury composé de :

Alexandre BAUSSARD
Maître de Conférences - HDR, ENSTA Bretagne /rapporteur

Jean-Marie NICOLAS
Professeur, Telecom ParisTech, ENST/TSI /rapporteur

Yide WANG
Professeur des Universités, Polytech'Nantes /examinateur

Eric POTTIER
Professeur des Universités, Université de Rennes 1 /directeur de thèse

Jean-Yves BAUDAIS
chargé de Recherche, CNRS /co-directeur

Stéphane MÉRIC
Maître de Conférences, INSA Rennes /co-directeur

Table des matières

1 Introduction **1**

2 Radar à ouverture synthétique **5**

2.1 Introduction 5

2.2 Généralités sur les systèmes radars 6

2.2.1 Interaction entre l'onde EM et la scène radar 6

2.2.2 Fréquence de la porteuse de l'onde électromagnétique 9

2.2.3 Modes d'acquisition pour les radars imageurs 10

2.2.4 Forme d'onde 12

2.2.4.1 Onde impulsionnelle 12

2.2.4.2 Onde dite « continue » 13

2.3 Radar à ouverture synthétique 14

2.3.1 Description de la géométrie 15

2.3.2 Radar imageur (sans synthèse d'ouverture) 17

2.3.3 Principe de la compression d'impulsion 18

2.3.4 Principe de l'antenne synthétique 20

2.3.4.1 Traitement SAR en azimut 21

2.3.4.2 Synthèse d'ouverture basée sur la méthode ω-k 22

2.3.4.3 Méthode de la rétroprojection 28

2.3.5 Perturbations possibles 29

2.4 Conclusion 32

3 MIMO et OFDM **33**

3.1 Introduction 33

3.2 Amélioration possible d'un système SISO SAR 33

3.2.1 Robustesse des signaux face aux bruits et aux interférences 34

3.2.2 Ambiguïté en distance 36

3.2.3 Résolution en azimut 38

3.3 Radar MIMO 38

3.3.1 Radar MIMO statistique (S-MIMO) 40

3.3.1.1 Modèle du signal radar S-MIMO 40

3.3.1.2 Application du radar S-MIMO 42

3.3.1.3 Avantage du radar S-MIMO 42

3.3.2 Radar MIMO colocalisé (C-MIMO) 43

3.3.2.1 Modèle du signal radar C-MIMO 43

3.3.2.2 Application du radar C-MIMO 44
3.3.2.3 Avantage du radar C-MIMO 46
3.4 OFDM 46
3.4.1 Principe de l'OFDM 47
3.4.2 Radar OFDM 49
3.4.2.1 Signal radar de type OFDM 49
3.4.2.2 Création d'un signal radar OFDM 49
3.4.2.3 Fonction d'ambiguïté du signal radar OFDM 52
3.4.3 Radar OFDM SAR 54
3.5 Conclusion 57

4 MIMO SAR 59
4.1 Introduction 59
4.2 Conception de la partie réception du système imageur 60
4.3 Résultats des différentes méthodes 61
4.3.1 Résultats de simulation 64
4.3.1.1 Validation des méthodes MIMO 64
4.3.1.2 Discussion 67
4.3.2 Résultats expérimentaux 69
4.4 Conclusion 71

5 OFDM SAR 73
5.1 Introduction 73
5.2 Ambiguïté en distance 73
5.2.1 Principe de correction de l'ambiguïté en distance 75
5.2.2 Correction de l'ambiguïté à l'aide de *chirps* 75
5.3 Traitement distance et azimut pour des signaux OFDM 76
5.3.1 Focalisation en distance 78
5.3.2 Focalisation en azimut 83
5.4 Conception de signaux OFDM pour réduire l'ambiguïté en distance 85
5.4.1 Utilisation de 2 sous-bandes actives 86
5.4.2 Utilisation de 6 sous-bandes actives 88
5.4.3 Utilisation de $\frac{N}{2} - 1$ sous-bandes actives 91
5.4.3.1 Algorithmes d'optimisation 91
5.4.3.2 Application de l'algorithme génétique aux signaux OFDM 93
5.4.3.3 Résultats de simulation pour 65 sous-bandes 94
5.5 MIMO OFDM SAR 96
5.6 Conclusion 99

6 Conclusion 101

A Fonction d'ambiguité d'un signal OFDM 105

B Compression en distance du signal OFDM 109

Remerciement

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectué à l'Institut d'Électronique et de Télécommunication de Rennes (IETR), au sein de l'équipe de télédétection (ex-équipe SAPHIR). Je remercie Monsieur Thouroude, directeur du laboratoire en 2009, de m'avoir accepté au sein de son laboratoire.

Je tiens à remercier Éric Pottier, responsable de l'équipe SAPHIR en 2009 et directeur de l'IETR depuis 2012, qui a dirigé et encadré mes recherches durant ces trois ans et demi. Je remercie aussi Stéphane Méric ainsi que Jean-Yves Baudais pour avoir encadré mes recherches. Ils m'ont toujours épaulé et soutenu au cours de cette thèse par leurs disponibilités, leurs conseils, leurs idées.

Je remercie les membres du Jury, pour avoir jugé cette thèse. Je remercie tout particulièrement Monsieur Jean-Marie Nicolas et Monsieur Alexandre Baussard pour avoir rapporté mes travaux de recherche.

Je remercie toutes les personnes qui ont été ou sont membres de l'équipe SAPHIR et qui m'ont soutenu tout au long de cette thèse. Je pense particulièrement à Cédric Lardeux qui m'a soutenu et conseillé pendant la première partie de ma thèse, à Yue Huang pour son soutient et sa bonne humeur quotidienne, à Fred et Cécile pour leur aide durant les mesures expérimentales, leurs conseils et leurs supports tout au long de cette thèse. Je remercie mes collègues doctorants et docteurs de l'équipe SAPHIR et de l'équipe antenne : Nabil, Bassam, Sami, Honqquang, Nacer, Yassine, François, Lilia, Bruno, Anthony, Yaakoub pour leur support, pour tous les rires et sourires lors des pauses-café.

Je remercie ma famille pour leurs soutiens, leurs patiences et leurs conseils tout au long de ces trois ans.

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur l'étude et la réalisation d'un système d'imagerie SAR (synthetic aperture radar) exploitant deux techniques provenant des communications numériques : la configuration MIMO et les signaux OFDM.

Dans la première partie de cette étude, différentes méthodes de focalisation des signaux reçus pour la configuration MIMO sont proposées afin de mesurer l'impact de la configuration MIMO sur la robustesse du système d'imagerie SAR par rapport aux bruits. Par ailleurs, on mesure aussi l'impact de la configuration MIMO sur la résolution en azimut. Finalement, un système expérimental est développé au sein du laboratoire afin de confirmer les résultats obtenus par simulation.

Dans la deuxième partie de cette étude, une méthode de réduction de l'ambiguïté en distance est proposée et validée par simulation. Cependant, l'utilisation de signaux classiques de type *chirps* montre ses limites pour la réduction de l'ambiguïté en distance. Ainsi, une méthode de conception de signaux OFDM est développée afin de résoudre ce problème.

Une dernière étude sur les signaux OFDM est menée dans le cadre de son utilisation dans la configuration MIMO pour l'imagerie SAR. L'impact des signaux OFDM sur la résolution azimutale ainsi que sur les différents paramètres de qualité images est étudié.

Mots clés : Télédétection, radar à synthèse d'ouverture, MIMO SAR, OFDM SAR, conception de signaux, ambiguïté en distance

Summary

The work presented in this thesis focuses on the design and implementation of a SAR system operating with two Digital Communications technology : MIMO configuration and OFDM signals

In the first part of this study, various methods for focusing received signals for MIMO configuration are proposed in order to measure the impact of the MIMO configuration on the robustness. In addition, the impact of the MIMO configuration on the azimuth resolution is measured. Finally, an experimental system is developed in order to validate the results obtained by simulation.

In the second part of this study, a range ambiguity suppression method is proposed and validated by simulation. However, the use of conventional chirp signals showed the limits of its use for the range ambiguity suppression. Thus, a design method of OFDM signals is developed in order to solve this problem.

The last study on the OFDM signals is carried out in the context of its use with the MIMO configuration. The impact of the OFDM signals on the azimuth resolution and the imaging quality parameters are studied.

Key words : Remote sensing, synthetic Aperture radar, MIMO SAR, OFDM SAR, waveform design, range ambiguity

Chapitre 1

Introduction

De nos jours, l'utilisation de systèmes d'imagerie aéroportés ou satellitaires est essentielle dans la surveillance et l'observation de l'évolution de la Terre. Parmi les différents systèmes d'imagerie possibles se trouve la famille des radars. Les radars sont des systèmes basés sur l'émission et la réception d'ondes électromagnétiques (dans les bandes de fréquences L, S, C, X) afin d'acquérir diverses informations sur la région observée. La relative insensibilité des ondes électromagnétiques aux conditions climatiques et le fait que les radars soient des systèmes actifs (le radar possède sa propre source d'émission), donne un avantage au système radar par rapport à d'autres systèmes d'imagerie (exemple d'un capteur optique dans les régions où les conditions d'observation sont très réduites dues à la présence permanente de nuages). Dans ce contexte, l'une des plus grandes avancées de l'imagerie radar est le principe de la synthèse d'ouverture à partir d'un système radar en mouvement afin d'obtenir des images haute résolution. Cette technique plus communément appelée SAR (*synthetic aperture radar*) est aujourd'hui employée dans des systèmes imageurs tels que les systèmes satellitaires RADARSAT, TerraSAR-X ou le futur système Tandem-L.

Contexte de l'étude

Actuellement, un système SAR fournit des données pour l'application de techniques comme la polarimétrie, l'interférométrie et la tomographie. Ces techniques permettent de recueillir diverses informations sur la région d'intérêt. Il est alors possible de déterminer les propriétés du sol (rugosité, humidité), l'information sur la végétation (type de végétation et hauteur de cette végétation) ou encore de connaître la densité urbaine et l'évolution des villes au cours du temps. Cependant, ces techniques sont dépendantes des caractéristiques du système d'imagerie SAR. Leurs capacités à obtenir les informations de la région d'intérêt dépendent entre autres des résolutions du système imageur et de son RSB (rapport signal sur bruit).

Au sein du laboratoire de l'IETR, l'équipe télédétection (ex SAPHIR) est focalisée sur les techniques d'imagerie radar. Plus récemment, l'équipe télédétection s'intéresse au développement et à la réalisation d'un système radar aéroporté. Dans le cadre du dimensionnement du système imageur embarqué, de nombreuses contraintes doivent être prises en compte et plus particulièrement la puissance du signal émis, la forme d'onde émise, la robustesse face aux diverses interférences (RSB acceptable après traitement SAR). Parmi toutes les méthodes permettant d'améliorer un système radar en regard des contraintes énoncées ci-dessus, le but de l'étude décrite dans ce document est d'explorer le potentiel de techniques provenant du domaine des communications numériques dans

le but d'obtenir des images radar.

Développement de l'étude

L'objectif fixé dans le cadre de cette thèse est l'étude de l'application du concept MIMO (*multiple-input multiple-output*) et du concept OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*) dans le domaine radar afin de surmonter certaines limitations existantes avec les systèmes imageur classiques ainsi que de caractériser et d'évaluer les améliorations apportées. Le développement de cette étude s'articule autour de deux axes :

1. Utilisation du concept MIMO : le principe MIMO est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes en émission et de plusieurs antennes en réception. Cette configuration d'antenne est largement utilisée dans le domaine des communications numériques pour l'amélioration du débit et du RSB. Dans le domaine du radar, l'utilisation de cette configuration amène de nombreuses améliorations telles que :
   – amélioration de l'ambiguïté en distance et en azimut,
   – amélioration de l'identification de cible en mouvement,
   – amélioration de la résolution en distance et en azimut.
   Parmi toutes ces améliorations possibles, cette étude va se focaliser sur l'amélioration de la résolution en azimut ainsi que l'amélioration de la robustesse du système radar face aux bruits et interférences ;
2. Utilisation de la forme d'onde OFDM : dans le domaine des communications numériques, les signaux OFDM ont montré de nombreux avantages :
   – optimisation de la largeur spectrale allouée,
   – robustesse face au bruit impulsif,
   – simplicité de l'égalisateur en réception.
   Dans le domaine radar, notre étude des signaux OFDM et de leur utilisation va se focaliser sur la réduction de l'ambiguïté en distance ainsi que de son application avec la configuration MIMO SAR.

Organisation de la thèse

Cette étude sur l'utilisation de techniques issues des communications numériques au domaine radar s'articule autour de 6 chapitres.

Après ce premier chapitre d'introduction, le chapitre 2 présente le principe de l'imagerie radar à ouverture synthétique (SAR). Un bref état de l'art rappelle les généralités sur les systèmes radars. Nous présentons alors les propriétés des ondes électromagnétiques émises par les systèmes radars ainsi que les différents systèmes radar existants et leurs modes de fonctionnement possibles. Puis nous détaillons les étapes permettant, à partir des ondes électromagnétiques reçues par le radar, d'obtenir une image de la région observée. Deux techniques SAR sont alors présentées : la méthode ω-k et la méthode de la rétroprojection.

Le chapitre 3 présente les limitations du système d'imagerie le plus couramment utilisé : l'imagerie SISO (*single-input single-output*) SAR avec la forme d'onde *chirp*. Nous nous intéressons à trois performances d'un système d'imagerie : la robustesse de signaux face aux bruits et aux interférences, l'ambiguïté en distance et la résolution en azimut. Nous proposons alors l'utilisation

de techniques issues des communications numériques : le principe MIMO et la technique OFDM, afin d' améliorer ces performances. Dans le cadre du principe MIMO, nous détaillons les deux configurations possibles en radar MIMO, les avantages et les applications associées dans le cadre de l'imagerie SAR. Pour la technique OFDM, nous présentons le principe OFDM, la procédure de création du signal OFDM, ses propriétés ainsi que son application dans le domaine radar.

Dans le chapitre 4, nous présentons différentes méthodes de traitement des signaux reçus. Ces méthodes sont validées par simulation pour deux configurations : configuration sans bruit et configuration avec bruit. Une première analyse des simulations dans ces deux cas nous donne une information sur la robustesse des signaux face aux bruits ainsi que sur l'amélioration de la résolution en azimut. Les résultats obtenus par simulation sont alors validés par des mesures faites à partir du système expérimental développé au sein de l'équipe du laboratoire.

Le 5e chapitre présente l'utilisation des signaux OFDM pour l'imagerie SAR et nous proposons de travailler sur l'ambiguïté en distance pour la configuration MIMO SAR. Dans un premier temps, une méthode basée sur l'utilisation de filtres adaptés est développée afin de corriger l'ambiguïté en distance. Cette procédure est validée par l'utilisation d'un couple de *chirps*. Ensuite les principes de base de l'OFDM SISO SAR sont présentés et comparés au SISO SAR avec la forme d'onde *chirp*. Une fois les propriétés des signaux OFDM pour l'imagerie SAR établies, une procédure de création et d'optimisation des signaux OFDM est mise en place dans le but de réduire l'ambiguïté en distance. Pour clore ce chapitre, nous proposons d'appliquer les signaux OFDM optimisés par la procédure de création et d'optimisation avec la meilleure méthode MIMO proposée dans le chapitre 4. Les résultats obtenus par simulation sont alors comparés aux résultats obtenus dans le chapitre 4.

Le dernier chapitre conclut ce rapport et diverses pistes de recherche sont abordées afin d'améliorer les méthodes MIMO, la procédure de création et d'optimisation des signaux OFDM.

Chapitre 2

Radar à ouverture synthétique

2.1 Introduction

Un radar est un système qui permet de détecter et localiser des objets. Ce terme radar est l'acronyme de *radio detection and ranging* et cette expression fut utilisée pour la première fois par la marine américaine dans les années 1940 [1]. De nos jours, le terme radar ne se limite plus au système de détection et de localisation mais englobe aussi de nouveaux systèmes électroniques basés sur l'émission et la réception d'ondes électromagnétiques (EM). Parmi ces nouveaux systèmes électroniques se trouvent les radars imageurs. Ce type de système basé sur le principe radar est complémentaire aux systèmes imageurs basés sur des capteurs optiques. L'imagerie optique est basée sur l'acquisition des rayonnements optiques et infrarouges réfléchis par un objet afin de générer l'image de celui-ci. L'avantage de l'utilisation de l'imagerie optique est la facilité d'interprétation des images. Les images produites étant très proches de la perception de l'œil humain, il est facile d'interpréter ces images. Cependant, le système optique présente un inconvénient majeur : lors de l'acquisition d'image la nuit ou par temps couvert, il est très compliqué voire impossible de produire des images optiques interprétables. Or, un système radar possède sa propre source d'émission, celui-ci est alors opérationnel par tout temps et notamment dans les pays très nuageux tels que ceux situés au niveau de la ceinture équatoriale par exemple.

Un certain nombre de radars imageurs exploitent le principe de la synthèse d'ouverture [2]. Leur capacité à recevoir et collecter des signaux en amplitude et en phase offre des possibilités de très haute résolution pour l'imagerie (cartographie 2D) ainsi que des mesures interférométriques (élévation du terrain). De plus, la capacité de pénétration de l'onde électromagnétique émise dans certaines bandes, liée aux caractéristiques de cette onde, offre aussi des possibilités de détection d'objets à travers le feuillage [3] ou à travers des parois [4]. Enfin, l'utilisation de la polarisation des ondes électromagnétiques émises autorise la mesure des propriétés de dépolarisation des milieux rétrodiffusants. Par exemple, il est possible de récupérer des informations sur l'état des champs pour l'agriculture [5] et la présence de ruines en archéologie [6].

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les grandeurs qui permettent de caractériser un système radar. Ensuite, nous expliquons les différentes configurations, pour l'acquisition des signaux, qui permettent de réaliser une image radar. Puis, nous exprimons les différentes formes d'onde qui sont émises par un système radar imageur. Enfin, nous détaillons plus précisément le principe du radar à ouverture synthétique et nous présentons différentes méthodes permettant d'obtenir une image à haute résolution. Nous détaillons aussi les problèmes rencontrés lors de

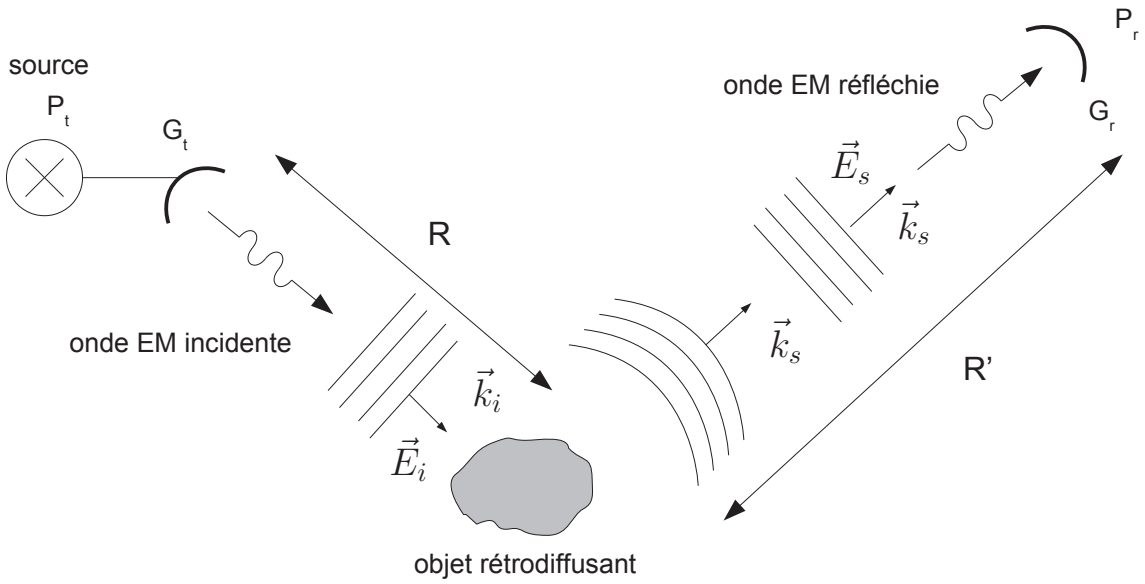


FIGURE 2.1 – Interaction entre une onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant.

l'interprétation des images produites par le radar.

2.2 Généralités sur les systèmes radars

Un système radar est un système électronique qui émet et reçoit des ondes électromagnétiques. Les ondes incidentes sont émises vers une région d'intérêt. Les éléments constituant la région d'intérêt présentent un comportement diélectrique face aux ondes électromagnétiques incidentes et rétrodiffusent les ondes incidentes en fonction de leurs caractéristiques diélectriques. Ces ondes réfléchies sont alors reçues et détectées par le système radar. Afin de récupérer les informations sur les objets de la région d'intérêt, ces ondes électromagnétiques reçues par l'antenne sont alors traitées par des méthodes de traitement du signal. Le résultat du traitement des ondes électromagnétiques par ces méthodes dépendent de plusieurs caractéristiques :

- la longueur d'onde λ_c des signaux émis et qui influence les phénomènes physiques observés,
- la forme d'onde utilisée qui va avoir une incidence sur le rapport signal sur bruit (RSB) ainsi que sur la performance générale du système radar,
- le mode d'acquisition qui définit les méthodes d'imagerie possibles ainsi que la précision des images produites,
- l'interaction des ondes incidentes avec les objets de la région d'intérêt.

2.2.1 Interaction entre l'onde EM et la scène radar

L'interaction entre une onde EM émise par un radar et un objet est schématisée sur la figure 2.1. Une partie de l'énergie de l'onde électromagnétique émise est absorbée par l'objet. Le reste de cette énergie incidente est rayonné par l'objet comme une nouvelle onde électromagnétique ayant des caractéristiques différentes (amplitude, phase, polarisation) de celles reçues par l'objet. Dans un premier temps nous allons considérer que l'objet observé par le radar est composé d'un seul réflecteur. Dans le cas général décrit par la figure 2.1, où on considère que l'objet se trouve suffisamment loin de la source pour considérer l'approximation en champ lointain, la conséquence

de l'interaction de l'onde électromagnétique avec l'objet est décrite par l'équation radar [7] qui décrit la puissance P_r reçue par le radar :

$$P_r = \frac{P_t\, G_r\, G_t\, \lambda_c^2\, \sigma}{(4\,\pi)^3\, R^2\, R'^2} \tag{2.1}$$

où P_t est la puissance de l'onde EM émise par l'antenne lors de l'émission, G_t et G_r sont les gains d'antennes d'émission et de réception, λ_c est la longueur d'onde de l'onde électromagnétique transmise, R est la distance entre l'antenne d'émission et l'objet rétrodiffusant, R' est la distance entre l'antenne de réception et cet objet rétrodiffusant et σ représente la surface équivalente radar (SER) de cet objet. La SER d'un objet représente la capacité de celui-ci à renvoyer l'onde électromagnétique incidente vers l'antenne de réception. Dans le cas particulier d'une situation en monostatique, l'antenne de réception est située au même endroit (ou pratiquement) que l'antenne d'émission. Ainsi, il est possible d'indiquer que $R' = R$. Dans le cas monostatique, il est possible de décrire, en utilisant le vecteur de Poynting, l'expression de la SER comme étant le rapport entre la puissance reçue par le radar (sous la forme du module au carré du champ $\vec{E}_s$) et la puissance émise par le radar avec le module au carré du champ $\vec{E}_i$. Dans le cas où on se situe suffisamment loin de l'objet, la SER de l'objet peut s'écrire avec [8] :

$$\sigma = \lim_{r\to\infty} 4\pi r^2 \frac{\left|\vec{E}_s\right|^2}{\left|\vec{E}_i\right|^2} \tag{2.2}$$

où $\vec{E}_i$ est le champ électrique de l'onde électromagnétique incidente arrivant sur l'objet et défini avec $\vec{E}_i = \vec{E}_i^0\, e^{\jmath k_i r}$, E_i^0 étant l'amplitude du champ incident, et $\vec{E}_s$ est le champ électrique de l'onde électromagnétique réfléchie par l'objet et défini par $\vec{E}_s = \vec{E}_s^0\, e^{\jmath k_s r}$, E_s^0 étant l'amplitude du champ réfléchie. La SER de l'objet dépend alors de plusieurs paramètres liés :

- aux caractéristiques géométriques de l'objet,
- à la position de l'émetteur par rapport à la cible,
- à la position du récepteur par rapport à la cible,
- aux matériaux composant l'objet,
- à l'orientation angulaire de l'objet par rapport à l'émetteur et au récepteur,
- de la polarisation à l'émission et à la réception,
- de la fréquence porteuse du système imageur.

Il est à noter que la définition de la SER décrite par la relation (2.2) s'applique pour une condition de front d'onde plan c'est-à-dire en champ lointain ou lorsque la taille de l'objet est petite par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas où l'objet est de taille non négligeable par rapport à la longueur d'onde, l'équation du radar définie par (2.1) n'est plus valide. En effet, l'objet ne peut plus être représenté par un réflecteur unique. On va alors se baser sur un modèle où l'objet est représenté par une multitude de réflecteurs, comme montré sur la figure 2.2. Chaque réflecteur de l'objet rétrodiffuse un champ dans la direction du récepteur. Nous pouvons donc considérer le champ $\vec{E}_s$ comme étant la somme vectorielle des champs $\vec{E}_{s_i}$. On peut donc établir la nouvelle équation radar pour ce type d'objet par [8] :

$$P_r = \iint_{So_0} \frac{P_t\, G_t\, G_r\, \lambda_c^2\, \sigma_0}{(4\pi)^3\, R^4} dS \tag{2.3}$$

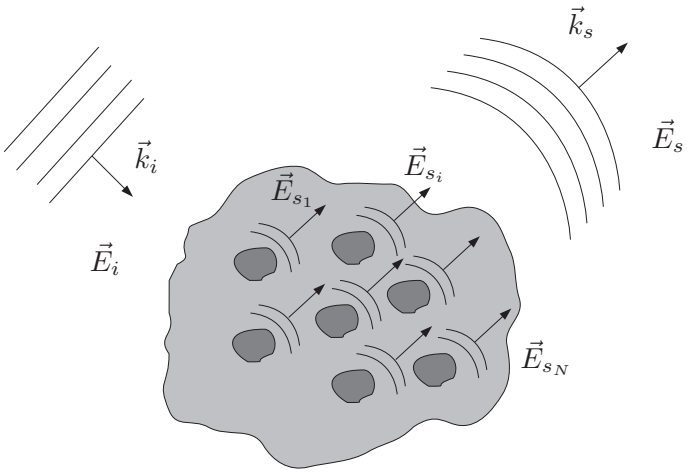


FIGURE 2.2 – Interaction entre une onde électromagnétique et un objet composé de N réflecteurs.

où So_0 est la surface de l'objet, dS est l'élément de surface décrivant l'objet qui rétrodiffuse l'onde électromagnétique et σ_0 est la valeur moyenne de la SER de l'objet par unité de surface (donc sans dimension) et définie par :

$$\sigma_0 = \frac{\sigma}{So_0} = \frac{4\pi R^2}{So_0} \frac{\left|\vec{E}_s\right|^2}{\left|\vec{E}_i\right|^2} \tag{2.4}$$

Le champ $\vec{E}_s$ correspond à la sommation vectorielle des champs rétrodiffusés par l'objet à savoir :

$$\vec{E}_s = \sum_{i=1}^{N} \vec{E}_{s_i} \tag{2.5}$$

Ainsi, l'expression $\left|\vec{E}_s\right|^2$ de l'équation (2.4) représente le niveau de puissance moyenne rétrodiffusée par l'objet et moyennée pour plusieurs angles d'éclairage. De la même manière que pour un objet composé d'un seul réflecteur, la SER d'un objet composé de plusieurs réflecteurs dépend aussi de la fréquence de la porteuse du système imageur, de la polarisation de l'onde émise, de la configuration radar, de la géométrie de l'objet et des propriétés diélectriques de l'objet.

La SER d'un réflecteur donne des informations sur l'interaction entre l'onde et ce réflecteur. Entre autres, cette SER donne une information sur la réflectivité du réflecteur. Il est alors possible d'établir une carte de la réflectivité de la région d'intérêt. La création de cette carte est le but recherché par l'imagerie radar. Le traitement du signal radar dédié à l'imagerie permet donc d'obtenir une répartition géométrique dans un plan 2D de la réflectivité de la région d'intérêt. Par exemple, si on considère que cette région d'intérêt est uniquement constituée de N points i et que chaque point i est caractérisé par sa SER σ_i [1] et sa position (x_i, y_i), on modélise l'image radar par la fonction $f(x, y)$ telle que :

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i \, \delta(x - x_i) \, \delta(y - y_i) \tag{2.6}$$

1. Il faut noter que la SER σ_i peut être décrite par un nombre complexe.

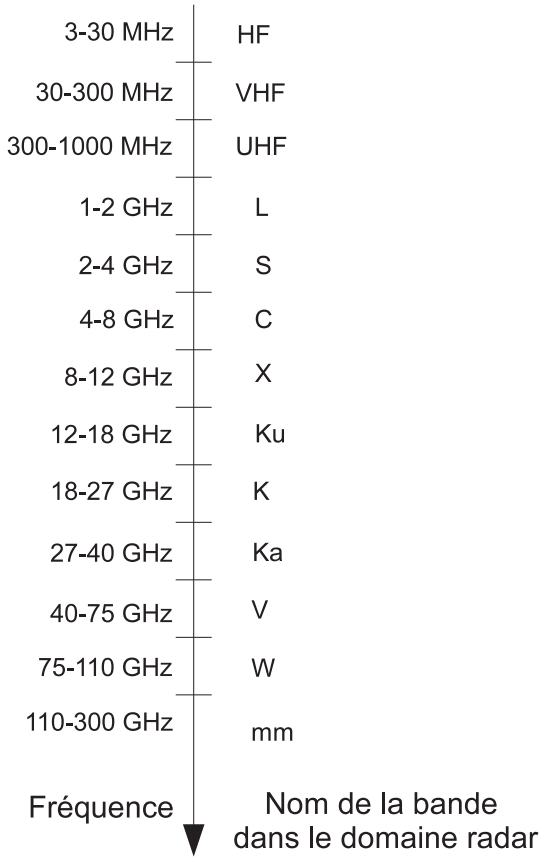


FIGURE 2.3 – Répartition fréquentielle des bandes radars utilisables.

où $\delta(\cdot)$ correspond à l'opérateur Dirac. Il est clair que la relation (2.6) correspond à une image radar ayant un degré de précision très fin. En réalité, pour l'image radar, nous utilisons une modélisation avec des fonctions s'étalant en espace autour de la position d'un point i réflecteur. L'image radar ainsi produite possède alors un degré de précision moindre.

2.2.2 Fréquence de la porteuse de l'onde électromagnétique

Le domaine fréquentiel existant va du domaine des ondes électromagnétiques télégraphiques au domaine des rayons gamma. Dans ce spectre, la bande couverte par les systèmes radar est limitée. En effet, les radars conventionnels fonctionnent sur une bande spectrale allant de 3 MHz à 300 GHz. Cette largeur spectrale est découpée en bandes de fréquences désignées par une lettre [9] comme indiqué sur la figure 2.3. Les longueurs d'onde, λ, associées vont alors de 100 mètres à 1 millimètre. La longueur d'onde est définie à l'aide de la fréquence de la porteuse f par $\lambda = c/f$ avec c la célérité de l'onde dans le vide. Cependant la plupart des radars imageurs fonctionnent dans la bande des 300 MHz à 94 GHz. Si on considère les systèmes de télédétection, les bandes radars les plus utilisées sont :

- la bande L pour des systèmes satellitaires telles que le satellite JERS-1 ou le satellite SEASAT,
- la bande C pour des systèmes aéroportés, avec les systèmes CONVAIR et AIRSAT, ou satellitaires, avec les satellites RADARSAT-1 & 2, ERS-1 & 2,
- la bande X pour des systèmes aéroportés avec les capteurs STAR-1 & 2 et des systèmes satellitaires, avec le satellite TerraSAR-X.

L'utilisation d'une bande de fréquences par rapport à une autre dépend de l'application visée. En effet dans le cas de l'imagerie d'une forêt, l'utilisation de la bande UHF et de la bande L permet à l'onde électromagnétique de pénétrer la couche supérieure de la forêt et d'acquérir certaines informations sur le sol. L'utilisation de la bande C sur la même forêt permet d'avoir l'information sur la hauteur des arbres de la forêt [10].

Une autre bande couramment utilisée pour des applications radar est la bande X. En effet, la taille de l'antenne à l'émission est proportionnelle à la longueur d'onde utilisée. Plus celle-ci est petite et plus les dimensions de l'antenne nécessaire à l'émission et à la réception sont petites. Cette bande de fréquence est très employée dans le cas où l'espace disponible pour les antennes est très limité, ainsi que dans les systèmes imageurs aéroportés ou satellitaires afin de faire de la cartographie.

Pour les bandes K, Ka, V, W et mm, leurs utilisations sont actuellement plus limitées. En effet, les phénomènes d'interaction avec l'atmosphère (atténuation) sont plus présents. À partir de la bande V, les ondes interagissent avec les molécules contenues dans l'air (vapeur d'eau H_20 et molécules d'oxygène O_2). De plus, la technologie associée aux circuits traitant ces longueurs restent encore à un prix élevé.

2.2.3 Modes d'acquisition pour les radars imageurs

Les systèmes radars imageurs possèdent plusieurs modes d'acquisition possibles et dépendent des applications visées [2]. Ainsi, les différents modes possibles sont :

- Mode *stripmap* : dans ce mode d'acquisition, l'antenne pointe dans une direction fixe, durant toute la durée de l'acquisition et le porteur se déplace suivant la direction azimutale, comme montré sur la figure 2.4. Ce mode d'acquisition permet de générer une image de la zone éclairée (région d'intérêt) par le radar pendant la durée de l'acquisition ;
- Mode *scanSAR* : ce mode d'acquisition est une variante du mode *stripmap*. Lors du déplacement de l'antenne dans la direction azimutale, le radar effectue un balayage dans le domaine distance, comme indiqué sur la figure 2.5. Ce mode d'acquisition permet d'avoir une largeur de fauchée supérieure à celle proposée avec le mode *stripmap*. Cependant, cette augmentation de largeur de fauchée se fait au détriment de la résolution en azimut ;
- Mode *spotlight* : ce mode est une autre variation du mode *stripmap*. Les résolutions en distance et en azimut vont être améliorées en choisissant d'imager une portion de la région d'intérêt. Cette portion est illuminée le plus longtemps possible pendant la durée de passage du porteur. Pour cela la direction du faisceau d'illumination est contrôlée de manière électronique pour garder ce faisceau pointé vers la même zone à imager, comme montrée sur la figure 2.6 ;
- Mode inverse : contrairement au mode *stripmap*, on considère ici que le radar est fixe et l'objet est en mouvement. Ce mouvement est alors utilisé pour produire une image de cet objet. Cette méthode d'acquisition permet en autre de faire du suivi d'objet à partir d'une station terrestre fixe ;
- Mode interférométrique : ce mode d'acquisition est basé sur l'utilisation de deux récepteurs séparés afin de produire deux images de la région d'intérêt. Ces images radar sont alors combinées afin de créer l'interférogramme. À partir de cet interférogramme, il est possible de récupérer diverses informations telles que la hauteur des objets ou l'élévation du terrain [8,11].

Dans notre étude, nous utilisons essentiellement le mode *stripmap* combiné avec une forme d'onde particulière.

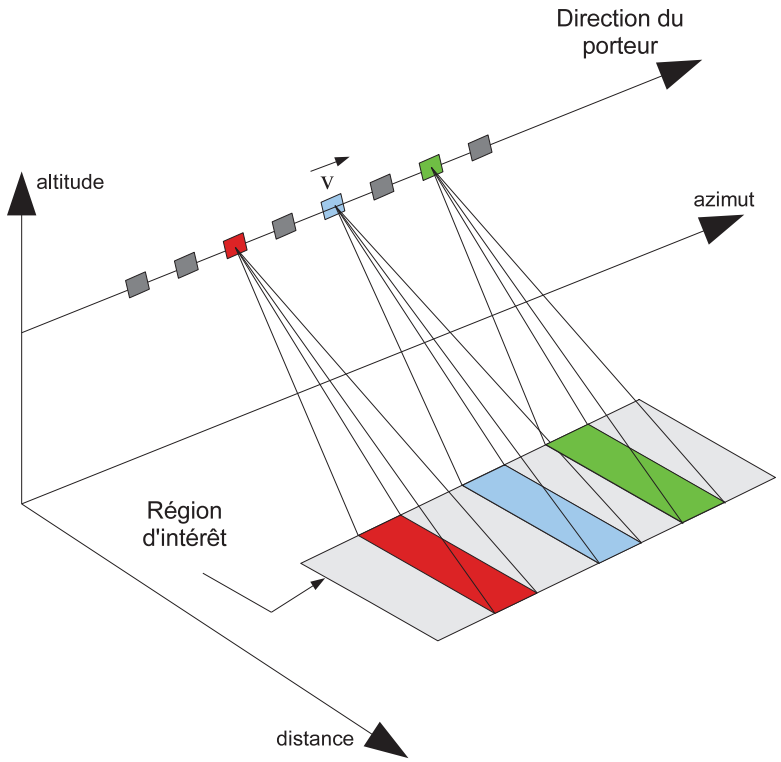


FIGURE 2.4 – Configuration de l'imagerie radar en mode *stripmap*.

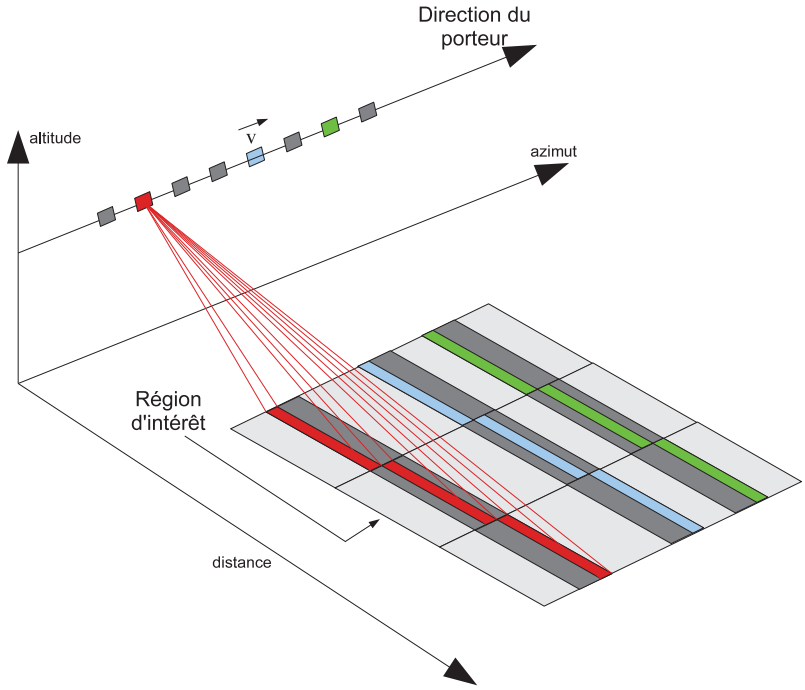


FIGURE 2.5 – Configuration de l'imagerie radar en mode *scanSAR*.

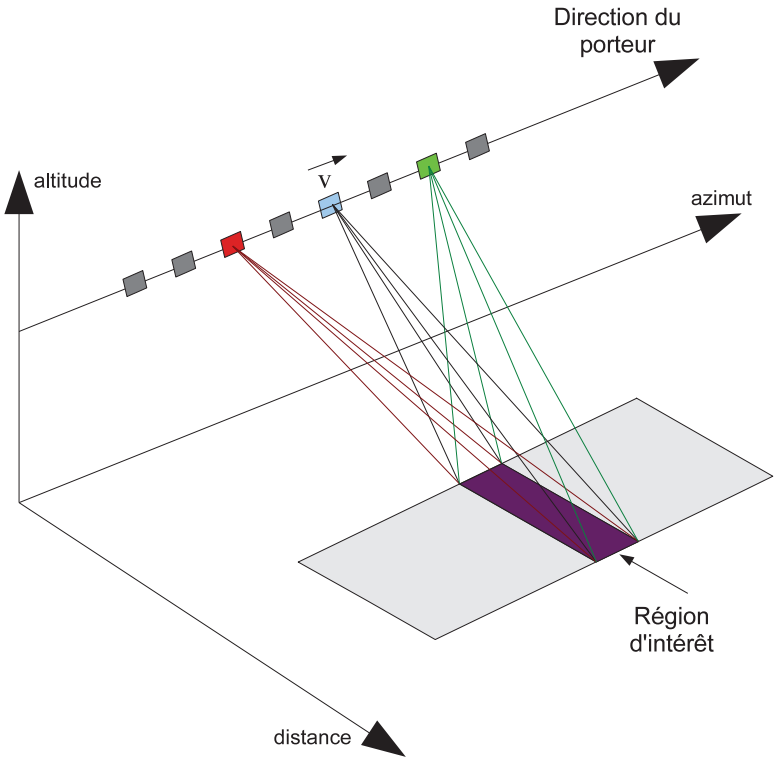


FIGURE 2.6 – Configuration de l'imagerie radar en mode *spotlight*.

2.2.4 Forme d'onde

Nous avons décrit dans le paragraphe 2.2.2 l'importance des grandeurs caractérisant l'onde électromagnétique émise vis-à-vis de la région d'intérêt et aux objets constituant cette région. Une caractéristique intéressante à prendre en compte dans notre travail est la forme de l'onde émise. Le choix de la forme d'onde du radar a plusieurs incidences sur les résultats liés à l'exploitation de l'onde réfléchie car cette forme d'onde détermine certaines performances du radar telles que la résolution en distance, l'ambiguïté en distance, $\cdots$. Les formes d'onde utilisables en radar peuvent être classées dans deux groupes distincts : les formes d'onde impulsionnelles et les formes d'onde dites à « ondes continues ».

2.2.4.1 Onde impulsionnelle

Le premier groupe de formes d'onde correspond aux ondes impulsionnelles qui présentent un support temporel fini et de courte durée. Ces formes d'onde ont une durée d'émission T_p très courte par rapport au temps mis par l'onde pour parcourir la distance entre l'antenne d'émission et l'objet rétrodiffusant puis entre cet objet et l'antenne de réception. Les premiers radars présentaient des formes d'ondes à l'émission impulsionnelle et le spectre du signal à l'émission était composé d'une fréquence unique. Actuellement, la plupart des radars imageurs sont dit à large bande et les ondes électromagnétiques émises présentent une largeur spectrale B. Un exemple d'onde impulsionnelle à large bande est donné sur la figure 2.7. Celle-ci correspond à une onde modulée linéairement en fréquence. Cette forme d'onde est aussi appelée *chirp* pour *compressed high intensity radar pulse*.

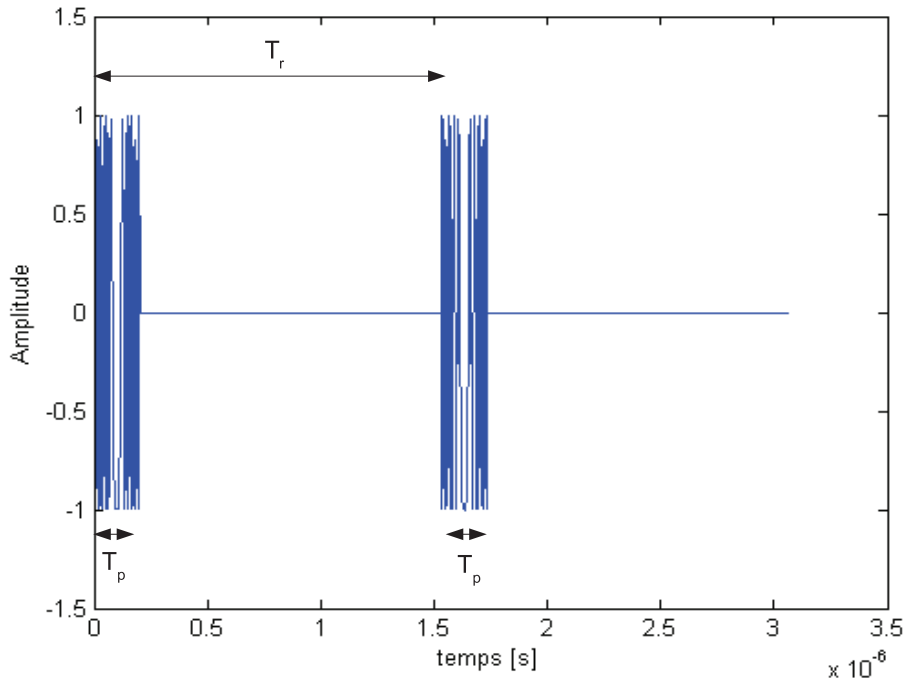


FIGURE 2.7 – Exemple de forme d'onde de type *chirp* pour un radar impulsionnel.

L'expression analytique de cette onde est donnée par l'équation suivante :

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp\left[\jmath 2\pi(f_s t + Kt^2)\right] \tag{2.7}$$

où rect (t/T_p) est la fenêtre rectangulaire d'une durée T_p, $f_s = f_c - B/2$ est la fréquence en début de modulation avec f_c la fréquence porteuse et $K = B/T_p$ est la pente du chirp. Une fois l'onde émise, le radar va attendre une certaine durée avant d'émettre de nouveau cette impulsion. Cette durée d'attente est aussi appelée temps d'écoute. La durée totale de la période d'émission et de la période d'écoute est appelée temps de récurrence T_r. Cette durée est caractérisée par la fréquence de répétition de l'impulsion, FRI avec $T_r = 1/FRI$.

2.2.4.2 Onde dite « continue »

Le deuxième groupe de formes d'onde correspond aux « ondes continues ». Lorsque l'antenne d'émission émet une forme d'onde continue, la transmission de l'onde par le système radar se fait sans interruption. Au niveau de la réception, le système radar écoute aussi de manière permanente. Le fait que la transmission et la réception fonctionnent de manière continue implique que les configurations à ondes continues soient bistatiques. Dans les configurations colocalisées, l'une des limitations des configurations à ondes continues est la portée de ce type de radar. En effet, du fait de l'imperfection de l'isolation entre l'antenne d'émission et de réception, les radars à ondes continues sont limités à des applications à faible puissance de transmission. Les deux formes d'ondes dites à ondes continues les plus connues sont les ondes de type FMCW (*frequency modulation continuous wave*) et les ondes de type SFCW (*step frequency continuous wave*). Les ondes FMCW sont basées sur le principe d'une rampe fréquentielle émise pendant une certaine durée et répétée en permanence

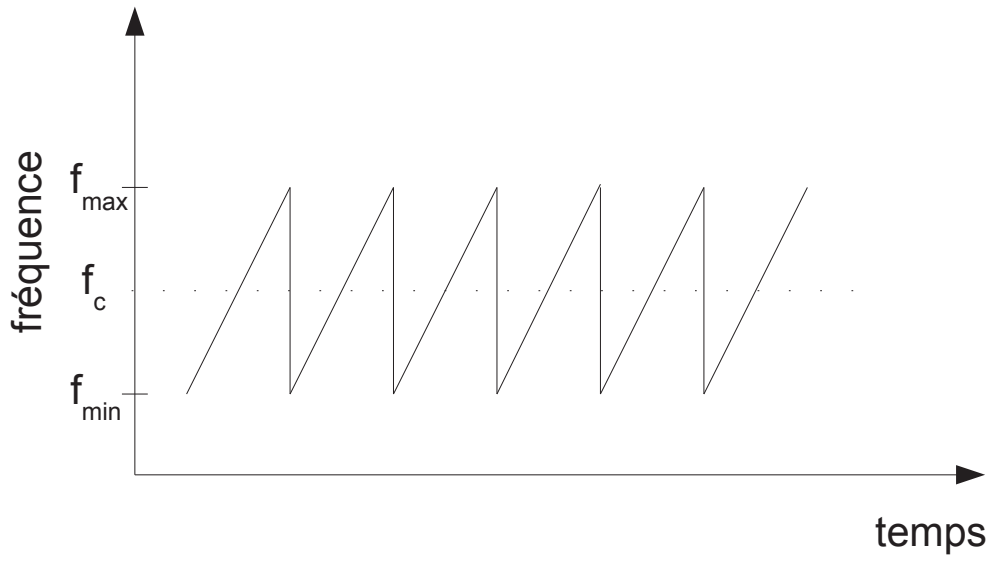


FIGURE 2.8 – Exemple de forme d'onde FMCW émise pour un radar à onde dite « continue » et de type *chirp* (description dans le domaine fréquentiel).

comme montré sur la figure 2.8. Les principaux avantages d'un système radar de type FMCW sont :

- l'utilisation d'une technologie simple et relativement peu coûteuse comparée à la technologie des radars impulsionnels [12],
- la possibilité d'obtenir l'information en distance à partir d'une simple transformée de Fourier,
- la discrétion de ce système par rapport aux autres systèmes radars [13].

Pour les formes d'onde de type SFCW, le principe est basé sur la technique du spectre synthétique [14] et montré sur la figure 2.9. En effet, on émet une impulsion à une fréquence d'émission précise pendant une durée limitée T_p. Puis, de la même manière, on émet une autre impulsion mais à une fréquence différente. En combinant le spectre des différents signaux émis, il est possible de considérer un spectre dont la largeur totale est égale à la somme des spectres des différents signaux émis. Ainsi, les ondes SFCW permettent par une approche spectrale, de générer des formes d'onde temporelle assimilable à des impulsions. Dans la suite de la thèse, les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau fonctionnant sur le principe du SFCW. Les principales caractéristiques physiques d'un système radar étant présentées, nous proposons maintenant de décrire les caractéristiques liées au traitement du signal permettant d'obtenir une image radar.

2.3 Radar à ouverture synthétique

La technique du radar à ouverture synthétique (*SAR* pour *synthetic aperture radar*) est une technique dite à haute résolution. En effet, cette technique permet d'obtenir des résolutions en distance et en azimut de l'image radar inférieur à 30 centimètre dans les deux dimensions [15]. Cette méthode est basée sur la double focalisation en distance et en azimut. La haute résolution en distance est obtenue grâce à l'utilisation des propriétés des signaux émis. La haute résolution en azimut est liée à la combinaison des différents signaux reçus à différents instants. Cette combinaison est basée sur le principe de l'antenne synthétique développée dans les années 1950. Sa première application est liée au travaux sur la transformée de Gabor, avec comme application l'ho-

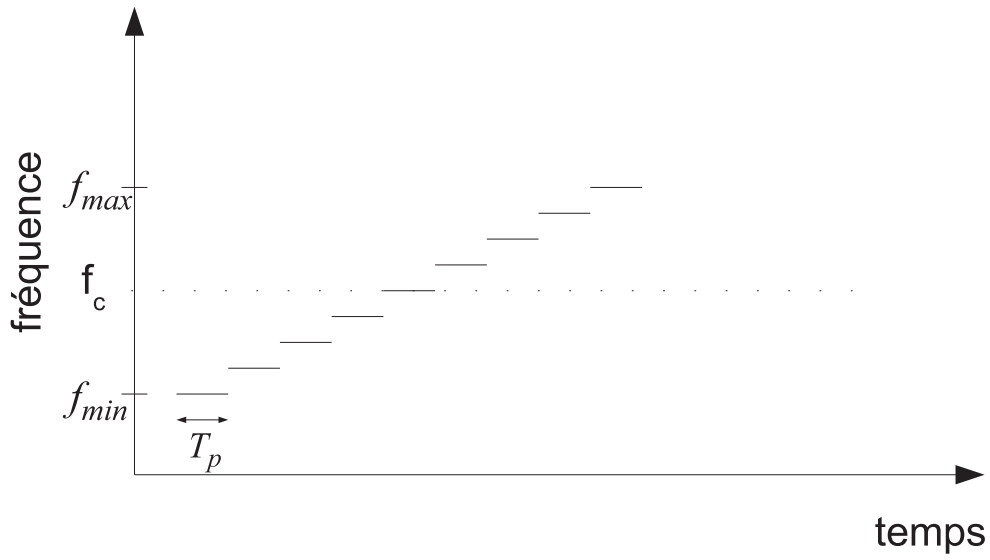


FIGURE 2.9 – Exemple de forme d'onde SFCW émise pour un radar à onde dite « continue » (description dans le domaine fréquentiel).

lographie [16]. Son application dans le domaine du radar date des années 1970 avec l'avènement de la transformée de Fourier rapide [17] et des capacités de calculs des ordinateurs de plus en plus grandes.

2.3.1 Description de la géométrie

On considère la configuration exposée sur la figure 2.10. La géométrie liée à l'antenne radar est décrite par les angles d'ouverture en élévation β_e et en azimut β_{az}. Ces angles déterminent l'empreinte au sol de notre radar. L'angle β_e détermine la largeur de fauchée W_s du radar en distance et l'angle β_{az} détermine la largeur de fauchée azimutale W_{az}. Les largeurs de fauchée en distance et en azimut déterminent les distances maximales d'observation de notre radar dans ces deux dimensions. Le réflecteur n est situé au sol aux coordonnées $(x_{sol,n}, y_{sol,n})$ dans l'espace distance-azimut. Lors du processus d'imagerie radar, la région d'intérêt est imagée suivant l'axe de visée (*slant*), décrit sur la figure 2.11. L'image du réflecteur n situé sur le sol,point rouge sur l'image, est alors projetée sur cet axe de visée et est repérée avec les coordonnées (x_n, y_n) dans l'espace *slant*-azimut, point vert sur l'image. Dans la suite du travail, sauf indication contraire, les images créées par le système radar (simulations ou mesures) sont présentées dans l'espace *slant*-azimut. Le passage de l'espace *slant*-azimut à l'espace distance-azimut est effectué à l'aide d'une projection du plan *slant*-azimut sur le plan distance-azimut.

Dans la suite du chapitre, nous effectuons les simulations avec un système radar en configuration aéroportée [18] et situé à la hauteur $H = 3678$ m. L'angle d'incidence α_e est égal à 45°. Le centre de la région d'intérêt est situé à 5201 m du système imageur dans l'axe de visée (*slant*). Les angles β_e et β_{az} sont égaux respectivement à $14,44^\circ$ et $2,86^\circ$. On obtient alors une largeur de fauchée en distance W_s de 1258 m et une largeur de fauchée en azimut W_{az} de 260 m.

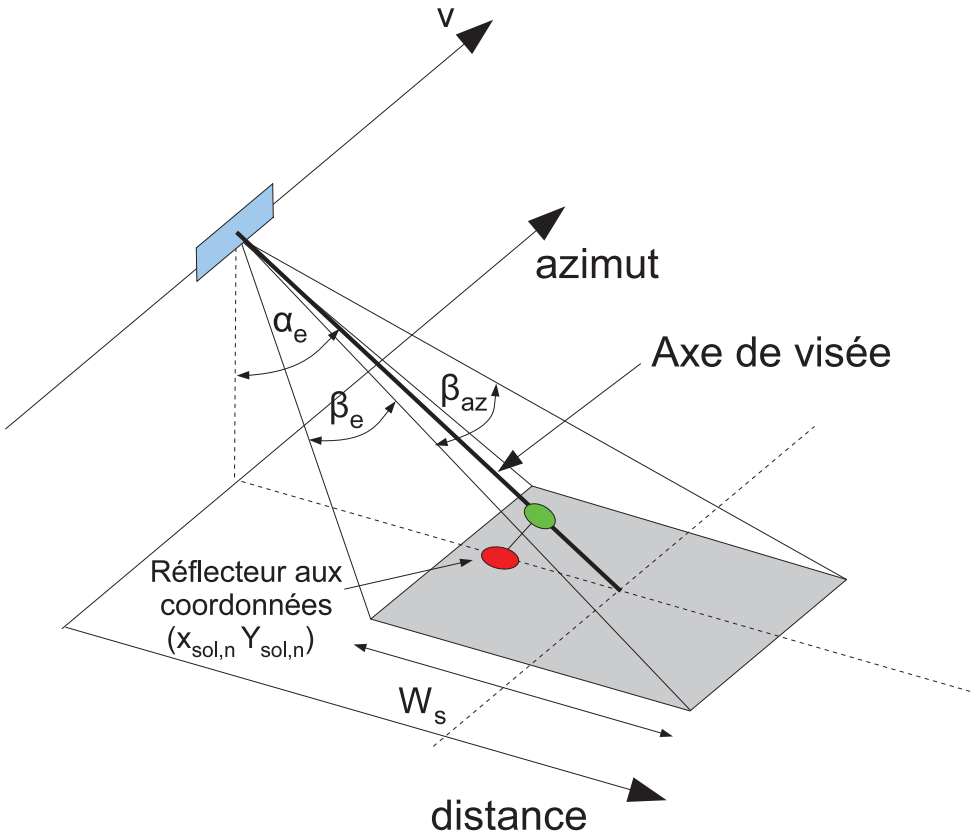


FIGURE 2.10 – Configuration géométrique d'un radar SAR

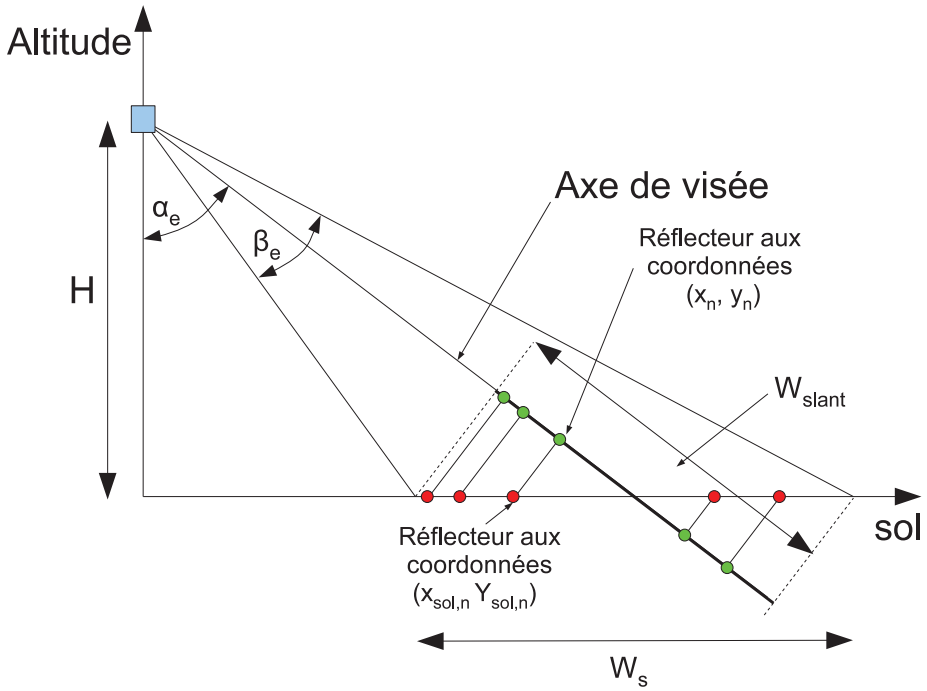


FIGURE 2.11 – Configuration géométrique du radar SAR dans le plan distance

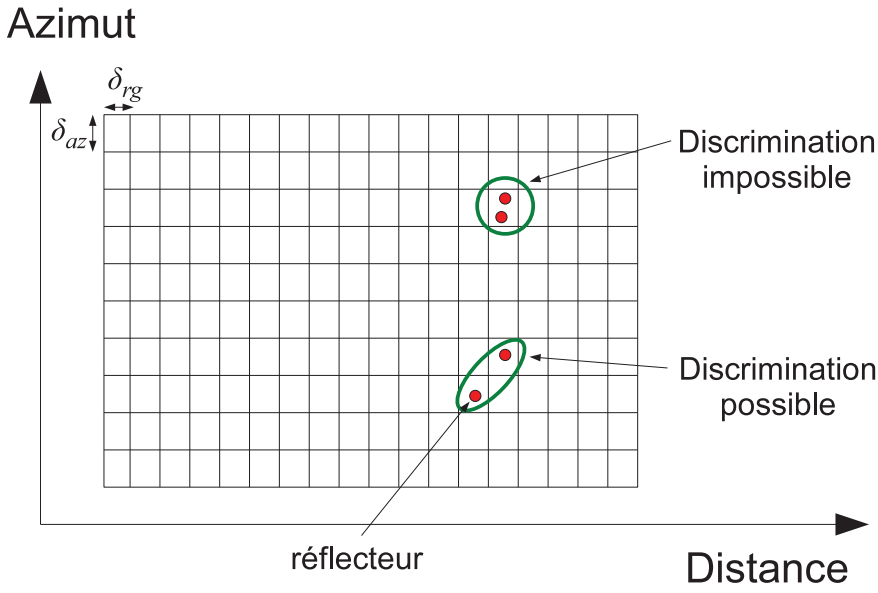


FIGURE 2.12 – Résolutions d'un radar.

2.3.2 Radar imageur (sans synthèse d'ouverture)

La configuration du radar considérée est celle d'un radar de type stripmap montré sur la figure 2.4. Dans cette partie de l'étude nous considérons que la forme d'onde des signaux appartient à la famille des ondes à impulsion. On considère un radar impulsionnel émettant un signal réel sinusoïdal $s_e(t)$ à la fréquence f_c, avec une amplitude A_0 et dont la durée de l'impulsion est T_p. En utilisant la notation complexe, ce signal est défini par l'équation :

$$s_e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) A_0 \exp(\jmath 2\pi f_c t) \tag{2.8}$$

Dans le cas d'une situation monostatique, le signal renvoyé par un objet se trouvant à une distance R du radar est alors décrit à partir de l'équation (2.8) :

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0\, \sigma \exp\left[\jmath 2\pi f_c \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \tag{2.9}$$

Dans notre étude sur le radar imageur, nous ne prendrons pas en compte les gains des antennes ainsi que de la perte en propagation. De plus le signal reçu est considéré dans le plan (axe de visée-azimut). L'angle de visée n'est donc pas pris en compte dans notre étude.

À partir des caractéristiques du signal reçu, il est possible de déterminer les résolutions du système radar. La résolution correspond à la distance minimale entre deux réflecteurs à partir de laquelle il est possible de les discriminer sur une image radar. On définit deux résolutions : la résolution en distance, δ_{rg}, et la résolution en azimut, δ_{az}. Le principe de la résolution en distance et en azimut est décrit sur la figure 2.12. La résolution en azimut est directement liée aux caractéristiques géométriques de prise de vue et de l'antenne :

$$\delta_{az} = \frac{R\lambda_c}{D} \tag{2.10}$$

où D est la dimension en azimut de l'antenne et λ_c la longueur d'onde associée à la fréquence porteuse. On peut remarquer que la résolution en azimut est fortement dépendante de la distance entre le radar et l'objet rétrodiffusant. Plus la région d'intérêt est loin et plus la résolution en azimut δ_{az} de l'image est grande. Afin de compenser cet effet, il est donc nécessaire de prendre des antennes de grandes dimensions. À titre d'exemple, si nous reprenons la configuration décrite au paragraphe 2.3.1, il faudrait une antenne de dimension azimutale D environ égale à 260 m pour obtenir une résolution δ_{az} égale à 1 m.

Dans le cas de la résolution en distance, l'équation donnant la distance minimale δ_{rg} pour détecter deux réflecteurs est décrite avec :

$$\delta_{rg} = \frac{cT_p}{2} \tag{2.11}$$

La résolution en distance dépend donc de la durée de l'impulsion transmise. Afin d'améliorer cette résolution, il est donc nécessaire de diminuer T_p. Cependant, en diminuant la durée de l'impulsion, on diminue aussi la puissance moyenne P_m du signal. En effet, la puissance moyenne est définie par :

$$P_m = \frac{A_0^2 \sigma^2 T_p}{T_r} \tag{2.12}$$

où $A_0^2\sigma^2$ est la puissance du signal. Si on considère que la puissance reçue $A_0^2\sigma^2$ et le temps de récurrence T_r sont fixes pour une application donnée, améliorer la résolution en distance a donc pour effet de dégrader le RSB qui est défini avec la relation suivante [19] :

$$RSB = \frac{P_m}{\sigma_v^2} \tag{2.13}$$

où σ_v^2 est la variance du bruit. L'amélioration de la résolution en distance a donc pour effet de dégrader le rapport signal sur bruit du système radar et par conséquent la qualité des images produites par ce système imageur.

Plusieurs solutions existent pour affiner les résolutions sans avoir à redimensionner, ou dégrader, le système. Ces solutions sont basées sur des méthodes issues du traitement de signal. Dans le cas de la résolution en distance, le principe de la compression d'impulsion est appliqué. Dans le cas de la résolution en azimut, le principe de la synthèse d'ouverture est utilisé.

2.3.3 Principe de la compression d'impulsion

On considère le signal émis $s_e(t)$ comme un signal périodique modulé linéairement en fréquence (*chirp*) ayant une largeur de bande B et une fréquence porteuse f_c. Directement dérivé de l'expression (2.7), ce signal est défini avec :

$$s_e(t) = \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) A_0 \exp\left[\jmath 2\pi (f_s t + K t^2)\right] \tag{2.14}$$

Le signal reçu $s_r(t)$ est alors défini par l'équation (2.15) pour un réflecteur situé à une distance R et de SER σ :

$$s_r(t) = \mathrm{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0\, \sigma \exp\left[\jmath 2\pi \left(f_s \left(t - \frac{2R}{c}\right) + K \left(t - \frac{2R}{c}\right)^2\right)\right] \tag{2.15}$$

Le principe de la compression d'impulsion est basé sur l'opération de filtrage adapté. Nous obtenons alors le signal compressé $s_{rc}(t)$ en convoluant le signal reçu avec le signal émis :

$$s_{rc}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(t') s_e^*(t'-t) dt' \tag{2.16}$$

où $(.)^*$ correspond à l'opérateur conjugé. En appliquant l'opérateur de convolution de la relation (2.16) et en utilisant les expressions (2.14) et (2.15) des signaux émis et reçus, nous obtenons alors le signal reçu et compressé en distance :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} & \text{rect}\left(\frac{t' - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0\, \sigma\, \exp\left[\jmath 2\pi \left(f_s\left(t' - \frac{2R}{c}\right) + K\left(t' - \frac{2R}{c}\right)^2\right)\right] \\ & \times \text{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right) A_0 \exp\left[-\jmath 2\pi \left(f_s\left(t'-t\right) + K\left(t'-t\right)^2\right)\right] dt' \end{aligned} \tag{2.17}$$

Après simplification [20, 21], l'équation (2.17) devient :

$$s_{rc}(t) = A_0^2\, \sigma\, T_p \exp\left[\jmath 2\pi f_s \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \text{sinc}\left[K T_p \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \tag{2.18}$$

où la fonction décrite par « sinc » est la fonction sinus cardinal définie avec :

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \tag{2.19}$$

En remplaçant f_s par $f_c - \frac{B}{2}$ et en posant $\Phi = \pi B \left(t - \frac{2R}{c}\right)$, on obtient :

$$s_{rc}(t) = A_0^2\, \sigma\, T_p \exp(-\jmath\Phi)\, \text{sinc}\left[K T_p \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \exp\left[\jmath 2\pi f_c \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \tag{2.20}$$

À partir de l'expression de ce signal compressé en distance, on mesure la résolution en distance. La résolution en distance est obtenue par la formule suivante :

$$\delta_{rg} = \frac{c}{2B} \tag{2.21}$$

La résolution du signal compressé est donc inversement proportionnelle à la largeur du spectre de celui-ci. Plus la largeur du spectre est grande et meilleure sera la résolution. De plus, le fait d'effectuer la compression en distance permet d'avoir un gain au niveau du rapport signal sur bruit. En effet, en configuration monostatique, avant la compression en distance, le RSB est défini par [22] :

$$RSB = \frac{P_e\, G_r\, G_t\, \lambda_c^2 \sigma}{4\pi^3 R^4 P_n} \tag{2.22}$$

où $P_n = k_B\, T_s\, B = k_B\, T_0\, F\, B$ est la puissance du bruit thermique du radar, k_B est la constante de Boltzmann ($k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ W.s/K), T_0 est la température de référence ($T_0 = 290K$), T_s est la température du bruit ($T_s = T_0 F$), F est le facteur de bruit du système (sans unité). Après la compression d'impulsion, ce rapport RSB devient :

$$RSB = \frac{P_e\, G_r\, G_t\, \lambda_c^2\, B T_p\, \sigma}{4\pi^3 R^4 P_n} \tag{2.23}$$

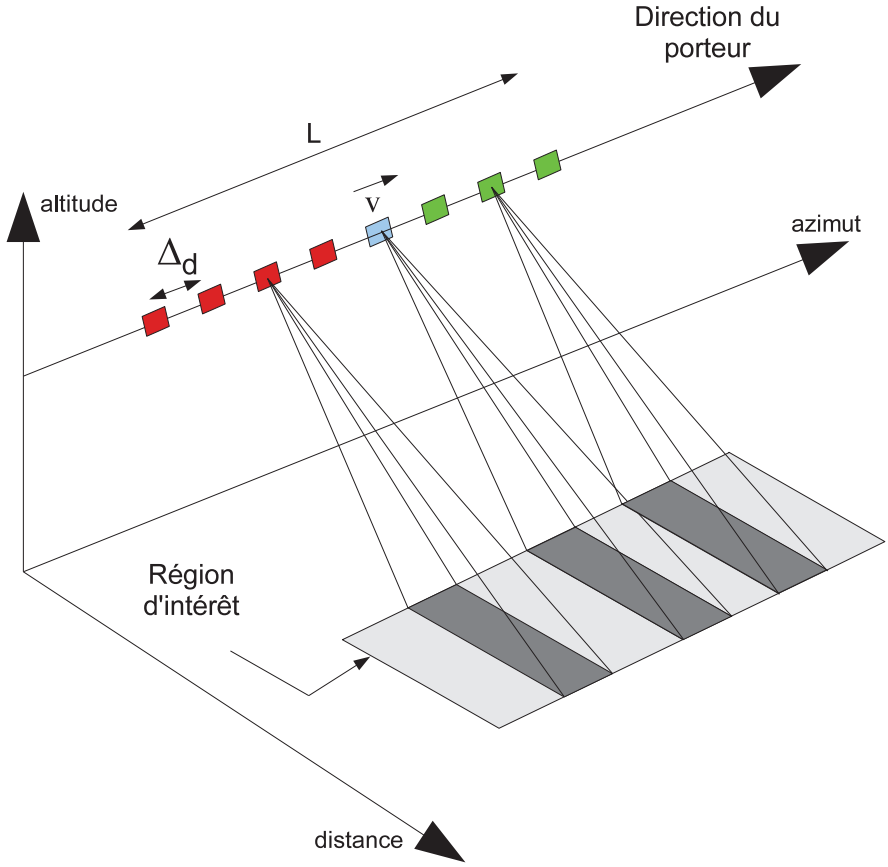


FIGURE 2.13 – Configuration géométrique de la prise d'échantillons dans l'axe azimut

On remarque donc que le gain en RSB du signal compressé est égale au produit de la bande du signal par la durée de l'impulsion.

Il convient maintenant de décrire le principe de la synthèse d'ouverture qui permet d'obtenir la résolution dans la direction azimutale.

2.3.4 Principe de l'antenne synthétique

Dans un premier temps, nous considérons les caractéristiques géométriques décrites dans le paragraphe 2.3.1. On considère donc une antenne de longueur $D = 1$ m, située à une distance $R = 5201$ m du centre de la région d'intérêt. Le radar émet un signal dont la longueur d'onde est de $\lambda_c = 0{,}05$ m. En utilisant l'équation (2.10), on obtient une résolution en azimut δ_{az} de valeur égale à 260 m. De manière équivalente, on peut obtenir une résolution en azimut δ_{az} de 0,5 m si nous avons une antenne de longueur $D = 520$ m.

L'intérêt de l'ouverture synthétique est d'obtenir une bonne résolution en azimut (par exemple, 0,5 m) à partir d'une antenne de petite longueur (par exemple, 1 m). De manière plus générale, le but est d'obtenir des résolutions très fines avec des antennes dont les dimensions sont restreintes. Le principe de l'antenne synthétique est basé sur le déplacement de l'antenne d'émission entre les différentes acquisitions. En considérant la configuration de la figure 2.13, l'antenne d'émission se déplace d'une distance totale L, suivant l'axe azimutal, par rapport à la région d'intérêt. De la même manière que pour l'analyse en distance, on considère que les objets placés sur la région

d'intérêt sont immobiles durant toute la durée de l'acquisition radar. Entre deux impulsions, l'antenne d'émission se déplace d'une distance Δ_d. Ce déplacement entraîne l'apparition d'un décalage Doppler au niveau de la phase des signaux renvoyés par les réflecteurs situés sur la région d'intérêt. Ce décalage Doppler est dû à la différence des distances parcourues par l'onde émise lors du trajet "émetteur-réflecteur-récepteur" pour chaque position de l'antenne d'émission. En prenant en compte les différents déplacements Δ_d de l'antenne d'émission et de réception (donc des différents décalages Doppler associés), il est possible en utilisant un traitement spécifique, d'obtenir une bonne discrimination spatiale dans la direction azimutale. Cette opération s'appelle la synthèse d'ouverture. Le choix de la distance Δ_d doit cependant respecter des contraintes. En effet, cette distance Δ_d représente aussi la fréquence d'échantillonnage spatiale en azimut du système imageur. Il faut donc que cette fréquence d'échantillonnage respecte le théorème de Shannon dans le domaine espace ce qui donne :

$$\Delta_d \leq \frac{c}{2\left(f_c + B/2\right)} \tag{2.24}$$

Dans le domaine azimutal, il existe plusieurs méthodes permettant de compresser l'image en azimut. Certaines de ces méthodes sont exactes et permettent de focaliser le réflecteur au bon endroit. D'autres sont des méthodes approchées et sont limitées à des configurations très simples.

2.3.4.1 Traitement SAR en azimut

Différentes méthodes d'imagerie SAR permettent de produire une image de la région d'intérêt. Les quatre méthodes les plus connues sont [2, 20] :

- La méthode de rétroprojection (*back-projection*) : cette méthode d'imagerie SAR est dite exacte puisque sa formulation prend en compte la géométrie du problème et n'effectue aucune approximation. En effet, il s'agit d'une méthode de recalage des points de l'image dans le domaine temporel. Cependant les temps de calcul sont assez longs ;
- L'algorithme distance-doppler (*range-doppler algorithm, RDA*) : cette méthode d'imagerie est très rapide en temps de calcul. Cependant, si l'objet migre en distance (variation de distance entre l'antenne d'émission et le réflecteur supérieure à la résolution d'une case distance de la région d'intérêt) alors l'image finale est défocalisée en azimut. Une possibilité pour corriger cette migration est l'utilisation de la méthode de *RCMC* (*range cell migration compensation*) afin d'obtenir l'image de la région d'intérêt ;
- L'algorithme de redimensionnement impulsionnel (*chirp scaling algotithm, CSA*) : cette méthode est rapide en temps de calcul. Cependant, lors de la compensation de la migration de l'objet, cette méthode se base sur une approximation du signal qui peut être fausse en cas d'ouverture azimutale très grande.
- L'algorithme ω-k : cet algorithme est plus lent que le RDA et le CSA mais plus rapide que l'algorithme de rétroprojection. Il s'agit d'une méthode quasi-exacte basée sur le principe du filtrage adapté et de l'interpolation de Stolt dans le domaine fréquentiel. L'interpolation de Stolt sert à corriger l'effet de migration des réflecteurs et à focaliser correctement l'image radar.

Dans la suite de ce chapitre, nous détaillons et présentons les résultats obtenus à l'aide de l'algorithme ω-k et de la méthode de rétro-projection.

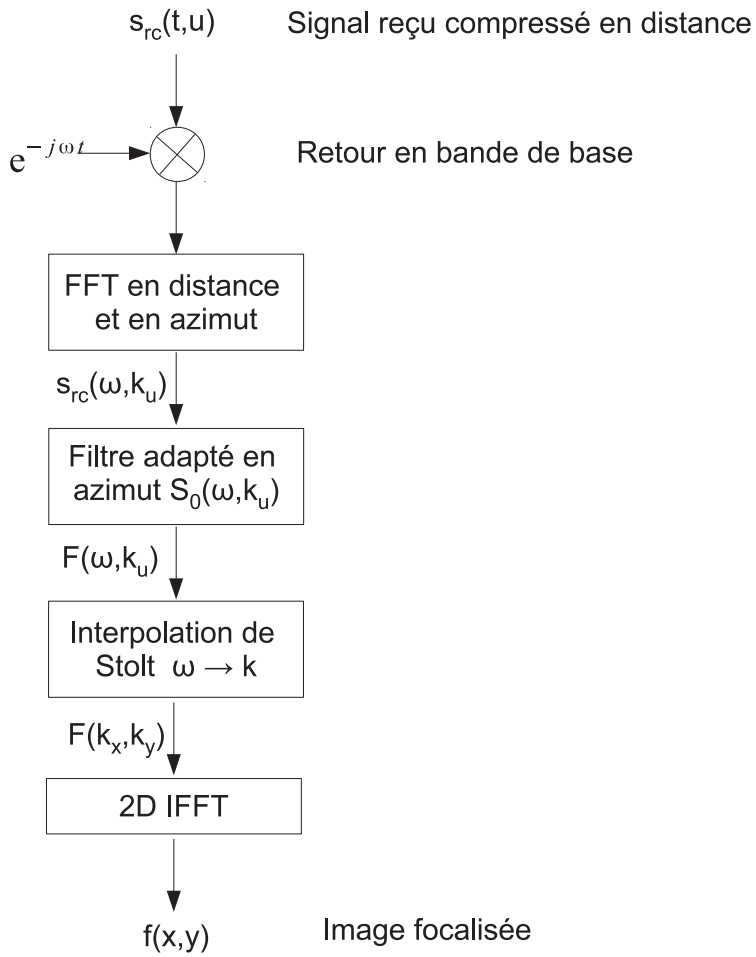


FIGURE 2.14 – Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie ω-k

2.3.4.2 Synthèse d'ouverture basée sur la méthode ω-k

L'algorithme ω-k est présenté sur la figure 2.14. En entrée de l'algorithme, on récupère les signaux fournis par la sortie du processus de compression d'impulsion en distance. On applique ensuite une transformée de Fourier :

- dans la dimension distance (passage du domaine temps —aussi appelé *fast-time* puisque correspondant à la vitesse de l'onde électromagnétique— au domaine fréquence),
- dans la dimension azimut (passage du domaine espace —aussi appelé *slow-time* puisque correspondant à la vitesse du porteur— au domaine fréquence spatiale).

La première étape de l'algorithme ω-k est la compression des signaux en azimut par l'intermédiaire d'un filtrage adapté en azimut. À l'instar de la compression en distance, ce filtrage est adapté à la nature des signaux reçus en considérant l'évolution de la géométrie dans l'axe azimut. Suite à cette focalisation en azimut, les réflecteurs situés à la distance de référence sont correctement focalisés. Il reste alors à affiner la focalisation des autres réflecteurs de l'image en compensant les erreurs de phase à l'aide d'une interpolation développée par Stolt [23]. Cette interpolation permet de décrire les points de mesure obtenus dans le plan (ω, k_u) vers le plan (k_x, k_y). Pour terminer, une transformée de Fourier inverse est appliquée aux données décrites dans ce dernier plan (k_x, k_y) pour obtenir l'image finale dans le plan (x, y). Nous proposons de décrire plus précisément le formalisme

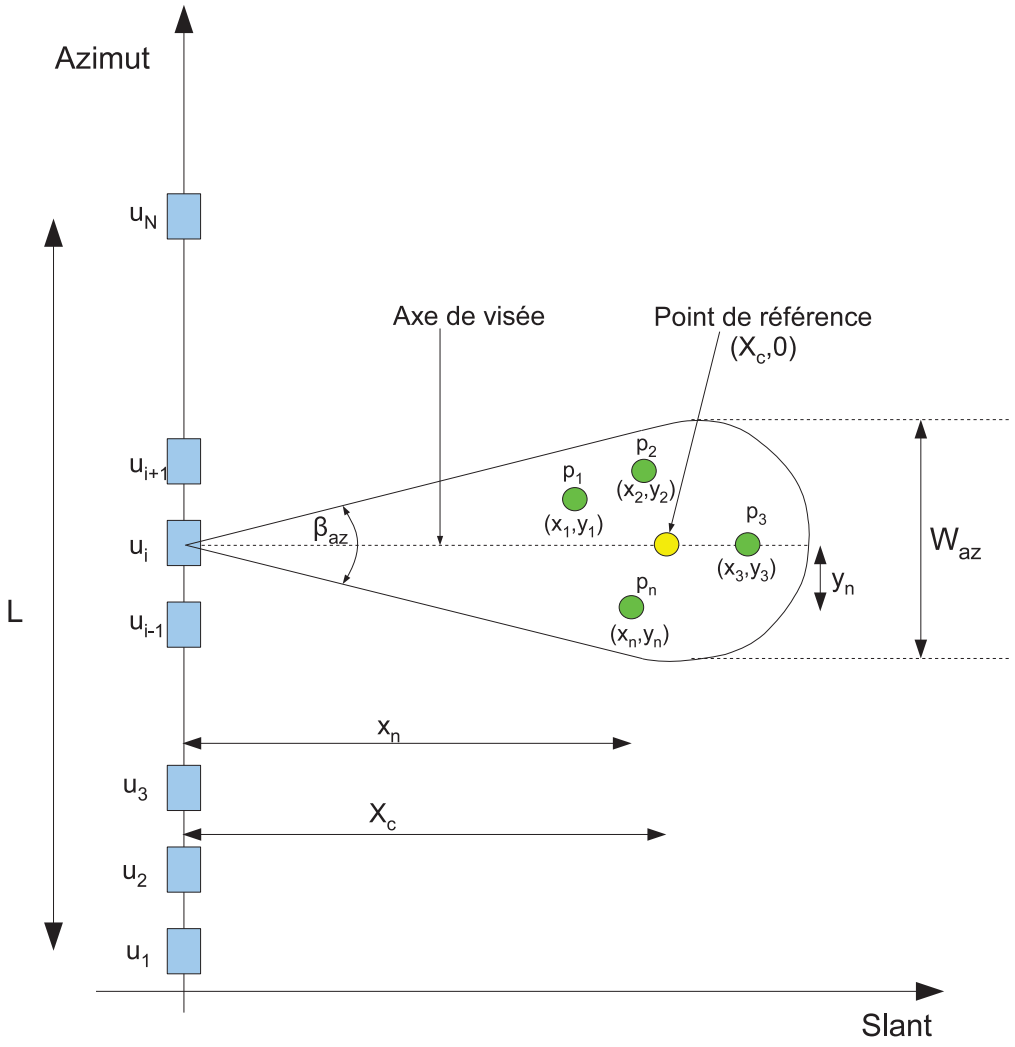


FIGURE 2.15 – Configuration géométrique dans le plan *slant*-azimut

décrivant la compression des signaux en azimut ainsi que l'interpolation de Stolt [24].

Compression des signaux en azimut On considère le système radar défini sur la figure 2.15 dans le cas d'une configuration aéroportée. Dans le domaine distance-azimut, la réponse provenant des échos des réflecteurs se trouvant sur la région d'intérêt est définie par [20] :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t,u) = \sum_n A_0^2\, \sigma_n\, T_p\, \exp(-\jmath\Phi)\, \mathrm{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right] \\ \times \exp\left[-\jmath 2k\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}\right] \exp(\jmath\omega_c t) \end{aligned} \tag{2.25}$$

où (x_n, y_n) représente les coordonnées des réflecteurs dans la région d'intérêt, σ_n représente les valeurs de la SER pour les réflecteurs de la région d'intérêt, u représente les positions de l'antenne d'émission suivant l'axe azimutal, k est le nombre d'onde avec $k = \omega_c/c$ et ω_c est la pulsation radar. Par la suite, afin de simplifier l'écriture, on pose $h_r(t) = T_p\, \exp(-\jmath\Phi)\, \mathrm{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right]$. De plus, on considère que $x_n \gg (y_n - u)$ (approximation légitime dans le cas des applications aé-

roportées et satellitaires). On peut alors écrire que :

$$\begin{aligned} h_r(t) &= T_p \exp\left[-\jmath\pi B\left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c}\right)\right] \operatorname{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c}\right)\right] \\ &\approx T_p \exp\left[-\jmath\pi B\left(t - \frac{2x_n}{c}\right)\right] \operatorname{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2x_n}{c}\right)\right] \end{aligned} \tag{2.26}$$

Finalement, le signal reçu, en tenant compte de l'approximation effectuée sur l'expression de $h_r(t)$, est alors :

$$s_{rc}(t,u) = \sum_n A_0\, \sigma_n\, h_r(t) \exp\left[-\jmath 2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}\right] \exp(\jmath\omega_c t) \tag{2.27}$$

L'approximation effectuée sur $h_r(t)$ n'est pas appliquée au reste de l'équation 2.27 afin de ne pas faire d'approximation sur le déphasage existant en azimut.

La première étape de la compression des signaux en azimut consiste à effectuer un retour en bande de base du signal $s_{rc}(t,u)$. Puis, on passe du domaine temporel (t,u) au domaine fréquentiel (ω, k_u) à l'aide de deux transformées de Fourier. L'expression de (2.27) devient alors :

$$S_{rc}(\omega,k_u) = \sum_n A_0^2\, \sigma_n\, H_r(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\jmath 2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}\right] \exp(-\jmath k_u u) du \tag{2.28}$$

où $H_r(\omega) = \exp\left[\jmath\pi B\frac{2x_n}{c}\right]\frac{1}{|K|}\operatorname{rect}\left[\frac{\omega - 2\pi B}{KT_p}\right]$ est la transformée de Fourier de $h_r(t)$. La grandeur k_u représente les fréquences spatiales associées à l'ouverture synthétique. L'utilisation de la méthode de la phase stationnaire pour déterminer la transformée de Fourier suivant u implique des fréquences spatiales k_u comprises entre $[-2k, 2k]$. Il est alors possible de simplifier l'expression (2.28) :

$$S_{rc}(\omega,k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n\, H_r(\omega) \exp\left(-\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - \jmath k_u y_n\right) \tag{2.29}$$

On effectue alors sur le signal défini en (2.29) un filtrage adapté. Pour cela on utilise la notion de filtre adapté défini pour (2.16). La différence par rapport au filtre adapté en distance est que ce filtre adapté est effectué dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas, le produit de convolution entre le signal reçu et le signal utilisé pour le filtrage devient une simple multiplication dans le domaine fréquentiel et est défini par (2.30) :

$$F(\omega,k_u) = S_{rc}(\omega,k_u) \times S_0^*(\omega,k_u) \tag{2.30}$$

où $S_0(\omega,k_u)$ est le signal utilisé pour le filtrage adapté dans le domaine fréquentiel et (*) l'opérateur de conjugué. Dans le cas de la compression en distance, le signal $S_0(\omega,k_u)$ est le signal émis. Pour la compression en azimut, le signal utilisé pour le filtrage est la réponse théorique en azimut d'un réflecteur positionné sur la région d'intérêt aux coordonnées (X_0, Y_0) dans l'espace *slant*-azimut. Ce réflecteur choisi sert alors de point de référence afin de focaliser en azimut l'intégralité des objets se trouvant dans la région d'intérêt. En général, ce point de référence étant le centre de la région d'intérêt aux coordonnées $(X_0 = X_c, Y_0 = Y_c)$ avec une SER égale à 1. On peut alors définir la réponse théorique du point de référence dans le domaine temporel :

$$s_0(t,u) = \exp\left[-\jmath 2\pi k\sqrt{X_c^2 + (Y_c - u)^2}\right] \tag{2.31}$$

À l'aide de deux transformées de Fourier, l'une en distance et l'autre en azimut, on obtient la réponse théorique du point référence dans le domaine fréquentiel :

$$S_0(\omega, k_u) = \exp\left[-\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_c - \jmath k_y Y_c\right] \tag{2.32}$$

Dans le cas où nous considérons que la distance entre l'antenne et la région d'intérêt est très grande, la projection de la distance R sur l'axe distance varie faiblement au cours de l'acquisition. On peut alors faire l'approximation que ($x_n = X_c$). En appliquant cette approximation dans la relation (2.29), on obtient :

$$S_{rc}(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n H_r(\omega) \exp(-\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_c - \jmath k_u y_n) \tag{2.33}$$

En combinant les équations (2.33) et (2.32) dans l'équation (2.30), on peut alors écrire :

$$F(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 H_r(\omega)\, \sigma_n\, \exp(-\jmath k_u y_n) \tag{2.34}$$

En effectuant une transformée de Fourier inverse en distance et en azimut, on passe du domaine (ω, k_u) au domaine (t, u). On obtient alors la réponse $f(t, u)$ focalisée en distance et en azimut :

$$f(t, u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n\, T_p\, exp(\jmath\Phi)\, \mathrm{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2x_n}{c}\right)\right]\, \mathrm{sinc}\left[\frac{k}{\pi}(u - y_n)\right] \tag{2.35}$$

En posant $x = ct/2$ et $y = u$, on obtient alors l'image focalisée $f(x, y)$ dans l'espace *slant*-azimut.

À partir de l'expresion de ce signal compressé en azimut, on mesure la résolution en azimut. Cette résolution est obtenue par la formule suivante :

$$\delta_{az} = \frac{D}{2} \tag{2.36}$$

où D est la dimension de l'antenne en azimut.

On considère que le point de référence choisi est le point central de la région d'intérêt et de coordonnées $(X_c, Y_c) = (629\text{ m}, 0\text{ m})$. Les réflecteurs sont positionnés aux coordonnées $x \in \{189\text{ m}, 629\text{ m}, 1069\text{ m}\}$ dans l'axe *slant* et $y \in \{-91\text{ m}, 0\text{ m}, 91\text{ m}\}$ dans l'axe azimut. Le résultat obtenu après le filtre adapté en azimut pour ces neuf réflecteurs positionnés sur la région d'intérêt est montré sur la figure 2.16. On peut remarquer que les réflecteurs situés à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence sont correctement focalisés en azimut. Toutefois, pour les réflecteurs éloignés du point de référence dans l'axe *slant*, on peut voir l'apparition d'un « flou » (mauvaise focalisation) à l'emplacement de ces réflecteurs. Ce phénomène de « flou » est dû au déplacement du porteur lors de l'acquisition. En effet, lors de ce déplacement, la distance entre l'antenne d'émission et les réflecteurs varie dans le temps. Cette variation est unique pour chaque réflecteur se trouvant dans la région d'intérêt. Cependant, afin de focaliser en azimut, on se sert d'un point de référence placée à une distance X_c dans l'axe *slant*. La correction du mouvement de l'antenne appliquée par le filtre adapté en azimut est alors faite par rapport à ce point de référence. Par conséquent, la correction du mouvement de l'antenne est incomplète pour tout les points ne se trouvant pas à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence. Il faut donc compenser cette correction incomplète, après filtrage en azimut, du mouvement de l'antenne pour tous les réflecteurs ne se trouvant pas à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence.

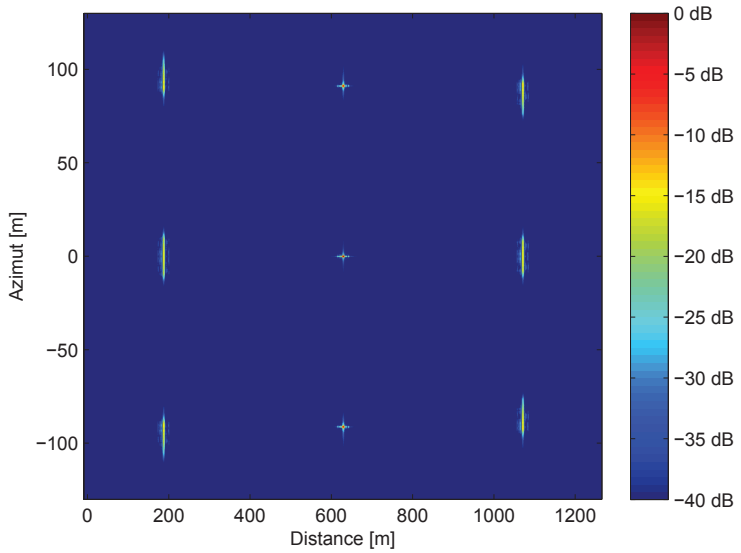


FIGURE 2.16 – Image focalisée à l'aide de deux filtres adaptés en distance et en azimut dans le plan *slant*-azimut

Interpolation de Stolt La compensation de cette correction incomplète du mouvement de l'antenne après filtrage adapté en azimut est basée sur une interpolation développée par Stolt. Cette interpolation peut être vue comme un changement de base. En effet, il s'agit de passer du domaine (w, k_u) au domaine (k_x, k_y). Ainsi, une transformée de Fourier inverse appliquée sur le signal décrit dans le domaine (k_x, k_y) donne directement une image dans le domaine (t, u). Le changement de base proposé avec l'interpolation de Stolt est effectué en posant :

$$\begin{aligned} k_x &= \sqrt{4k^2 - k_u^2} \\ k_y &= k_u \end{aligned} \tag{2.37}$$

où k_x et k_y représentent les fréquences spatiales respectivement en distance et en azimut. L'échantillonnage Δ_k et Δ_{ku} dans le domaine (k, k_u) est uniforme lors de l'acquisition des données par le système imageur. Cependant, lors du changement de base décrit par (2.37), la projection des fréquences spatiales du domaine (k, k_u) sur le domaine (k_x, k_y) induit une perte de l'uniformité de l'espacement des fréquences. L'échantillonnage du domaine (k_x, k_y) n'est donc pas uniforme. Or, la régularité de l'échantillonnage en k_x et en k_y est nécessaire afin d'appliquer la transformée de Fourier inverse en distance et en azimut.

On considère donc un point appartenant à l'espace (k, k_u) régulièrement décrit. Les coordonnées de ce point sont (k_n, k_{um}) :

$$\begin{aligned} k_{um} &= m\Delta_{ku} \\ k_n &= n\,\Delta_k = n\frac{\Delta_\omega}{c} \end{aligned} \tag{2.38}$$

où $\Delta_k = \Delta_\omega / c$. Lors du changement de base décrit par (2.37), les coordonnées du point sont

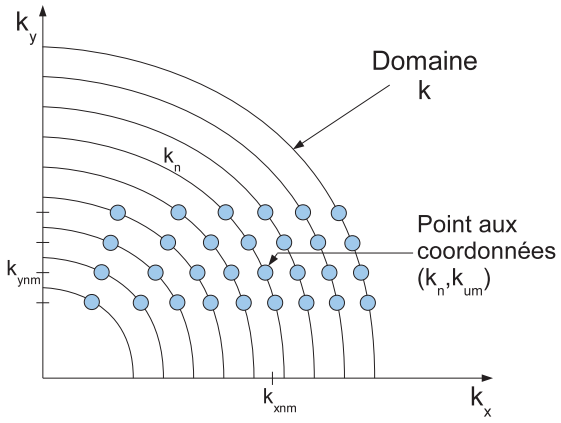


FIGURE 2.17 – Échantillonnage dans le domaine (ω, k_u) et (k_x, k_y)

projetées dans le domaine (k_x, k_y) et ses coordonnées deviennent $(k_{x,nm}, k_{y,nm})$ avec :

$$\begin{aligned} k_{x,nm} &= \sqrt{4k_n^2 - k_{um}^2} = \sqrt{4(n\frac{\Delta_\omega}{c})^2 - (m\Delta_{ku})^2} \\ k_{y,nm} &= k_{um} = m\Delta_{k_u} \end{aligned} \tag{2.39}$$

On remarque que pour k_{um} fixe, le problème de l'uniformité de l'espacement entre les fréquences spatiales est un problème lié à la projection du domaine k sur le domaine k_x, comme indiqué sur la figure 2.17. Afin de résoudre ce problème d'espacement entre les échantillons du domaine des fréquences spatiales k_x, on applique l'interpolation développée par Stolt [23] :

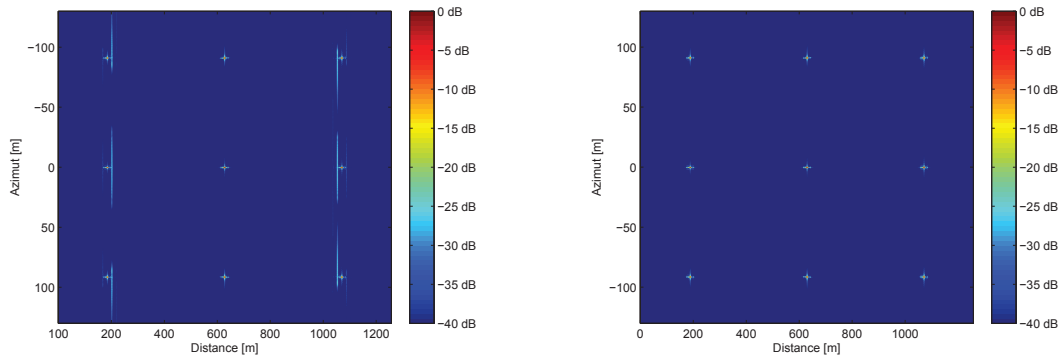
$$F(k_x, k_{ynm}) = \sum_{|k_x - k_{xnm}| \leq N_s \Delta_{k_x}} J_m(n\Delta_\omega)\, F(k_{xnm}, k_{ynm})\, h_\omega(k_x - k_{xnm}) \tag{2.40}$$

où $J_m(\omega)$ est le Jacobien de la transformée de l'espace k vers l'espace k_x et est défini par $J_m(\omega) = \dfrac{4k}{c\sqrt{4k^2 - k_{um}^2}}$. L'expression $F(k_{xnm}, k_{ynm})$ est la projection du point appartenant au domaine (k, k_u) sur le domaine non uniforme (k_x, k_y). La variable Δ_{k_x} est l'espacement des fréquences spatiales de k_x et la valeur de Δ_{k_x} est définie en respectant le critère de Nyquist :

$$\Delta_{k_x} = \frac{2\pi}{W_{slant}} \tag{2.41}$$

où W_{slant} est la projection de la fenêtre d'analyse W_s sur l'axe *slant*. Enfin, la grandeur N_s, de l'équation (2.40), correspond au nombre de lobes secondaires de la fonction sinus cardinal, obtenue après le filtrage adapté en azimut et nécessaire pour effectuer l'interpolation. Cette variable N_s détermine la fenêtre d'analyse dans la direction *slant*. Les valeurs de k_x sont donc définies dans cette fenêtre à savoir entre $-N_s\Delta_{k_x}$ et $N_s\Delta_{k_x}$ pour l'interpolation. Une fenêtre d'analyse trop petite ne permet pas une bonne focalisation et des artefacts de traitement apparaissent sur l'image, comme montrés sur la figure 2.18(a). Plus N_s est grand, plus la précision de l'interpolation est bonne. Toutefois, le prix de cette précision est l'augmentation du temps de calcul. De manière pragmatique, la valeur de N_s est choisie entre 4 et 16 afin d'avoir une bonne précision et des temps de calcul acceptables [20].

En résumé, l'application de la focalisation utilisant la méthode ω-k avec les paramètres d'ana-



(a) Image focalisée obtenue avec $N_s = 1$

(b) Image focalisée obtenue avec $N_s = 8$

FIGURE 2.18 – Image focalisée à l'aide de la méthode ω-k dans le plan *slant*-azimut

lyse correctement dimensionnés ($N_s = 8$) nous donne une image radar avec tous les réflecteurs correctement focalisés, comme montrée sur la figure 2.18(b).

2.3.4.3 Méthode de la rétroprojection

Une autre méthode de focalisation en azimut des réflecteurs de l'image est la méthode de la rétroprojection. Cette méthode, de la même manière que l'algorithme ω-k, est une méthode dite exacte. La méthode de la rétroprojection est basée sur la corrélation temporelle. Cette corrélation temporelle est effectuée à l'aide de filtres adaptés. On effectue donc la corrélation entre la réponse théorique de chaque pixel de l'image finale correspondant aux coordonnéex (x, y) sur la région d'intérêt avec l'ensemble des signaux reçus $s_{rc}(t, u)$. Nous nous intéressons ici à l'évolution du signal reçu lorsque le système évolue dans l'axe azimut, c'est-à-dire que nous tenons compte de la variation de la distance entre le radar et le réflecteur.

On considère le système radar défini sur la figure 2.15 et une région d'intérêt contenant un seul réflecteur situé aux coordonnées (x_n, y_n). Le signal reçu $s_r(t, u)$ est alors défini avec :

$$s_r(t, u) = \sigma \operatorname{rect}\left(\frac{y_n - u}{W_{az}}\right) s_e\left(t - \frac{2R(u)}{c}, u\right) \tag{2.42}$$

où σ est la SER du réflecteur et $R(u)$ est la distance entre le système radar et le réflecteur. Cette distance $R(u)$ varie en fonction de u et est égale à $R(u) = \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}$. Le signal $s_e(t, u)$ est le signal émis et le signal $\operatorname{rect}\left(\frac{y_n - u}{W_{az}}\right)$ est la fenêtre rectangulaire d'une largeur W_{az} limitant la visualisation du point réflecteur par le système radar en fonction de sa position u et de la position en azimut y_n du point réflecteur. En d'autres termes, si $|y_n - u| > W_{az}/2$ alors le système radar ne « voit » pas le point réflecteur. Le signal reçu en bande de base peut alors se décrire avec :

$$s_r(t, u) = \sigma \operatorname{rect}\left(\frac{y_n - u}{W_{az}}\right) s_e\left(t - \frac{2R(u)}{c}, u\right) \exp\left(-\jmath\omega_c t\right) \tag{2.43}$$

On définit le signal de référence $s_{ar}(t, u)$ pour un diffuseur situé en (x, y) et mesuré à la position u avec :

$$s_{ar}(t, u) = \operatorname{rect}\left(\frac{u}{W_{az}}\right) s_e\left(t - \frac{2R(x, y)}{c}\right) \exp\left(-\jmath\omega_c t\right) \tag{2.44}$$

et où $R(x,y) = \sqrt{x^2 + (y-u)^2}$. La fonction image $f(x,y)$ focalisée correspond simultanément à un filtrage adapté en distance et un filtrage adapté en azimut, ce qui peut se résumer avec l'expression d'un filtrage adapté en deux dimensions :

$$f(x,y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} s_r(t,u) s_{ar}^*(t - \tau(x,y), u - y)\, dt\, du \tag{2.45}$$

où $\tau(x,y) = 2R(x,y)/c$. De plus, si on choisit de décrire le signal reçu en bande de base alors il est nécessaire de prendre en compte le retard sur la pulsation porteuse c'est-à-dire celui qui est donné par $\tau(x,y)$. On a ainsi :

$$f(x,y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} s_r(t,u) s_{ar}^*(t - \tau(x,y), u - y)\, \exp(-\jmath\omega_c \tau(x,y))\, dt\, du \tag{2.46}$$

On remarque alors que l'intégration suivant la variable t correspond à l'opération décrivant la focalisation en distance. On peut donc écrire différemment (2.46) en utilisant le signal $s_{rc}(\tau(x,y), u)$ et en intégrant la limitation d'éclairement en azimut ce qui donne :

$$f(x,y) = \int_{y_n - W_{az}/2}^{y_n + W_{az}/2} s_{rc}(\tau(x,y), u)\, \exp(-\jmath\omega_c \tau(x,y))\, du \tag{2.47}$$

Enfin, il faut noter que l'espace des fréquences parcouru par le signal émis, n'est pas centré en 0 mais en ω_c. Il est donc nécessaire de modifier la relation (2.47) pour obtenir une image radar dite en « bande de base » ce qui s'exprime pour chaque distance x avec :

$$f(x,y) = \exp\left(-\jmath\omega_c \frac{2x}{c}\right) \int_{y_n - W_{az}/2}^{y_n + W_{az}/2} s_{rc}(\tau(x,y), u)\, \exp(-\jmath\omega_c \tau(x,y))\, du \tag{2.48}$$

À partir de cette équation, il est alors possible de déterminer la résolution en azimut qui s'exprime par l'équation 2.36

Pour résumer, le traitement de synthèse d'ouverture qui utilise une description temporelle des signaux revient à sommer de manière cohérente (recalage en phase avec l'expression de $\tau(x,y)$) les signaux reçus focalisé en distance. Toutefois, dans l'équation (2.48), on peut noter que le signal focalisé en distance est décrit pour certaines valeurs de $\tau(x,y)$ et de u. Ainsi, l'échantillonnage du signal compressé en distance, afin de s'adapter aux échantillons $(\tau(x,y), u)$, s'effectue à l'aide d'une opération de suréchantillonnage (opération dite de *zero-padding* dans le domaine spectral) et d'une interpolation linéaire. La procédure de focalisation à partir de la rétroprojection est décrite sur la figure 2.19. Le résultat de cette procédure pour les neuf réflecteurs détectés sur la figure 2.16 est donné sur la figure 2.20 après focalisation avec la méthode de rétroprojection.

2.3.5 Perturbations possibles

Dans la description faite des méthodes de focalisation, le système radar a été présenté sous sa forme idéale. Cependant, dans un cas réel, l'onde électromagnétique utilisée pour réaliser une image radar subit des perturbations liées à différents facteurs [22]. Le premier type de perturbations sont des perturbations affectant la puissance du signal reçu :

- Perte de puissance liée au transmetteur lors du transfert du signal généré entre le générateur de signaux et l'antenne, l'utilisation de câbles coaxiaux ou de guides d'onde impliquant une

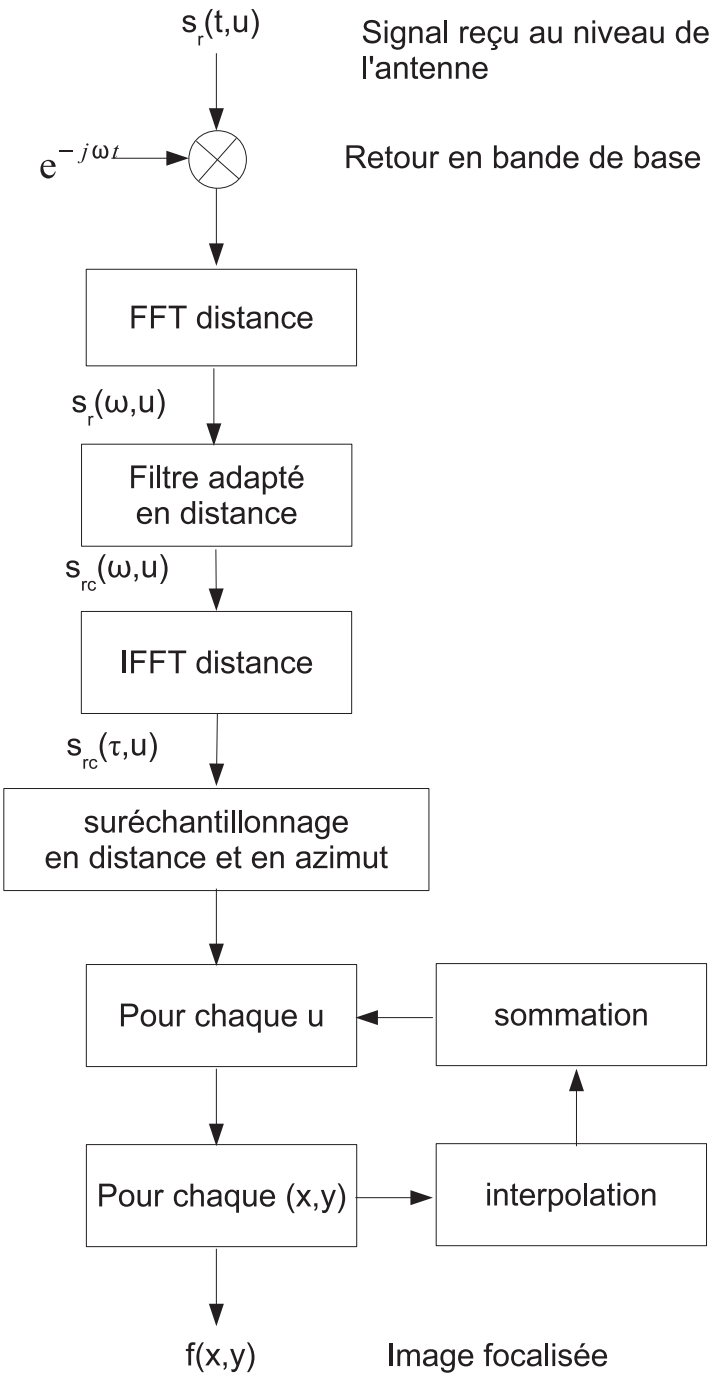


FIGURE 2.19 – Processeur SAR basé sur la méthode de la rétroprojection

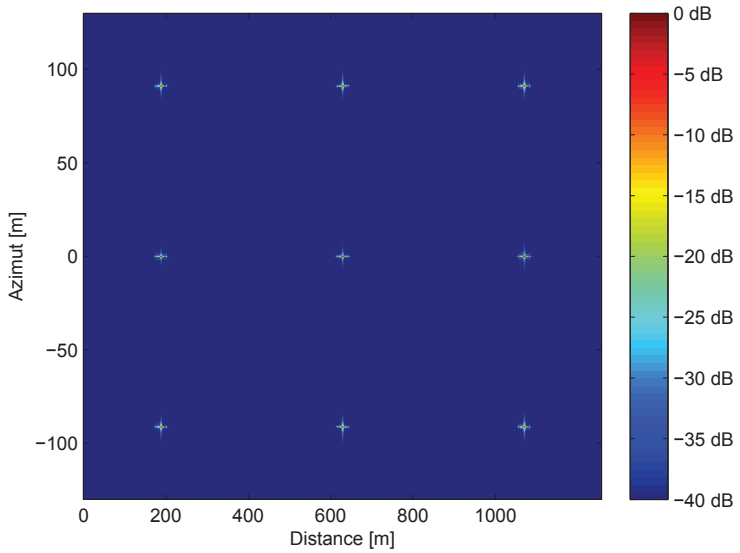


FIGURE 2.20 – Image focalisée à l'aide de la méthode de la rétroprojection dans le plan *slant*-azimut

perte au niveau de la puissance transmise par rapport à celle générée (cette perte peut être de l'ordre de 3 à 4 dB suivant les spécificités du signal : longueur d'onde de la porteuse, longueur du câble ou du guide d'onde, ...) ;
- Perte de puissance liée aux milieux traversés par l'onde électromagnétique lors de l'émission de celle-ci. L'onde EM traverse différents milieux avec des propriétés d'atténuation et de déphasage. Par exemple, dans le cas où l'onde traverse le milieu atmosphérique, celle-ci subit des pertes qui sont exprimées en dB/km. Cette perte est liée à l'interaction entre l'onde électromagnétique et les molécules contenues dans l'atmosphère et dépend de la fréquence porteuse de l'onde transmise ;
- Perte de puissance liée au récepteur lors de la réception de l'onde électromagnétique par l'antenne lorsque celle-ci est transmise de l'antenne de réception vers les organes d'échantillonnage et de stockage des informations. Ce transfert implique des pertes du même ordre que lors de la transmission.

D'autres perturbations sont possibles comme :

- les bruits liés à l'électronique embarquée (exemple du bruit de récepteur),
- les ondes électromagnétiques réfléchies par des réflecteurs situés dans la zone à imager (exemple du phénomène de chatoiement ou *speckle* visible sur une image radar),
- les ondes électromagnétiques provenant de réflecteurs ne se trouvant pas dans la zone à imager mais créant des ambiguïtés en distance ou en azimut sur l'image radar,
- les ondes électromagnétiques issues d'autre applications et qui viennent perturber l'interprétation d'une image radar (exemple de brouilleurs).

Une partie de notre travail se concentre sur la suppression des interférences issues de réflecteurs ne se trouvant pas dans la zone à imager (présence d'ambiguïtés en distance sur l'image radar finale).

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit le principe des radars imageurs. Nous avons décrit les différents paramètres qui permettent de dimensionner le radar. De plus, nous avons présenté les différentes configurations possibles pour le radar. Nous avons par ailleurs vu les méthodes de focalisation de l'image basées sur la compression d'impulsion dans le domaine distance et deux méthodes de focalisation dans le domaine azimut tirant avantage du principe de la synthèse d'ouverture. Les images radars présentées sont obtenues par l'intermédiaire de simulations considérant donc le système idéal, à savoir sans perturbations. Nous avons ensuite très succinctement présenté les différentes interférences possibles pouvant dégrader les images produites par le radar. Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à trois améliorations possibles de l'imagerie SAR qui sont la robustesse face aux bruits, la résolution en azimut et la suppression de l'ambiguïté en distance. Pour cela nous allons introduire deux méthodes issues du domaine des communications numériques : la configuration MIMO et le principe de l'OFDM.

Chapitre 3

MIMO et OFDM

3.1 Introduction

Un des objectifs premiers de nos travaux de recherche est l'amélioration des systèmes d'imagerie SAR existants. L'amélioration que nous proposons s'exprime en termes de rapport signal à bruit, de résolution et d'ambiguïté. La configuration classique du radar imageur de type SAR est une configuration appelée configuration SISO (*single-input single-output*). Cette configuration est généralement couplée avec l'émission d'un *chirp* (impulsion modulée linéairement en fréquence). Ce système radar est l'un des plus simples : 1 seul canal de transmission est pris en compte. Cependant, ce type de configuration ne tire pas parti des possibilités que peuvent apporter des configurations multi-canaux (exploitation de la diversité spatiale ou exploitation de la diversité d'onde, par exemple). Aussi, il est possible d'améliorer les performances d'un système radar en utilisant une autre configuration au niveau des antennes, ainsi qu'en changeant de forme d'onde émise.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps les limitations liées à la configuration de type SISO SAR couplée avec la forme d'onde de type *chirp*. Puis, nous introduisons les solutions choisies afin de dépasser ces limitations par l'application du principe MIMO pour la configuration d'antenne et l'emploi du principe OFDM pour le choix de la forme d'onde. Le principe MIMO est abordé au travers des différentes configurations radars possibles et de son application dans le domaine de l'imagerie SAR. De même, le principe OFDM, son application dans le domaine du radar et son extension à l'imagerie (OFDM SAR) sont détaillées.

3.2 Amélioration possible d'un système SISO SAR

Le SISO SAR est un système radar composé d'une antenne en émission et d'une antenne en réception. Ces antennes peuvent être en configuration colocalisée (antennes proches l'une de l'autre) [25] ou en configuration bistatique (antennes éloignées l'une de l'autre) [26]. Cependant, la configuration SISO SAR avec une forme d'onde de type *chirp* reste limitée lorsqu'il s'agit d'améliorer la résolution du système ou la portée du radar. Dans notre étude sur le SISO SAR, nous allons nous focaliser sur trois points : la robustesse des signaux face aux bruits et aux interférences, l'ambiguïté en distance et la résolution en azimut.

3.2.1 Robustesse des signaux face aux bruits et aux interférences

La première amélioration du système d'imagerie SISO SAR couplé avec l'émission d'un *chirp* est la robustesse du système face aux bruits et aux interférences. Les origines de ces perturbations sont diverses comme indiqué dans le paragraphe 2.3.5. Dans le cas de la présence de fortes interférences, l'image produite peut être impossible à interpréter.

Il est possible de quantifier l'effet de ces perturbations sur les signaux envoyés à l'aide de trois indicateurs [27, 28] : le rapport signal sur bruit, le rapport signal sur interférence (RSI ou *SIR, signal to interference ratio*) et le rapport signal sur interférence plus bruit (RSIB ou SINR, *signal to interference plus noise ratio*). Ces indicateurs reflètent l'importance relative de la puissance du signal reçu par rapport à la puissance du bruit ou de l'interférence lors de l'émission de l'onde électromagnétique jusqu'à sa réception. Il est alors possible de déterminer, à partir du RSB, différentes informations telles que la distance maximale de détection du radar et le niveau de performance du radar à l'aide d'un calcul d'une probabilité de fausse alarme [29]. Pour décrire une expression du RSB, nous nous basons sur l'équation radar sans perte permettant d'exprimer ce rapport. Nous considérons un système radar dont le signal est émis avec une puissance P_e et dont les antennes d'émission et de réception présentent un gain respectivement G_e et G_r. La région d'intérêt est située à une distance R et nous considérons un réflecteur immobile présentant une SER égale à σ situé sur cette région d'intérêt. Ainsi, si nous exprimons la puissance du bruit avec $\sigma_v^2 = N_0$ (bruit blanc gaussien), on peut alors décrire le rapport signal à bruit comme étant [30] :

$$\mathrm{RSB} = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 N_0} \tag{3.1}$$

où λ est la longueur d'onde liée à la fréquence du signal électromagnétique émis. Dans le cas du RSI et du RSIB, on remplace N_0 par la puissance des interférences présentes dans le signal reçu ou la somme des puissances des interférences et des bruits. Dans le cas d'une interférence de type brouilleur, l'équation de la puissance reçue $P_{r,j}$ par l'antenne de réception provenant d'un système de brouillage est égal à [31] :

$$P_{r,j} = P_j G_j \frac{1}{4\pi R_j^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \tag{3.2}$$

où P_j est la puissance émise par le brouilleur, G_j est le gain de l'antenne émettant le brouillage, R_j est la distance entre le brouilleur et l'antenne de réception. Soit en remplaçant N_0 de l'équation (3.1) par $P_{r,j}$ de l'équation (3.2), on obtient alors le RSI qui est égal à :

$$\mathrm{RSI} = \frac{P_e G_e \sigma R_j^2}{4\pi R^4 P_j G_j} \tag{3.3}$$

Dans le but de rendre notre système résistant aux bruits ou aux interférences, il est possible d'intervenir de trois façons complémentaires. La première façon est la limitation de la bande passante du système (en particulier pour les bruits d'origine thermique). Ce choix de la bande passante se fait en amont de la transmission et concerne les éléments d'émission et de réception (facteur de bruit) du système. La deuxième manière est l'application de filtres sur le signal reçu. Cette méthode est très efficace face aux bruits avec l'utilisation d'un filtre adapté. On maximise alors le RSB de notre signal en réception. La dernière méthode pour rendre les signaux plus robustes face aux bruits ou aux interférences est l'utilisation de plusieurs antennes en émission, configuration MISO (*multiple-input single-output*) ou en réception, configuration SIMO (*single-input multiple-output*).

En effet, dans le cas de la configuration MISO, nous considérons que chaque antenne d'émission envoie la même puissance P_e et possède le même gain G_e. Si nous avons N antennes en émission, l'équation (3.1) devient alors :

$$\begin{aligned} RSB_{\text{MISO}} &= \left(\sum_{i=1}^{N} \sqrt{\frac{P_e G_e}{4\pi R^2}} \right)^2 \frac{G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 R^2 N_0} \\ &= \frac{G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 N_0} N^2 G_e P_e \end{aligned} \tag{3.4}$$

Dans le cas du SIMO, où chaque antenne de réception est identique (même gain), on obtient pour M antennes en réception :

$$RSB_{\text{SIMO}} = \frac{P_e G_e \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 N_0} M^2 G_r \tag{3.5}$$

Nous voyons donc qu'en augmentant le nombre d'antennes en émission ou en réception, il est possible d'améliorer le rapport signal sur bruit d'un facteur N ou M par rapport à une configuration SISO. Dans le cas où l'on considère N antennes en émission et M antennes en réception (cas d'une configuration MIMO), on obtient l'équation suivante pour le RSB [32, 33] :

$$RSB_{\text{MIMO}} = N^2 M^2 \frac{P_e G_e G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 N_0} \tag{3.6}$$

Nous pouvons alors aisément remarquer qu'en augmentant le nombre d'antennes en émission et en réception (cas de la configuration MIMO), nous obtenons une amélioration du RSB en relation avec le nombre d'antennes.

Concernant la problématique liée à l'imagerie radar, la notion de RSB, RSI ou RSIB ne permet pas de mesurer la qualité des images reçues. Il faut donc utiliser d'autres indicateurs qui prennent en compte l'intégralité de la région d'intérêt qui est imagée et qui mesure l'effet des perturbations sur l'image radar. Pour cela, nous introduisons deux indicateurs [34] :

1. Le rapport entre l'amplitude du lobe secondaire le plus puissant et l'amplitude du lobe principal. Ce rapport est appelé PSLR (*peak sidelobe level ratio*) et s'énonce avec :

$$\text{PSLR} = \frac{\left| \max\limits_{n} (y_n) \right|^2}{\left| \max\limits_{k} (y_k) \right|^2} \tag{3.7}$$

   où $|\max\limits_{n}(y_n)|$ est l'amplitude du lobe secondaire le plus important de l'image , n est le nombre de pixels sur l'image représentant les lobes secondaires, $|\max\limits_{k}(y_k)|$ est l'amplitude maximale du lobe principal et k est le nombre de pixels de l'image contenus dans le lobe principal ;

2. Le rapport entre l'énergie contenue dans les lobes secondaires et l'énergie du lobe principal. Ce rapport est appelé ISLR (*integrated sidelobe level ratio*) et s'énonce avec :

$$\text{ISLR} = \frac{\sum\limits_{n} |y_n|^2}{\sum\limits_{k} |y_k|^2} \tag{3.8}$$

   où $|y_n|$ est l'amplitude de chaque pixel de l'image radar en dehors du lobe principal et $|y_k|$ est l'amplitude de chaque pixel de l'image radar appartenant au lobe principal.

Ces deux paramètres sont définis à partir de la réponse impulsionnelle c'est-à-dire en considérant la présence d'un unique point réflecteur sur la région d'intérêt. Dans le cas du PSLR, nous mesurons la capacité du système radar à imager les réflecteurs ayant une faible SER par rapport aux réflecteurs ayant une SER beaucoup plus forte. En effet les lobes secondaires associés à un réflecteur ayant une SER forte risquent de masquer la présence de réflecteurs ayant une SER beaucoup plus faible. Le PSLR reflète donc l'apparition d'un objet parasite sur la région d'intérêt, artéfact ayant une certaine énergie non négligeable par rapport au lobe principal de la réponse d'un réflecteur de la région d'intérêt. Dans le cas où l'image radar produite est dépourvue d'artefact, la valeur du PSLR est obtenue à partir du premier lobe secondaire de la réponse impulsionnelle liée à l'image du réflecteur ponctuel. Dans le cas de l'ISLR, nous mesurons le niveau des interférences et du bruit situé sur la région d'intérêt [35]. Le paramètre ISLR est relié au RSIB du fait qu'il mesure la réponse d'un réflecteur par rapport aux parasites, interférences et bruits, de l'environnement. Si la puissance des parasites augmente, alors le RSIB décroît et le niveau de l'ISLR augmente. Inversement, si la puissance des parasites est plus faible, l'ISLR présente alors une valeur plus faible. L'ISLR reflète bien l'influence des parasites sur l'image qui sont alors assimilé à du bruit. En nous intéressant à la relation existant entre le nombre d'antennes et le RSIB, nous remarquons que l'augmentation du nombre d'antennes, soit en émission ou en réception, implique une augmentation du RSIB. On a alors une meilleure résistance du système radar par rapport aux divers parasites se trouvant sur la scène. Ce phénomène se traduit alors par une diminution de la valeur de l'ISLR. L'ISLR, tout comme le RSIB, est donc dépendant du nombre d'antennes. En se plaçant dans une configuration MIMO, il est donc possible de diminuer la valeur de l'ISLR de manière plus efficace que les configurations SIMO et MISO.

Dans notre étude sur la robustesse du système radar face aux bruits, nous proposons de comparer un système radar SISO avec un système radar MIMO dans deux cas : le cas où l'onde EM se propage dans l'espace libre, sans bruit, et le cas où l'onde EM se propage dans un environnement bruité ayant un certain niveau pour le RSB. La robustesse du système sera mesurée à l'aide des paramètres PSLR et ISLR pour les deux cas.

3.2.2 Ambiguïté en distance

Une autre amélioration souhaité pour le système d'imagerie radar est l'ambiguïté en distance. Ce type d'ambiguïté apporte essentiellement des échos à des positions erronées (réception d'échos provenant de réflecteurs se trouvant à l'extérieur de la région d'intérêt). La présence de ces ambiguïtés peut alors être vue comme une perturbation dégradant la qualité de l'image radar. Dans le cas de l'imagerie radar SAR (aéroportée ou satellitaire), l'ambiguïté en distance apparaît lorsque le dimensionnement de la fréquence de répétition d'envoi des impulsions du système, FRI, n'est pas correct (voir figure 3.1). Si nous appelons R_{max} la largeur de fauchée maximale permettant d'avoir une image sans ambiguïté en distance alors cette largeur maximale est directement liée à la valeur de la FRI avec :

$$R_{\max} = \frac{c}{2\,\mathrm{FRI}} \tag{3.9}$$

Ainsi, en augmentant la valeur de FRI, il est possible de recevoir des échos de réflecteurs dans une zone où ils sont considérés comme ambigus (voir figure 3.1). En effet, dans ce cas, les réponses de réflecteurs situés dans la fauchée imagée avec FRI_0, arrivent au radar après l'envoi de l'impulsion suivante ($FRI < FRI_0$) et apparaissent donc comme ambiguës. On aura alors, d'une part, un côté de la zone illuminée où les réflecteurs auront des réponses ambiguës et leurs positions après

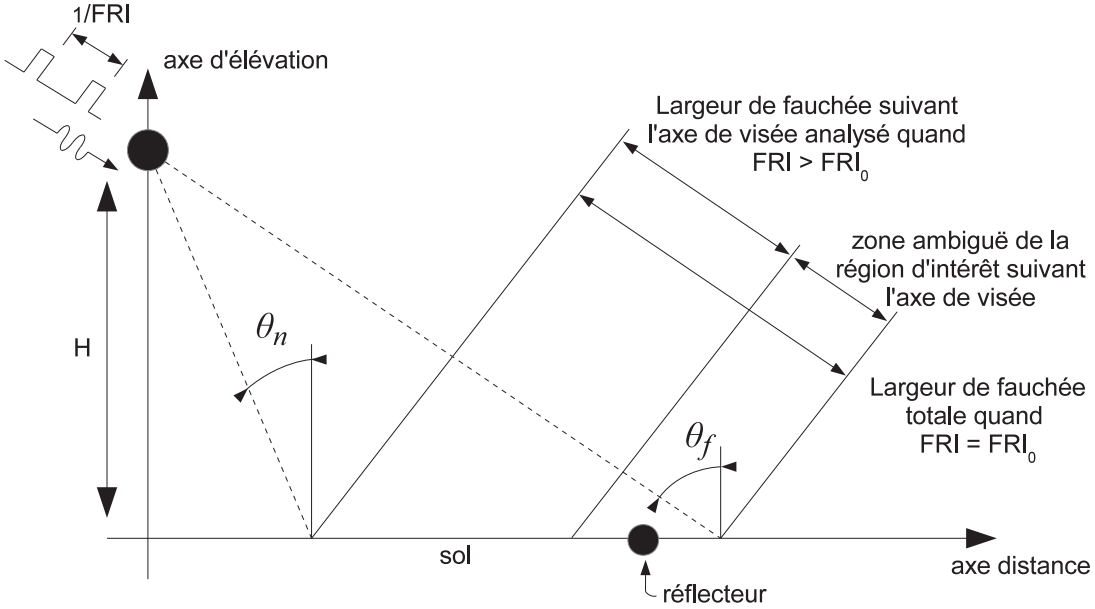


FIGURE 3.1 – Configuration géométrique de l'imagerie SAR avec ambiguïté en distance

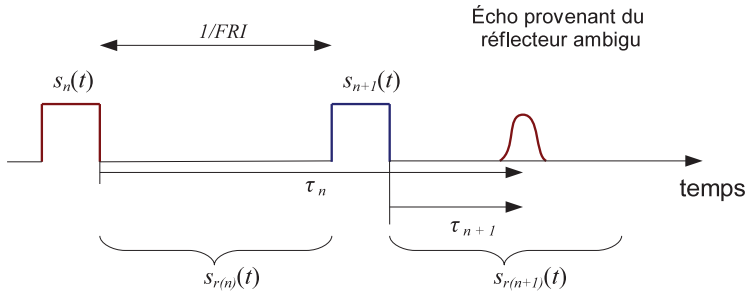


FIGURE 3.2 – Configuration de l'ambiguïté en distance

traitement radar seront erronées, et, d'autre part, un côté de la zone illuminée où les réflecteurs auront des réponses non-ambiguës et leurs positions après traitement radar seront correctes. Des solutions de suppression de cette ambiguïté ont déjà été proposées [29]. Avec l'examen de la relation (3.9), il est clair que la diminution de FRI doit permettre d'augmenter la largeur de fauchée R_{max}. Cependant, cette diminution de FRI a un effet sur le spectre du signal reçu lorsque celui-ci est observé en azimut : les ambiguïtés apparaissent alors dans le domaine fréquentiel suivant l'axe azimutal. En effet, la vitesse radiale v_r non ambiguë du signal reçue est égale à :

$$v_r = \frac{\lambda FRI}{2} \tag{3.10}$$

En diminuant la FRI, on diminue la vitesse radiale non ambiguë, ce qui peut amener des ambiguïtés en azimut. Nous voyons alors les limites des solutions basées sur la modification de la FRI. Toutefois, cette limitation peut être levée en codant l'impulsion notée (n) d'une autre manière que l'impulsion notée $(n+1)$ (voir figure 3.2). Ainsi, l'ambiguïté d'un écho se situant au-delà de la distance R_{max} pourrait être levée. Plus généralement, dans le cas où l'on choisit des formes d'ondes différentes entre les différentes impulsions successives, cette séparation peut être réalisée. Nous voyons alors

la possibilité d'utiliser plusieurs formes d'ondes ayant des caractéristiques adaptées telles que :

- posséder une certaine largeur spectrale,
- être orthogonales entre elles ou avoir leur inter-correlation la plus faible possible.

Afin de limiter l'effet de l'ambiguïté en distance, le nombre minimum de signaux différents nécessaires est égal à 2. Plusieurs couples de signaux candidats sont alors possibles, en se basant sur les contraintes ci-dessus, telles que :

- forme d'onde de type *chirp* (couple *chirp* montant, *chirp* descendant) [36],
- forme d'onde de type Gegenbauer [37],
- forme d'onde de type Hermite [37],
- forme d'onde basée sur le codage OPCC (*orthogonal pulse compression code)* [38],
- forme d'onde basée sur le codage OFDM [39].

Dans cette étude (chapitre 5), nous proposons de travailler avec des formes d'ondes de type *chirp* et des formes d'onde dont le codage est basé sur celui de l'OFDM.

3.2.3 Résolution en azimut

Pour la résolution en azimut, définie dans le chapitre 2, sa valeur dépend des dimensions de l'antenne en émission. Afin de réduire la valeur de cette résolution, il faut réduire la dimension azimutale de l'antenne d'émission. Cette possibilité présente au moins un inconvénient : plus l'antenne est petite, moins elle possède de gain. Par conséquent, le signal envoyé est moins puissant. On a alors une perte au niveau de la portée de notre radar. Différentes solutions sont proposées afin de compenser cette limitation :

- augmenter le nombre d'antennes en réception (configuration SIMO) [40],
- utiliser des algorithmes de super résolution (MUSIC, Esprit [41], méthode CLEAN [42], algorithme de prédiction linéaire [43], ...),
- utiliser le principe de formation de faisceau en réception (DBF, *digital beamforming*) [44],
- augmenter le nombre d'antennes en émission et en réception (configuration MIMO) [45].

Afin d'améliorer la résolution en azimut sans limiter le gain des antennes, nous allons, dans cette étude, nous baser sur l'augmentation du nombre d'antennes en émission et en réception (configuration MIMO). Ainsi, cette configuration permet d'associer l'amélioration de la robustesse du traitement du signal face aux bruits comme montré dans le paragraphe 3.2.1 et l'amélioration de la résolution en azimut.

3.3 Radar MIMO

Comme nous l'avons déjà indiqué, il est possible d'envisager plusieurs configurations pour un radar si nous considérons l'émission et la réception :

- une antenne en émission et une antenne en réception dans le cas SISO,
- une antenne en émission et plusieurs antennes en réception dans le cas SIMO,
- plusieurs antennes en émission et une antenne en réception dans le cas MISO

Le principe MIMO appliqué aux télécommunications est décrit dans un brevet déposé en 1984 par J.H. Winters des laboratoires de Bell [46]. Le principe MIMO est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes (t_i) en émission et de plusieurs antennes (r_j) en réception afin d'améliorer le RSB ou le débit du système de télécommunications. Nous pouvons distinguer trois avantages liés à la technique MIMO :

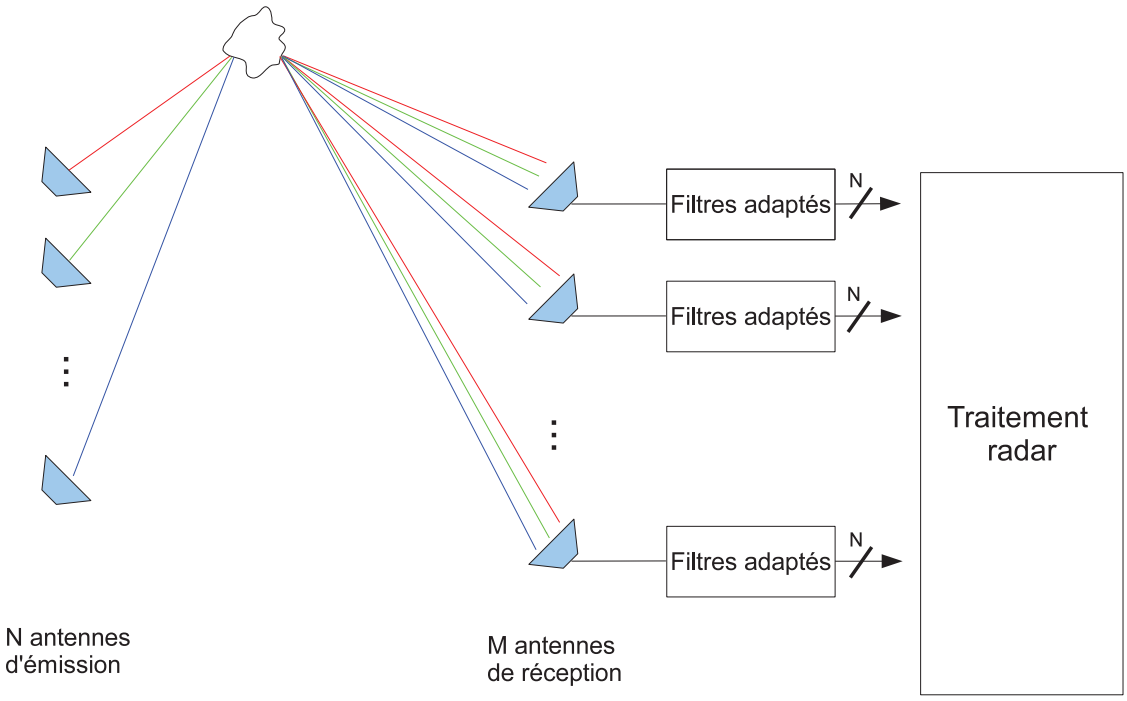


FIGURE 3.3 – Chaîne de traitement du radar MIMO

1. La diversité spatiale. Les antennes d'émission envoient simultanément un même message et les signaux à la réception sont sommés de façon cohérente. Dans ce cas, l'efficacité de la technique MIMO est liée à la décorrélation des sous-canaux (ij) (un sous-canal (ij) correspond à la liaison entre les antennes (t_i) et (r_j)). Dans ce cas, le RSB est amélioré par le gain de diversité ;
2. Le multiplexage spatial. Un message est découpé en sous-messages qui sont alors transmis simultanément par chaque antenne d'émission. À la réception, les sous-messages reçus sont analysés pour retrouver le message d'origine. Ici aussi, l'efficacité de la technique dépend de la décorrélation des canaux (ij). Dans ce cas, le débit est amélioré par le gain de multiplexage ;
3. Le *beamforming*. Les réseaux d'antennes en émission et en réception permettent de contrôler la direction d'un faisceau à l'émission ou à la réception. Cette formation de faisceau permet alors de privilégier certaines directions de propagation et de pouvoir étendre une couverture radio ou de limiter les interférences entre canaux.

Cependant, ces définitions seules ne suffisent pas à caractériser le radar MIMO. En effet, les systèmes multi-sites [47], [48] peuvent aussi être qualifiés de radar MIMO. Une condition supplémentaire est alors nécessaire afin de différencier le radar MIMO du radar multi-site : chaque antenne d'émission envoie une onde différente et observe la même région d'intérêt. De plus, tous les signaux reçus par les différentes antennes en réception doivent être traités simultanément.

Chaque antenne en réception reçoit donc tous les signaux émis par les antennes d'émission (voir figure 3.3). Dans un premier temps, un traitement après chaque antenne est effectué à l'aide de filtres adaptés afin de séparer les différents signaux reçus (séparation MIMO). Ensuite, lorsque l'ensemble des signaux reçus sont dissociés, des techniques spécifiques au traitement radar sont appliquées afin de produire l'image radar. La chaîne de traitement du radar MIMO dans sa globalité est décrite sur la figure 3.3. En fonction de la configuration choisie (nombre d'antennes, application d'un codage à la transmission), cette chaîne de traitement est plus ou moins complexe.

3.3.1 Radar MIMO statistique (S-MIMO)

Le radar MIMO statistique est un radar MIMO dont la configuration des antennes satisfait des contraintes particulières à savoir que les antennes en émission sont éloignées les unes des autres par une distance minimale d_{min} et déterminée par [49] :

$$d_{min} > \frac{\lambda R}{D} \tag{3.11}$$

où λ est la longueur d'onde utilisée en émission, R est la distance parcourue par l'onde entre l'émetteur et la cible et D est la dimension de la cible. Les antennes d'émission et de réception ne sont pas obligatoirement en configuration linéaire.

L'intérêt d'avoir des antennes en émission suffisamment éloignées les unes des autres est d'avoir de la diversité spatiale. En effet, chaque antenne d'émission envoie un signal vers les objets de la région d'intérêt. Chaque objet est donc illuminé à partir de différents points d'émission. Ainsi, chaque antenne de réception peut voir une SER différente associée à chaque antenne d'émission (diversité de SER). Nous pouvons alors parler de SER bistatique. Finalement, il est possible de dire que chaque trajet existant entre l'émetteur et le récepteur est unique. Si on s'intéresse à la position des antennes de réception, celles-ci sont placées de manière colocalisée ou dispersée suivant l'objectif à atteindre (dans le cas de l'imagerie radar, les antennes de réception sont placées de manière colocalisée et pour la détection et la localisation, ces antennes peuvent être placées de manière dispersée). De plus, pour exploiter pleinement la diversité spatiale, il est possible de prévoir plusieurs signaux en émission associés à chacune de ces antennes. Ainsi, afin de pouvoir exploiter en réception cette diversité spatiale liée à la configuration du S-MIMO, il faut que les signaux émis respectent certaines conditions :

- les lobes secondaire de l'auto-corrélation les plus faibles possibles (voire équivalente à un opérateur de Dirac dans un cas idéal),
- faible inter-corrélation (voire nulle dans un cas idéal).

De nombreuses études sont menées afin d'imaginer et de créer des signaux possédant ces critères [50–52].

3.3.1.1 Modèle du signal radar S-MIMO

Afin de définir les conditions de décorrélation entre les canaux (distances entre antennes, dimensions de la cible, distance de visualisation), nous définissons le vecteur des signaux reçus $\mathbf{s}(t) = [s_{r_1}(t) s_{r_2}(t) \cdots s_{r_j}(t) \cdots s_{r_M}(t)]^T$ sur les M antennes de réception avec [53] :

$$s_r(t) = \mathbf{H}\,\mathbf{s_e}(t-\tau) + n(t) \tag{3.12}$$

où $\mathbf{s_e}(t) = [s_{e_1}(t) s_{e_2}(t) \cdots s_{e_i}(t) \cdots s_{e_N}(t)]^T$ est le vecteur des signaux envoyés par les différentes antennes d'émission, N est le nombre d'antennes en émission et $n(t)$ est un bruit. La matrice $\mathbf{H}$ décrit le canal de transmission entre l'antenne m de réception et les N antennes d'émission. Ce canal de transmission contient l'information sur le déphasage issu des trajets entre les N émetteurs et les M récepteurs ainsi que l'information sur la perte d'énergie du signal lié à la propagation du signal en espace libre. De plus, pour un point brillant i situé dans la zone d'intérêt et dont la réflectivité est décrite avec $A_i \exp(\jmath\phi_i)$ [1], il est possible d'étendre l'expression de $\mathbf{H}$ en considérant

1. Il est possible de développer le modèle d'une cible par l'intermédiaire de modèles de points brillants indépendants et identiquement distribués autour de zéro avec une variance égale à $1/Q$, Q étant le nombre de points brillants

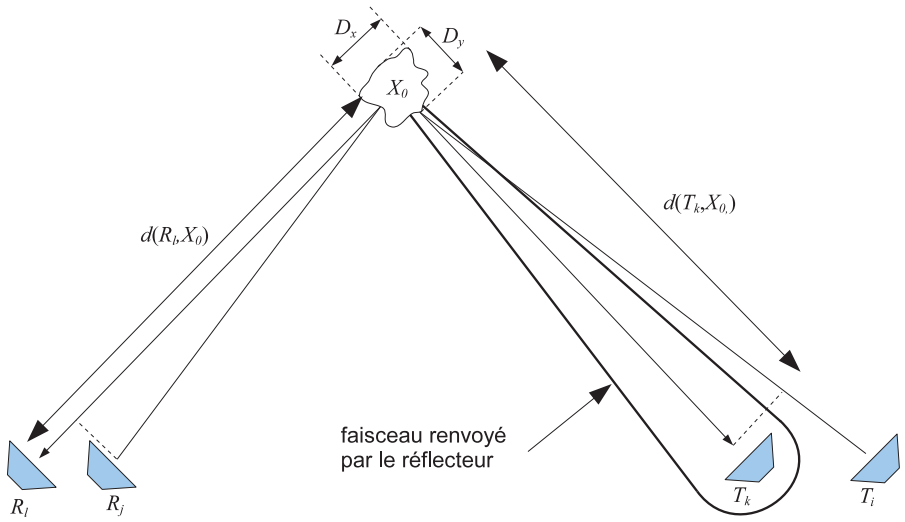


FIGURE 3.4 – Schéma des conditions de décorrélation des différents éléments du canal de transmission

les M antennes en réception et en détaillant chaque chemin allant :

1. des N antennes d'émission à un point brillant i de la zone d'intérêt

$$\mathbf{G} = [1, e^{\jmath \frac{2\pi}{\lambda} d_{t2,i}} \cdots e^{\jmath \frac{2\pi}{\lambda} d_{tN,i}}]^T$$

   où $d_{tk,i}$ est la distance entre l'antenne d'émission k et le point brillant i.

2. du point brillant i de la zone d'intérêt aux M antennes de réception

$$\mathbf{K} = [1, e^{\jmath \frac{2\pi}{\lambda} d_{r2,i}} \cdots e^{\jmath \frac{2\pi}{\lambda} d_{rM,i}}]^T$$

   où $d_{rl,i}$ est la distance entre le point brillant i et l'antenne de réception l.

On obtient alors la matrice $\mathbf{H}$ pour un point brillant i de la zone d'intérêt avec

$$\mathbf{H} = \mathbf{K}\, A_i\, e^{\jmath \phi_i}\, \mathbf{G}^T$$

Afin que la configuration S-MIMO apporte un gain en diversité spatiale, il est important que les composantes de la matrice $\mathbf{H}$ soient conjointement gaussiennes. Cela revient à dire que les canaux de transmission sont spatialement décorrélés [55]. La figure 3.4 présente un système radar (S-MIMO) avec :

- deux antennes en émission T_k et T_i situées aux coordonnées (x_{tk}, y_{tk}) et (x_{ti}, y_{ti}),
- deux antennes en réception R_l et R_j situées aux coordonnées (x_{rl}, y_{rl}) et (x_{rj}, y_{rj}).

Les distances émetteur-réflecteur et réflecteur-récepteur sont respectivement définies par $d(T_k, X_0)$ et $d(R_l, X_0)$. Pour que les différents canaux soient décorrélés, il faut que le faisceau du signal renvoyé par le réflecteur vers les antennes d'émission (respectivement réception) illumine une seule antenne d'émission (respectivement réception). Les conditions de décorrélation sont alors définies

situés sur la région d'intérêt. Ce modèle de cible s'exprime alors sous la forme d'une matrice diagonale $\mathbf{\Sigma}$ [54, 55].

avec [53, 55] qui sont une expression plus détaillée de l'équation (3.11) :

$$\begin{aligned}
\left|\frac{x_{tk}}{d(T_k, X_0)} - \frac{x_{ti}}{d(T_i, X_0)}\right| &> \frac{\lambda}{D_x} \\
\left|\frac{y_{tk}}{d(T_k, X_0)} - \frac{y_{ti}}{d(T_i, X_0)}\right| &> \frac{\lambda}{D_y} \\
\left|\frac{x_{rl}}{d(R_l, X_0)} - \frac{x_{rj}}{d(R_j, X_0)}\right| &> \frac{\lambda}{D_x} \\
\left|\frac{y_{rl}}{d(R_l, X_0)} - \frac{y_{rj}}{d(R_j, X_0)}\right| &> \frac{\lambda}{D_y}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Les conditions décrites par l'équation (3.13) indiquent bien que plus les distances sont grandes entre le réflecteur et les antennes d'émission (respectivement de réception), plus il est nécessaire d'avoir des grandes distances entre les antennes d'émission (respectivement de réception).

3.3.1.2 Application du radar S-MIMO

La configuration S-MIMO est utilisée dans de nombreuses applications. Entres autres, nous pouvons indiquer la :

- Détection de réflecteurs. Pour cette application, on considère que les réflecteurs situés dans la région d'intérêt sont immobiles durant tout le temps de l'acquisition du signal. La détection de réflecteurs dans la région d'intérêt consiste alors à appliquer un détecteur optimal (basé, par exemple, sur le critère de Neyman-Person [53]) ;
- Détection de cibles en mouvement. Pour cette application, les réflecteurs de la région d'intérêt sont mobiles durant l'acquisition radar. Le radar S-MIMO est aussi dans une configuration non-cohérente en réception. Dans ce cas, on applique un estimateur basé sur le test de probabilité de vraisemblance généralisée [55]. Il est alors possible d'estimer le Doppler des réflecteurs se trouvant dans la région d'intérêt.

3.3.1.3 Avantage du radar S-MIMO

Il existe plusieurs avantages liés à l'utilisation du radar S-MIMO. Le choix de positionner les antennes d'émission dans une configuration dispersée permet l'utilisation de la diversité spatiale. En utilisant cette diversité spatiale associée au modèle de distribution de réflecteurs ponctuels sur un objet (région d'intérêt), il est possible d'obtenir une très bonne précision quant à la localisation des différents réflecteurs ponctuels modélisant l'objet à imager [55]. De plus, le fait d'avoir plusieurs points de vue différents de ces différents réflecteurs ponctuels permet d'obtenir une meilleure estimation du Doppler d'un objet en mouvement [56].

Cependant, dans le cas de configuration aéroportée ou satellite, le radar S-MIMO est difficilement applicable. En effet, plus la région d'intérêt est éloignée du système radar, plus la distance minimale nécessaire entre les antennes d'émission augmente (voir relations 3.13). Il est alors nécessaire d'utiliser plusieurs porteurs (satellites ou aéroportés) pour les antennes, ce qui implique une plus grande complexité lors de l'acquisition des données radar (synchronisation des systèmes). Dans ce type de situation, on va alors favoriser une configuration plus simple telle que la configuration colocalisée des antennes d'émission.

3.3.2 Radar MIMO colocalisé (C-MIMO)

Le radar MIMO colocalisé (C-*MIMO, coherent MIMO radar*) est une autre configuration possible pour le radar MIMO. La différence fondamentale du radar C-MIMO avec le radar S-MIMO réside dans l'emplacement des antennes entre elles (réseau d'émission et réseau de réception). Les antennes d'émission voient une cible ou région d'intérêt sous le même angle de vue et cette cible ou région d'intérêt renvoie les ondes vers les antennes de réception avec les mêmes SER pour chaque réflecteur (ou cible) de la région d'intérêt. Ainsi, la contrainte énoncée pour le radar S-MIMO avec l'équation (3.11) devient, pour le radar C-MIMO, la contrainte sur la distance maximale d_{max} entre les antennes :

$$d_{max} \leq \frac{\lambda R}{D} \tag{3.14}$$

où nous rappelons que λ est la longueur d'onde utilisée en émission, R est la distance parcourue par l'onde entre l'émetteur et la cible et D est la dimension de la cible. Les antennes de réception seront le plus souvent placées entre elles à une distance de $(\lambda/2)$ afin d'éviter des ambiguïtés en réception [57].

3.3.2.1 Modèle du signal radar C-MIMO

Afin d'exprimer les contraintes liées aux distances entre les antennes d'émission et de réception satisfaisant la configuration d'un radar C-MIMO, nous considérons un système radar C-MIMO composé de N antennes d'émission en réseau linéaire et de M antennes de réception en réseau linéaire. Les antennes d'émission sont séparées entre elles d'une distance d_T et les antennes de réception d'une distance d_R. Les antennes d'émission (de réception) sont assez proches entre elles pour considérer les angles d'émission (de réception) des signaux émis et reçus égaux à θ. De plus, les N antennes d'émission transmettent chacune différentes formes d'onde $\Phi = [\phi_1(t)\, \phi_2(t) \cdots \phi_M(t)]^T$. Ces formes d'ondes présentent une propriété d'orthogonalité si :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \phi_u(t)\phi_v^*(t-\tau)dt = \delta_{uv} \qquad \text{pour} \qquad \tau \in \mathbb{R} \tag{3.15}$$

où $(.)^T$ et $(.)^*$ sont respectivement les opérateurs de transposition et de conjugaison. Dans le cas où les formes d'onde ne sont pas orthogonales, elles sont choisies afin d'avoir une corrélation entre $\phi_u(t)$ et $\phi_v(t)$ la plus faible possible.

Le signal $s_{r_j}(t)$ reçu par l'antenne j de réception est alors défini par :

$$s_{r_j}(t) = \sum_{i=1}^{N} s_{e_i}(t) + s_I(t) + n(t) \tag{3.16}$$

où $s_{i_T}(t)$ est le signal émis par la i^{e} antenne d'émission correspondant à la forme d'onde $\phi_i(t)$. Le signal $s_I(t)$ représente les différentes interférences possibles telles que les brouilleurs ou les signaux parasites se trouvant sur la même bande de fréquences et $n(t)$ est le bruit.

Pour chaque antenne de réception, les signaux reçus sont séparés à l'aide de filtres adaptés (voir figure 3.3). On récupère alors $N \times M$ signaux en sortie de l'ensemble de ces filtres. De plus, nous considérons que les antennes en émission (en réception) sont alignées ce qui permet de décrire leurs positions avec

1. $n.\, d_T$ qui est l'emplacement de la n^{e} antenne d'émission avec $n = 0, 1, ..., N-1$,

2. $m.\,d_R$ est l'emplacement de la m^{e} antenne de réception avec $m = 0, 1, ..., M-1$.

Ainsi, en sortie du m^{e} filtre adapté au n^{e} signal émis, le signal de sortie $y_{n,m}$ peut s'exprimer par [58] :

$$y_{n,m} = \rho_r \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(m\,d_R\,\sin\theta + n\,d_T\,\sin\theta)\right) \tag{3.17}$$

où λ est la longueur d'onde liée à la fréquence porteuse et ρ_r est l'amplitude du signal émis (on néglige les pertes en propagations ainsi que les gains des antennes). On remarque, à partir de l'équation (3.17), que le terme de phase du signal reçu et filtré dépend de la position de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception. L'ensemble des signaux reçus en sortie des filtres adaptés peuvent alors être vus comme des signaux reçus par un réseau possédant $M \times N$ antennes en réception et positionnées aux distances $d_k = n\,d_T + m\,d_R$ avec $k = 0, 1, ..., (M \times N) - 1$. Ce réseau équivalent est alors appelé antenne virtuelle [59]. Toutefois, il est nécessaire de respecter certaines contraintes entre les positions des antennes d'émission et des antennes de réception. En effet, il est possible de réécrire l'équation (3.17) en faisant apparaître une relation entre les distances d_T et d_R :

$$y_{m,n} = \rho_r \exp\left(\jmath\frac{2\pi}{\lambda}d_R\sin\theta\,(m + \gamma n)\right) \tag{3.18}$$

où $\gamma = d_T/d_R$. En choisissant $\gamma = M$, le terme $(m + \gamma n)$ devient égal à $0, 1, \cdots, (M \times N) - 1$ pour des valeurs de m et n respectivement égales à $0, 1, \cdots, (M-1)$ et $0, 1, \cdots, (N-1)$. On obtient une antenne virtuelle ayant $M \times N$ éléments et les antennes élémentaires du réseau sont espacées uniformément de la distance d_R. Il est alors possible d'obtenir $M \times N$ degrés de liberté à partir de $(M + N)$ antennes. Si on considère la configuration montrée par la figure 3.5 composée de 3 antennes en émission espacées d'une distance d_T et de 4 antennes en réception espacées d'une distance d_R, il est possible d'obtenir une antenne virtuelle dont les antennes sont espacées de la distance d_R. La longueur totale de l'antenne virtuelle étant égale à $3 \times d_T$.

Le choix de $\gamma = M$ permet d'avoir l'antenne virtuelle la plus longue possible, avec un espacement constant entre les antennes. Toutefois, il est aussi possible de choisir un γ différent de M. Dans ce cas, on se place dans une configuration différente où certains éléments de l'antenne virtuelle peuvent se superposer les uns sur les autres comme montré sur la figure 3.6. Dans cette configuration composée toujours de 3 antennes d'émission espacées de la distance d_T et de 4 antennes de réception espacées de d_R. Le rapport γ étant inférieur à 4, les antennes composant l'antenne virtuelle se chevauchent. Une valeur particulière pour γ est lorsque $\gamma = 1$. cette configuration permet alors de faire de la formation de faisceaux. Cependant, elle n'apporte aucune amélioration en termes de résolution ou de localisation.

3.3.2.2 Application du radar C-MIMO

La configuration du radar C-MIMO est performante en termes de localisation et de résolution grâce à la proximité des antennes d'émission et de réception (création d'un réseau virtuel de grande dimension) :

- La localisation. De nombreuses méthodes de localisation sont appliquées dans le contexte du radar C-MIMO [60] -détermination des angles d'arrivée (AOA, *angle of arrival*) et les temps d'arrivée (*TOA, time of arrival*) des différents échos provenant de la région d'intérêt ;
- Le STAP, *space time adaptive processing*. Cette méthode de traitement du signal associée à un radar C-MIMO permet d'augmenter les performances de détection dans le cas d'un faible

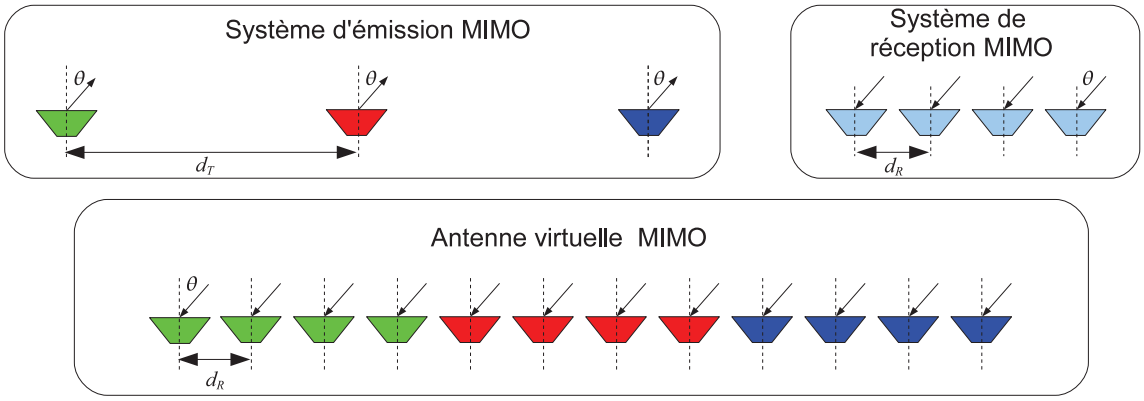


FIGURE 3.5 – Principe de l'antenne virtuelle uniforme

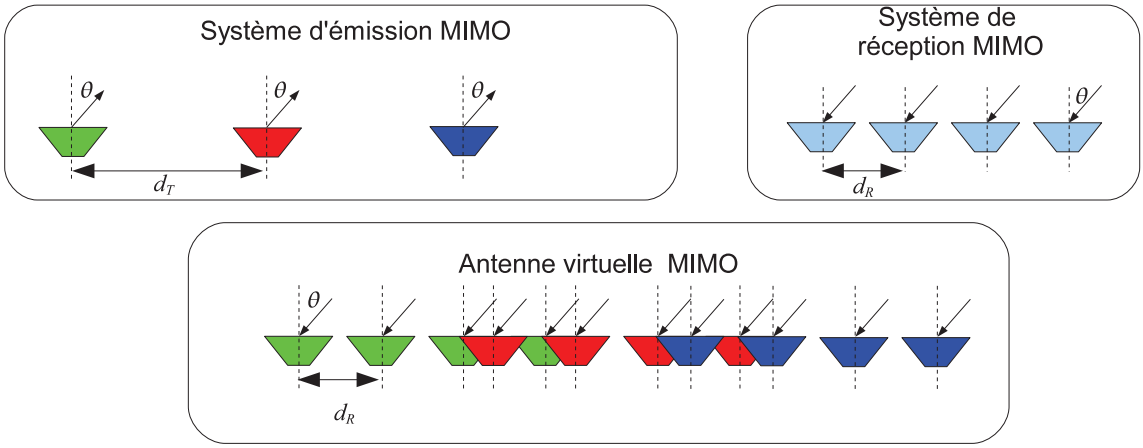


FIGURE 3.6 – Principe de l'antenne virtuelle non uniforme

RSB [61]. Nous pouvons noter que la méthode STAP associée à une configuration MIMO permet d'obtenir des super-résolutions [62] ;

Une autre application qui nous concerne plus particulièrement dans cette étude est celle qui est liée à l'imagerie radar de type SAR. Nous nous intéressons donc dans ce document à des méthodes qui tirent profit d'une configuration C-MIMO afin d'améliorer certains aspects « négatifs » de l'imagerie à synthèse d'ouverture :

- Réduction des lobes secondaires. Actuellement, certaines méthodes permettent de réduire le niveau des lobes secondaires à -50 dB du lobe principal en exploitant la configuration C-MIMO associée à des algorithmes de type cycliques [19,63]. Il faut noter que cette diminution des lobes secondaires s'accompagne d'une augmentation du niveau du RSIB ;
- Imagerie des zones urbaines. La configuration C-MIMO utilisée pour le traitement SAR peut aussi être utilisée afin d'imager les zones urbaines et ainsi collecter des informations sur la densité urbaine. On montre alors que l'on peut ainsi obtenir, par l'utilisation de la configuration MIMO, une meilleure sensibilité ainsi qu'une meilleure résolution en milieu urbain [64] ;
- Interférométrie. L'utilisation de codage en bloc (STBC, *space time bloc coding*, application du principe d'Alamouti) associée à une configuration C-MIMO SAR rend possible un traitement interférométrique [65]. Cette application du C-MIMO SAR permet d'obtenir de meilleurs niveaux de RSB ;
- Détection de cible en mouvement. En couplant la configuration C-MIMO SAR avec des formes d'ondes adaptées et en utilisant des algorithmes de détection de cibles mobiles, il est possible de localiser ces cibles et d'obtenir leur vitesse de déplacement dans une région d'intérêt imagée par le capteur C-MIMO SAR [66].

3.3.2.3 Avantage du radar C-MIMO

Nous montrons donc que le radar C-MIMO est intéressant en termes de localisation et d'identification des points constituant une zone d'intérêt. Cet avantage est lié à l'exploitation de la cohérence des signaux reçus. De plus, la multiplicité des signaux en émission permet d'améliorer la résolution angulaire du système d'imagerie radar [67]. On peut aussi remarquer une amélioration de l'identification des paramètres des réflecteurs.

Dans le cas de l'imagerie aéroportée et satellitaire, le radar C-MIMO est plus facile à déployer et à mettre en œuvre que le radar S-MIMO puisque les différentes antennes sont situées sur un seul porteur. Pour notre étude sur le radar C-MIMO SAR, nous allons nous intéresser à la capacité de robustesse du radar face aux bruits ainsi qu'aux possibilités d'amélioration de la résolution en azimut.

3.4 OFDM

Le principe de l'OFDM est basé sur le principe FDM (*frequency division multiplexing*) [68]. Les premières recherches sur le FDM ont débuté dans les années 1870 par les pionniers des télécommunications (Graham Bell, Thomas Edison, Elisha Gray, ...). Le principe FDM est basé sur l'envoi simultané de plusieurs porteuses, appelées sous-porteuses, mais dans des bandes de fréquences espacées les unes des autres par une bande de garde, comme montré sur la figure 3.7. L'une des premières applications du FDM est le Kineplex [69] dans la bande HF. L'extension du FDM à

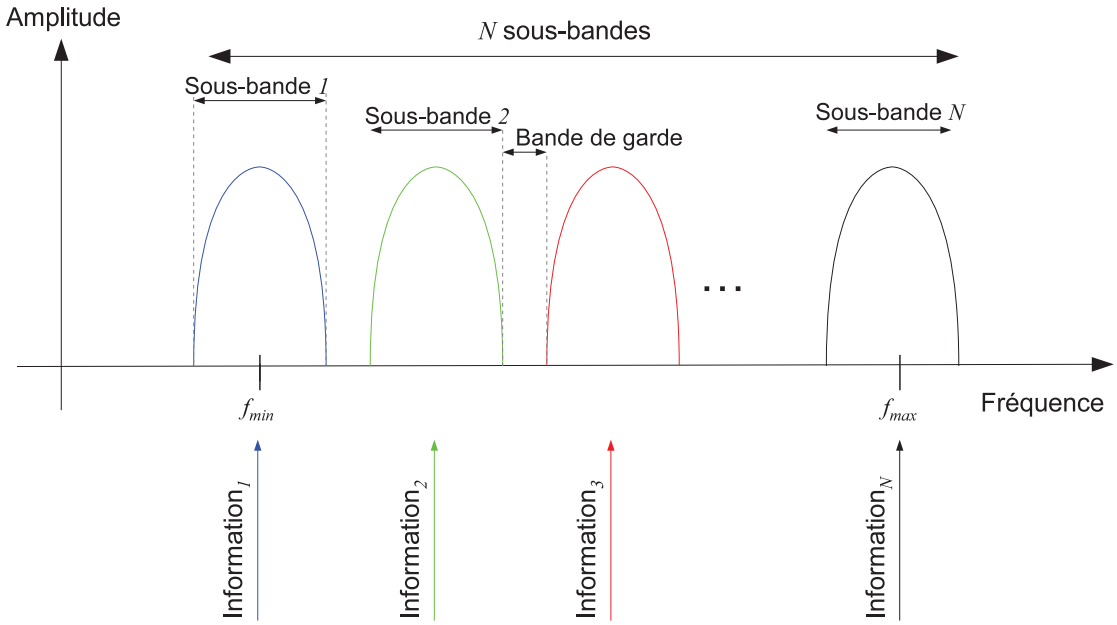


FIGURE 3.7 – Principe du FDM

l'OFDM est liée à l'utilisation de sous-porteuses orthogonales entre elles. Chaque sous-porteuse étant synchronisée, il est possible de réduire au minimum l'espacement entre les sous-porteuses et de se faire chevaucher les différentes sous-bandes dans le domaine spectral [70]. Dans le domaine des communications numériques, l'utilisation de l'OFDM s'est généralisée et cette technique est utilisée dans beaucoup des standards de communication actuels (Wimax, Wifi, 4G, LTE...). Depuis peu, l'utilisation de signaux OFDM est étendue à d'autres domaines comme celui du radar [71].

3.4.1 Principe de l'OFDM

Dans le cas de transmission dans un canal multi-trajet, l'utilisation de techniques de modulation induit une sensibilité en terme d'interférence entre symboles (ISI, *inter symbol interference*). Cette sensibilité augmente si le symbole émis possède une durée très petite par rapport au retard engendré par le canal. En effet, dans un cas de transmission à porteuse unique (l'information occupe l'intégralité du spectre), le signal, portant l'information subit des retards différents dus aux multi-trajets (figure 3.8). L'intérêt de l'OFDM est de transmettre les symboles sur des sous-porteuses différentes (Figure 3.9). Ce mode de transmission permet alors d'augmenter la durée de chaque symbole et de réduire la sensibilité entre les symboles, tout en conservant le débit. En effet, la durée du symbole est proportionnelle au nombre de sous-porteuses. En prenant un nombre important de sous-porteuses, on peut obtenir une durée de symbole suffisamment longue pour réduire le risque d'interférence entre symboles. Cependant, la durée d'un symbole doit rester faible durant les variations temporelles du canal de propagation.

L'utilisation de l'OFDM dans le domaine des télécommunications offre de nombreux avantages [72] :

- Optimisation de la largeur spectrale allouée (orthogonalité entre les sous-porteuses) ;
- Robustesse face au brouilleur : lors de la présence d'un brouilleur, certaines sous-porteuses sont perturbées par cette présence. Une solution est de désactiver les sous-bandes affectées

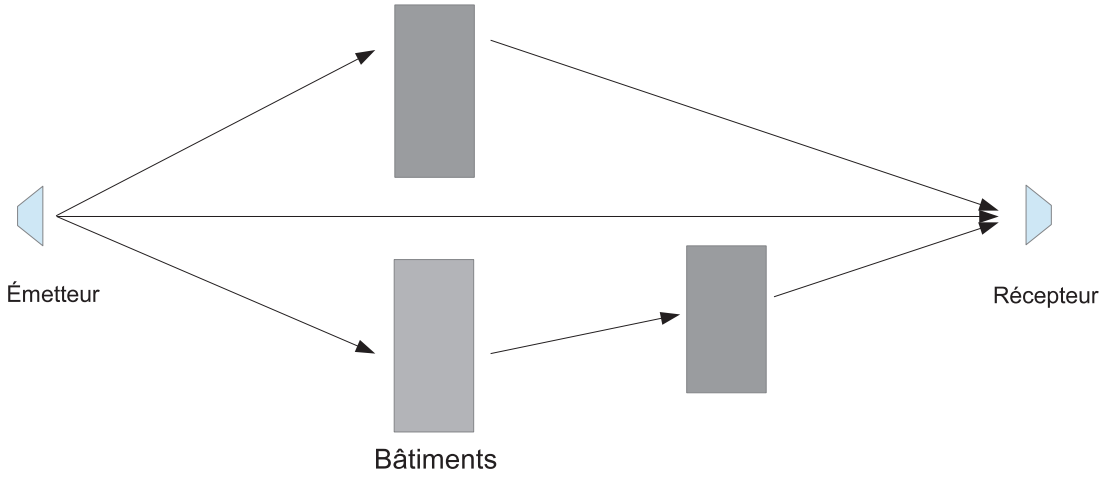


FIGURE 3.8 – Exemple de multi-trajets

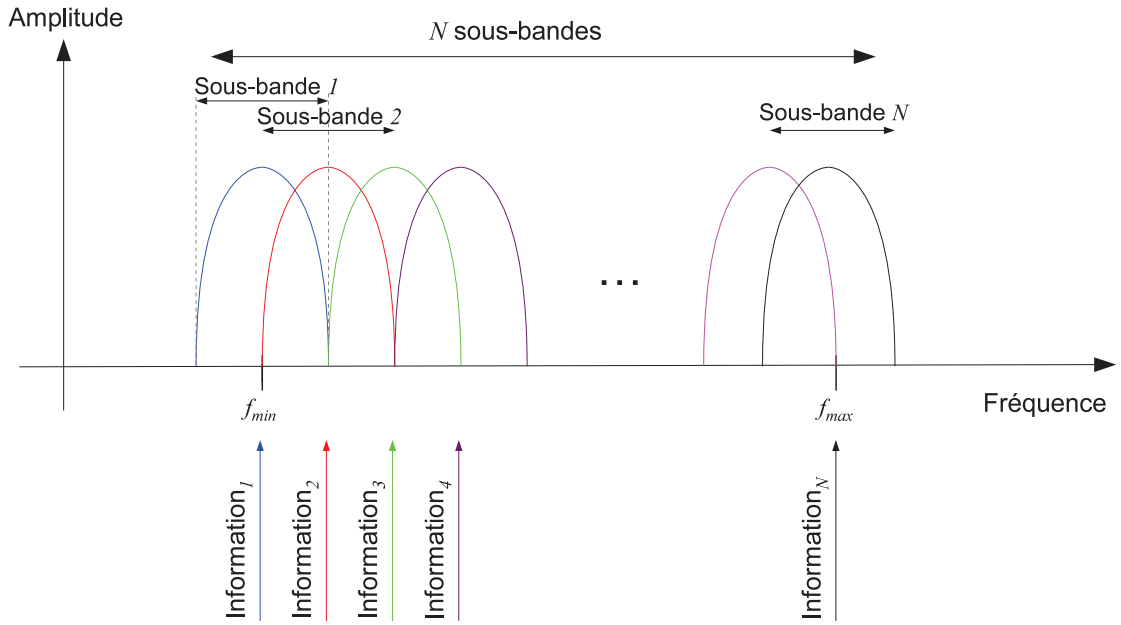


FIGURE 3.9 – Principe de l'OFDM

par le brouilleur ou de leur appliquer un traitement spécifique ;
- Simplicité de l'égalisateur en réception : en réception, le signal reçu est démodulé par une transformée de Fourier et filtré par la fonction de transfert du canal. La partie d'égalisation du canal se faisant dans le domaine fréquentiel, il suffit de diviser chaque signal reçu par le gain fréquentiel du canal.

3.4.2 Radar OFDM

Dans un premier temps nous allons décrire le signal de type OFDM en se basant sur l'écriture de ce même signal utilisé en communication numérique. Puis nous décrivons la fonction d'ambiguïté liée à ce signal radar OFDM.

3.4.2.1 Signal radar de type OFDM

En communication numérique, l'expression analytique d'un symbole OFDM peut être définie par [73] :

$$s_a(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{t_b}\right) \sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t) \tag{3.19}$$

où t_b est la durée du symbole, N est le nombre de sous-porteuses, a_i est le bit codé sur la sous-bande i et f_i est la fréquence centrale de la sous-bande i.

Pour le signal radar que nous utilisons, on considère un signal OFDM $s_a(t)$ dont la fréquence porteuse est f_c, et constitué de N sous-bandes, N étant impair. L'occupation spectrale totale du signal $s_a(t)$ est B_r et chaque sous-bande possède une largeur spectrale B_i. Chaque sous-bande est définie par sa sous-porteuse f_i telle que

$$f_i = \left(i - \frac{N+1}{2}\right) B_i \tag{3.20}$$

À partir de l'équation (3.19), on peut alors donner la forme analytique du signal OFDM émis $s_e(t)$ par le système radar et qui correspond à l'émission d'un symbole :

$$s_e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(\jmath 2\pi f_c t) \sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t) \tag{3.21}$$

où $\text{rect}(t/T_p)$ est une fenêtre rectangulaire d'une durée T_p et T_p est la durée de l'impulsion radar définie par

$$T_p = \frac{N}{B_r} = \frac{1}{B_i} \tag{3.22}$$

Comme nous l'avons indiqué, le signal OFDM est donc considéré comme la sommation de plusieurs signaux sinusoïdaux, chaque signal ayant une largeur de bande B_i. Le spectre de chaque signal sinusoïdal est alors un sinus cardinal (présence de la fenêtre rectangulaire dans le domaine temporel) qui est centré sur la fréquence f_i, comme montré sur la figure 3.10.

3.4.2.2 Création d'un signal radar OFDM

L'expression analytique du signal OFDM est définie par l'équation (3.21) dans le domaine temporel. Cependant, pour la création de ce signal temporel, nous partons de la description du signal OFDM défini dans le domaine fréquentiel. Le signal OFDM est alors décrit dans le domaine

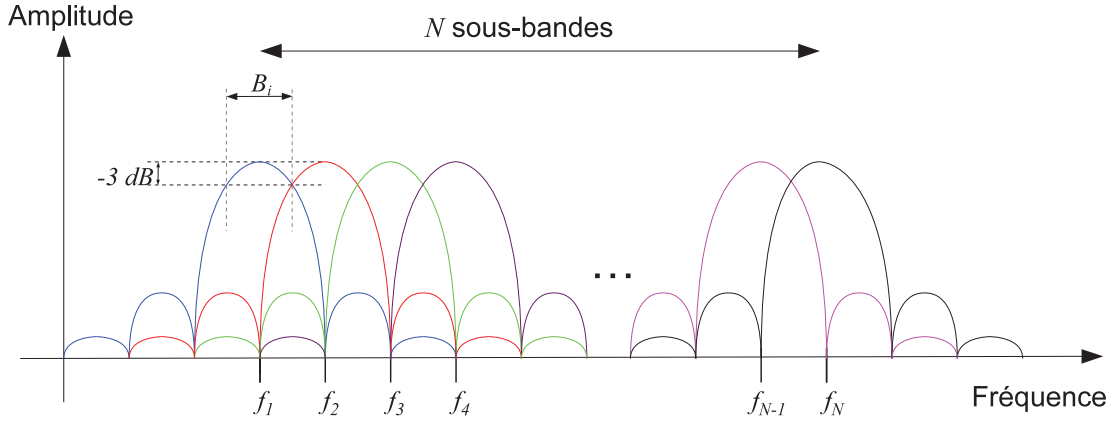


FIGURE 3.10 – Spectre du signal OFDM

fréquentiel avec :

$$\begin{aligned} S_e(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_e(t)\exp(-\jmath 2\pi f t)dt \\ &= \int_{\frac{-T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp(\jmath 2\pi f_c t) \sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t)\exp(-\jmath 2\pi f t)dt \\ &= \sum_{i=1}^{N} a_i T_p \mathrm{sinc}\left((f_c + f_i - f)\, T_p\right) \end{aligned} \tag{3.23}$$

On remarque alors que la présence d'une sous-bande est liée à la valeur de a_i.

Dans notre premier cas d'étude, décrit sur la figure 3.11, nous proposons une procédure de création d'un signal OFDM composé de 13 sous-bandes. Le signal est tout d'abord défini dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un vecteur binaire composé des éléments a_i pour $i = 1$ jusqu'à $N = 13$ et nous le notons $(a_i)_{i=1}^{13}$. Ce vecteur représente les 12 sous-bandes que l'on peut coder et la composante continue (correspondant à $f = 0$) dont la valeur a_7 est égale à 0. Les a_i pour $i = 1$ jusqu'à $N = 6$ représentent les sous-porteuses négatives et les a_i pour $i = 8$ jusqu'à $N = 13$ représentent les sous-porteuses positives. Il est alors possible de définir les différentes sous-bandes actives dans le signal OFDM en faisant varier les valeurs de a_i (pour $i = 1$ à $i = 6$ et $i = 8$ à $i = 13$). Si la valeur de a_i est égale à 1 alors la sous-bande est considérée comme active. Dans le cas où cette valeur est égale à 0, la sous-bande est désactivée. Suivant le choix des sous-bandes définies, il est possible d'obtenir différents types de spectre et par conséquent différents types de signaux. Il est aussi possible d'associer aux sous-bandes actives un terme de phase. Ensuite, le signal fréquentiel ainsi défini est transformé par l'utilisation de la transformée de Fourier inverse en un signal temporel. Ce signal temporel est alors converti en un signal analogique à l'aide d'un convertisseur numérique analogique (CNA). Finalement, le signal sortant du CNA est modulé à la fréquence porteuse à l'aide d'un oscillateur et on obtient alors en émission le signal OFDM. À la réception, la première étape est la transformation du signal analogique en un signal numérique à l'aide d'un CAN ayant les mêmes caractéristiques que celui en émission.

Ainsi, en choisissant la valeur de chaque $(a_i)_{i=1}^{13}$, il est possible de produire des signaux ayant soit un spectre continu (plusieurs valeurs de a_i contigues égales à 1) soit un spectre à trous. Un exemple de spectre de signal radar OFDM est décrit sur les figures 3.12 et 3.13 pour un spectre

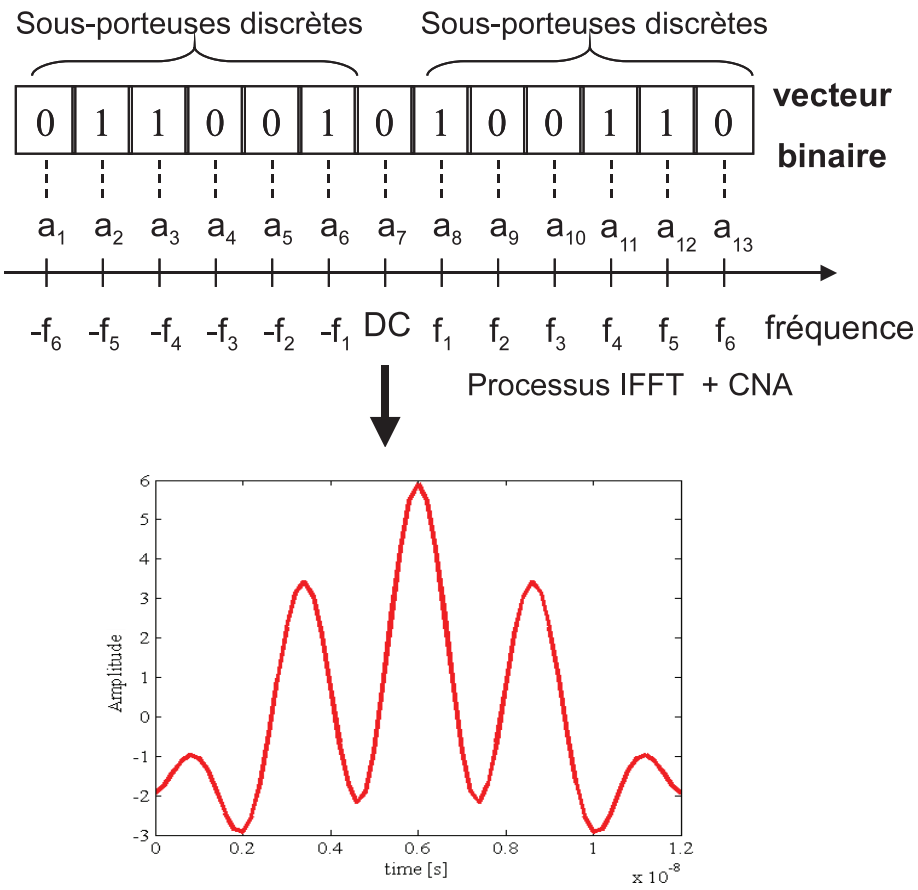


FIGURE 3.11 – Procédure de création d'un signal OFDM

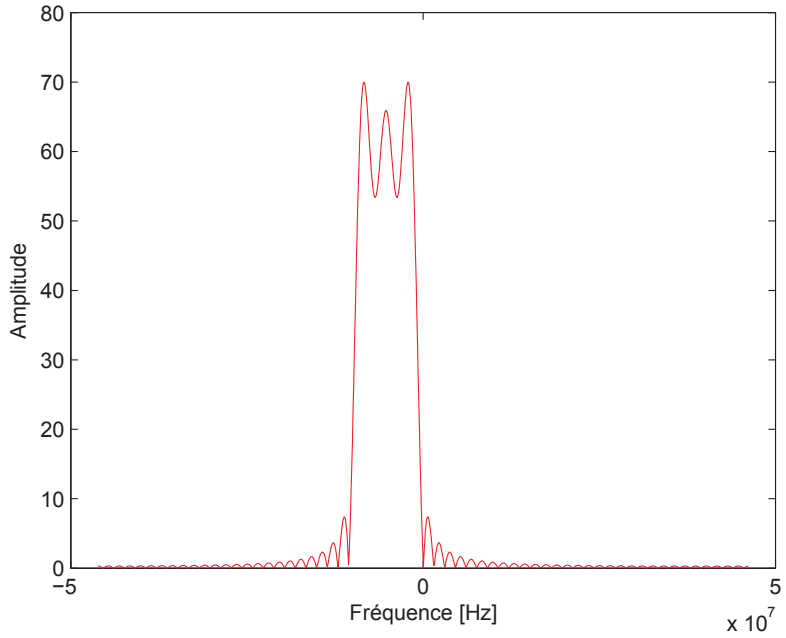


FIGURE 3.12 – Spectre d'un signal OFDM continu $(a_i)_{i=1}^{13} = [1111110000000]$

continu avec le vecteur $(a_i)_{i=1}^{13} = [1111110000000]$ et pour un spectre à trous avec le vecteur $(a_i)_{i=1}^{13} = [1011010100110]$. Ces signaux OFDM ont une largeur spectrale totale B_r égale à 20 MHz, soit une largeur spectrale pour chaque sous-bande B_i égale à $1,5385$ MHz.

3.4.2.3 Fonction d'ambiguïté du signal radar OFDM

Afin d'évaluer le signal OFDM en termes de performances radar (résolution en distance et résolution Doppler), nous proposons d'évaluer la fonction d'ambiguïté du signal OFDM et d'en extraire les caractéristiques. Cette fonction d'ambiguïté est déterminée à partir de l'enveloppe complexe $s_a(t)$ du signal OFDM, d'un retard τ et d'un décalage Doppler f_d et peut se décrire avec :

$$A(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_a(t) s_a^*(t-\tau) \exp\left(\jmath 2\pi f_d t\right) dt \tag{3.24}$$

où l'enveloppe complexe $s_a(t)$ est obtenue à partir de la relation (3.21) :

$$s_a(t) = \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(\jmath 2\pi f_c t) \sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t) \tag{3.25}$$

Dans le cas où la largeur spectrale totale B_r (décrite avec la relation (3.20)) est constante, le développement (voir annexe A) de la relation (3.24) permet de décrire l'expression analytique de

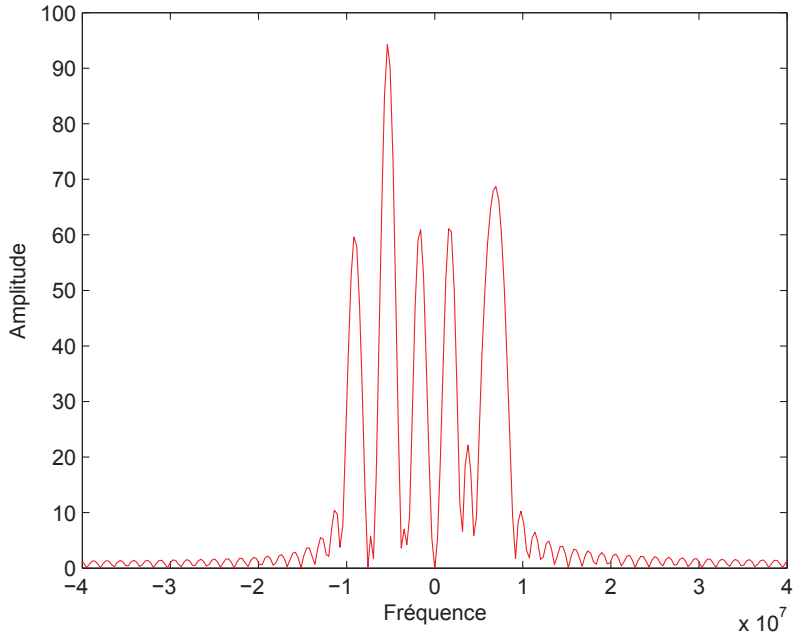


FIGURE 3.13 – Spectre d'un signal OFDM à trou $(a_i)_{i=1}^{13} = [1011010100110]$

la fonction d'ambiguïté $A(\tau, f_d)$ du signal radar OFDM avec :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) =& T_p \exp(\jmath 2\pi f_c \tau) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp\left(\jmath\pi\left(i - k + f_d T_p\right)\right) \\ & \times \exp\left(\jmath\pi\left(i + k - N - 1 + f_d T_p\right) \frac{\tau}{T_p}\right) \\ & \times \operatorname{sinc}\left(\left(i - k + f_d T_p\right)\left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right)\right) \end{aligned} \tag{3.26}$$

Nous remarquons que la fonction d'ambiguïté décrite par la relation (3.26) dépend de certains paramètres liés à la génération du signal radar OFDM à savoir la durée de l'impulsion T_p, le nombre de sous-bandes N et la valeur des coefficients a_i. L'étude paramétrique que nous proposons de faire dans cette partie concerne essentiellement l'influence du nombre de sous-bandes N sur la fonction d'ambiguïté [2] et les coefficients a_i sont activés de manière aléatoire. De plus, pour cette étude, il faut noter que la durée de l'impulsion T_p est proportionnelle au nombre de sous-bandes N puisque nous fixons la bande totale B_r. Nous proposons de décrire la fonction d'ambiguïté $A(\tau, f_d)$ pour $N = (12 + 1)$ (le cas décrit sur la figure 3.11), $N = (16 + 1)$, $N = (32 + 1)$ et $N = (64 + 1)$ sous-bandes avec $B_r = 20$ MHz. Les résultats sont décrits respectivement sur les figures 3.14, 3.15, 3.16 et 3.17. Afin d'évaluer la performance de la configuration du signal radar OFDM, nous présentons les coupes de chacune des fonctions d'ambiguïté dans le domaine Doppler ($\tau = 0$) sur la figure 3.18 et dans le domaine retard ($f_d = 0$) sur la figure 3.19. Dans le domaine Doppler, nous remarquons que plus le nombre de sous-porteuses est important, plus la largeur du lobe principal diminue. En revanche, le nombre de sous-bandes n'a aucune influence sur la largeur du lobe principal dans le domaine retard. En conclusion, pour discriminer en Doppler des cibles sur la zone d'intérêt, il est

2. L'étude sur les coefficients a_i est effectuée dans le chapitre traitant de la qualité de l'image radar.

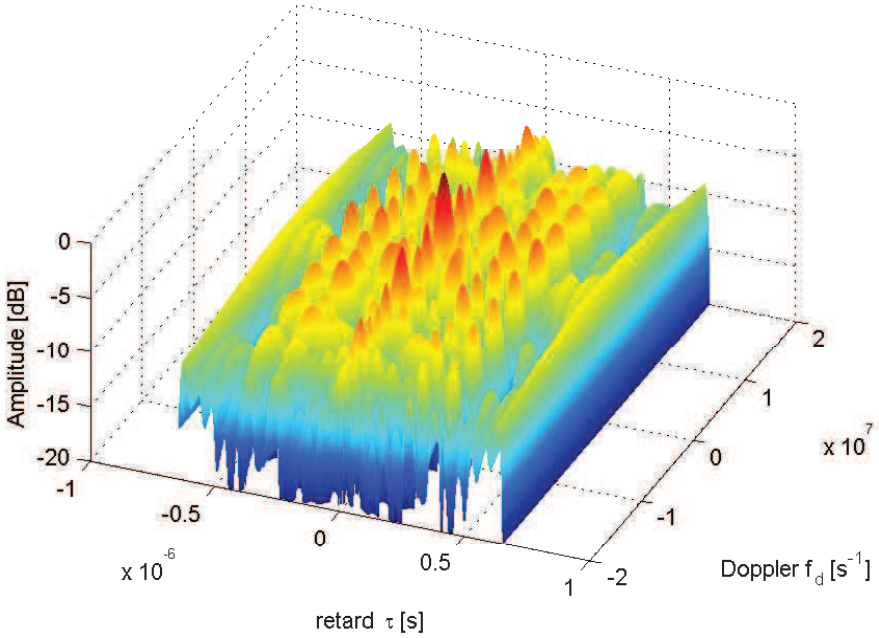


FIGURE 3.14 – Fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM composé de (12+1) sous-bandes activées aléatoirement

nécessaire d'augmenter le nombre de sous-bandes du signal OFDM. La discrimination en retard d'un signal radar OFDM est abordée dans le chapitre 5 traitant de l'utilisation de ce codage OFDM pour l'amélioration des performances d'un radar imageur de type SAR.

3.4.3 Radar OFDM SAR

Une utilisation possible du codage OFDM dans le domaine radar est son association avec le principe SAR. Les premières recherches sur l'OFDM SAR sont assez récentes et datent d'une dizaine d'années. De nombreuses applications tirent parti de cette association :

- Amélioration de la localisation et du suivi de cible dans la région d'intérêt pour un environnement très bruité [74].
- Amélioration de la robustesse du signal face à un brouilleur [75]. Le but est de rendre le signal émis insensible à des perturbations extérieures. Dans le cas d'une configuration SISO SAR avec une forme d'onde de type chirp, l'existence d'un brouilleur implique l'apparition de faux réflecteurs (fausses alarmes) sur l'image finale. L'utilisation de signaux OFDM permet de rendre insensible le système radar à ces interférences et de supprimer ces faux réflecteurs de l'image radar ;
- Possibilité de dimensionner des systèmes duals (imagerie radar et transmission d'informations) [76]. L'utilisation de l'OFDM dans une configuration SISO amène un nouveau degré de liberté pour le système radar. En effet, il est possible de coder chaque sous-porteuse du signal OFDM avec des informations et de transmettre ces informations lors de l'émission d'une nouvelle impulsion radar.

Dans notre étude des signaux radar OFDM en configuration SISO SAR 5, nous allons nous intéresser à son application dans le cas de l'ambiguïté en distance et à sa capacité à la supprimer.

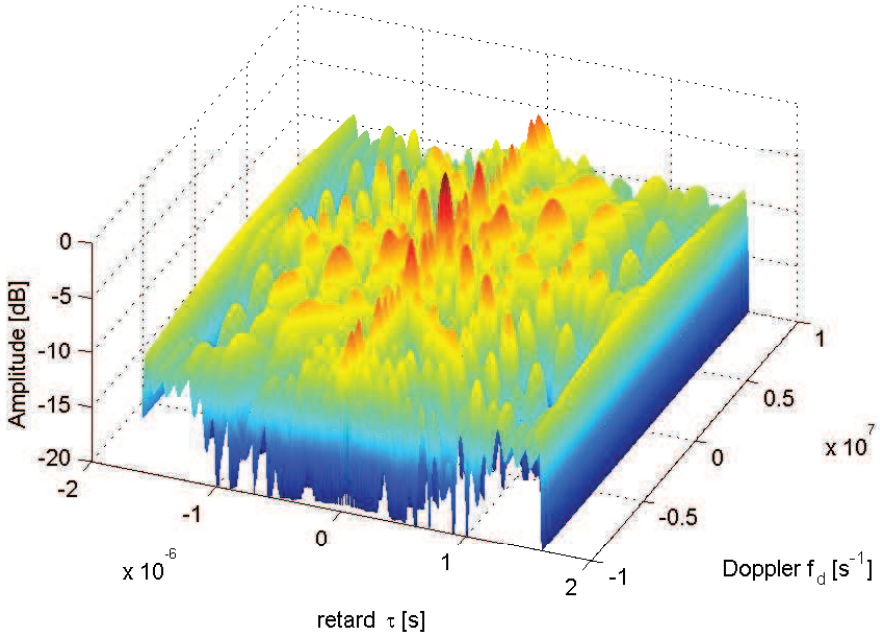


FIGURE 3.15 – Fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM composé de (16+1) sous-bandes activées aléatoirement

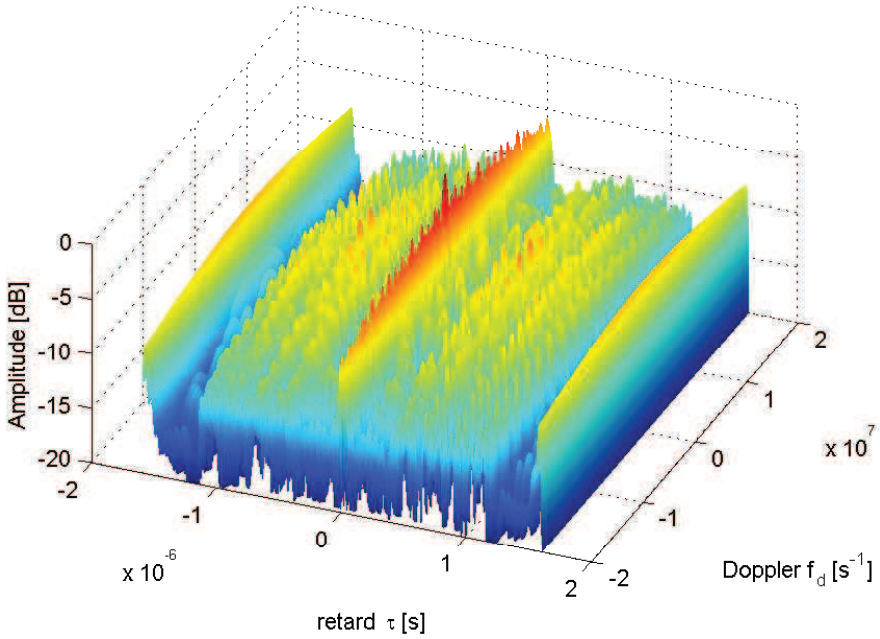


FIGURE 3.16 – Fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM composé de (32+1) sous-bandes activées aléatoirement

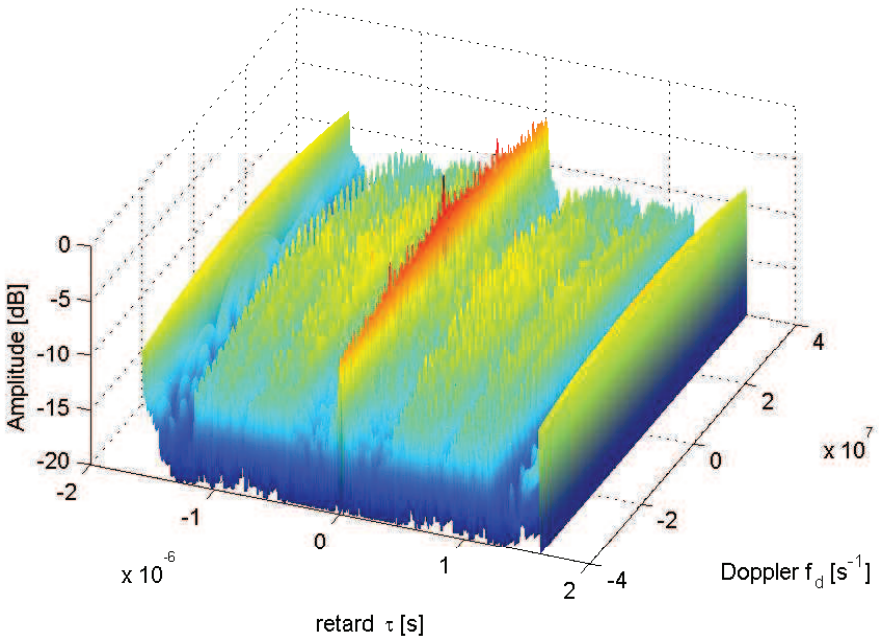


FIGURE 3.17 – Fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM composé de (64+1) sous-bandes activées aléatoirement

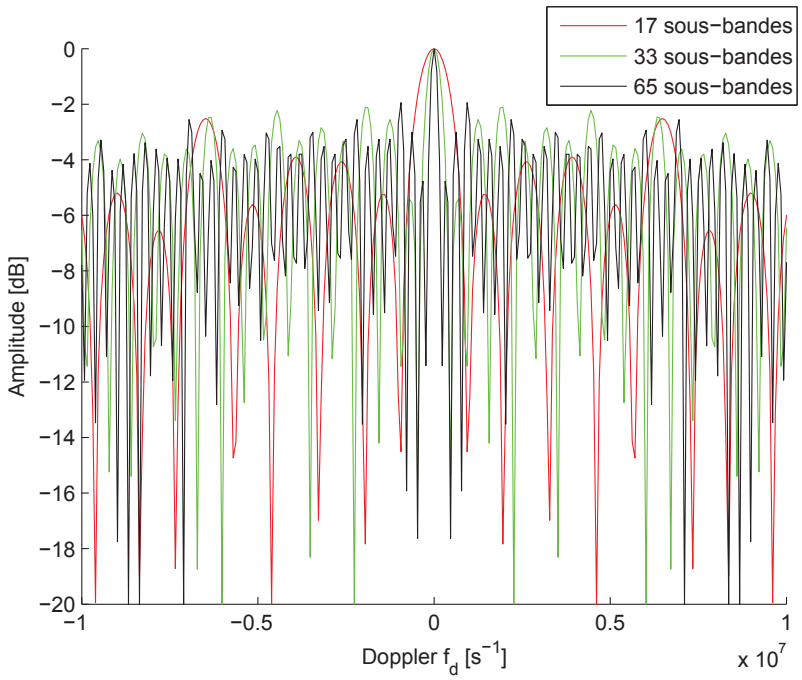


FIGURE 3.18 – Description de la fonction d'ambiguïté dans le domaine doppler pour (16+1), (32+1) et (64+1) sous-bandes

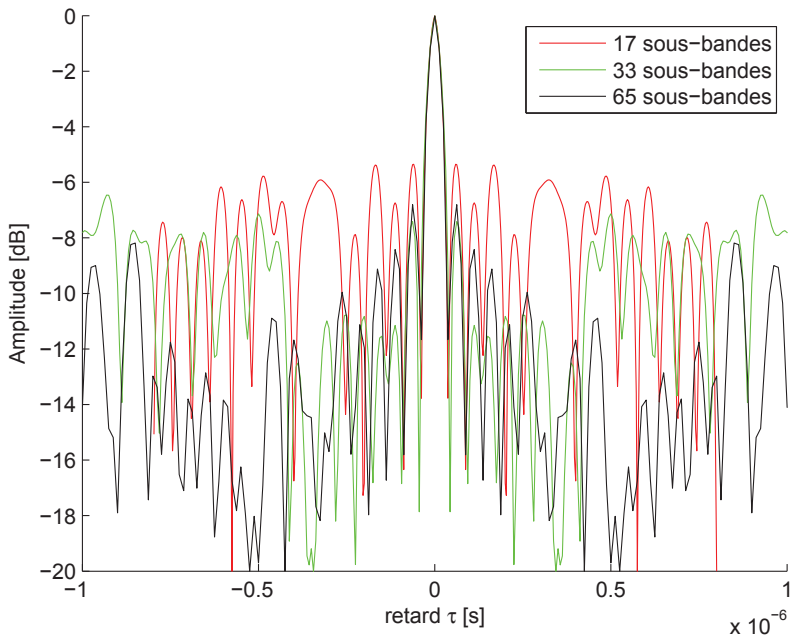


FIGURE 3.19 – Description de la fonction d'ambiguïté dans le domaine retard pour (16+1), (32+1) et (64+1) sous-bandes

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit certaines caractéristiques d'une configuration SISO SAR couplée à l'émission d'un *chirp* qui sont, la robustesse du système radar face aux bruits, l'ambiguïté en distance et la résolution en azimut. Nous avons alors proposé deux méthodes issues du domaine des communications numériques afin d'améliorer les performances associées aux caractéristiques : la configuration MIMO et le codage OFDM. Nous avons introduit le principe MIMO, les différentes configurations possibles appliquées au radar ainsi que les applications actuelles du MIMO SAR. Puis nous avons présenté le principe de l'OFDM, son fonctionnement ainsi que ses applications pour un système radar et plus particulièrement pour le cas du radar SAR. Dans les chapitres suivants, nous allons nous intéresser, dans un premier temps, à l'application du MIMO SAR dans le cadre de la robustesse du système imageur face aux bruits et de l'amélioration de la résolution en azimut, et, dans un second temps, nous allons voir l'utilisation du principe OFDM dans le cadre de la suppression de l'ambiguïté en distance.

Chapitre 4

MIMO SAR

4.1 Introduction

Les chapitres précédents nous ont permis d'exposer le principe de l'ouverture synthétique ainsi que les interférences possibles dans le cas de l'imagerie radar. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux amélioration et aux caractéristiques liées à la robustesse face aux bruits et aux interférences, à la résolution en azimut ainsi qu'à l'ambiguïté en distance du modèle reposant sur la configuration SISO. Nous avons alors proposé l'utilisation de deux principes issus des communications numériques afin d'améliorer ces caractéristiques : l'utilisation du principe MIMO et l'utilisation de la forme d'onde OFDM. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser plus en détail au principe MIMO appliqué au radar imageur dans le but d'augmenter la robustesse du système radar et d'améliorer la résolution en azimut.

Le concept d'imagerie SAR en configuration MIMO n'est pas totalement nouveau et des systèmes opérationnels ont déjà vu le jour [33, 77, 78]. Au cours de ces dernières années, différentes stratégies ont été proposées dans la littérature pour la partie récepteur. Certaines de ces méthodes sont basées sur le regroupement des signaux en sortie de plusieurs filtres adaptés, après avoir corrigé le retard et la phase de ces signaux, pour chacun des couples d'antenne émetteur–récepteur [79, 80]. Après ce regroupement, des méthodes d'imagerie SAR basées sur la rétroprojection sont appliquées afin d'obtenir l'image radar. Ces méthodes permettent d'obtenir un meilleur RSB et par conséquent une meilleure robustesse du système radar face aux bruits ainsi qu'une meilleure résolution en azimut par rapport à la configuration SISO. Une autre stratégie est l'utilisation conjointe d'une nouvelle forme d'onde, autre que le *chirp*, et d'un nouveau type de filtres en réception [19, 81]. Cette stratégie permet d'améliorer les niveaux du PSLR et de l'ISLR et par conséquent de rendre le système radar plus robuste.

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser aux méthodes d'imagerie MIMO SAR et plus particulièrement à la partie réception de notre système imageur. Différentes méthodes, tirant parti de la configuration MIMO, sont alors proposées. Ces méthodes seront dans un premier temps validées par des simulations. Puis, les résultats obtenus par simulation seront confirmés par des mesures faites à partir d'un système expérimental. Finalement, les résultats des différentes méthodes seront comparés à ceux obtenus par une configuration SISO dans les mêmes conditions.

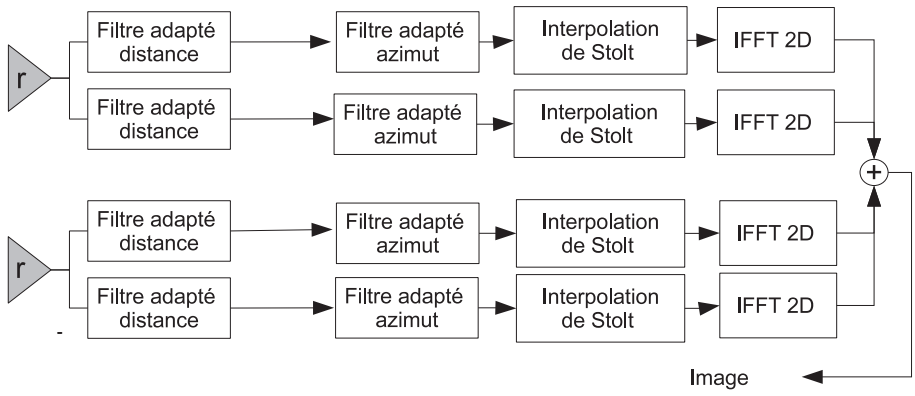


FIGURE 4.1 – Méthode de sommation cohérente des images SAR (méthode #1)

4.2 Conception de la partie réception du système imageur

Par définition, le système radar MIMO reçoit sur chacune des antennes de réception les signaux émis et rétrodiffusés par la région d'intérêt. Les différents signaux reçus sont alors dissociés à l'aide de plusieurs filtres adaptés. Le nombre de filtres adaptés utilisés après chaque antenne de réception est égal au nombre d'antennes en émission. Une fois l'étape de filtrage effectuée, des méthodes d'imagerie SAR tirant profit de la configuration MIMO sont alors appliquées. Dans notre étude sur la partie réception du système MIMO SAR, trois méthodes sont proposées dans le but d'obtenir une image MIMO SAR de la région d'intérêt. Les différentes méthodes sont basées sur les processus d'imagerie SISO SAR tels que la méthode ω-k décrite dans le paragraphe 2.3.4.2 et la méthode de la rétro-projection décrite dans le paragraphe 2.3.4.3 : les méthodes d'imagerie pour la partie simulation reposent sur le principe de l'ω-k et les méthodes d'imagerie pour la partie mesure expérimentale reposent sur la méthode de la rétro-projection. Ceci est dû à l'augmentation de la complexité et du temps de calcul lors de l'utilisation des méthodes ω-k sur les donnée réelles.

Le schéma de la méthode #1 pour le récepteur est proposé sur la figure 4.1 (exemple dans lequel on considère 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception). Cette méthode est basée sur la sommation cohérente d'images et tire parti de l'augmentation du nombre d'acquisitions possibles par l'utilisation du concept MIMO. En effet, pour N antennes en émission et M antennes en réception, on possède $M \times N$ couples possibles, soit $N \times M$ images SAR possibles. En sommant de manière cohérente ces différentes images SAR produites, on obtient l'image SAR finale. Afin de faire la sommation cohérente des différentes images, il faut lors du filtrage adapté en azimut corriger le centre de phase des différents couples d'antennes émetteur-récepteur. En effet, il faut que la zone à imager soit identique pour tous les couples d'antennes émetteur-récepteur.

Le schéma de la méthode #2 pour la partie réceptrice est montré sur la figure 4.2 (exemple dans lequel on considère 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception). Cette méthode repose sur la sommation incohérente des signaux complexes reçus après la compression en distance et la compression en azimut. On effectue alors l'interpolation de Stolt sur le résultat de cette sommation et, par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse en distance et en azimut, on obtient l'image finale de la région d'intérêt. De la même manière que la méthode #1, il faut aussi corriger les centre des phases des couples d'antennes émetteur-récepteur avant d'effectuer la sommation incohérente.

Le schéma de la méthode #3 repose sur le rassemblement des signaux complexes reçus par les différentes antennes de réception dans une matrice unique. Ces signaux complexes ont été

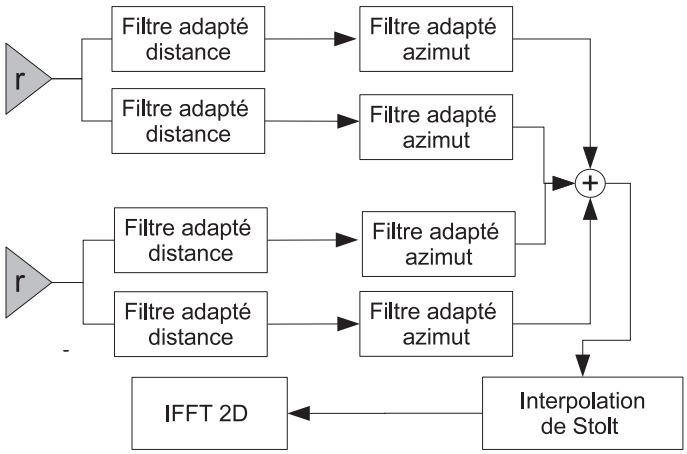


FIGURE 4.2 – Méthode de sommation de toutes les contribution après le filtre adapté en azimut (méthode #2)

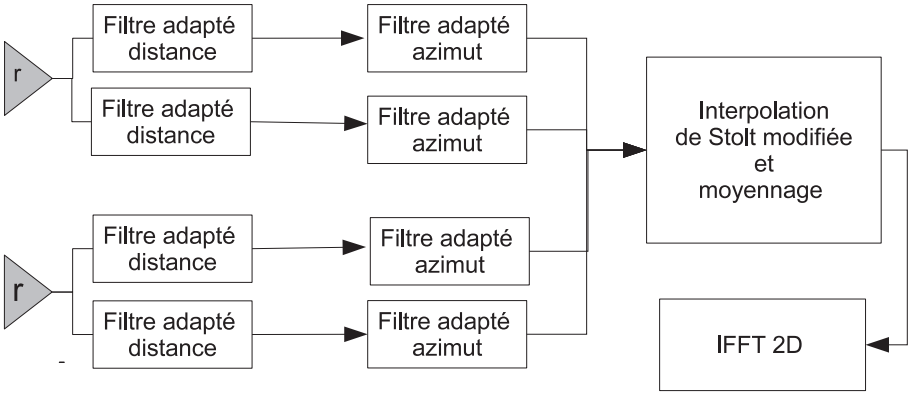


FIGURE 4.3 – Méthode de regroupement des signaux complexes avant l'interpolation de Stolt (méthode #3)

préalablement compressés en distance et en azimut à l'aide de filtres adaptés. Le schéma de cette méthode est montré sur la figure 4.3 (exemple dans lequel on considère 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception). Une interpolation de Stolt modifiée est alors effectuée sur cette matrice. L'interpolation de Stolt est modifiée afin de prendre en compte la taille de la nouvelle matrice et la façon dont les informations contenues dans la matrice sont agencées. Durant cette interpolation de Stolt, un moyennage des différentes informations venant des différents couples émetteur-récepteur est réalisé. Chaque pixel de l'image est recalé à son emplacement et lorsque plusieurs pixels sont recalés au même emplacement, un moyennage est effectué.

4.3 Résultats des différentes méthodes

La configuration choisie est décrite sur la figure 4.4 et la figure 4.5. Les paramètres d'imagerie dans le cas de la partie simulation sont choisis pour coïncider avec les mesures effectuées. Le système imageur est constitué de deux antennes en émission et de deux antennes en réception. Les signaux envoyés sont de type *chirp*, un *chirp* montant et un *chirp* descendant, dont la fréquence porteuse f_c est de 6 GHz. La bande passante B_0 de ces *chirps* est de 1 GHz. Cette bande passante est centrée sur la fréquence porteuse f_c. Les antennes d'émission sont espacées de 1 m, soit $40 \times \lambda_c/2$, et les

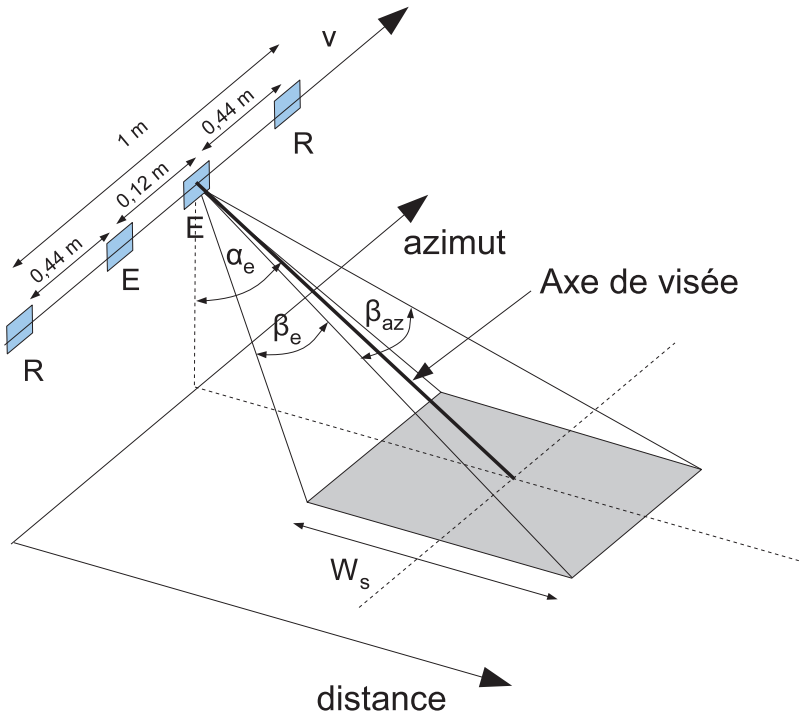


FIGURE 4.4 – Configuration géométrique du système d'imagerie radar

antennes de réception sont espacées de 12 cm, soit environ $2 \times \lambda_c/2$, comme montré sur la figure 4.6. Ce choix est fait de telle manière à respecter la distance maximale déterminé par l'équation (3.14), $d_{max} = 2,5$ m, pour considérer le système radar comme colocalisé. Le système imageur est situé à une hauteur $H = 2,40$ m du sol avec pour chaque antenne un angle d'incidence $\alpha_e = 45$ °. Les angles θ_n et θ_f pour chaque antenne sont égaux à 18 ° et 72 ° respectivement. L'angle d'ouverture en azimut pour chaque antenne est égal à $\beta_{az} = 54$ °. Le réflecteur est positionné sur la région d'intérêt aux coordonnées $x = 4,55$ m dans l'axe de visée et $y = -0,22$ m en azimut. Finalement, la distance parcourue durant l'acquisition par le système radar est de 3 m.

Les différentes méthodes d'imagerie MIMO SAR sont comparées avec une méthode SISO SAR basée sur une configuration identique. La principale modification au niveau de la configuration est l'emplacement des antennes. Dans la configuration SISO, due à la limitation du déplacement en azimut de 3 m, l'antenne de réception et celle d'émission seront placées aux emplacements (3) et (4) de la figure 4.6.

Dans la partie simulation et dans la partie expérimentale, les images radars obtenues par la configuration SISO et par les différentes méthodes d'imagerie MIMO proposées sont analysées à l'aide de différents paramètres d'imagerie tels que la résolution, l'ISLR et le PSLR. Les mesures d'ISLR et de PSLR se font dans le cas où les ondes EM émises par le radar se propagent dans un environnement sans bruit (configuration sans bruit) pour lequel on considère un RSB égal à 100 dB et dans le cas où les ondes EM émises par le radar se propagent dans un environnement avec bruit (configuration avec bruit), pour lequel le RSB est égal à −30 dB. Les images obtenues avec les différentes méthodes d'imagerie MIMO SAR ainsi que la méthode d'imagerie SISO SAR sont décrites dans l'axe de visée (*slant*) du système radar.

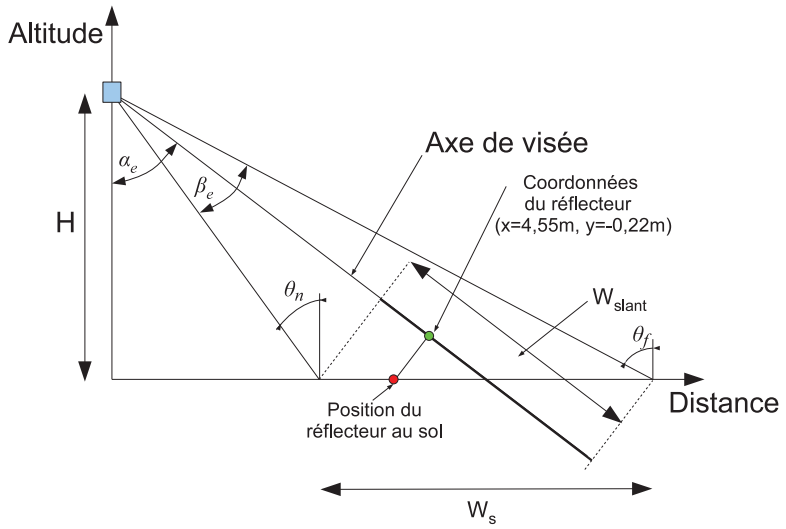


FIGURE 4.5 – Configuration géométrique du système d'imagerie radar

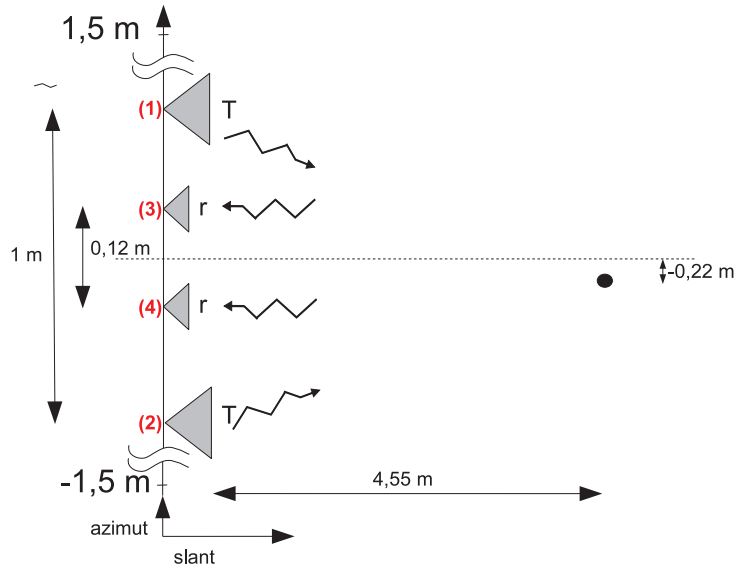
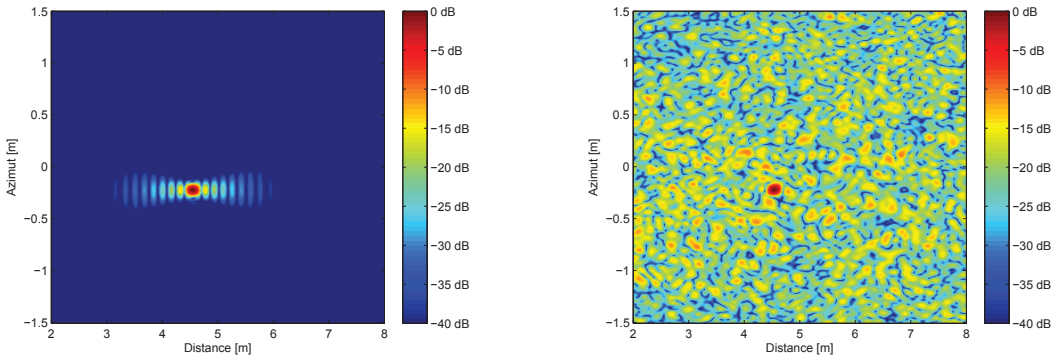


FIGURE 4.6 – Configuration des antennes du système d'imagerie MIMO



(a) Image SISO SAR sans bruit

(b) Image SISO SAR avec bruit

FIGURE 4.7 – Image SAR obtenue avec la configuration SISO

TABLE 4.1 – Résultats obtenus pour la configuration sans bruit des différentes méthodes d'imagerie MIMO SAR

	résolutions		sans bruit	
	δ_r [m]	δ_{az} [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
$SISO_{3,4}$	0,15	0,056	-13,9	-31,0
Méthode #1 MIMO	0,15	0,048	-14,2	-31,0
Méthode #2 MIMO	0,15	0,057	-13,6	-28,4
Méthode #3 MIMO	0,15	0,044	-14,2	-30,9

4.3.1 Résultats de simulation

Dans un premier temps, on s'intéresse à la configuration de référence : la configuration SISO SAR. La figure 4.7(a) représente l'image radar obtenue à l'aide de la méthode ω-k pour l'antenne d'émission positionnée à l'emplacement (3) et l'antenne de réception positionnée à l'emplacement (4) dans le cas d'un réflecteur unique situé sur la région d'intérêt dans la configuration sans bruit. Lorsque l'on rajoute un bruit induisant une valeur de RSB égale à -30 dB, on obtient la figure 4.7(b). À partir de ces deux images, on mesure les valeurs des trois paramètres d'imagerie. Les résultats des paramètres d'imagerie sont présentés dans le tableau 4.1.

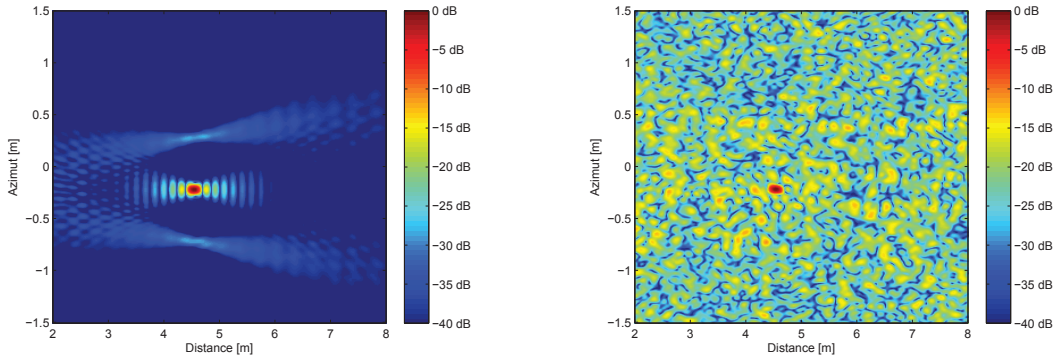
4.3.1.1 Validation des méthodes MIMO

Les images obtenues par les différentes méthodes d'imagerie MIMO sont montrées sur les figures 4.8, 4.9 et 4.10. De plus, afin de déterminer les résolutions en distance et en azimut, on se base sur les figures 4.11, 4.12 et 4.13 représentant les coupes en distance et en azimut de l'image du réflecteur pour chacune des méthodes d'imagerie MIMO. Les résultats des différentes méthodes sont présentées dans le tableau 4.1 pour la configuration sans bruit et dans le tableau 4.2 pour la configuration avec bruit.

Dans un premier temps, on s'intéresse au premier paramètre d'imagerie : la résolution. En observant les coupes en distances et en azimut du réflecteur pour chacune des méthodes MIMO, on remarque que la résolution en distance reste inchangée et est égale à la valeur théorique. Ceci est dû au fait que la bande émise est identique pour chacune des configurations. Pour la résolution en azimut, la valeur de cette résolution dépend de la méthode employée. Dans le cas de la sommation des images (méthode #1), on obtient un léger gain relatif de $14,3$ % par rapport à la configuration

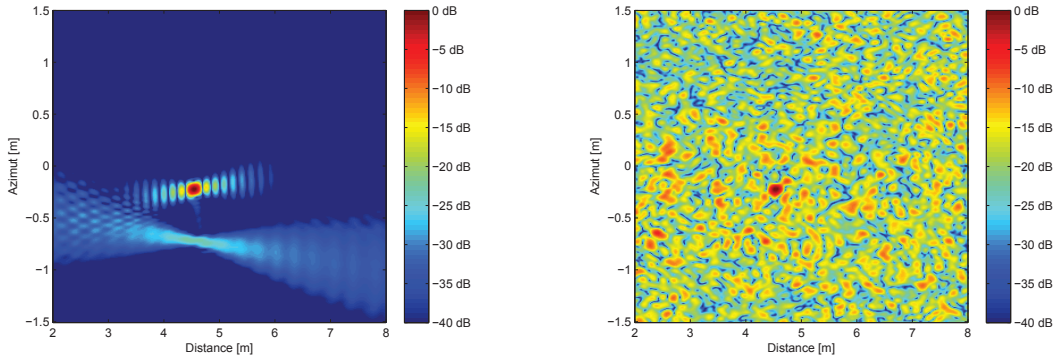
TABLE 4.2 – Résultats obtenus pour la configuration avec bruit des différentes méthodes d'imagerie MIMO SAR

	résolutions réelle		résolutions théorique		avec bruit	
	δ_r [m]	δ_{az} [m]	$\delta_{r,th}$ [m]	$\delta_{az,th}$ [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
$SISO_{3,4}$	0,15	0,056	0,15	0,06	-9,5	-11,7
Méthode #1 MIMO	0,15	0,048	0,15	0,06	-11,2	-14,4
Méthode #2 MIMO	0,15	0,057	0,15	0,06	-5,9	-10,6
Méthode #3 MIMO	0,15	0,044	0,15	0,06	-11,2	-13,1



(a) Image MIMO SAR sans bruit (b) Image MIMO SAR avec bruit

FIGURE 4.8 – Image MIMO SAR obtenue à l'aide de la méthode #1

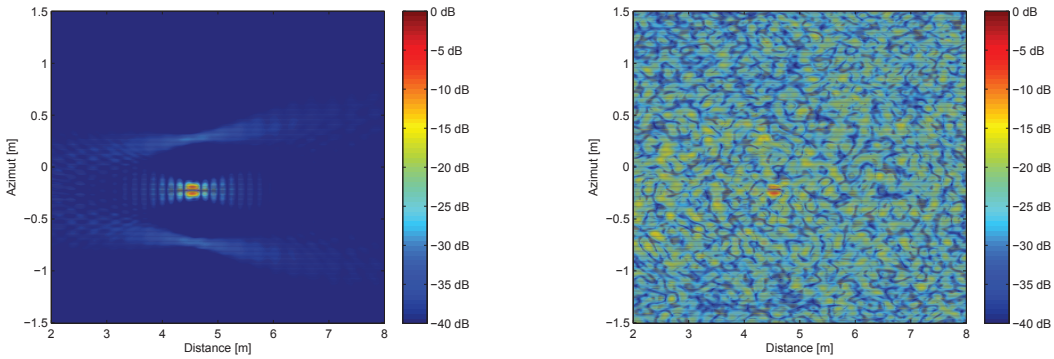


(a) Image MIMO SAR sans bruit (b) Image MIMO SAR avec bruit

FIGURE 4.9 – Image MIMO SAR obtenue à l'aide de la méthode #2

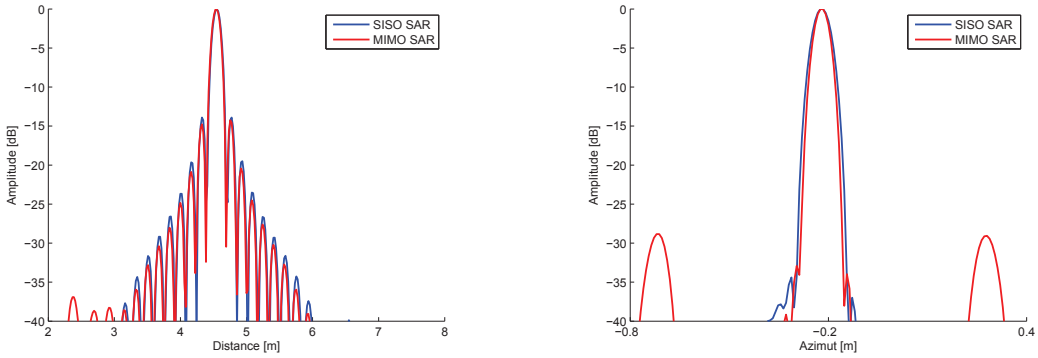
SISO. Dans le cas de la méthode #3, ce gain relatif passe à $22,4$ % et pour la méthode #2, ce gain est dégradé. De plus, on remarque l'apparition d'un phénomène de remontée de lobes secondaires (*grating lobes*) qui limite la résolution en azimut comme montré sur les figures 4.13.

Pour les deuxième et troisième paramètres, PSLR et ISLR, les gains relatifs par rapport à la configuration SISO sont aussi variables et dépendent de la méthode employée ainsi que du type de configuration, avec ou sans bruit. Dans la configuration sans bruit, les différentes configurations MIMO ont des gains relatifs non significatifs dans le cas du PSLR et de l'ISLR. Pour la méthode #1, on obtient un gain relatif de $2,2$ % pour le PSLR et une abscence de gain pour l'ISLR. Dans le cas de la méthode #2, les valeurs sont réduites respectivement de $0,3$ dB et de $2,6$ dB et pour la méthode #3, ces gains relatifs sont respectivement de $2,2$ % et non significatif. Dans le cas de



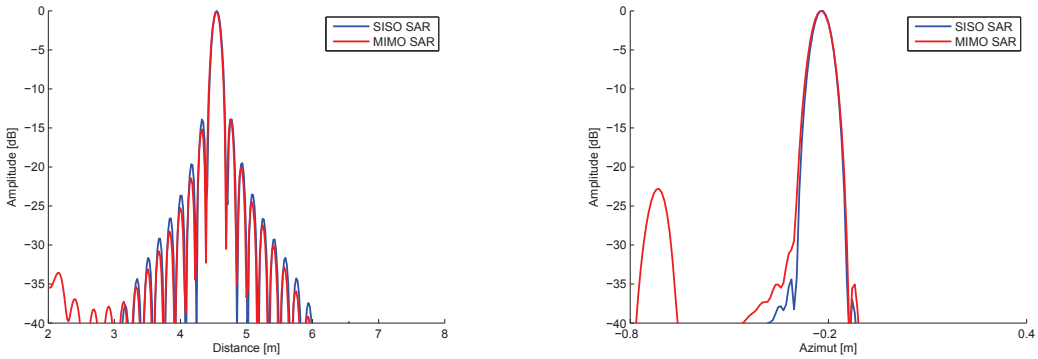
(a) Image MIMO SAR sans bruit (b) Image MIMO SAR avec bruit

FIGURE 4.10 – Image MIMO SAR obtenue à l'aide de la méthode #3



(a) Coupe l'axe distance (b) Coupe suivant l'axe azimutal

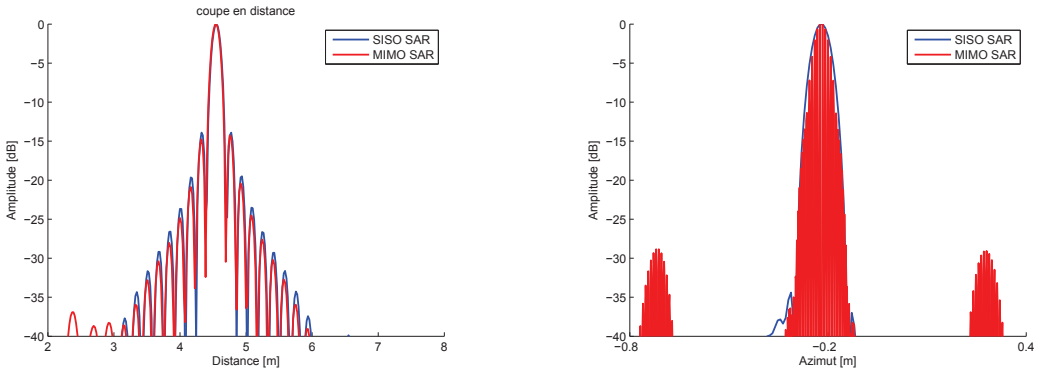
FIGURE 4.11 – Coupes azimut-distance de l'image du réflecteur pour la méthode #1



(a) Coupe l'axe distance (b) Coupe suivant l'axe azimutal

FIGURE 4.12 – Coupes azimut-distance de l'image du réflecteur pour la méthode #2

la configuration avec bruit, ces gains relatifs augmentent pour certaines méthodes. Ainsi, le gain relatif pour le PSLR dans le cas de la méthode #1 et #3 est de $14,6$ % et le gain pour l'ISLR est de $18,6$ % pour la méthode #1 et de $10,4$ % pour la méthode #3. Cependant, toutes les méthodes ne sont pas aussi efficaces lors du rajout du bruit dans la simulation. Ainsi la méthode #2 voit la valeur du PSLR et de l'ISLR se dégrader très significativement par rapport à la configuration



(a) Coupe l'axe distance

(b) Coupe suivant l'axe azimutal

FIGURE 4.13 – Coupes azimut-distance de l'image du réflecteur pour la méthode #3

SISO.

4.3.1.2 Discussion

Dans le cas de la configuration sans bruit, on remarque que les méthodes d'imagerie MIMO SAR proposées permettent d'obtenir pour le PSLR des valeurs équivalentes à celles obtenues avec la configuration SISO. Concernant les valeurs de l'ISLR, à l'exception de la méthode #2 qui obtient des valeurs d'ISLR supérieures (donc configurations moins performante) par rapport à la configuration SISO SAR, les autres méthodes d'imagerie MIMO SAR ont des valeurs proches de celles obtenues par la configuration SISO SAR. En observant les différentes coupes en azimut, on remarque la présence de lobes secondaires parasites en azimut quelle que soit la méthode MIMO employée. Ces lobes secondaires parasites se situent aux coordonnées ($x = 4,55$ m, $y = 0,28$ m) et ($x = 4,55$ m, $y = -0,72$ m) dans le plan distance-azimut. Ces positions correspondent aux positions des antennes d'émission lorsque le réflecteur est situé à la position où la distance antennes-réflecteur est la plus courte. Ces lobes parasites sont dus au caractère non-orthogonal des signaux émis. En effet, les deux *chirps* (*chirp* montant et *chirp* descendant) ne sont pas orthogonaux et possèdent un certain niveau de corrélation, comme montrée sur la figure 4.14 pour une durée des chirps de 650 ns. Après l'étape des filtres adaptés en distance, les signaux en sortie de ces filtres possèdent des résidus des autres signaux émis. Ces résidus sont plus ou moins importants et dépendent du degré de corrélation des signaux émis. De plus, ces résidus induisent l'apparition de fantômes sur l'image dont le niveau est aussi lié au degré de corrélation des signaux émis. En effet, pour la configuration utilisée, le niveau maximal des fantômes est proche de -27 dB par rapport au maximum du lobe principal.

Si on considère que le système imageur transmet le même chirp sur chacune des antennes d'émission, le niveau de corrélation entre les deux signaux émis est maximal. Dans le cas de la configuration sans bruits, le niveau des fantômes pour les méthodes #1 et #3 est alors de -6 dB par rapport au lobe principal et ce niveau est égal au lobe principal dans le cas de la méthode #2, comme montré sur la figure 4.15(a). Ensuite, lorsque l'on utilise des *chirps* (*chirp* montant et descendant) ayant une inter-corrélation plus faible que dans la configuration définie pour les simulations, en augmentant la durée de l'impulsion de chaque *chirp*, on obtient des fantômes de niveaux maximum plus faibles et ayant des niveaux par rapport au lobe principal de l'ordre de -37 dB pour les méthodes #1 et #3 et -32 dB pour la méthode #2, comme montré sur la figure 4.15(b). Dans

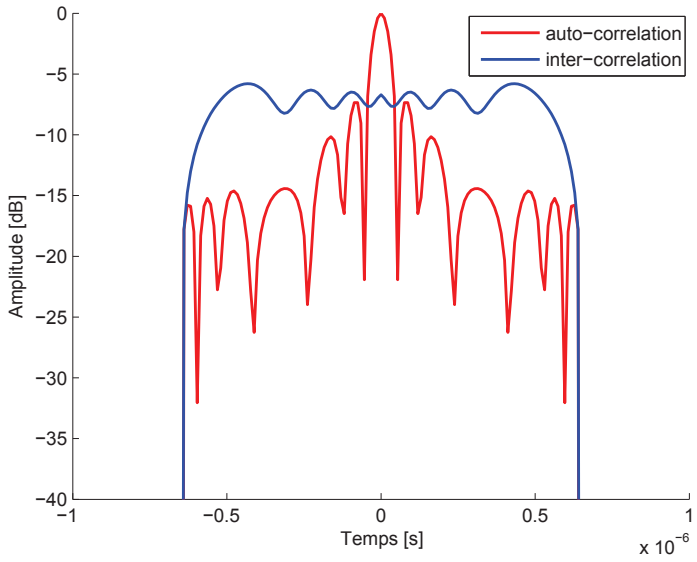
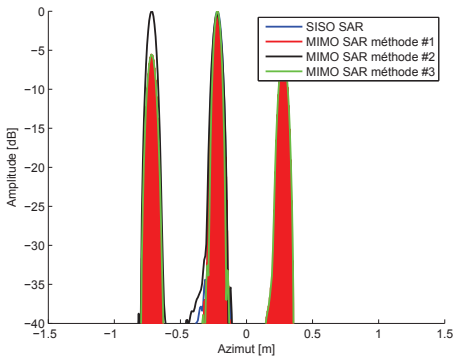
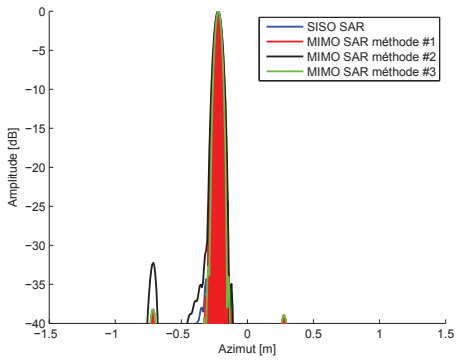


FIGURE 4.14 – Auto-corrélation et inter-corrélation entre un *chirp* montant et un *chirp* descendant



(a) Le même signal *chirp* est émis sur les deux antennes d'émission



(b) Les *chirps* montant et descendant sont émis sur les deux antennes d'émission

FIGURE 4.15 – Coupe suivant l'axe azimutal de l'image du réflecteur pour le même chirp emis et pour un chirp montant et chirp descendant

le cas de la configuration avec bruit, où le RSB est égal à -30 dB, on remarque que la majorité des configurations MIMO permettent d'obtenir un gain pour le PSLR, l'ISLR et la résolution en azimut. Le gain relatif observé pour ces différents paramètres diffère d'une méthode à l'autre. Ainsi, après simulation, la meilleure méthode MIMO par rapport aux trois paramètres (résolution, ISLR et PSLR) est la méthode #1 suivie par la méthode #3. À partir de ces résultats de simulation, on peut donc conclure que l'utilisation d'une configuration MIMO SAR associée aux méthodes d'imagerie permet d'obtenir une meilleure robustesse face aux bruits.

Ces résultats de simulation sont ensuite validés par des mesures effectuées à l'aide d'un système d'imagerie MIMO expérimental.

FIGURE 4.16 – Aperçu du système d'imagerie MIMO SAR

TABLE 4.3 – Paramètres principaux pour l'imagerie radar en configuration SISO SAR

	Paramètres	Valeurs
	Fréquence porteuse f_c	6 GHz
	Largeur spectrale du signal B_0	1 GHz
	Résolution en distance δ_r	0,15 m
	Résolution en azimut δ_{az}	0,05 m
Géométrie dans l'axe de visée	Hauteur du système imageur H	2,40 m
	Angle d'incidence proche θ_n	18°
	Angle d'incidence lointain θ_f	72°

4.3.2 Résultats expérimentaux

Le système expérimental est montré sur la figure 4.16. Les paramètres d'acquisitions sont donnés dans le tableau 4.3. Le système radar est basé sur l'utilisation d'un analyseur de réseau transmettant une forme d'onde de type SFCW. Le traitement est basé sur une configuration de type *stop&go* : durant l'envoi et la réception des signaux, le système radar est immobile. Les paramètres expérimentaux sont les mêmes que ceux utilisés lors des simulations. L'analyseur de réseau est placé sur un rail de 3 m qui fournit le déplacement nécessaire afin d'effectuer le processus SAR. Les images fournies par ce système expérimental sont alors obtenues pour des configurations SISO et MIMO et le traitement SAR est basé sur la méthode de la rétroprojection. Le choix de la méthode de la rétroprojection par rapport à la méthode de l'ω-k est dû à l'augmentation de la complexité et des temps de calcul lié à l'utilisation des données réelles fournies par le système imageur développé au laboratoire.

Dans un premier temps nous nous intéressons à la configuration de référence SISO. Les résultats obtenus par le processus SAR sont montrés sur les figures 4.17 et 4.18 pour l'image radar ainsi que les coupes en distance et en azimut pour le réflecteur placé aux coordonnées $x = 4,55$ m

TABLE 4.4 – Résultats des différents paramètre d'imagerie pour les différentes configurations expérimentales

	résolutions		avec bruit	
	δ_r [m]	δ_{az} [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
Configuration SISO	0,15	0,043	-13,6	-31,4
Méthode MIMO #1	0,15	0,038	-15,3	-34,8
Méthode MIMO #2	0,15	0,041	-11,9	-31,8

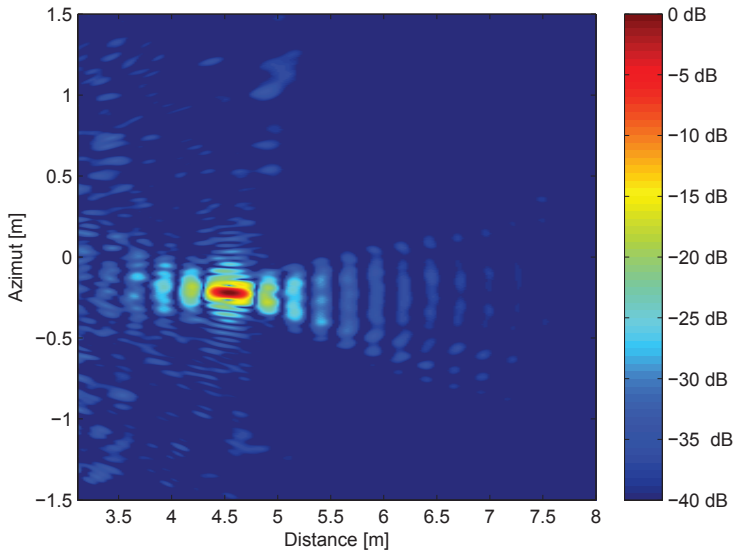
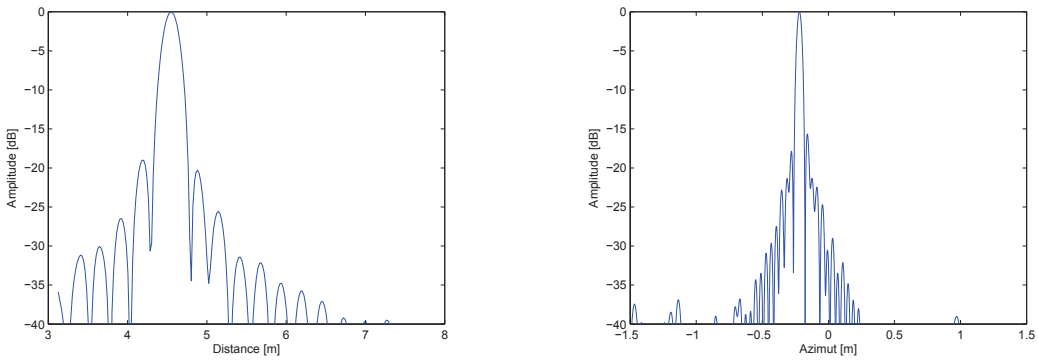


FIGURE 4.17 – Image dans la configuration SISO SAR de référence

dans l'axe de visée et $y = -0,22$ m en azimut sur la région d'intérêt. En analysant l'image radar et les différentes coupes, on obtient les résultats pour les résolutions ainsi que pour les différents paramètres d'imagerie (tableau 4.4).



(a) Coupe suivant l'axe distance

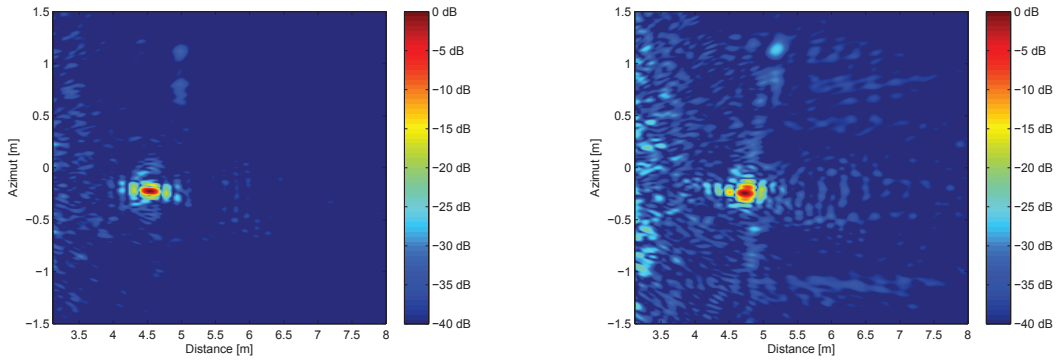
(b) Coupe suivant l'axe azimutal

FIGURE 4.18 – Coupes distance-azimut de l'image du réflecteur pour la configuration expérimentale SISO

Dans le cas de la configuration MIMO, les images radar produites à l'aide de la méthode #1

et de la méthode #2 sont montrées sur les figures 4.19(a) et 4.19(b). L'utilisation de la méthode de la rétroprojection n'a aucune influence sur la méthode #1 car cette méthode est basée sur une sommation cohérente d'image SAR. Pour la méthode #2, la sommation incohérente est effectuée après les filtres adaptés en distance et non plus après les filtres adaptés en distance.

En effectuant les coupes en distance et en azimut, comme montrées sur les figures 4.20 et 4.21, on mesure les résolutions en distance et en azimut pour ces deux méthodes. On obtient alors une résolution en distance de $\delta_{r,\#1} = 0,15$ m et en azimut de $\delta_{az,\#1} = 0,038$ m pour la méthode #1 et une résolution en distance de $\delta_{r,\#2} = 0,15$ m et en azimut de $\delta_{az,\#2} = 0,041$ m pour la méthode #2. De plus, en se basant sur les figures 4.19(a) et 4.19(b), on mesure les valeurs du PSLR et de l'ISLR pour ces deux méthodes MIMO SAR. On obtient alors pour le PSLR une valeur de $-15,3$ dB et pour l'ISLR une valeur de $-34,8$ dB dans le cas de la méthode #1. Dans le cas de la méthode #2, les valeurs du PSLR et de l'ISLR sont respectivement de $-11,9$ dB et de $-31,8$ dB. En comparant ces résultats à la configuration de référence SISO, on remarque que la méthode #1 permet d'améliorer les trois paramètres de qualité image (résolution, PSLR et ISLR) par rapport à la configuration SISO. Pour la méthode #2, celle-ci permet d'égaler les résultats obtenus pour la configuration SISO pour la résolution et l'ISLR mais possède un PSLR plus élevé. Les gains relatifs obtenus par la méthode #1 sont égaux à $11,7$ % pour la résolution, à $11,8$ % pour le PSLR et à $10,9$ % pour l'ISLR. On remarque aussi une remontée des lobes secondaires en azimut aux coordonnées ($x = 4,55$ m, $y = -0,72$ m) et ($x = 4,55$ m, $y = 0,22$ m). La valeur de ces fantômes est égale à $-31,1$ dB pour la méthode #1 et est égale à -37 dB pour la méthode #2.



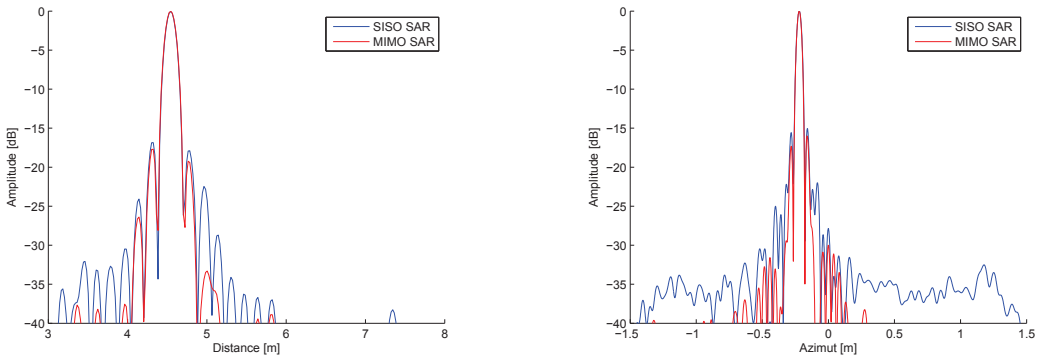
(a) Image MIMO SAR obtenue à l'aide de la méthode #1

(b) Image MIMO SAR obtenue à l'aide de la méthode #2

FIGURE 4.19 – Image MIMO SAR obtenue à l'aide des différentes méthodes d'imagerie MIMO SAR

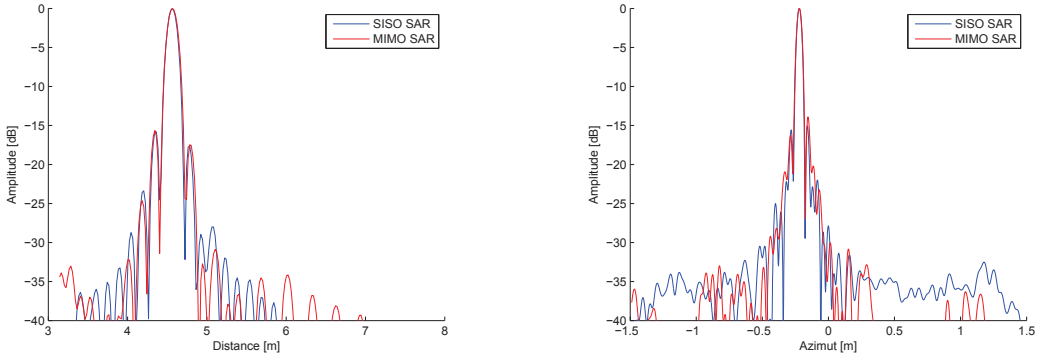
4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application du principe MIMO à l'imagerie SAR. Nous avons alors développé trois méthodes pour la partie réceptrice du système d'imagerie SAR. Les méthodes d'imagerie MIMO SAR proposées reposent sur le principe de l'ω-k dans la partie simulation. À partir de ces simulations, on a montré que l'utilisation de la méthode #1 et de la méthode #3 permettent d'obtenir une amélioration pour les trois paramètres de qualité d'image. De plus, afin de conforter les résultats obtenus par simulation, un système expérimental a été développé. Deux des méthodes proposées dans la partie simulation ont alors été adaptées à la configuration



(a) Coupe suivant l'axe distance (b) Coupe suivant l'axe azimutal

FIGURE 4.20 – Coupes distance-azimut de l'image du réflecteur pour la méthode #1



(a) Coupe suivant l'axe distance (b) Coupe suivant l'axe azimutal

FIGURE 4.21 – Coupes distance-azimut de l'image du réflecteur pour la méthode #2

expérimentale développée au sein de l'équipe télédétection du laboratoire. La méthode #1 basée sur la sommation des images a été validée avec des gains relatifs pour les trois paramètres d'environ 10 % et les résultats obtenus pour la méthode #2 ont été confirmés. L'utilisation du principe MIMO dans l'imagerie SAR renforce la robustesse du système radar face aux bruits lors de l'utilisation de la méthode #1. Pour la résolution en azimut, le principe MIMO induit bien une amélioration. Cependant, cette amélioration est faible et peut-être considérée comme négligeable. On remarque aussi l'apparition d'un phénomène de fantômes en azimut due à l'utilisation de signaux *chirps*. Une première étude a montré que l'utilisation de signaux ayant une inter-correlation plus faible que celle des *chirps* choisis permet de réduire ce phénomène de fantôme. Une solution pour réduire l'effet de ces fantômes sans modifier les paramètres du système est l'utilisation de signaux orthogonaux. Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à une autre limitation de notre système SISO SAR : la correction de l'ambiguïté en distance quand la FRI est mal calibrée. Pour cela, nous allons nous intéresser à l'utilisation d'une nouvelle famille de signaux : les signaux OFDM.

Chapitre 5

OFDM SAR

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le principe MIMO et son application à l'imagerie SAR afin d'améliorer la résolution en azimut ainsi que la robustesse du système imageur face aux bruits. Nous avons présenté différentes méthodes d'imagerie SAR basées sur le concept MIMO pour la partie réception de notre système radar. Ainsi, suivant la méthode choisie, nous avons obtenu un gain relatif plus ou moins important concernant la résolution ainsi que pour les deux paramètres d'imagerie choisis : PSLR et ISLR.

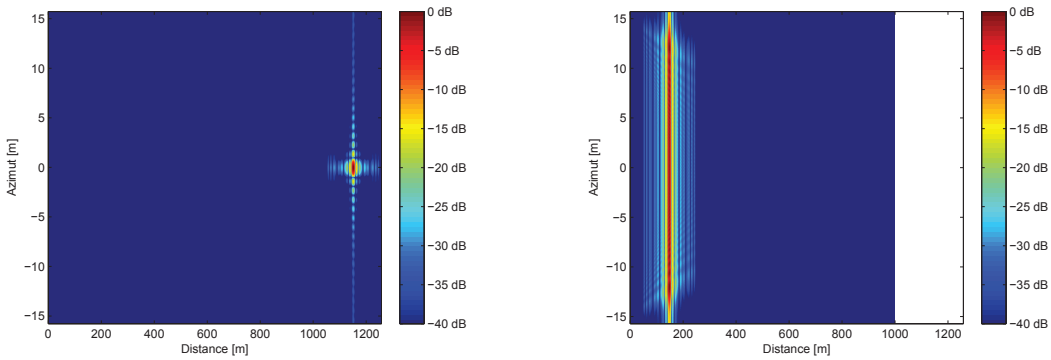
Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à une limitation d'un système SISO SAR : l'ambiguïté en distance. Nous proposons alors une méthode pour réduire cette ambiguïté. Dans le domaine radar, la présence d'ambiguïté en distance est connue et étudiée dans la littérature [82]. Dans notre étude, nous proposons de diminuer la FRI sans pour autant augmenter l'effet de l'ambiguïté en distance. Dans un premier temps, nous allons, faire un récapitulatif des différents moyens pour réduire cette ambiguïté en distance. Une première étude est faite à l'aide de signaux de type *chirp* afin de présenter les résultats obtenus dans la littérature [83]. Nous voyons alors les limitations de l'utilisation des signaux de type *chirp* et nous proposons l'utilisation d'une nouvelle famille de signaux : les signaux OFDM qui ont été déjà présentés dans le chapitre 2. Le principe de l'OFDM SISO SAR est donc abordé afin d'obtenir une image radar de la zone illuminée. Puis, nous étudions l'efficacité de ces signaux OFDM dans le cadre de l'ambiguïté en distance. Une méthode de conception de signaux OFDM est développée afin de limiter l'ambiguïté en distance en considérant une faible valeur de la FRI. Finalement, nous appliquons à la configuration MIMO les signaux OFDM développés pour réduire l'ambiguïté en distance.

5.2 Ambiguïté en distance

Dans le cas de l'imagerie SAR, les problèmes liés à l'ambiguïté en distance se rencontrent, de manière générale, dans le cas de configurations satellitaires et en particulier dans des modes de grandes largeurs de fauchée comme vu dans le paragraphe 3.2.2. Cependant, pour les besoins de simulations, nous allons considérer une configuration aéroportée afin de décrire le principe général de la réduction de l'ambiguïté en distance. En effet, la méthode d'optimisation proposée possède des temps de calcul importants si nous traitons le cas satellitaire. Ceci amène donc au choix de valeurs

TABLE 5.1 – Paramètres principaux pour l'imagerie radar

	Paramètres	Valeurs
	Vitesse du système imageur v	129 m/s
	Fréquence porteuse f_c	6 GHz
	Largeur spectrale du signal B_r	20 MHz
	Durée de l'impulsion T_p	650 ns
	Largeur spectrale en azimut B_{az}	129 Hz
	Résolution dans l'axe de visée δ_r	7,5 m
	Résolution en azimut δ_{az}	0,5 m
Géométrie dans l'axe de visée	Altitude du système imageur H	3678 m
	Angle d'incidence proche θ_n	36,44°
	Angle d'incidence lointain θ_f	50,88°
Cas non ambiguë	Fréquence de répétition de l'impulsion FRI_0	25729 Hz
	Largeur de fauchée total dans l'axe de visée	1258 m
Cas ambiguë	Fréquence de répétition de l'impulsion FRI_1	26920 Hz
	Largeur de fauchée total dans l'axe de visée	1000 m



(a) Image SAR sans ambiguïté en distance

(b) Image SAR présentant une ambiguïté en distance

FIGURE 5.1 – Images SAR sans ambiguïté en distance et en présentant une ambiguïté en distance

particulières de FRI (de l'ordre de quelques dizaines de kHz). On choisit alors la configuration aéroportée décrite par le tableau 5.1.

On considère un réflecteur situé à 1150 m dans l'axe de visée et à 0 m en azimut. Dans le cas où la fréquence de répétition de l'impulsion est égal à 25729 Hz, correspondant au cas sans ambiguïté pour la largeur de fauchée considérée, on obtient l'image radar montrée sur la figure 5.1(a). Le réflecteur est correctement imagé à 1150 m et les résolutions dans l'axe de visée et en azimut correspondent aux valeurs théoriques attendues et définies dans le tableau 5.1. Dans le cas où la fréquence de répétition des impulsions augmente et est égale à 26920 Hz, on voit apparaître le phénomène d'ambiguïté en distance comme montré sur la figure 5.1(b). Le réflecteur est alors imagé aux alentours de 150 m et on remarque que l'image de ce réflecteur n'est pas correctement focalisée en azimut. Afin de résoudre ce problème d'ambiguïté en distance, nous proposons une procédure capable de détecter et de corriger cette ambiguïté.

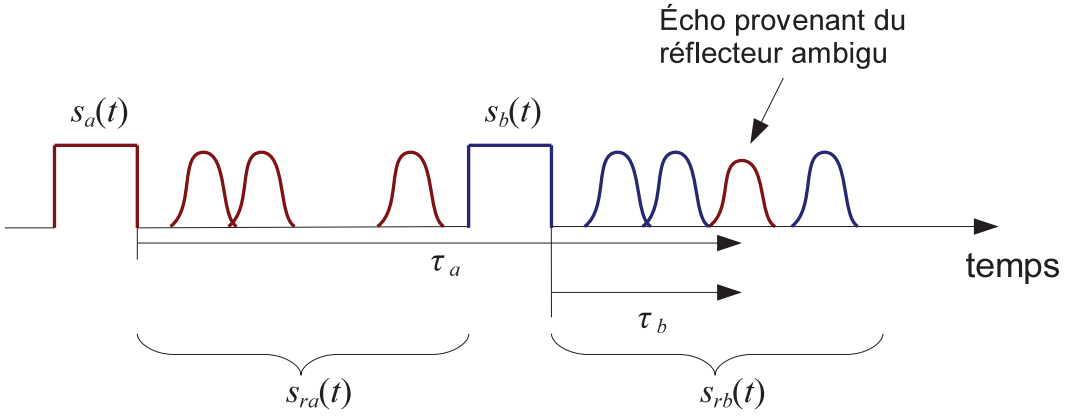


FIGURE 5.2 – Configuration de l'ambiguïté en distance

5.2.1 Principe de correction de l'ambiguïté en distance

Le principe de la suppression de l'ambiguïté en distance est basé sur l'utilisation de plusieurs filtres adaptés lors de la procédure d'imagerie SAR. On considère l'émission de deux signaux $s_a(t)$ et $s_b(t)$ comme décrits sur la figure 5.2. Le signal reçu, $s_{rb}(t)$, est composé du signal $s_a(t-\tau_b)$ renvoyé par le réflecteur situé dans la zone ambiguë de la zone illuminée ainsi que des signaux $s_b(t-\tau_i)$ renvoyés par les différents réflecteurs i de la zone non ambiguë. Le signal reçu, $s_{rb}(t)$, peut alors s'écrire :

$$s_{rb}(t) = s_a(t-\tau_b) + \sum_i s_b(t-\tau_i) \tag{5.1}$$

Afin de supprimer l'ambiguïté en distance, liée à $s_a(t-\tau_b)$ on exécute la procédure de détection et de correction de l'ambiguïté décrite sur la figure 5.3. Dans un premier temps, on applique deux filtres adaptés en distance par rapport à $s_a(t)$ et $s_b(t)$ afin d'extraire les informations provenant de chacun des signaux. Puis nous appliquons des filtres adaptés en azimut suivis d'interpolations de Stolt. Ces filtres adaptés en azimut et ces interpolations sont choisis afin de correspondre au cas ambigu et au cas non-ambigu. On obtient alors deux images : une image de la zone non ambiguë de la zone illuminée et une image de la zone ambiguë de la zone illuminée. À la fin de la procédure d'imagerie radar, on combine les deux images obtenues et on obtient alors l'image radar finale de la zone illuminée. Le point important de cette procédure est donc l'utilisation de filtres adaptés par rapport à $s_a(t)$ et $s_b(t)$. Par conséquent, il faut choisir les signaux $s_a(t)$ et $s_b(t)$ de telle manière qu'ils soient orthogonaux ou qu'ils présentent une inter-corrélation la plus faible possible.

5.2.2 Correction de l'ambiguïté à l'aide de *chirps*

Afin de répondre au critère portant sur l'inter-corrélation, l'utilisation du *chirp* montant et du *chirp* descendant a déjà été présentée dans la littérature [83] afin de corriger l'ambiguïté en distance. Nous allons résumer de manière succincte les résultats obtenus par l'utilisation de *chirp* montant pour le signal $s_a(t)$ et du *chirp* descendant pour le signal $s_b(t)$ avec une fréquence de répétition de l'impulsion égale à 26920 Hz. L'image obtenue par la procédure de suppression de l'ambiguïté est montrée sur la figure 5.4. Le réflecteur est correctement imagé à la distance de 1150 m dans l'axe de visée, comme indiqué sur la figure 5.5(a). Cependant, en se concentrant sur la position où se trouvait l'ambiguïté aux alentours de 150 m, on peut voir l'apparition d'une trace résiduelle

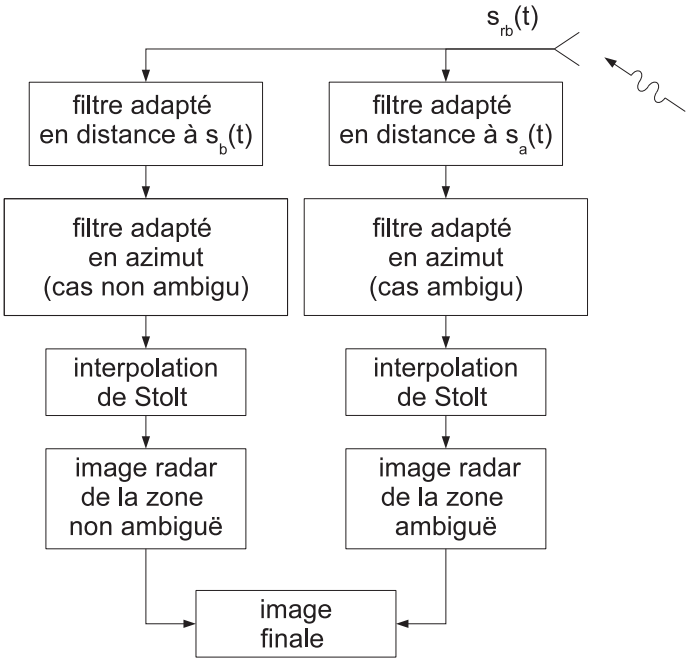


FIGURE 5.3 – Procédure de correction de l'ambiguïté

que nous appellerons fantôme, comme montré sur la figure 5.5(b). Ce fantôme est dû au fait que le chirp montant et le *chirp* descendant ne sont pas orthogonaux mais quasi-orthogonaux. En effet, la fonction d'inter-corrélation entre les signaux $s_a(t)$ et $s_b(t)$ est donnée par l'équation [84] :

$$\begin{aligned} CF_{\text{chirp}}^{s_a,s_b}(\tau) = & \frac{(C(\nu_2) - C(\nu_1)) + \jmath(S(\nu_2) - S(\nu_1))}{2T_p\sqrt{K_2 - K_1}} \\ & \times \exp\left[\jmath\pi\left(2f_{s,2}\tau + 2K_2\tau^2 - \frac{(f_{s,1} - 2K_2\tau - f_{s,2})^2}{2(K_2 - K_1)}\right)\right] \end{aligned} \tag{5.2}$$

où T_p est la durée de l'impulsion, $C(\nu_2)$ et $S(\nu_2)$ représentent la partie réelle et la partie imaginaire de l'intégrale de Fresnel suivant ν_2, $C(\nu_1)$ et $S(\nu_1)$ représentent la partie réelle et la partie imaginaire de l'intégrale de Fresnel suivant ν_1. Les paramètres ν_1 et ν_2 sont des fonctions définies par les pentes de modulation des deux *chirps* K_1 et K_2, $f_{s,1}$ et $f_{s,2}$ sont les fréquences de départ de chacun des *chirps*. Sur la figure 4.14 décrivant la corrélation entre le chirp montant $s_a(t)$ et le chirp descendant $s_b(t)$, on remarque que le niveau de l'inter-corrélation est relativement élevé par rapport à celui de l'auto-corrélation et se situe aux alentours de $-5,8$ dB, pour une impulsion de 650 ns et une largeur spectrale de 20 MHz. Par la suite nous allons nous intéresser à diminuer ce niveau d'inter-corrélation en employant d'autres formes de signaux tels que les signaux OFDM afin d'augmenter la réjection du fantôme. Dans un premier temps nous allons nous intéresser à l'utilisation de la forme OFDM pour la configuration SISO SAR.

5.3 Traitement distance et azimut pour des signaux OFDM

L'étude des systèmes de type SISO SAR utilisant des signaux de type OFDM n'est pas nouvelle [85]. Dans de nombreuses études sur l'OFDM [85, 86], une symétrie hermitienne est appliquée au niveau de l'activation des sous-porteuses entre les fréquences positives et les fréquences négatives

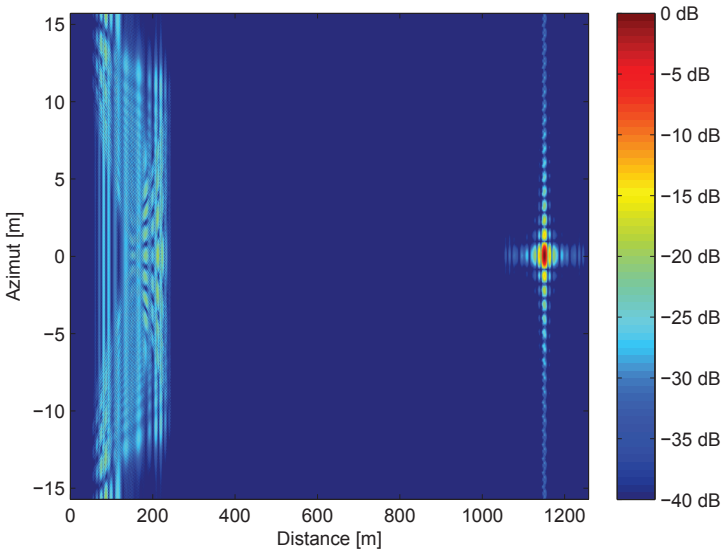
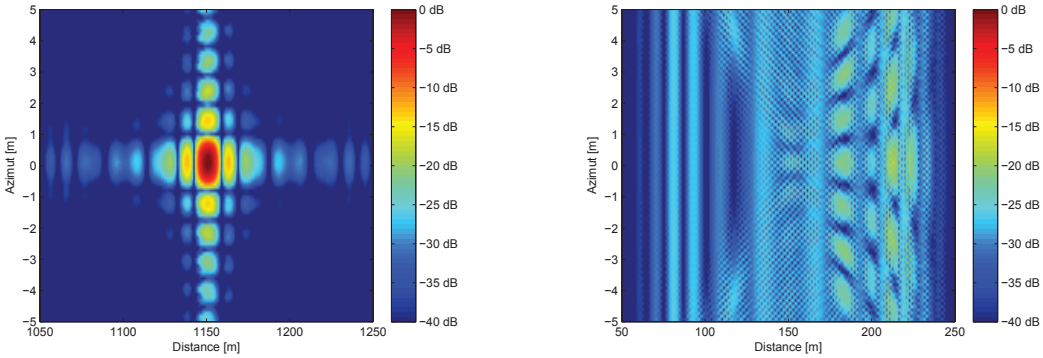


FIGURE 5.4 – Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec un chirp montant et un chirp descendant



(a) Focus sur la position du réflecteur

(b) Focus sur la position de l'ambiguïté

FIGURE 5.5 – Focus sur la position du réflecteur et sur la position de l'ambiguïté sur l'image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec un chirp montant et un chirp descendant

dans le but de créer un signal réel après la transformée de Fourier inverse. Dans notre étude sur le signal OFDM, cette limitation n'est pas prise en compte et ce, afin d'augmenter nos degrés de liberté lors de la conception de nos signaux OFDM.

Dans notre étude sur l'OFDM SISO SAR, nous allons dans un premier temps aborder le principe de la compression en distance des signaux OFDM. Puis nous étudierons l'influence des trous sur la résolution en distance. Ensuite nous verrons la compression en azimut. Lors de notre étude sur l'OFDM SISO SAR, nous considérons la configuration aéroportée décrite par le tableau 5.1 (page 74) dans le cas de l'imagerie SISO SAR avec des signaux de type *chirp*.

5.3.1 Focalisation en distance

Pour un réflecteur positionné dans la zone illuminée aux coordonnées x_n (dans l'axe distance) et y_n (dans l'axe azimut) et dont la SER est σ_n (on considère ici que σ_n est constante sur la largeur spectrale du signal émis), il est possible de déterminer le signal renvoyé par ce réflecteur pour un signal OFDM quelconque avec (3.21) :

$$\begin{aligned} s_r(t,u) =& \sigma_n \mathrm{rect}\left(\frac{t-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}}{T_p}\right)\exp\left(\jmath 2\pi f_c\left(t-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right) \\ &\times\sum_{m=1}^{N} a_m \exp\left(\jmath 2\pi f_m\left(t-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right) \end{aligned} \tag{5.3}$$

De la même manière que pour le signal de type *chirp*, on effectue un retour en bande de base du signal reçu puis on procède à la compression en distance à l'aide d'un filtrage adapté. Pour cela, on convolue le signal reçu avec le signal émis :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t,u) =& \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_n \mathrm{rect}\left(\frac{t'-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}}{T_p}\right)\exp\left(-\jmath 2\pi f_c\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right) \\ &\times\sum_{m=1}^{N} a_m \exp\left(\jmath 2\pi f_m\left(t'-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right) \\ &\times\sum_{k=1}^{N} b_k \exp\left(\jmath 2\pi f_k(t'-t)\right)dt' \end{aligned} \tag{5.4}$$

Ce qui peut aussi s'écrire avec :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t,u) =& \sigma_n \exp\left(-\jmath 2\pi f_c\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\sum_{m=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left[\jmath 2\pi\left(f_k t - f_m\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}\right)\right] \\ &\times\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{rect}\left(\frac{t'-\frac{2\sqrt{x_n^2+(y_n-u)^2}}{c}}{T_p}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right)\exp\left[\jmath 2\pi(f_m-f_k)t'\right]dt' \end{aligned} \tag{5.5}$$

On résout l'intégrale et on obtient le signal focalisé en distance (voir annexe B) :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t,u) =& \sigma_n T_p \exp\left(-\jmath 2\pi f_c\frac{2R}{c}\right)\sum_{m=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} a_m b_k \\ &\times\exp\left(\jmath 2\pi\left(f_k t - f_m\frac{2R}{c}\right)\right) \\ &\times\mathrm{sinc}\left((f_m-f_k)T_p\right) \end{aligned} \tag{5.6}$$

On retrouve, après compression en distance, un sinus cardinal, comme dans le cas du chirp. Pour un signal OFDM, il est alors possible de caractériser la résolution dans l'axe de visée. Dans le cas où toutes les sous-bandes du signal OFDM émis sont actives, cette résolution est définie avec :

$$\delta x = \frac{c}{2B_r} \tag{5.7}$$

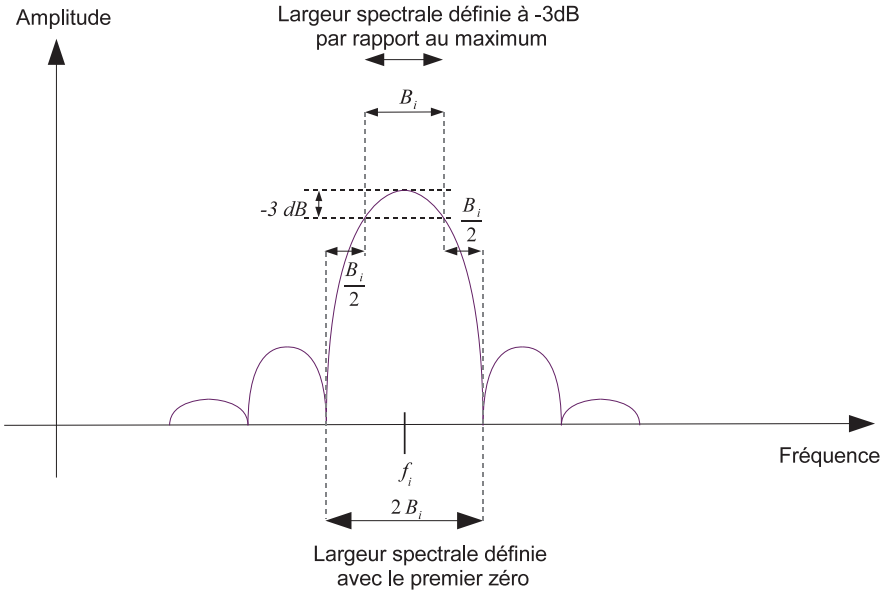


FIGURE 5.6 – Largeur spectrale du signal OFDM

où B_r est la largeur spectrale du signal OFDM. Pour un signal OFDM composé d'une seule sous-bande, on définit la largeur spectrale de la sous-bande, B_i, comme étant la largeur spectrale à -3 dB par rapport au maximum, comme montré sur la figure 5.6. La différence entre la largeur spectrale du signal OFDM définie à -3 dB et la largeur spectrale de ce même signal OFDM définie au premier zéro est égale à B_i. En effet, pour une seule sous-bande active, la largeur spectrale définie au premier zéro est égale à $2 \times B_i$, ceci étant démontré par l'expression du signal OFDM dans le domaine spectral et défini en (3.23). Dans le cas d'un signal OFDM composé de plusieurs sous-bandes q, comme montré sur la figure 5.7, on définit alors la résolution en distance δ_x pour un signal OFDM par :

$$\delta x = \frac{c}{2(q+1)B_i} \tag{5.8}$$

Cependant, pour un nombre important q de sous-bandes (513, ou 1025 sous-bandes par exemple), on peut faire l'approximation $B_r = q \times B_i$. La résolution est alors définie non pas par l'occupation spectrale au premier zéro mais par l'occupation spectrale définie à -3 dB :

$$\delta x = \frac{c}{2qB_i} = \frac{c}{2B_r} \tag{5.9}$$

La résolution en distance dépend donc de q, le nombre de sous-porteuses. Ce calcul de résolution est valable dans le cas où un grand nombre de sous-bandes du signal OFDM sont actives. On s'intéresse donc à l'influence sur la résolution en distance de la désactivation de sous-bandes dans le spectre. Dans cette étude, on choisit de travailler, dans un premier temps, avec des signaux OFDM composés de 13 sous-bandes avec une occupation spectrale, quand toute les sous-bandes sont actives, égale à 20 MHz. Deux cas sont alors considérés :

- Les sous-bandes désactivées se trouvent toutes du même côté du spectre, comme montré sur la figure 5.8(a) avec pour exemple le vecteur $(a_i)_{i=1}^{13} =$ [1111110000000] ;
- Les sous-bandes désactivées se trouvent réparties aléatoirement sur l'ensemble de la bande spectrale utile, comme montré sur la figure 5.8(b) avec pour exemple le vecteur $(a_i)_{i=1}^{13} =$ [1010110101101].

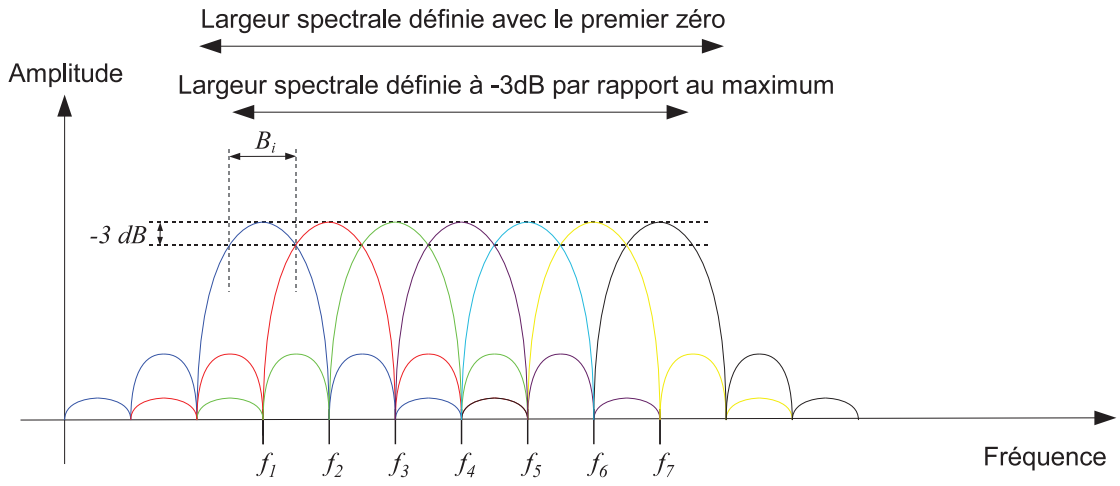
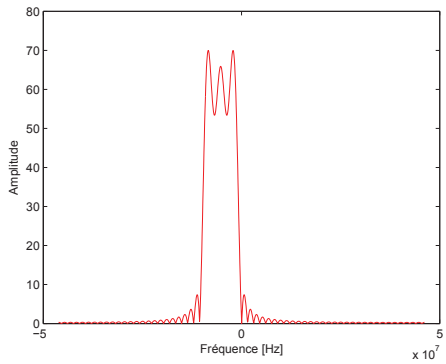
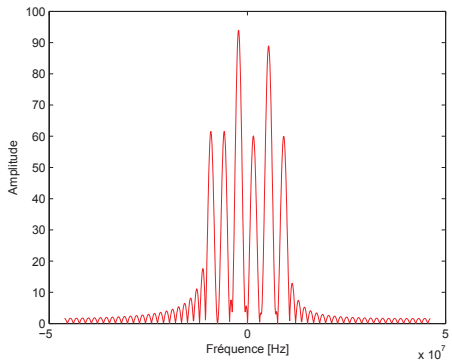


FIGURE 5.7 – Largeur spectrale utile du signal OFDM



(a) Spectre où les sous-bandes actives sont répartie sur un seul bord $(a_i)_{i=1}^{13} = (1111110000000)$

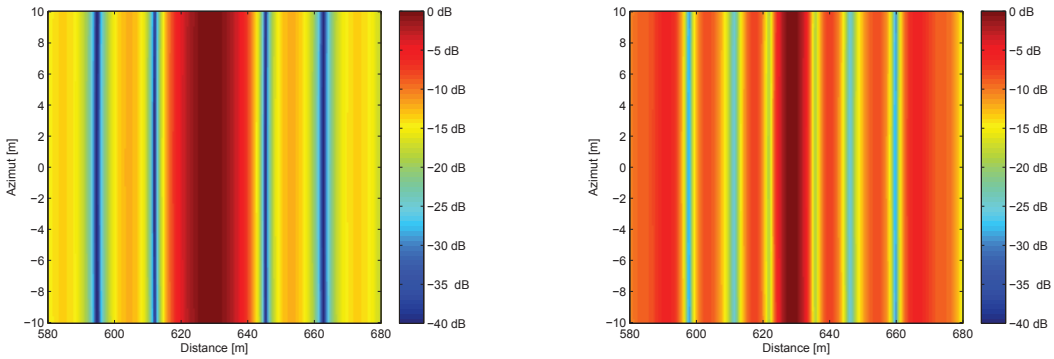


(b) Spectre où les sous-bandes actives sont répartie sur toute la largeur de la bande $(a_i)_{i=1}^{13} = (1010110101101)$

FIGURE 5.8 – Spectre de deux signaux OFDM

Les images radars après focalisation en distance pour ces deux spectres sont alors présentées sur les figures 5.9(a) et 5.9(b). Dans le cas où les sous-bandes désactivées sont regroupées sur un des bords du spectre, la résolution obtenue dans l'axe distance est égale à $16,5$ m. Dans le cas du spectre à trous, on obtient une résolution suivant l'axe de visée égale à $7,5$ m. La résolution obtenue par ce spectre à trous est égale à un signal dont toutes les sous-bandes sont actives. Les trous présents dans ce spectre du signal OFDM n'ont donc aucune influence sur la résolution en distance pour ce signal OFDM. Cependant, en considérant le signal OFDM avec le vecteur $(a_i)_{i=1}^{13} = [10000000000001]$, la résolution est égale $48,75$ m soit $\delta x = \frac{c}{4B_i}$. L'influence de la position des trous sur la résolution est alors non négligeable pour ce signal OFDM et dépend donc du nombre de trous entre deux sous-bandes actives. Afin d'étudier l'influence sur la résolution de la position des trous dans le spectre du signal OFDM, on considère alors deux cas pour le signal OFDM. De plus on augmente le nombre de sous-bandes de 13 à 65 tout en gardant la largeur spectrale des signaux à 20 MHz afin de considérer des sous-bandes, B_i, plus petites.

Le signal OFDM utilisé est composé de 65 sous-bandes et l'occupation spectrale à -3 dB correspondante (quand toutes les sous-bandes sont actives) est égale à 20 MHz. Dans le premier



(a) Focus sur la réponse d'un point brillant après focalisation en distance pour un spectre continu

(b) Focus sur la réponse d'un point brillant après focalisation en distance pour un spectre à trou

FIGURE 5.9 – Focus sur la réponse d'un point brillant après focalisation en distance pour deux spectre différents

cas de l'étude, montré sur la figure 5.10, ce signal OFDM possède toutes les sous-bandes actives à l'exception du courant continu (DC), et on fait varier le nombre de sous-bandes en les éteignant les unes après les autres, en partant des fréquences les plus proches du DC. Dans le second cas, montré sur la figure 5.10, le signal OFDM possède deux sous-bandes actives sur les 65 sous-bandes disponibles et on fait varier la largeur du trou entre les deux sous-bandes actives en augmentant le nombre de sous-bandes éteintes entre ces deux sous-bandes actives. Dans le premier cas, on obtient alors la courbe montrée sur la figure 5.12(a). Cette courbe montre l'influence sur la résolution de la présence d'un trou continu dans le spectre du signal OFDM. On remarque que malgré la présence de sous-bandes éteintes, la résolution est stable et égale à environ 7 m pour un « trou spectral »composé de 1 à 24 sous-bandes puis la résolution passe à 22 m. La résolution reste donc stable tant que le trou est petit (trou égal au maximum à 24 sous-bandes dans le cas d'un signal OFDM composé de 65 sous-bandes).

Dans le deuxième cas, on obtient alors la courbe présentée sur la figure 5.12(b) présentant l'évolution de la résolution en distance en fonction du nombre de sous-bandes éteintes, N_t, entre les deux sous-bandes actives. La résolution théorique lorsque les deux sous-bandes sont espacées d'aucun trou est égale à $243,75$ m. Lorsque le nombre N_t de sous-bandes éteintes est faible ($N_t = 1$ ou 2), la résolution obtenue est plus faible et égale à 80 m. Pour $N_t = 3$ la résolution est de nouveau égale à la résolution théorique soit 246 m. Cette résolution varie pour $N_t > 3$ prenant des valeurs entre 200 m et 246 m. Cette variation de la résolution est due aux lobes secondaires en distance qui ont une influence sur la largeur du lobe principal en distance.

Dans les deux cas observés, le nombre de sous-bandes éteintes a une influence sur la résolution en distance de notre système d'imagerie. Il est possible de créer des signaux OFDM dont certaines sous-bandes sont éteintes et atteindre le même niveau de résolution qu'un signal dont toutes les sous-bandes sont actives. De plus l'influence de la position des trous sur la résolution est alors non négligeable. Il est possible d'obtenir la résolution maximale pour notre signal tout en ayant des trous dans son spectre. Dans le cas où la largeur des trous n'est pas trop importante par rapport à la largeur spectrale occupée par le signal, on peut définir la résolution en distance comme étant égale à :

$$\delta x = \frac{c}{2\Delta B_{max}} \tag{5.10}$$

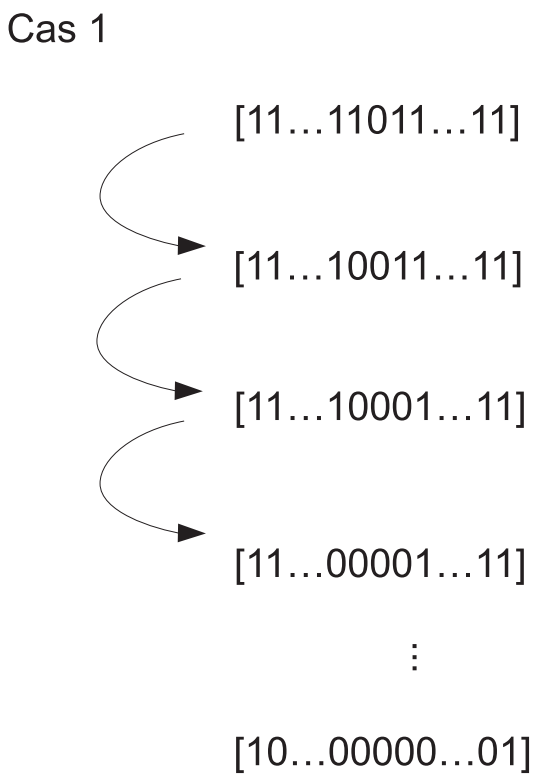


FIGURE 5.10 – Variation des sous-bandes pour le cas 1

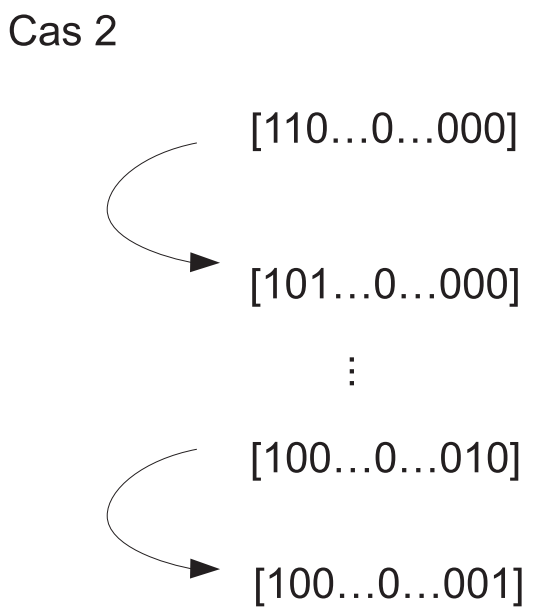
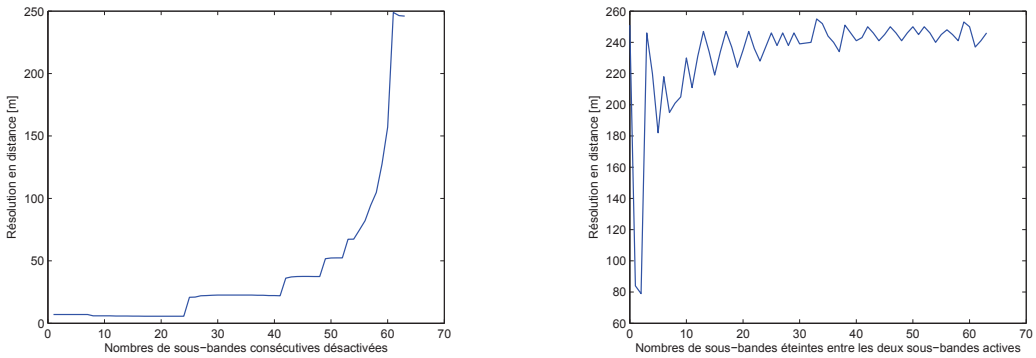


FIGURE 5.11 – Variation des sous-bandes pour le cas 2



(a) Évolution de la résolution en fonction du nombre de trous consécutifs dans le spectre d'un signal OFDM

(b) Évolution de la résolution en fonction de la position de sous-bandes actives dans le spectre d'un signal OFDM composé de deux sous-bandes

FIGURE 5.12 – Évolution de la résolution en fonction du nombre de trous dans le spectre d'un signal OFDM

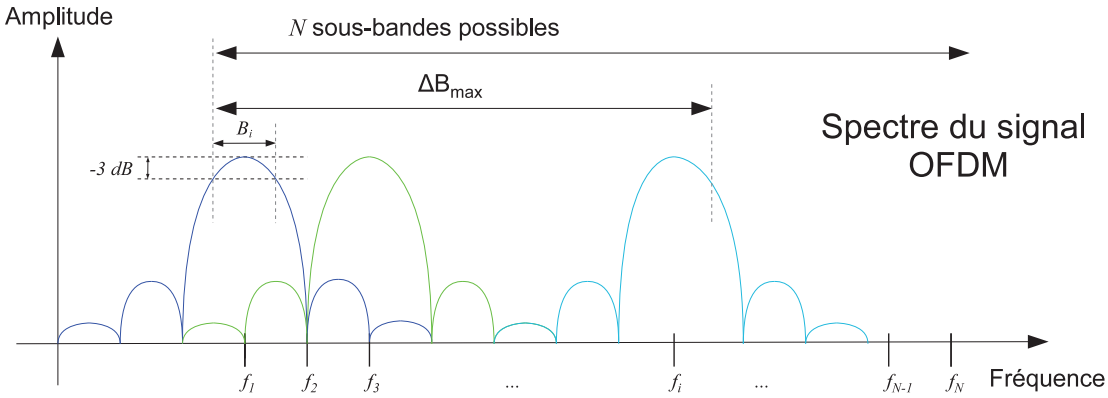
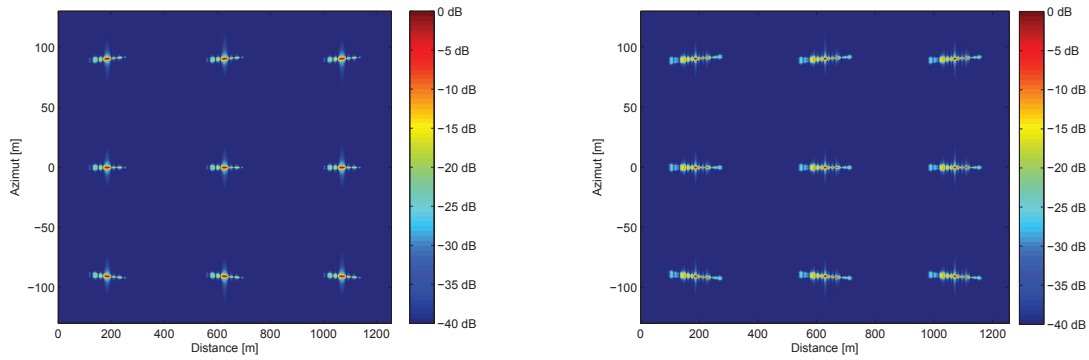


FIGURE 5.13 – Largeur spectrale mesurée entre la première sous-bande active et la dernière sous-bande active du signal OFDM

où ΔB_{max} est la largeur spectrale mesurée entre la première sous-bande active et la dernière sous-bande active. La figure 5.13 montre le spectre d'un signal OFDM composé de N sous-bandes et dont les sous-bandes actives sont comprises entre la première sous-bande et la i^{e} sous-bande. Lors de la conception de signaux OFDM, il faut donc tenir compte de la place des trous dans le spectre du signal ainsi que de leur dimension. Dans l'exemple de 65 sous-bandes, la limite autorisée est de 24 sous-bandes, soit un peu plus du tiers des sous-bandes actives possibles, ce cas ne concernant que des trous consécutifs dans le spectre du signal. Afin de ne pas dégrader la résolution en distance, il est alors préférable de choisir des trous ayant des dimensions assez faibles (dans le cas de 65 sous-bandes, on se limitera à des trous consécutifs composés au maximum de 20 sous-bandes, ce qui correspond à la zone où la résolution est stable et égale à son maximum).

5.3.2 Focalisation en azimut

Une fois la focalisation en distance effectuée, on procède à la focalisation en azimut à l'aide de l'algorithme ω-k décrit dans le paragraphe 2.3.4.2. Pour cela, un filtrage adapté est effectué en azimut dans le domaine fréquentiel. On définit alors le signal reçu dans le domaine fréquentiel avec



(a) Image radar après le processus SAR pour un signal OFDM continu

(b) Image radar après le processus SAR pour un signal OFDM à trou

FIGURE 5.14 – Images radar après le processus SAR

l'expression :

$$S_{rc}(\omega, k_u) = \sigma_n H_r(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\jmath 2\pi f_c \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c}) \exp(-jk_u u) du \tag{5.11}$$

où k_u représente les fréquences spatiales associées à l'ouverture synthétique et $H_r(\omega)$ est le résultat de la compression en distance du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. De la même manière que pour les signaux de type *chirp* défini au paragraphe 2.3.4.2, on résout cette intégrale à l'aide de la méthode de la phase stationnaire. On effectue alors la multiplication du signal reçu dans le domaine fréquentiel avec le signal de référence défini par :

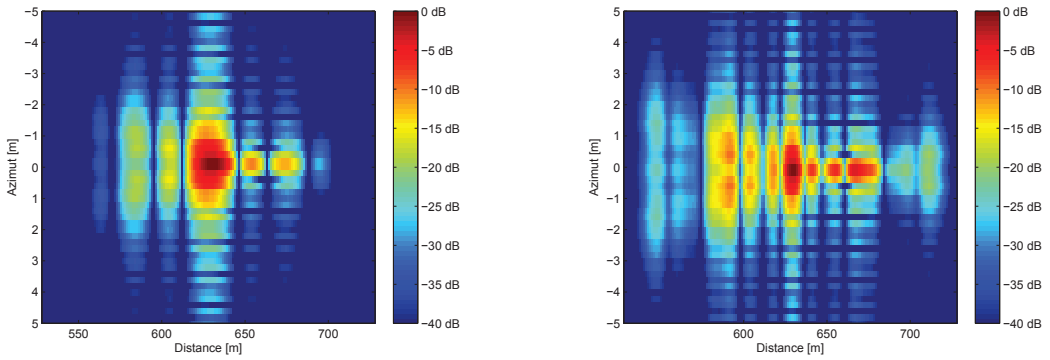
$$S_0(\omega, k_u) = \exp\left(-\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c - \jmath k_y Y_c\right) \tag{5.12}$$

où X_c et Y_c sont les coordonnées sur la région d'intérêt du point de référence suivant l'axe de visée et l'axe azimutal. Finalement, après retour dans le domaine temporel, on obtient alors le signal reçu focalisé en distance et focalisé en azimut :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t, u) =& \sigma_n T_p \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi (f_k t - f_m \frac{2x_n}{c})\right) \\ & \mathrm{sinc}((f_m - f_k)T_p)\mathrm{sinc}(\frac{k}{\pi}(u - y_n)) \end{aligned} \tag{5.13}$$

La dernière étape de l'imagerie OFDM SAR est l'utilisation de l'interpolation de Stolt, décrite en 2.3.4.2.

On considère la configuration définie par 5.1 ainsi que neuf réflecteurs répartis sur la région d'intérêt aux coordonnées en distance ($x_n = 188$ m ; $x_n = 629$ m ; $x_n = 1069$ m) et aux coordonnées en azimut ($y_n = -91$ m ; $y_n = 0$ m ; $y_n = 91$ m). Le point central de la région d'intérêt est choisi comme point de référence pour le filtrage adapté en azimut. L'image obtenue après les deux filtrages adaptés et l'interpolation de Stolt avec ces neuf réflecteurs positionnés sur la région d'intérêt est montré sur la figure 5.14(a) dans le cas d'un signal dont les sous-bandes actives sont toutes du même côté du spectre, $(a_i)_{i=1}^{13} = [1111110000000]$, et sur la figure 5.14(b) dans le cas d'un signal dont le spectre possède des sous-bandes éteintes réparties de manière aléatoire, $(a_i)_{i=1}^{13} = [1010110101101]$.



(a) Focus sur la réponse d'un réflecteur pour un signal OFDM continu

(b) Focus sur la réponse d'un réflecteur pour un signal OFDM à trou

FIGURE 5.15 – Focus sur la réponse d'un réflecteur pour les deux signaux OFDM

La forme d'onde OFDM permet donc, dans une configuration SISO SAR, d'obtenir une image radar ayant des caractéristiques proches de celles obtenues avec la configuration SISO SAR et avec la forme d'onde *chirp* (voir figure 2.18(b)). On remarque que l'utilisation d'un spectre à trou permet d'obtenir une résolution en distance meilleure qu'avec un spectre continu pour un même nombre de sous-bandes actives et lorsque les trous consécutifs sont composés de 1 ou 2 sous-bandes. Pour les signaux OFDM, nous avons montré qu'il est possible de construire des signaux dont certaines sous-bandes sont éteintes et ayant des caractéristiques pour l'imagerie SAR, en termes de résolution, équivalente à un signal OFDM dont toutes les sous-bandes seraient actives. Cependant, l'utilisation de signaux OFDM possédant des trous dans leurs spectres augmente la valeur des lobes secondaires en distance. En effectuant un focus sur la réponse d'un point brillant pour un signal OFDM possédant des trous, montré sur la figure 5.15(b), on peut remarquer que les lobes secondaires en distance sont plus élevés par rapport aux lobes secondaires en distance d'un signal OFDM continu, comme montré sur la figure 5.15(a). On peut alors conclure que l'utilisation de signaux OFDM possédant des trous choisis de manière aléatoire n'est pas adapté dans le cas du problème de détection ou de reconnaissance.

Dans la suite, on s'intéresse aux signaux OFDM et à la manière de coder les différentes sous-bandes afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles en termes d'ambiguïté en distance. Il faut cependant faire attention à la résolution en distance et par conséquent la contrainte sur les trous dans le spectre lors du codage des sous-bandes.

5.4 Conception de signaux OFDM pour réduire l'ambiguïté en distance

Après nous être intéressés à l'OFDM SISO SAR, nous allons étudier l'utilisation des signaux OFDM pour réduire le phénomène de fantôme issu de la résolution du problème de l'ambiguïté en distance (voir paragraphe 5.2). Différentes études sont menées afin de développer une méthode de création d'un couple de signaux OFDM (s_a, s_b) permettant de réduire le phénomène de fantôme lors de l'utilisation de signaux OFDM composés de N sous-bandes.

Dans un premier temps, la conception du couple (s_a, s_b) de signaux OFDM permettant de supprimer l'ambiguïté est basée sur deux paramètres de qualité image déjà utilisés dans le cas du

MIMO SAR : le PSLR et l'ISLR. À ces deux paramètres, nous ajoutons un troisième paramètre lié à la fonction d'ambiguïté (décrite dans le paragraphe 3.26). En effet, en observant les résultats de cette fonction d'ambiguïté, l'ambiguïté dans le domaine Doppler est améliorée en augmentant le nombre de sous-bandes. Cette amélioration est aussi valable dans le cas de la fonction d'inter-ambiguïté, $AF^{s_a,s_b}(\tau, f_d)$, définie par l'équation (5.14) (voir Annexe A) :

$$\begin{aligned} AF^{s_a,s_b}(\tau, f_d) =& T_p \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} 2a_i b_k \exp\left(\jmath\pi\left(i - k + f_d T_p\right)\right) \\ & \times \exp\left(\jmath\pi\left(i + k - N - 1 + f_d T_p\right) \frac{\tau}{T_p}\right) \\ & \times \operatorname{sinc}\left(2(i - k + f_d T_p)\left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right)\right) \end{aligned} \tag{5.14}$$

Il nous reste donc à trouver un moyen d'améliorer la fonction d'inter-ambiguïté dans le domaine retard et à Doppler nul ($f_d = 0$). On travaille à Doppler nul car la fréquence Doppler maximale est égale à 129 Hz, ce qui est bien inférieur à la largeur spectrale d'une sous-bandes B_i. On peut alors négliger l'effet du Doppler et se focaliser sur le retard. Le troisième paramètre utilisé pour définir les signaux (s_a, s_b) est appelé ΔF_0. Ce paramètre ΔF_0 caractérise le degré de corrélation entre les deux signaux émis et est défini avec :

$$\Delta F_0 = \frac{\max(AF^{s_a,s_b}(\tau, 0))}{AF^{s_a,s_a}(0, 0)} \tag{5.15}$$

Nous proposons d'étudier la manière de concevoir les signaux OFDM à travers 3 exemples :

- Un exemple lié à l'étude de la corrélation entre deux signaux OFDM composés de 13 sous-bandes et dont seulement 2 sous-bandes sont actives de manière symétrique par rapport au DC. La restriction à 13 sous-bandes permet de parcourir l'ensemble des solutions possible en un temps très cours. Cette étude permet de déterminer le degré de corrélation entre les différentes sous-bandes du signal OFDM et l'influence des trous sur cette corrélation ;
- Un exemple lié à l'étude des signaux OFDM composé de 13 sous-bandes dont 6 des sous-bandes sont actives et le reste des sous-bandes sont éteintes. Lors de cette étude, nous développons une méthode de création de signaux OFDM et une méthode pour choisir le meilleur couple solution permettant la meilleure réjection du fantôme pour un ensemble restreint de couple OFDM ;
- Un exemple lié à l'extension de notre approche dans le cas de $\left(\frac{N}{2} - 1\right)$ sous-bandes actives pour un total de N sous-bandes.

5.4.1 Utilisation de 2 sous-bandes actives

Dans un premier temps, nous analysons l'utilisation de deux signaux de type OFDM possédant chacun deux sous-bandes actives et l'impact du choix de ces sous-bandes sur le paramètre ΔF_0. La configuration des deux signaux OFDM est décrite sur la figure 5.16. Les sous-bandes sont choisies de la façon suivante : si une sous-bande se trouvant à droite du DC est activée, alors par symétrie hermitienne par rapport au DC, la sous-bande se trouvant à gauche du DC l'est aussi. Deux cas sont considérés afin de voir l'influence du choix des sous-bandes sur le paramètre ΔF_0 :

- les sous-bandes utilisées sont adjacentes (cas des signaux s_a et $s_{b,1}$)(Fig. 5.16),
- les sous-bandes utilisées sont éloignées (cas des signaux s_a et $s_{b,2}$)(Fig. 5.16).

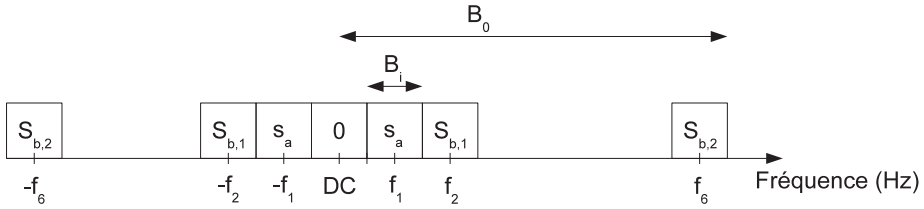
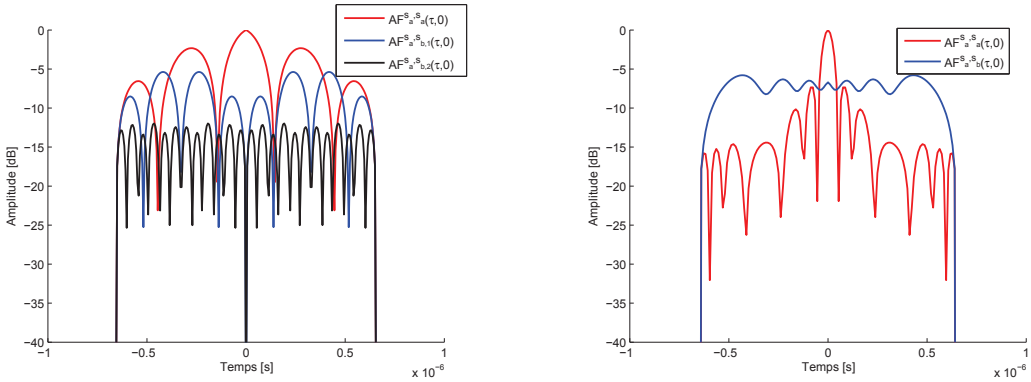


FIGURE 5.16 – Occupation spectrale des signaux OFDM s_a, $s_{b,1}$ et $s_{b,2}$



(a) Courbe des fonctions d'inter-ambiguïté pour le couple (s_a,$s_{b,1}$) et d'inter-ambiguïté pour le couple (s_a,$s_{b,2}$) lorsque $f_d = 0$

(b) Courbe des fonctions d'inter-ambiguïté entre un *chirp* montant et un *chirp* descendant

FIGURE 5.17 – Courbes des fonctions d'ambiguïté et d'inter-ambiguïté lorsque $f_d = 0$ pour des signaux *chirps* et OFDM

Les signaux OFDM s_a, $s_{b,1}$, $s_{b,2}$ sont donc composés de 13 sous-bandes chacun dont 9 sous-bandes éteintes et 2 actives. Ces signaux OFDM ont une occupation spectrale maximale, quand toutes leurs sous-bandes sont actives, égale à 20 MHz. On analyse les résultats de la fonction ΔF_0 obtenus pour les couples, $(s_a, s_{b,1})$ et $(s_a, s_{b,2})$ montrés sur la figure 5.17(a). Pour deux sous-bandes adjacentes, s_a et $s_{b,1}$, on obtient un ΔF_0 égal à $-5,5$ dB alors que pour des sous-bandes éloignées, s_a et $s_{b,2}$, on obtient un ΔF_0 égal à -12 dB. On peut dire que plus les sous-bandes sont éloignées et plus la réjection entre les différents signaux OFDM émis s'améliore.

On compare alors les résultats obtenus dans le cas de signaux OFDM avec celui obtenu dans le cas des *chirps* (*chirp* montant (chirp1) et *chirp* descendant (chirp2)). Le résultat obtenu dans le cas de l'utilisation de *chirps* est montré sur la figure 5.17(b). La valeur de ΔF_0 est de $-5,8$ dB. On peut dire que l'utilisation de signaux OFDM va permettre d'obtenir une amélioration de la réjection des signaux émis par rapport à utilisation de signaux de type *chirps* si l'activation des sous-bandes est choisie correctement.

Dans le cas de signaux OFDM, afin de minimiser le paramètre ΔF_0, il faut que les sous-bandes des deux signaux s_a et s_b soient les plus éloignées les unes des autres. Une solution simple est d'allouer les fréquences situées à gauche du DC à s_a et les fréquences situées à droite du DC à s_b. On minimise alors le paramètre ΔF_0 mais la résolution en distance est divisée par deux. Ce choix de répartition des sous-bandes actives n'est donc pas judicieux. Afin de garantir la résolution maximale possible, il faut répartir les sous-bandes actives des deux signaux s_a et s_b sur tout le spectre. De plus, pour avoir un ΔF_0 faible, il faut que les trous soient assez grands. Nous proposons donc d'augmenter le nombre de sous-bandes actives.

5.4.2 Utilisation de 6 sous-bandes actives

Dans l'étude de signaux composés de deux sous-bandes ainsi que dans [39] et [73], la conception des signaux OFDM est basée sur l'utilisation d'une symétrie hermitienne entre les fréquences se trouvant à droite du DC et les fréquences se trouvant à gauche du DC. Afin d'avoir un degré de liberté supplémentaire lors de la conception de nos signaux OFDM, nous nous affranchissons de cette contrainte de symétrie.

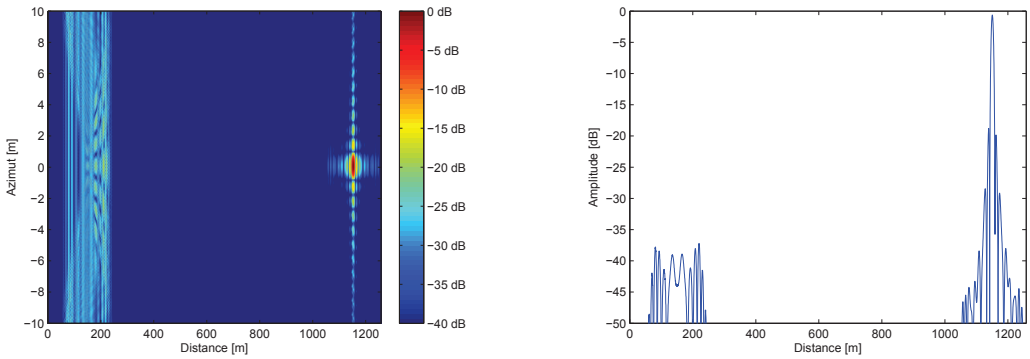
La première étape dans la procédure d'optimisation des signaux OFDM est de définir des signaux orthogonaux. L'orthogonalité est obtenue en activant et en désactivant certaines sous-bandes dans le domaine spectral. Les coefficients $(a_i)_{i=1}^{13}$ et $(b_i)_{i=1}^{13}$ doivent donc satisfaire la contrainte définie par $a_i \times b_i = 0$ pour $i = 1$ à $i = 13$. On doit alors choisir $(b_i)_{i=1}^{13}$ comme étant le complémentaire de $(a_i)_{i=1}^{13}$, excepté pour le 7e élément représentant la composante continue DC. La bande disponible B est alors répartie entre les deux signaux s_a et s_b. Le vecteur $(b_i)_{i=1}^{13}$ est donc décrit avec $(b_i)_{i=1}^{13} = [\ \overline{a_1},\ \overline{a_2},\ \cdots\ ,\ \overline{a_6},\ 0,\ \overline{a_8},\ \cdots\ ,\ \overline{a_{13}}]$, où $\overline{a_i} = 1 - a_i$. Chacun des signaux s_a et s_b possède alors 6 sous-bandes actives et 7 sous-bandes éteintes (6 sous-bandes + 1 DC). La deuxième étape de la conception est de maximiser la largeur spectrale de s_a et de s_b afin d'obtenir la meilleure résolution en distance possible c'est-à-dire la résolution d'un signal OFDM ayant toutes ces sous-bandes actives. La meilleure résolution possible est alors obtenue en fixant les sous-bandes sur les extrémités. En effet, lors de l'étude sur l'OFDM SAR, on a montré qu'un signal OFDM dont certaines sous-bandes sont désactivées possède la même résolution en distance qu'un signal OFDM ayant toutes les sous-bandes activées. Toutefois, ceci est vrai tant que la largeur des trous dans le spectre reste petite. Ici, les trous sont constitués de 1 ou 2 sous-bandes, par rapport à la bande B. Il est donc possible d'avoir une résolution équivalente à la largeur spectrale définie par les sous-bandes actives situées sur les bords du spectre de notre signal. Afin de maximiser la résolution pour les deux signaux s_a et s_b, on définit alors $(a_i)_{i=1}^{13} = [\ 0,\ 1,\ a_3,\ \cdots\ ,\ a_6,\ 0,\ a_8,\ \cdots\ ,\ a_{11},\ 0,\ 1]$ et $(b_i)_{i=1}^{13} = [\ 1,\ 0,\ \overline{a_3},\ \cdots\ ,\ \overline{a_6},\ 0,\ \overline{a_8},\ \cdots\ ,\ \overline{a_{11}},\ 1,\ 0]$. À partir de cette règle de construction des signaux OFDM, les meilleurs couples (s_a, s_b) sont obtenus en calculant les valeurs des trois paramètres, PSLR, ISLR et ΔF_0, pour les différentes combinaisons possibles sur les 8 sous-bandes restantes (pour $i = 3$ à $i = 6$ et pour $i = 8$ à $i = 11$).

Une fois les couples de solutions choisis en fonction des paramètres ISLR et PSLR, on choisit le couple final de solutions par comparaison de leur paramètre ΔF_0 respectif. On obtient alors la solution unique (s_a, s_b) permettant de résoudre l'ambiguïté en distance sous la contrainte de la valeur la plus petite pour ΔF_0.

On se place dans la configuration aéroportée définie par le tableau 5.1. On place un réflecteur aux coordonnées ($x = 1150$ m, $y = 0$ m). Ce réflecteur est considéré comme ambigu dans le cas où on choisit FRI_1 (égale à 26920 Hz).

L'image radar obtenue pour cette configuration dans le cas de la réduction de l'ambiguïté basée sur l'utilisation de signaux de type *chirps* est montrée sur la figure 5.18(a).

À l'aide de la procédure de traitement de l'ambiguïté, le réflecteur est correctement focalisé en distance et en azimut. Cependant, aux coordonnées ($x = 150$ m, $y = 0$ m) en distance et en azimut, on peut voir l'apparition d'un fantôme. Sur la figure 5.18(b), on a effectué une coupe azimutale en $y = 0$ m afin de mesurer le niveau marginal du fantôme qui est égal à -38 dB par rapport au lobe principal pour son maximum. Les valeurs de l'ISLR, du PSLR et de ΔF_0 sont reportées dans le tableau 5.2 et servent de référence pour l'étude avec les signaux OFDM. De même que pour le couple de signaux *chirps*, on utilisera le signal OFDM dont toutes les sous-bandes sont actives



(a) Image SAR

(b) Coupe azimutale en $y = 0$ m de l'image SAR

FIGURE 5.18 – Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec un *chirp* montant et un *chirp* descendant

(sauf le DC) comme signal de référence. Ce signal est appelé OFDM$_{all}$.

Dans le cas de la suppression de l'ambiguïté en distance par l'utilisation de signaux OFDM, on se base sur la méthode de conception des signaux OFDM afin de déterminer les différents couples (s_a, s_b) possibles. Le nombre de couples possibles est dépendant du nombre de sous-bandes disponibles et est défini par :

$$N_{couple} = \frac{(N-5)!}{(((N-5)/2)!)^2} \tag{5.16}$$

Pour des signaux OFDM disposant de 13 sous-bandes, on possède 70 couples solutions possibles. On détermine alors les valeurs des trois paramètres (ISLR, PSLR et ΔF_0) pour chaque couple possible. En traçant la courbe des valeurs d'ISLR de chacun des couples possibles par rapport aux valeurs du PSLR (Fig.5.19), on voit apparaitre une frontière, appelée front de Pareto [87], où tous les couples (s_a, s_b) possibles se trouvent à droite ou au-dessus de cette frontière. Ce front de Pareto représente les solutions répondant à notre problème. Les couples solutions situées aux points A, B ou C sont toutes des solutions répondant à notre problème : avoir le plus faible PSLR et ISLR possible. On peut alors choisir des signaux ayant un PSLR très faible (point B) au détriment de l'ISLR ou des signaux ayant un ISLR très faible (point C) au détriment du PSLR ou encore faire un compromis entre le PSLR et l'ISLR (point A). Dans notre cas on a considéré un compromis entre l'ISLR et le PSLR. Les deux couples, se trouvant proche du point A et présentant le meilleur compromis entre l'ISLR et le PSLR, sont décrits dans le tableau 5.2 avec leur valeur de PSLR, ISLR et ΔF_0.

TABLE 5.2 – PSLR, ISLR et ΔF_0 pour les différents signaux OFDM solution après optimisation

	PSLR[dB]	ISLR[dB]	ΔF_0[dB]
OFDM $(s_{a,1}, s_{b,1})$	$-16,0$	$-39,9$	$-8,9$
OFDM $(s_{a,2}, s_{b,2})$	$-15,8$	$-41,0$	$-7,4$
chirps	-13.1	$-43,2$	$-5,8$
OFDM$_{all}$	$-12,0$	$-45,5$	

Dans chacun de ces deux cas présentés, l'ambiguïté est correctement supprimée et le réflecteur est correctement imagé à sa véritable position dans l'axe de visée, soit $x = 1150$ m. Cependant, de la même manière qu'avec les *chirps*, un fantôme apparaît à l'emplacement de l'ambiguïté supprimée,

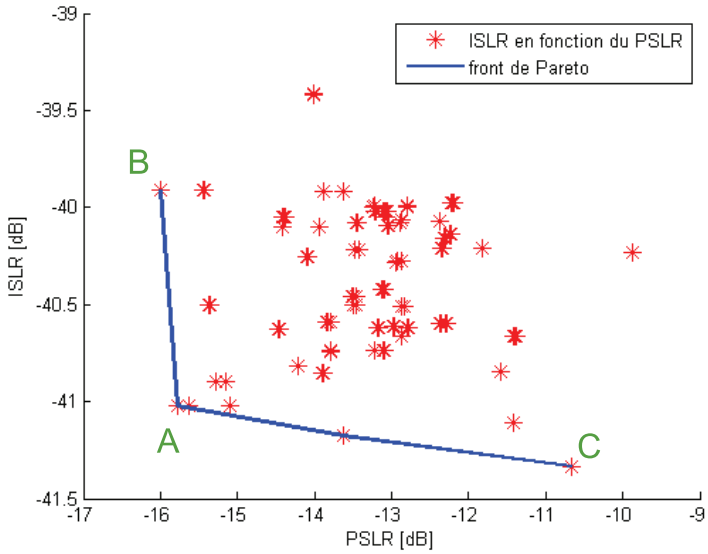
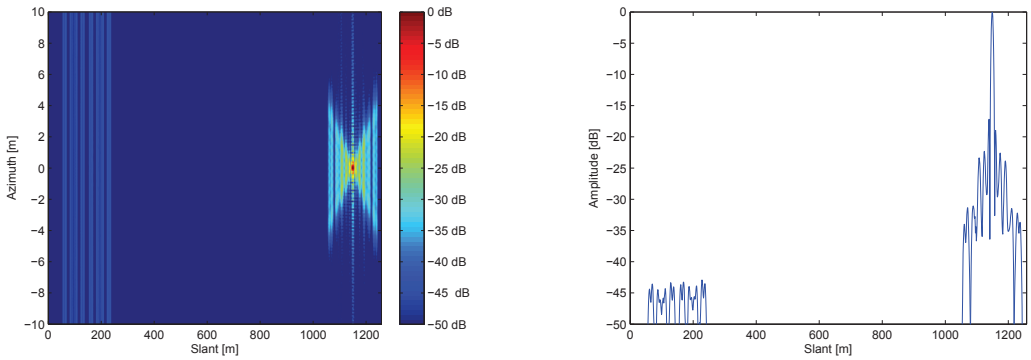


FIGURE 5.19 – ISLR des couples solution en fonction du PSLR



(a) Image SAR

(b) Coupe azimutale en $y = 0$ m de l'image SAR

FIGURE 5.20 – Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec le couple solution optimal $(s_{a,1}, s_{b,1})$

aux coordonnées ($x = 150$ m, $y = 0$ m). En se basant sur l'ISLR et sur le PSLR, on obtient une information sur la qualité de l'image et de manière plus précise sur la réponse du point brillant. Cependant, on obtient très peu d'informations sur la réjection du fantôme dans l'image finale. On se base alors sur le troisième paramètre, ΔF_0, afin de déterminer le couple solution optimal. Parmi les deux solutions possibles, on choisit le couple OFDM $(s_{a,1}, s_{b,1})$ comme couple optimal car ce couple possède le niveau de réjection le plus élevé. L'image SAR obtenue après la réduction de l'ambiguïté en distance est montrée sur la figure 5.20(a). En effectuant une coupe suivant l'axe azimutal ($y = 0$ m) et montrée sur la figure 5.20(b), on estime la valeur maximale de l'amplitude du fantôme par rapport au lobe principal de -42 dB. Dans le cas du couple OFDM $(s_{a,2}, s_{b,2})$, la valeur maximale de l'amplitude du fantôme mesurée par rapport au lobe principal est estimée à -40.5 dB. On remarque aussi que les niveaux des lobes secondaires autour du lobe principal représentant la réponse du réflecteur sont élevés. Toutefois, nous remarquons que le niveau de la réponse liée au fantôme est fortement diminuée en comparaison avec l'utilisation d'un *chirp*.

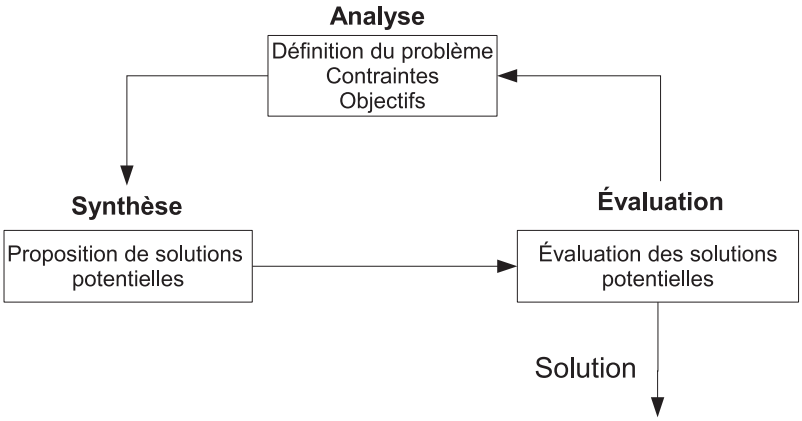


FIGURE 5.21 – Principe des algorithmes d'optimisation

En comparant les résultats obtenus avec le couple solution optimal de signaux OFDM par rapport au couple de signaux de type chirp et aux résultats obtenus dans le cas du signal OFDM_{all} (on se place dans la condition où la FRI est égale à FRI_0), on remarque que les valeurs de l'ISLR des couples OFDM sont supérieures à celles obtenues par $OFDM_{all}$ et le couple de *chirps*. Pour le PSLR, les valeurs obtenues par les couples OFDM sont inférieures à celles obtenues par $OFDM_{all}$ et par le couple *chirps*. La hausse des niveaux de l'ISLR est liée aux trous dans le spectre des signaux utilisés. En effet, il a été vu dans le paragraphe 5.3 que l'utilisation de signaux OFDM possédant des sous-bandes éteintes entraine une hausse des lobes secondaires en distance et par conséquent une hausse du niveau de l'ISLR.

Avec cette étude concernant 6 sous-bandes actives sur 13 sous-bandes au total, nous avons étudié une méthode de création de signaux OFDM permettant de réduire le fantôme issu de la méthode de suppression de l'ambiguïté. Cependant, notre méthode d'analyse utilisée pour 13 sous-bandes est inapplicable dans le cas où le nombre de sous-bandes N est très grand ($N = 65$ ou $N = 256$ par exemple). En effet, le nombre de couples possible, défini par l'équation (5.16), montre que le nombre de couples possibles croit de manière factorielle. On se rend donc compte de l'impossibilité de parcourir l'intégralité des solutions afin de déterminer la meilleure solution. Une autre méthode est donc appliquée afin de parvenir à déterminer le couple (s_a, s_b) optimal

5.4.3 Utilisation de $\frac{N}{2} - 1$ sous-bandes actives

Du fait du nombre trop important de solutions possibles, on va procéder à une recherche du couple optimal par l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. L'algorithme d'optimisation choisi utilise alors des paramètres d'imageries utilisés lors de l'étude à 13 sous-bandes pour trouver le couple optimal, tout en respectant les règles de création des signaux OFDM énoncées au paragraphe 5.4.2.

5.4.3.1 Algorithmes d'optimisation

Un algorithme d'optimisation est essentiellement basé sur un processus en trois étapes, comme montré sur la figure 5.21 [88]. La première étape est l'analyse où l'on définit le problème à optimiser, les contraintes de notre système et les objectifs à atteindre. Puis on effectue la synthèse où l'on formule les différentes solutions potentielles respectant les contraintes et pouvant répondre aux

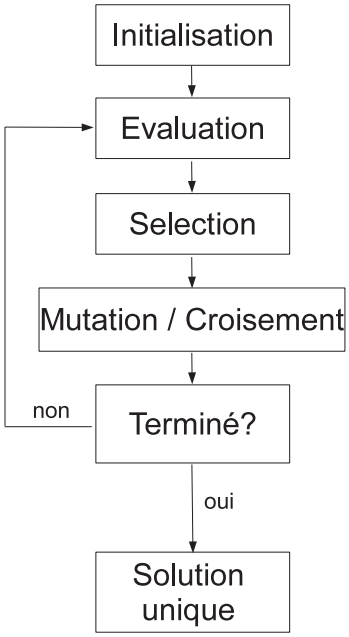


FIGURE 5.22 – Principe de fonctionnement de l'algorithme génétique

objectifs. La dernière étape est alors l'évaluation des solutions potentielles où l'on regarde l'existence de la solution optimale. Afin de choisir l'algorithme d'adaptation le plus performant dans notre cas, il nous faut au préalable faire certains choix tels que :

- la fonction d'adaptation : la fonction d'adaptation reflète la pertinence des solutions proposées par l'algorithme vis-à-vis de notre problème. L'algorithme d'optimisation tente alors de faire converger la fonction d'adaptation vers un optimum. Cette fonction d'adaptation peut être soit à objectif unique (la définition de la fonction d'adaptation ne pose alors aucun problème) ou elle peut être à objectifs multiples f_i et est définie avec :

$$f = \sum_i \alpha_i f_i \tag{5.17}$$

  où α_i est le poids associé à la fonction objectif f_i ;
- la méthode d'optimisation : il existe différentes méthodes d'optimisation telles que les méthodes Monte Carlo [89], les méthodes des gradients [90] ou encore les algorithmes évolutionnaires [91].

Dans le cas de l'optimisation du couple de signaux OFDM (s_a, s_b), nous choisissons un algorithme évolutionnaire tel que l'algorithme génétique pour garder une certaine souplesse entre l'exploration de solution par l'aléatoire et l'exploitation des données déjà acquises lors du processus de recherche de la solution optimale.

Ces algorithmes sont inspirés de la théorie de Charles Darwin sur l'évolution des espèces. L'idée principale de ces algorithmes est de pouvoir, à partir d'une population finie d'éléments, simuler la sélection naturelle au cours de plusieurs générations d'individus afin de trouver les individus les plus adaptés à notre problème. Le principe de fonctionnement d'un algorithme génétique est présenté sur la figure 5.22. L'algorithme génétique est composé de cinq étapes :

- initialisation : dans cette étape, on définit aléatoirement une population d'éléments qui servent de genèse pour les futures générations ;

- évaluation : cette étape consiste à calculer les fonctions d'objectif et la fonction d'adaptation pour chaque individu de la génération ;
- sélection : lors de cette étape, on procède à l'élimination des éléments les plus faibles par rapport à la fonction d'adaptation et on garde les plus forts pour la génération intermédiaire. Dans notre cas, le type de sélection choisi est la sélection par roulette. Ce type de sélection est analogue au principe de la roulette de casino. Chaque individu est placé sur une roulette de casino et la chance qu'un individu soit sélectionné par la bille est proportionnelle à la valeur de sa fonction d'adaptation. Plus sa fonction d'adaptation est forte et plus il a de chance d'être choisi pour la génération intermédiaire ;
- mutation/croisement : dans cette étape, les individus ayant été sélectionnés pour la génération intermédiaire sont alors soit croisés, soit mutés. Dans notre cas, on choisi la mutation. Chaque individu de la génération intermédiaire mute afin de créer un nouvel individu pour la génération suivante ;
- condition de fin : la dernière étape consiste à voir si la condition sur le nombre voulu de génération est validée. Si « non », on retourne à l'étape d'évaluation et on parcourt à nouveau un cycle complet avec la nouvelle génération. Si « oui », on sélectionne alors le meilleur individu de cette dernière génération et on obtient la solution voulue à notre problème.

Nous pouvons noter que la solution obtenue par l'utilisation de l'algorithme génétique est une solution optimale dans le sous-espace observé. Si nous voulions une solution optimale globale, il serait nécessaire d'observer l'intégralité des solutions dans l'espace total des solutions.

5.4.3.2 Application de l'algorithme génétique aux signaux OFDM

Dans le cas de l'optimisation du couple de signaux OFDM (s_a, s_b) par l'algorithme génétique, on définit les différents éléments constitutifs de l'algorithme. Dans un premier temps, on définit les fonctions d'objectifs de l'algorithme. L'algorithme génétique est basé sur trois fonctions d'objectifs : la fonction calculant la valeur f_1 du PSLR de notre système imageur, la fonction calculant la valeur f_2 de l'ISLR et la fonction calculant la valeur f_3 de ΔF_0. Les résultats des fonctions d'objectifs sont normalisés par rapport à une valeur minimale de référence $f_{1,0}$ et $f_{2,0}$ pour l'ISLR et le PSLR et la valeur de référence minimale $f_{3,0}$ pour ΔF_0. Le résultat des fonctions d'objectif est alors égal à :

$$f_{objectif_i} = \frac{|f_i - f_{i,0}|}{f_{i,0}} \tag{5.18}$$

Lorsque ces trois fonctions objectifs sont calculées, on définit la fonction d'adaptation f de notre algorithme par :

$$f = \alpha_1 . f_{objectif_1} + \alpha_2 . f_{objectif_2} + \alpha_3 . f_{objectif_3} \tag{5.19}$$

Les poids α_i sont choisis égaux à 1 afin de ne pas favoriser l'un des trois objectifs par rapport aux autres. Le but de l'algorithme génétique est de rendre cette fonction d'adaptation la plus faible possible.

Les derniers paramètres à définir dans notre algorithme sont alors la taille de la population initiale, le type de mutations ainsi que le nombre voulu de générations. Les paramètres sur la taille de la population initiale et sur le nombre voulu de générations ont une incidence sur le temps de calcul ainsi que sur le nombre d'éléments de l'espace de solutions qui vont être évaluées. Pour le paramètre de mutation, on choisit un paramètre de mutation de 20 %, ce qui implique que chaque

élément de notre vecteur $(a_i)_{i=1}^{N}$, à l'exception de l'élément $(N+1)/2$ qui correspond au DC, a 20 % de chance de voir sa valeur inversée (la valeur "1" devient "0" ou la valeur "0" devient "1"). Le choix du paramètre de mutation à 20 % permet de rechercher de nouvelles solutions proches de celle déjà trouvée. En prenant un facteur de mutation plus grand (30 % ou 40 %), on se rapproche plus de la recherche de solution par l'aléatoire et on s'éloigne de la recherche de solution par convergence. Par l'utilisation de l'agorithme génétique, nous souhaitons faire apparaitre un mécanisme de convergence entre les différentes générations vers une solution optimale.

5.4.3.3 Résultats de simulation pour 65 sous-bandes

Dans notre étude sur un nombre de sous-bandes importants, on choisi un nombre de sous-bandes égale à 65. En effet, pour $N = 65$ sous-bandes, il est possible de décrire environ 10^{17} couples. On se place dans la configuration aéroportée décrite par le tableau 5.1 à l'exception de la durée de l'impulsion qui est égale à $T_p = 3,25\mu s$. En effet, pour le cas OFDM, l'augmentation de la durée de l'impulsion est due à l'augmentation du nombre de sous-bandes sachant que nous travaillons avec une bande totale constante. En utilisant l'algorithme génétique et en observant un nombre fini de solutions possibles, on obtient le couple solution permettant de supprimer l'ambiguïté en distance. Dans le but de valider le couple OFDM optimisé, on applique l'algorithme génétique à 5 reprises afin de produire 5 couples OFDM optimisés. La fonction d'adaptation, comme montrée sur la figure 5.23, décrit la convergence du critère d'optimisation en fonction des trois fonctions d'objectifs. On obtient le meilleur couple OFDM solution lorsque la fonction d'adaptation est la plus faible possible. Après la 15e génération, on remarque que la fonction d'adaptation est stable et fluctue peu par rapport à la valeur obtenue. On peut alors conclure que l'algorithme génétique a trouvé une solution à notre problème qui est la meilleure après ces 15 générations. Les résultats obtenus pour les différentes fonctions d'objectif avec $f_{1,0} = -20$ dB, $f_{2,0} = -48$ dB et $f_{3,0} = -14$ dB, permettant de calculer la fonction d'adaptation, sont montrés sur les figures 5.24(a), 5.24(b) et 5.24(c). Les valeurs des $f_{i,0}$ sont choisis par rapport aux valeurs obtenues avec un signal OFDM ayant toutes ses sous-bandes actives (excepté le DC) et en ayant un a priori sur les valeurs pour chacun des paramètres de qualité image. En observant les courbes des fonctions d'objectif, on remarque que l'algorithme génétique fait un compromis entre les trois paramètres d'imagerie. En effet, l'algorithme génétique n'hésite pas à retenir une solution présentant une meilleure fonction d'adaptation par l'amélioration d'un des trois paramètres, au prix de la dégradation d'un autre paramètre. Ce compromis entre les trois paramètres est dû au choix des $\alpha_i = 1$ pour $i = 1, 2, 3$. Après le processus d'optimisation, l'algorithme génétique nous donne le couple de signaux OFDM optimisé permettant de réduire l'ambiguïté en distance. Les différentes valeurs des fonctions d'objectif du couple de signaux OFDM optimisés sont comparées avec les résultats obtenus à l'aide de *chirps* et avec les résultats obtenus dans le cas OFDM sans ambiguïté où toutes les sous-bandes (excepté le DC) sont actives ($OFDM_{all}$) (le réflecteur est toujours localisé à 1150 m dans l'axe de visée et la largeur de fauché est de 1258 m). Les valeurs des différentes fonctions d'objectifs pour les couples OFDM optimisé, les *chirps* et $OFDM_{all}$ sont décrites dans le tableau 5.3.

Dans le cas des couples OFDM optimisés par l'algorithme génétique, on obtient des valeurs d'ISLR, de PSLR et de ΔF_0 inférieures à celles obtenues par l'utilisation de *chirps*. Cependant, comparé à un signal OFDM dont toutes les sous-bandes sont activées, ($OFDM_{all}$), et sans ambiguïté, on obtient pour ces couples optimisés des valeurs pour le PSLR inférieures et pour l'ISLR supérieures. L'augmentation des valeurs de l'ISLR est due, de la même manière que lors de l'analyse

TABLE 5.3 – PSLR, ISLR et ΔF_0 pour les différents signaux OFDM solutions après optimisation par l'algorithme génétique

	PSLR[dB]	ISLR[dB]	ΔF_0[dB]
OFDM $(s_{a,1}, s_{b,1})$	$-18,5$	$-43,6$	$-11,3$
OFDM $(s_{a,2}, s_{b,2})$	$-18,5$	$-43,6$	$-11,4$
OFDM $(s_{a,3}, s_{b,3})$	$-18,5$	$-43,5$	$-11,6$
OFDM $(s_{a,4}, s_{b,4})$	$-18,5$	$-43,6$	$-11,0$
OFDM $(s_{a,5}, s_{b,5})$	$-18,3$	$-43,4$	$-12,1$
chirps	$-13,9$	$-40,8$	$-9,2$
$OFDM_{all}$	$-16,4$	$-48,1$	

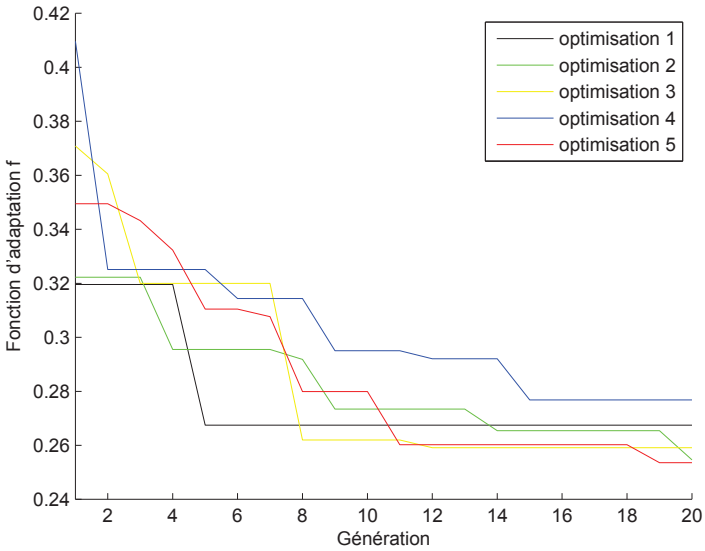
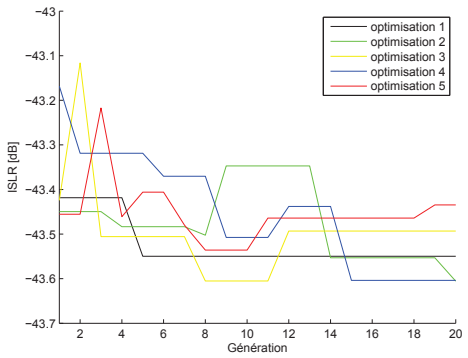
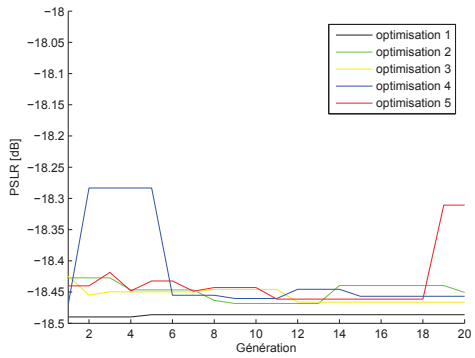


FIGURE 5.23 – Evolution de la fonction d'adaptation en fonction des générations

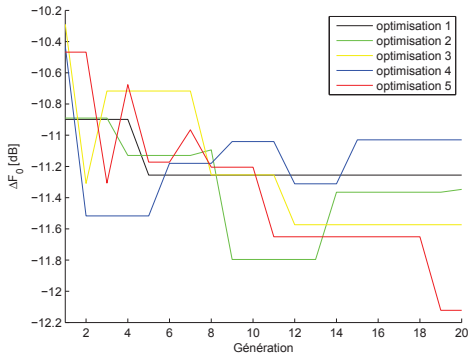
à 13 sous-bandes, à la présence de trous dans le spectre. On obtient alors la figure 5.25(a) pour le couple OFDM $(s_{a,1}, s_{b,1})$ et la figure 5.26(a) pour le couple de *chirps*. On constate que le fantôme est bien plus faible dans le cas du couple OFDM qu'avec le couple de *chirps*. Une coupe suivant l'axe azimutal en $y = 0$ pour le couple OFDM optimisé (voir figure 5.25(b)) et pour les *chirps* (voir figure 5.26(b)) permet de mesurer le niveau du fantôme dans les deux cas. Pour le couple OFDM optimisé, le niveau maximal du fantôme est égale à $-46,7$ dB et pour les *chirps*, le niveau maximal du fantôme est égale à $-35,7$ dB. Donc nous notons bien une meilleure réjection du fantôme avec l'utilisation du couple OFDM optimisé. Pour la résolution en distance et en azimut, l'utilisation du couple OFDM optimisé n'influe pas sur les valeurs. Le couple OFDM optimisé offre donc de meilleure performance en termes de PSLR, ISLR et de réjection du fantôme par rapport au couple de *chirps* lors de son utilisation avec la configuration MIMO.



(a) Évolution de l'ISLR en fonction des générations



(b) Évolution du PSLR en fonction des générations



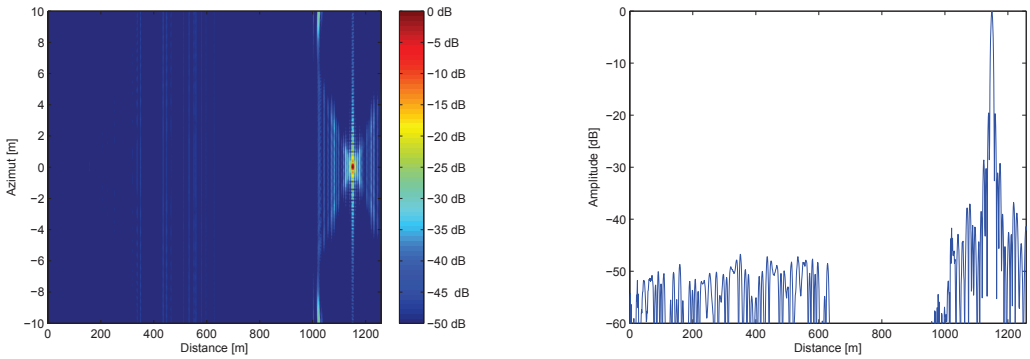
(c) Évolution du ΔF_0 en fonction des générations

FIGURE 5.24 – Évolution des paramètres de qualité image en fonction des générations

5.5 MIMO OFDM SAR

Dans les parties précédentes de ce chapitre, on a présenté une méthode et une stratégie permettant de réduire l'ambiguïté en distance ainsi que différentes études sur les signaux OFDM détaillant les différentes caractéristiques de ces signaux dans le cadre de l'imagerie SAR. On a alors proposé une méthode permettant d'optimiser les signaux OFDM à l'aide de l'algorithme génétique. On va s'intéresser à une autre application possible des signaux OFDM dans le domaine radar : utilisation des signaux OFDM dans le cas de l'imagerie MIMO SAR.

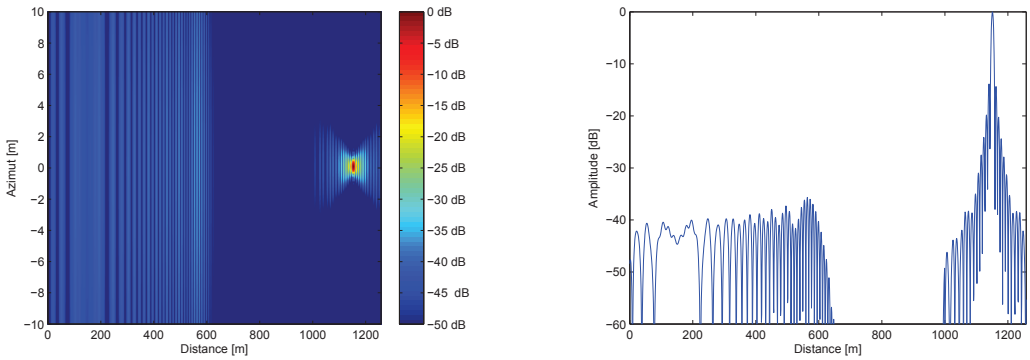
Dans le chapitre 4, l'utilisation du concept MIMO a permis d'améliorer la robustesse face aux bruits ainsi que d'avoir une amélioration de la résolution en azimut. Cependant, l'utilisation de signaux *chirps* introduit l'apparition d'un phénomène de fantômes en azimut. Dans ce chapitre, avec l'utilisation de signaux OFDM, nous avons résolu le problème du fantôme en distance qui apparaît lors de la réduction de l'ambiguïté en distance. Les deux phénomènes de fantômes en distance, dans le cas de l'ambiguïté en distance, et en azimut, dans le cas MIMO, sont dus à la non-orthogonalité des signaux employés (voir paragraphes 5.2 et 4.3.1.2). On utilise alors le couple OFDM optimisé obtenu à l'aide de la procédure d'optimisation dans une configuration MIMO composée de deux antennes en émission et en réception. On applique le couple OFDM optimisé composé de 65 sous-bandes et obtenu avec l'utilisation de l'algorithme génétique. Ces signaux OFDM sont alors couplés avec la meilleure méthode MIMO SAR proposée dans le chapitre 4 : la méthode basée sur la sommation cohérente d'images SAR. Les résultats ainsi obtenus sont comparés



(a) Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté

(b) Coupe azimutale en $y = 0$ m de l'image SAR

FIGURE 5.25 – Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec le couple OFDM optimisé



(a) Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté

(b) Coupe azimutale en $y = 0$ m de l'image SAR

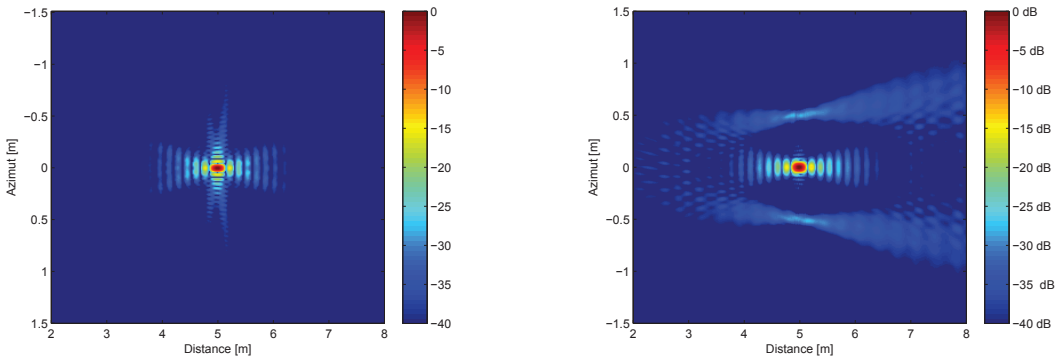
FIGURE 5.26 – Image SAR résultant de la procédure de suppression de l'ambiguïté avec le couple de *chirps*

avec ceux obtenus dans le cas de l'utilisation de la méthode MIMO SAR avec des signaux *chirps* et ceux obtenus dans le cas de l'utilisation d'une configuration SISO.

On rappelle la configuration décrite dans le chapitre 4. Le système imageur MIMO est constitué de deux antennes d'émission et de deux antennes de réception. Les antennes d'émission sont espacées de 1 m et les antennes de réception sont espacées de 12 cm. Dans le cas de la configuration SISO, l'antenne d'émission est espacée de celle de réception de 12 cm. Les signaux OFDM considérés ont une fréquence porteuse de 6 GHz et une bande passante de 1 GHz. Lors de l'application de la solution OFDM obtenue pour 65 sous-bandes, chaque sous-bande i possède une largeur spectrale à -3 dB de $B_i = 15,38$ MHz. Par conséquent, la durée T_p de l'impulsion est alors de 3,25 μs (comme déjà indiqué dans le paragraphe 5.4.3.3). La distance parcourue par le système imageur durant l'acquisition des données est de 3 m. On considère un réflecteur placé sur la région d'intérêt à $3,53$ m, soit 5 m suivant l'axe de visée.

Dans les deux configurations de référence, sans bruit, on obtient les images montrées sur la figure 5.27(a) pour la configuration SISO SAR et sur la figure 5.27(b) pour la configuration MIMO SAR. Les valeurs obtenues pour les différents paramètres d'imagerie sont regroupées dans le tableau

5.4. En observant la configuration MIMO SAR avec les signaux *chirps*, le phénomène de fantôme



(a) Image SISO SAR

(b) Image MIMO SAR avec l'émission de *chirps*

FIGURE 5.27 – Images SAR d'un réflecteur situé à 5 m en distance sans bruit

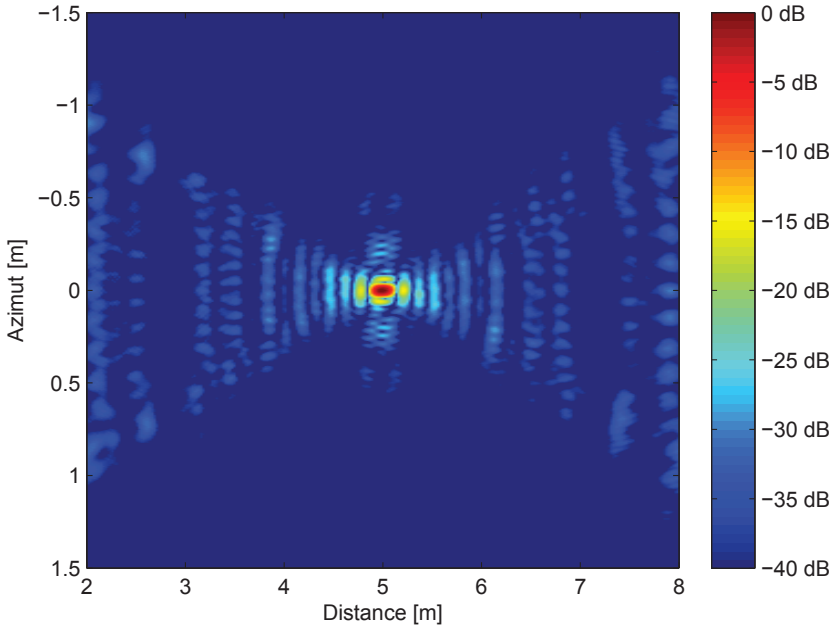


FIGURE 5.28 – Image MIMO SAR avec l'émission de signaux OFDM optimisé

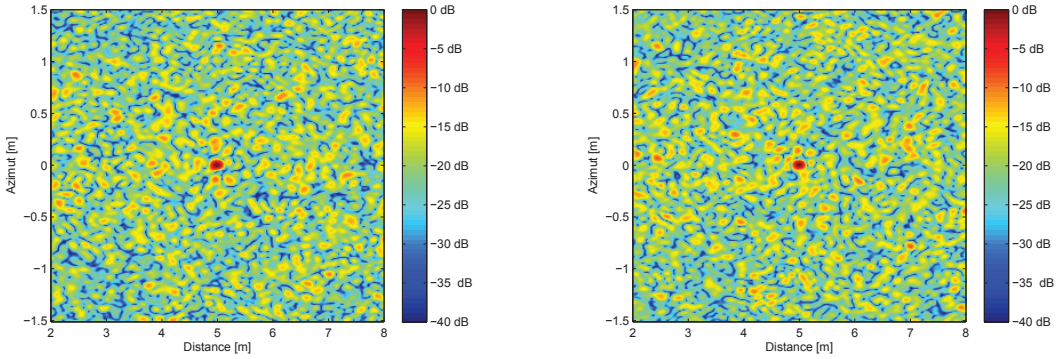
apparaît en azimut de part et d'autre du réflecteur et le niveau maximal de ce phénomène est égal à -27 dB. La position de ces fantômes est liée à la position des antennes d'émission et de réception, comme indiqué dans le chapitre 3. Dans notre cas, les fantômes sont situés aux coordonnées ($x = 0$ m, $y = 0,56$ m) et ($x = 0$ m, $y = -0,56$ m). Dans le cas de la configuration MIMO OFDM SAR, qui est montrée sur la figure 5.28, le phénomène de fantôme en azimut a été largement atténué. Les résultats pour le PSLR, l'ISLR et les résolutions en distance et en azimut sont donnés par le tableau 5.4. En comparant les deux configurations MIMO SAR, celle utilisant des signaux *chirps* et celle utilisant des signaux OFDM, on obtient un gain relatif de $4,8$ % pour le PSLR et de 3.7 % pour l'ISLR pour la configuration MIMO OFDM SAR. Pour la résolution en distance, celle-ci reste inchangée ($0,15$ m) du fait que la bande passante des signaux OFDM est

toujours de 1 GHz. De même, on obtient une résolution en azimut égale à $0,037$ m, soit un gain relatif de 34 %. La résolution en azimut est améliorée par l'utilisation conjointe de la configuration MIMO avec les signaux OFDM. En considérant maintenant le cas d'une configuration avec bruit,

TABLE 5.4 – Résultats des différents paramètres d'imagerie pour les configurations SISO SAR, MIMO SAR et MIMO OFDM SAR

	résolutions		sans bruit		avec bruit	
	δ_r [m]	δ_{az} [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
SISO	$0,15$	$0,056$	$-13,8$	$-31,0$	$-9,5$	$-11,7$
MIMO SAR	$0,15$	$0,048$	$-14,2$	$-31,0$	$-11,2$	$-14,4$
MIMO OFDM SAR	$0,15$	$0,037$	$-14,9$	$-32,4$	$-12,0$	$-17,3$

où le RSB est de -30 dB, on obtient les figures 5.29(a), 5.29(b) et 5.30 pour le SISO SAR, le MIMO SAR et le MIMO OFDM SAR. De même, on obtient les valeurs décrites par le tableau 5.4. Les résolutions en distance et en azimut sont inchangées par l'apport d'un bruit. Cependant les valeurs des autres paramètres, ISLR et PSLR, sont modifiées. En comparant de nouveau ces valeurs avec les valeurs obtenues avec la configuration MIMO SAR utilisant des signaux *chirps*, on obtient un gain relatif de $21,1$ % pour le PSLR et un gain relatif de $5,5$ % pour l'ISLR. Ces améliorations sont dues à l'utilisation du couple OFDM optimisé.



(a) Image SISO SAR

(b) Image MIMO SAR avec l'émission de *chirps*

FIGURE 5.29 – Image SAR d'un réflecteur situé à 5 m en distance avec bruit

Dans le cadre de l'imagerie MIMO SAR, l'utilisation de signaux OFDM optimisé en émission permet de diminuer fortement le phénomène de fantôme en azimut. De plus, dans le cas d'un environnement bruité, l'utilisation des signaux OFDM couplée aux techniques MIMO permettent d'obtenir une plus forte robustesse face aux bruits.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le cas d'une limitation de la configuration SISO SAR, l'ambiguïté en distance, et la réduction du phénomène de fantôme pour la configuration MIMO SAR. Dans un premier temps, nous avons alors proposé un processus de réduction de l'ambiguïté. Nous avons fait un récapitulatif des résultats obtenus avec l'utilisation d'un couple de *chirps* (*chirp*

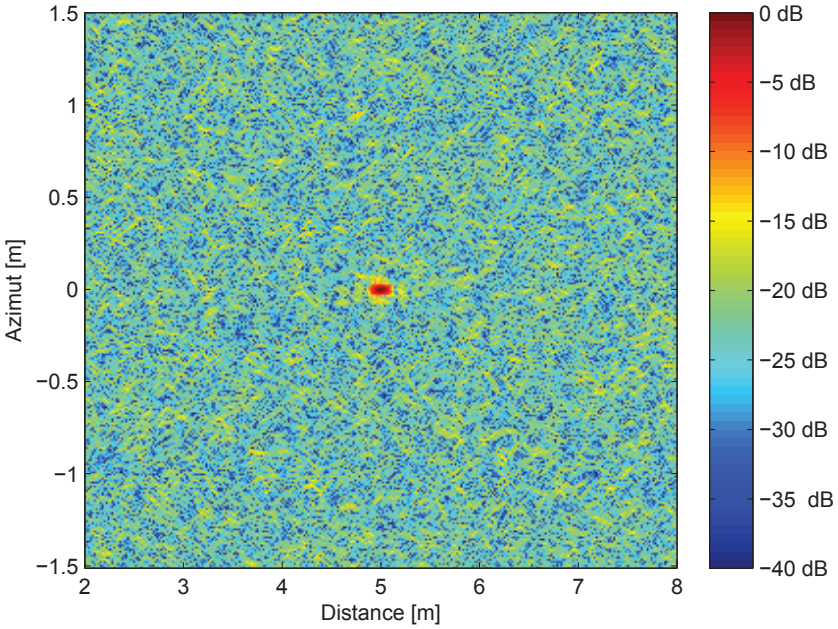


FIGURE 5.30 – Image MIMO SAR avec l'émission de signaux OFDM optimisé et avec bruit

montant et *chirp* descendant). Nous avons montré que la réduction de l'ambiguïté en distance induit l'apparition de fantôme sur l'image radar. Nous avons alors proposé l'emploi d'une nouvelle forme d'onde : la forme d'onde OFDM. Nous avons présenté le principe de l'OFDM SAR puis nous nous sommes intéressés au codage possible des sous-bandes. Nous avons alors proposé une méthode de codage des sous-bandes des signaux OFDM afin de diminuer l'effet du fantôme lors de la suppression de l'ambiguïté. Dans un second temps, nous avons appliqué les signaux OFDM déterminé pour résoudre l'ambiguïté en distance dans le cadre de l'imagerie MIMO SAR. Nous avons alors couplé les bénéfices possibles de la configuration MIMO avec ceux de l'OFDM et permit de résoudre le problème de l'apparition de fantôme en azimut. Les résultats obtenus par simulation montrent les avantages de la configuration MIMO et de l'utilisation de signaux OFDM afin d'améliorer la résolution en azimut et la robustesse du système face aux bruits.

Chapitre 6

Conclusion

Rappel du contexte

Les principaux objectifs de cette thèse étaient de surmonter certaines limitations d'un système imageur SISO avec la forme d'onde *chirp*. Trois performances ont été plus particulièrement étudiées : la robustesse du système imageur face aux bruits, la résolution en azimut et l'ambiguïté en distance. Afin de surmonter ces limitations, deux concepts provenant des communications numériques sont utilisés : configuration MIMO et signaux OFDM.

Bilan des travaux effectués

Dans un premier temps, nous avons présenté le principe de l'imagerie SAR. Nous avons alors développé le principe de l'imagerie SAR et présenté deux méthodes permettant d'obtenir une image focalisée de la scène : la méthode dite ω-k et la méthode dite de la rétroprojection. Ensuite, nous avons détaillé trois performances de la configuration SISO SAR avec la forme d'onde *chirp*. Par la suite, nous avons présenté le concept MIMO et ses différentes configurations possibles (le S-MIMO et le C-MIMO). Dans l'optique de réaliser un système aéroporté, la configuration C-MIMO est choisie. Le dernier point de cet état de l'art est une présentation des signaux OFDM, de la procédure de création ainsi que des propriétés de la fonction d'ambiguïté de ces signaux.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté trois méthodes de focalisation des signaux reçus pour la configuration MIMO. Pour les simulations, ces méthodes sont basées sur l'ω-k et lors de l'expérimentation, elles sont basées sur la méthode utilisant le principe de la rétroprojection. La première méthode est basée sur la sommation cohérente d'image, la deuxième méthode est basée sur la sommation incohérente en amplitude et en phase, et la troisième est basée sur un moyennage en amplitude et en phase lors de l'étape d'interpolation. En simulation, deux des trois méthodes proposées permettent d'obtenir un gain relatif pour les paramètres de qualité image (ISLR, PSLR et ΔF_0). Ces deux méthodes proposent une augmentation de la robustesse face aux bruits par l'utilisation du concept MIMO. Ensuite, les méthodes proposées sont validées par l'utilisation d'un système expérimental. Les mesures effectuées des trois paramètres (ISLR, PSLR et ΔF_0) nous permettent de valider la méthode de sommation cohérente des images. La deuxième méthode basée sur la sommation incohérente des amplitudes et phases des signaux ne permet pas d'avoir une amélioration sur au moins l'un des paramètres de qualité image. Cette étude de la partie réceptrice

du MIMO SAR nous montre la possibilité d'améliorer la résolution en azimut et la robustesse du système imageur par l'utilisation d'une configuration MIMO à condition de choisir la bonne méthode en réception.

Le cinquième chapitre de cette thèse est l'utilisation des signaux OFDM afin de résoudre une limitation liée à l'ambiguïté en distance. Pour cela, une méthode de résolution de l'ambiguïté en distance basée sur l'utilisation de plusieurs signaux et de filtres adaptés à ces signaux est proposée. Cette méthode est alors validée par simulation en utilisant un couple de *chirps*, ce couple de *chirps* étant composé d'un *chirp* montant et d'un *chirp* descendant. Il est à noter que cette méthode présente un léger défaut lié au choix des signaux : si ces signaux ne sont pas orthogonaux (ce qui est le cas des signaux *chirps* choisis), alors un fantôme, réplique d'un point réflecteur, apparaît sur l'image. Le niveau de ce fantôme est dépendant du degré de corrélation entre les signaux émis. Une fois la méthode de résolution de l'ambiguïté établie, nous nous sommes intéressés au signal OFDM et plus particulièrement à son application dans une configuration SISO SAR. Les différentes étapes de l'imagerie SAR sont alors détaillées : focalisation en distance et focalisation en azimut. Une étude préliminaire sur l'influence de l'activation des sous-bandes sur la résolution est proposée et a montré les limites du choix des sous-bandes éteintes afin de conserver la résolution optimale. Par la suite, une procédure de création de signaux OFDM est proposée afin de déterminer le couple de signaux OFDM optimaux permettant de résoudre l'ambiguïté en distance et par la même occasion de réduire la présence du fantôme sur l'image finale. Cette procédure est décrite en trois étapes : la première étape a permis d'étudier le degré de corrélation entre les différentes sous-bandes d'un signal OFDM. La deuxième étape a permis d'établir une procédure de construction des signaux OFDM et d'obtenir le couple optimal dans un espace de signaux OFDM restreint (13 sous-bandes). La dernière étape a étendu la procédure définie avec 13 sous-bandes pour un cas plus général où les signaux OFDM sont composés de N sous-bandes. Lors de cette étape, une procédure d'optimisation basée sur l'algorithme génétique est utilisée et cette nouvelle procédure étendue est validée pour $N = 65$ sous-bandes. Par la suite, une utilisation des signaux OFDM est proposée avec le concept MIMO. De la même manière que pour l'ambiguïté en distance, les méthodes de focalisation MIMO SAR sont toutes basées sur l'utilisation de filtres adaptés en distance. Ces filtres adaptés génèrent cette fois-ci des fantômes en azimut, le niveau des fantômes dépendant aussi de la corrélation des signaux émis. En utilisant le couple OFDM optimal déterminé pour résoudre l'ambiguïté en distance, il est possible de réduire ces fantômes sur l'image produite.

Perspectives

L'utilisation des concepts MIMO et OFDM ouvre de nombreuses voies possibles et les études proposées dans ce manuscrit sont des premières réponses au problème posé. Parmi les différentes perspectives possibles, trois axes de recherche semblent intéressants à approfondir :

- Dans la configuration MIMO, nous nous sommes basés sur deux antennes en émission et deux antennes en réception. Cette configuration ne tire pas pleinement profit des avantages de la configuration MIMO. Il serait judicieux d'augmenter le nombre d'antennes en émission ou en réception afin d'augmenter le nombre de couples émetteur-récepteur possible. Il est alors possible, en se basant sur l'équation du RSB pour le MIMO, d'obtenir une meilleur robustesse face au bruit ;
- Lors de l'étude sur les signaux OFDM, une étude préliminaire de l'influence des trous dans le spectre sur la résolution en distance a été menée. Nous avons remarqué que le nombre

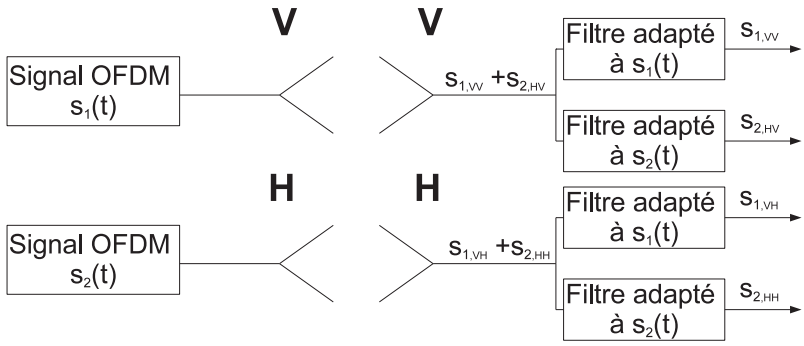


FIGURE 6.1 – Image MIMO SAR avec l'émission de signaux OFDM optimisés dans un environnement bruité

de trous a aussi une influence sur le niveau des lobes secondaire de l'image et sur la valeur de l'ISLR. Une étude complémentaire est nécessaire afin de déterminer la relation entre le nombre de trous dans le spectre, la résolution en distance et l'ISLR. Cette étude permettra de mieux définir la limite pour le nombre de sous-bandes qui compose les différents trous du spectre afin de conserver une faible valeur d'ISLR et une résolution optimale en distance ;

- L'optimisation des signaux OFDM pour la résolution de l'ambiguïté en distance ne prend pas en compte la résolution dans les fonctions d'objectif. Lorsque le nombre de sous-bandes est important, il se peut que la résolution en distance soit dégradée par la présence de trous dont la taille est non négligeables dans le spectre. De nouveaux paramètres sont nécessaires afin de prendre en compte la taille des trous et la résolution dans les fonctions d'objectif dans le but de renforcer l'efficacité de la méthode d'optimisation pour un nombre de sous-bandes N très grand ;
- Une autre application de l'OFDM possible dans le domaine de l'imagerie SAR est l'utilisation des signaux OFDM couplée avec de la polarimétrie. En effet, lors d'une acquisition polarimétrique, deux choix s'imposent afin de produire la matrice de diffusion cohérente. Il est souvent nécessaire d'augmenter la fréquence de répétition de l'impulsion FRI ou de faire une deuxième acquisition en changeant la polarisation émise. En augmentant la FRI, on prend le risque de produire des ambiguïtés en distance. Une solution possible est d'appliquer les signaux OFDM déterminés dans le chapitre 4 à la polarimétrie [92]. Par l'utilisation de deux signaux OFDM correctement choisis, il est possible d'obtenir les différentes polarisations en une seule acquisition sans pour autant augmenter la FRI. En appliquant la procédure décrite sur la figure 6.1, il est possible de retrouver les différents éléments composant la matrice de Sinclair et à partir de cette matrice, on peut définir la matrice de diffusion cohérente. Cependant, il faut prendre en compte la cohérence entre les images produites par deux signaux OFDM orthogonaux. En effet, suivant le nombre de sous-bandes utilisées et la largeur spectrale de chaque sous-bande B_i, il se peut que le paramètre de cohérence soit faible et proche de 0 [93]. Afin d'optimiser le paramètre de cohérence, il faut prendre un B_i très faible et par conséquent un nombre important de sous-bandes.

Annexe A

Fonction d'ambiguité d'un signal OFDM

Dans cette annexe, nous détaillons les calculs permettant de déterminer la fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM, $s_a(t)$, ainsi que la fonction d'inter-ambiguïté entre deux signaux OFDM, $s_a(t)$ et $s_b(t)$.

Fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM

Dans un premier temps, nous nous intéressons à la fonction d'ambiguïté d'un signal, $s_a(t)$,définit par l'équation suivante :

$$A(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_a(t) s_a^*(t-\tau) \exp\left(\jmath 2\pi f_d t\right) dt \tag{A.1}$$

où f_d est la fréquence doppler. On considère un signal OFDM composé de N sous-bandes et dont la fréquence porteuse est f_c. On peut écrire :

$$s_a(t) = \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(\jmath 2\pi f_c t) \sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t) \tag{A.2}$$

où a_i est le bit codé sur la sous-bande i et f_i est la fréquence centrale de la sous-bande i. En remplaçant les termes $s_a(t)$ et $s_b(t)$ par leur équivalent défini précédemment, dans l'équation (A.1), on obtient :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^{N} a_i \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp\left(\jmath 2\pi f_c t\right) \exp\left(\jmath 2\pi f_i t\right) \sum_{k=1}^{N} a_k \mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_p}\right) \\ \exp\left(-\jmath 2\pi f_c (t-\tau)\right) \exp\left(-\jmath 2\pi f_k (t-\tau)\right) \exp\left(\jmath 2\pi f_d t\right) dt \end{aligned} \tag{A.3}$$

On peut alors réécrire l'équation (A.3) par :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) = &\exp\left(\jmath 2\pi f_c \tau\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp\left(\jmath 2\pi f_k \tau\right) \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_p}\right) \exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) t\right) dt \end{aligned} \tag{A.4}$$

La définition de la fonction rect nous indique $\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) = 1$ si $t \in \left[-\frac{T_p}{2}, \frac{T_p}{2}\right]$. De même pour $\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_p}\right) = 1$, il faut que $t \in \left[\tau - \frac{T_p}{2}, \tau + \frac{T_p}{2}\right]$. On doit alors considérer deux cas pour τ :

- si $\tau > 0$, l'équation de la fonction d'ambiguïté devient :

$$A(\tau, f_d) = \exp\left(\jmath 2\pi f_c \tau\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp\left(\jmath 2\pi f_k \tau\right) \int_{\tau - \frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) t\right) dt \tag{A.5}$$

- si $\tau < 0$, l'équation de la fonction d'ambiguïté devient :

$$A(\tau, f_d) = \exp(\jmath 2\pi f_c \tau) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp(\jmath 2\pi f_k \tau) \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\tau + \frac{T_p}{2}} \exp(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) t) dt \tag{A.6}$$

Afin de prendre en compte les deux cas, on résout alors la formulation générale pour $\tau \in [\tau_1, \tau_2]$, où τ_1 et τ_2 sont les bornes de l'intégrale :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) &= \exp \jmath 2\pi f_c \tau \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp \jmath 2\pi f_k \tau \int_{\tau_1}^{\tau_2} \exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) t\right) dt \\ &= \exp \jmath 2\pi f_c \tau \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp \jmath 2\pi f_k \tau \left[\frac{\exp(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) t)}{\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)}\right]_{\tau_1}^{\tau_2} \\ &= \exp \jmath 2\pi f_c \tau \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp \jmath 2\pi f_k \tau \\ &\times \left[\frac{\exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) \tau_2\right)}{\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)} - \frac{\exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d) \tau_1\right)}{\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)}\right] \end{aligned} \tag{A.7}$$

On développe alors le terme entre crochet :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) &= \exp \jmath 2\pi f_c \tau \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_i a_k \exp(\jmath 2\pi f_k \tau) \exp(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)(\tau_2 + \tau_1)) \\ &\times \left[\frac{\exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)(\tau_2 - \tau_1)\right) - \exp\left(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)(\tau_1 - \tau_2)\right)}{\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)}\right] \\ &= \exp \jmath 2\pi f_c \tau \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} 2 a_i a_k (\tau_2 - \tau_1) \exp(\jmath 2\pi f_k \tau) \\ &\times \exp(\jmath 2\pi (f_i - f_k + f_d)(\tau_2 + \tau_1)) \mathrm{sinc}(2(f_i - f_k + f_d)(\tau_2 - \tau_1)) \end{aligned} \tag{A.8}$$

On remplace alors f_i et f_k par $f_i = \frac{\left(i-\frac{N+1}{2}\right)}{T_p}$ et $f_k = \frac{\left(k-\frac{N+1}{2}\right)}{T_p}$. On obtient alors la fonction d'ambiguïté d'un signal OFDM définit par :

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) =& T_p \exp\left(\jmath 2\pi f_c \tau\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} 2a_i a_k \exp \jmath\pi(i-k+f_d T_p) \\ & \times \exp\left(\jmath\pi(i+k-N-1+f_d T_p)\frac{\tau}{T_p}\right)(1-\frac{|\tau|}{T_p}) \\ & \times \operatorname{sinc}\left(2(i-k+f_d T_p)\left(1-\frac{|\tau|}{T_p}\right)\right) \end{aligned} \tag{A.9}$$

Fonction d'inter-ambiguïté de deux signaux OFDM

La fonction d'inter-ambiguïté de deux signaux OFDM, $s_a(t)$ et $s_b(t)$, est définie par l'équation suivante :

$$AF^{s_a,s_b}(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_a(t) s_b^*(t-\tau) \exp\left(\jmath 2\pi f_d t\right) dt \tag{A.10}$$

où f_d est la fréquence doppler. En reprenant les mêmes étapes que pour la fonction d'ambiguïté, nous développons cette équation et obtenons :

$$\begin{aligned} AF^{s_a,s_b}(\tau, f_d) =& T_p \exp\left(\jmath 2\pi f_c \tau\right) \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} 2a_i b_k \exp \jmath\pi(i-k+f_d T_p) \\ & \times \exp \jmath\pi(i+k-N-1+f_d T_p)\frac{\tau}{T_p}(1-\frac{|\tau|}{T_p}) \\ & \times \operatorname{sinc}\left(2(i-k+f_d T_p)\left(1-\frac{|\tau|}{T_p}\right)\right) \end{aligned} \tag{A.11}$$

Annexe B

Compression en distance du signal OFDM

Dans cette annexe, nous abordons la compression en distance du signal OFDM à l'aide d'un filtre adapté.

On considère un signal OFDM, $s_a(t)$, possédant un largeur de bande B, une fréquence porteuse f_c et composé de N sous-bandes. L'expression analytique de ce signal est définie par :

$$s_a(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right)\exp(\jmath 2\pi f_c t)\sum_{i=1}^{N} a_i \exp(\jmath 2\pi f_i t) \tag{B.1}$$

où a_i est le bit codé sur la sous-bande i et f_i est la fréquence centrale de la sous-bande i. L'expression analytique du reçu $s_r(t)$ est alors définie pour un réflecteur situé à une distance R et de SER σ par l'équation :

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t-\frac{2R}{c}}{T_p}\right)\exp\left(\jmath 2\pi f_c\left(t-\frac{2R}{c}\right)\right)\sum_{i=1}^{N}\sigma a_i \exp\left(\jmath 2\pi f_i\left(t-\frac{2R}{c}\right)\right) \tag{B.2}$$

où c est la célérité de la lumière. On applique alors le principe de la compression d'impulsion basé sur l'utilisation d'un filtre adapté. Nous obtenons alors le signal compressé $s_{rc}(t)$ en convoluant le signal reçu $s_r(t)$ par le signal émis $s_a(t)$. On obtient alors :

$$\begin{aligned}
s_{rc}(t) &= (s_r \otimes s_a)(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty}\sigma\text{rect}\left(\frac{t'-\frac{2R}{c}}{T_p}\right)\exp\left(-\jmath 2\pi f_c\frac{2R}{c}\right)\sum_{m=1}^{N} a_m \\
&\times \exp\left(\jmath 2\pi f_m\left(t'-\frac{2R}{c}\right)\right)\times\text{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right)\sum_{k=1}^{N} b_k \exp\left(\jmath 2\pi f_k(t'-t)\right)dt' \\
&= \sigma\exp\left(-\jmath 2\pi f_c\frac{2R}{c}\right)\sum_{m=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} a_m b_k\int_{-\infty}^{\infty}\text{rect}\left(\frac{t'-\frac{2R}{c}}{T_p}\right) \\
&\times \text{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right)\exp\left(\jmath 2\pi f_m\left(t'-\frac{2R}{c}\right)\right)\exp\left(\jmath 2\pi f_k(t'-t)\right)dt'
\end{aligned} \tag{B.3}$$

Afin d'avoir $\text{rect}\left(\frac{t'-t}{T_p}\right) = 1$, il faut que $(t'-t) \in \left[-\frac{T_p}{2}, \frac{T_p}{2}\right]$ et de même pour avoir $\text{rect}\left(\frac{t'-\frac{2R}{c}}{T_p}\right) = 1$,

il faut que $\left(t' - \frac{2R}{c}\right) \in \left[-\frac{T_p}{2}, \frac{T_p}{2}\right]$. On a alors $t' \in \left[t - \frac{T_p}{2}, \frac{2R}{c} + \frac{T_p}{2}\right]$. On peut alors écrire le signal compressé comme étant égal à :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t) &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \int_{t-\frac{T_p}{2}}^{\frac{2R}{c}+\frac{T_p}{2}} \exp\left(\jmath 2\pi f_m \left(t' - \frac{2R}{c}\right)\right) \\ &\times \exp\left(\jmath 2\pi f_k (t' - t)\right) dt' \\ &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi \left(-f_m \frac{2R}{c} + f_k t\right)\right) \\ &\times \int_{t-\frac{T_p}{2}}^{\frac{2R}{c}+\frac{T_p}{2}} \exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) t'\right) dt' \end{aligned} \tag{B.4}$$

On résout l'intégrale et on obtient :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t) &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi \left(-f_m \frac{2R}{c} + f_k t\right)\right) \\ &\times \left[\frac{\exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) t'\right)}{\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right)}\right]_{t-\frac{T_p}{2}}^{\frac{2R}{c}+\frac{T_p}{2}} \\ &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi \left(-f_m \frac{2R}{c} + f_k t\right)\right) \\ &\times \left[\frac{\exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) \left(t - \frac{T_p}{2}\right)\right)}{\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right)} - \frac{\exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) \left(\frac{2R}{c} + \frac{T_p}{2}\right)\right)}{\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right)}\right] \end{aligned} \tag{B.5}$$

On factorise alors par $\frac{t+\frac{2R}{c}}{2}$ afin d'obtenir :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t) &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi \left(-f_m \frac{2R}{c} + f_k t\right)\right) \exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) \left(\frac{t + \frac{2R}{c}}{2}\right)\right) \\ &\times \left[\frac{\exp\left(\jmath \pi \left(f_m - f_k\right) \left(\frac{2R}{c} - t + T_p\right)\right) - \exp\left(\jmath \pi \left(f_m - f_k\right) \left(t - \frac{2R}{c} - T_p\right)\right)}{\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right)}\right] \\ &= \sigma \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \exp\left(\jmath 2\pi \left(-f_m \frac{2R}{c} + f_k t\right)\right) \\ &\times \exp\left(\jmath 2\pi \left(f_m - f_k\right) \left(\frac{t + \frac{2R}{c}}{2}\right)\right) \left(\frac{2R}{c} - t + T_p\right) \operatorname{sinc}\left(\left(f_m - f_k\right) \left(\frac{2R}{c} - t + T_p\right)\right) \end{aligned} \tag{B.6}$$

Dans le cas général où $t \in \left[\frac{2R}{c} - \frac{T_p}{2}, \frac{2R}{c} + \frac{T_p}{2}\right]$, on peut approximer $\frac{2R}{c} - t + T_p$ par T_p [94]. On obtient alors pour le signal OFDM compressé :

$$\begin{aligned} s_{rc}(t, u) =& \sigma_n T_p \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} a_m b_k \\ &\times \exp\left(\jmath 2\pi \left(f_k t - f_m \frac{2R}{c}\right)\right) \operatorname{sinc}\left((f_m - f_k) T_p\right) \end{aligned} \tag{B.7}$$

Bibliographie

[1] M. Skolnik, *Introduction to radar systems.* McGRAW-HILL book company, INC., 1962.

[2] I. Cumming et F. Wong, *Digital processing of synthetic aperture radar data.* Artech house, 2005.

[3] Y. Huang, L. Ferro-Famil et A. Reigber, « Under foliage object imaging using SAR tomography and polarimetric spectral estimators », *in 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Aachen, Germany), p. 1–4, 2010.

[4] T. Savelyev, X. Zhuge, A.G.Yarovoy, L. Ligthart, J. Lerat, L. Duchesne et J. Fortuny-Guasch, « Development of through-wall imaging radar with planar MIMO array », *in European Radar Conference*, p. 226–229, 2011.

[5] N. B. R. Cresson, E. Pottier, M. Aubert, M. Zribi, A. Jacome et S. Benabdallah, « A potential use for the c-band polarimetric SAR parameters to characterize the soil surface over bare agriculture fields », *in IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, 2012.

[6] L. Zhuang, W. Yu, R. Zhao, S. Hou et L. Cui, « The near region range profile analysis of the buried object based on the EM simulation », *9th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, vol. 1, p. 635–638, 2012.

[7] Y. Paichard, *Caméra hyperfréquence pour la mesure et l'analyse de la SER des cibles scintillantes.* Thèse doctorat, Université Paris-Sud XI, faculté des sciences d'Orsay, juil. 2007.

[8] J. Lee et E. Pottier, *Polarimetric radar imaging : from basics to applications.* CRC Press, 2009.

[9] « IEEE standard letter designation for radar frequency bands », 2003.

[10] Y. Huang, L. Ferro-Famil et C. Lardeux, « Polarimetric SAR tomography of tropical forests at P-Band », *in IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, p. 1373–1376, 2011.

[11] S. Cloude, *Polarisation : applications in remote sensing.* USA: Oxford University Press, 2009.

[12] P. Pace, « FMCW radar », *in Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*, chap. 4, p. 81–122, Artech house, 2009.

[13] A. Stove, « Linear FMCW radar techniques », *in IEE Proceedings F Radar and Signal Processing*, vol. 139, p. 343–350, 1992.

[14] L. Robinson, W. Weir et L. Young, « Location and recognition of discontinuities in dielectric media using synthetic RF pulses », *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, p. 36–44, 1974.

[15] Mac Donald, Dettwiler and Associates Ltd., Richmond, B.C., Canada, *RADARSAT-2 product description*, november 2009.

[16] E. Leith et J. Upatnieks, « Reconstructed wavefronts and communication theory », *JOSA*, vol. 52, p. 1123–1128, 1962.

[17] J. Cooley et J. Tukey, « An algorithm for the machine calculation of complex fourier series », *Math. Comput*, vol. 19, p. 297–301, 1965.

[18] T. Sjogren, V. Vu, M. Pettersson, H. Zepernick et A. Gustavsson, « Speed estimation experiments for ground moving targets in UWB SAR », *in IET International Conference on Radar Systems*, 2007.

[19] J. Li, X. Zheng et P. Stoica, « MIMO SAR imaging : signal synthesis and receiver design », *in Proc. 2nd Int. Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing*, p. 89–92, déc. 2007.

[20] M. Soumekh, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing.* Wiley-Interscience, 1999.

[21] F. Comblet, *Détection, localisation et identification de cibles radar par imagerie électromagnétique bistatique.* Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2005.

[22] M. Richards, J. Scheer et W. Holm, *Principles of modern radar: Basic principles.* SciTech Publinshing, Inc, 2010.

[23] R. Stolt, « Migration by fourier transform », *Geophysics*, vol. 43, no. 1, p. 23–48, 1978.

[24] R. Bamler, « A comparison of range-doppler and wavenumber domain SAR focusing algorithms », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, p. 707–713, 1992.

[25] W. Xu, « Imaging processor for different spaceborne sar imaging modes », *in IEEE Electronics Letters*, p. 340–342, 2012.

[26] Z. Zhenbo, T. Ziyue et J. Xingzhou, « Research on bistatic sar imaging », *in IEEE International Conference on Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2006.

[27] M. Richards, J. Scheer et W. Holm, *Principles of modern radar: Basic principles*, chap. the radar range equation, p. 59–86. SciTech Publinshing, Inc, 2010.

[28] M. Richards, J. Scheer et W. Holm, *Principles of modern radar: Basic principles*, chap. Constant false alarm rate detectors, p. 589–624. SciTech Publinshing, Inc, 2010.

[29] F. L. Chevalier, *Principles of radar and sonar signal processing*, chap. Application to radar, p. 39–106. Artech house, 2002.

[30] Y. K. Chan et V. C. Koo, « An introduction to synthetic aperture radar (SAR) », *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 2, p. 26–60, 2008.

[31] J. Tkac, « Radar range modelling in noise jamming conditions », *in International Conference on Applied Electronics*, 2006.

[32] X. Li, Z. Zhang, W. Mao, X. Wang et J. Lu, « A derivation of colocated MIMO radar equation », *in International Conference on Computational Problem-Solving*, 2011.

[33] J. Klare, O. Saalmann, H. Wilden et A.R.Brenner, « First experimental results with the imaging MIMO radar MIRA-CLE X », *in 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, 2010.

[34] R. Davis, R. Fante et R. Perry, « Phase coded waveforms for radar », *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems,*, vol. 1, p. 401–408, 2007.

[35] N. Levanon et E. Mozeson, *radar signals.* Wiley-interscience, 2004.

[36] M. Richards, *Fundamentals of radar signal processing*, chap. Radar waveform, p. 159–224. Tata McGraw-Hill Education, 2005.

[37] L. Sakkila, A. Rivenq, C. Tatkeu, Y. ElHillali, F. Boukour et J. Rouvaen, « Comparison of classical and orthogonal UWB waveforms for radar applications », *in 6th International Colloquium on Signal Processing and Its Applications*, p. 1–5, 2010.

[38] N. Lee et J. Chun, « Orthogonal pulse compression code design for waveform diversity in multistatic radar systems », *in IEEE Radar Conference*, p. 1–6, 2008.

[39] D. Garmatyuk, « High-resolution ultrawideband SAR based on OFDM architecture », *white paper*, p. 1–6, 2006.

[40] M. Younis, C. Fischer et W. Wiesbeck, « Digital beamforming in SAR systems », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, p. 1735–1739, 2003.

[41] P. Zhang, Z. Li et Q. Chen, « 2D esprit superresolution sar imaging algorithm », *in IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2010.

[42] H. Ghaemi, M. Galletti, T. Boerner, F. Gekat et M. Viberg, « Clean technique in strip-map sar for high-quality imaging », *in IEEE Aerospace conference*, p. 1–7, 2009.

[43] L. Chen et J. Chen, « High resolution radar imaging using bandwidth extrapolation », *in 3rd International Congress on Image and Signal Processing (CISP)*, 2010.

[44] M. Younis, C. Fischer et W. Wiesbeck, « Digital beamforming in SAR systems », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, p. 1735 – 1739, 2003.

[45] W. Wang, « Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, p. 3094–3104, 2011.

[46] J. Winters, « Wireless pbx/lan system with optimum combining ». , no. 4639914, 1987.

[47] A. Cameron, « The jindalee operational radar network: its architecture and surveillance capability », *in Record of the IEEE 1995 International Radar Conference*, 1995.

[48] H. Leong, C. Helleur et M. Rey, « Ship detection and tracking using hf surface wave radar », *in RADAR*, p. 61–65, 2002.

[49] J. Li et P. Stoica, *MIMO radar signal processing*, chap. Slow-time MIMO spacetime adaptive processing, p. 283–318. John Wiley, 2009.

[50] J. J. Zhang et A. Papandreou-Suppappola, « MIMO radar with frequency diversity », *in International Waveform Diversity and Design Conference*, vol. 1, p. 208–212, 2009.

[51] Y. Yu, A. P. Petropulu et H. V. Poor, « MIMO radar using compressive sampling », *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, p. 146–163, 2010.

[52] C.-Y. Chen et P. P. Vaidyanathan, « MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 2, p. 623–635, 2008.

[53] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. Cimini, D. Chizhik et R. Valenzuela, « Spatial diversity in radars-models and detection performance », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 54, p. 823–838, mars 2006.

[54] N. H. Lehmann, E. Fishler, A. M. Haimovich, R. S. Blum, D. Chizhik, L. J. Cimini et R. Valenzuela, « Evaluation of transmit diversity in MIMO-radar direction finding », *IEEE transactions on signal processing*, vol. 1, p. 21, 2007.

[55] J. Li et P. Stoica, *MIMO radar signal processing*, chap. Concepts and applications of a MIMO radar system with widely separated antennas, p. 365–410. John Wiley, 2009.

[56] Q. He, R. Blum, H. Godrich et A. Haimovich, « Target velocity estimation and antenna placement for MIMO radar with widely separated antennas », *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, p. 79–100, 2010.

[57] L. Zhuang et X. Liu, « Coherent synthesis sparse aperture radar with grating lobes suppressed using frequency MIMO technique », *in IEEE Radar Conference, 2008. RADAR'08*, vol. 1, (Roma), p. 1378–1382, mai 2008.

[58] C.-Y. Chen, *Signal Processing Algorithms for MIMO Radar.* Thèse doctorat, California Institute of Technology, Pasadena, Californie, 2009.

[59] J. Li et P. Stoica, *MIMO radar signal processing*, chap. MIMO radar spacetime adaptive processing and signal design, p. 235–282. John Wiley, 2009.

[60] J. Li et P. Stoica, *MIMO radar signal processing*, chap. Adaptive signal design for MIMO radars, p. 193–234. John Wiley, 2009.

[61] H. K. Schuman et P. G. Li, « STAP analysis », rap. tech., Syracuse final report, 2001.

[62] W. L. Melvin, « Application of STAP in advanced sensor systems », rap. tech., DTIC Document, 2002.

[63] J. Li, P. Stoica et X. Zheng, « Signal synthesis and receiver design for MIMO radar imaging », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, p. 3959–3968, 2008.

[64] W. Wang, Q. Peng et J. Cai, « Novel MIMO SAR for urban remote sensing applications », *in Proceedings of the 21st International Society of Photogrammetry and Remote Sensing*, vol. XXXVII, (Beijing), p. 139–144, 2008.

[65] J.-H. Kim, A. Ossowska et W. Wiesbeck, « Investigation of MIMO SAR for interferometry », *in European Radar Conference*, vol. 1, p. 51–54, mai 2007.

[66] W. Wang et J. Cai, « Ground moving target indication by MIMO SAR with multi-antenna in azimuth », *in IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2011.

[67] A. Hassanien et S. A. Vorobyov, « Transmit/receive beamforming for MIMO radar with colocated antennas », *in Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, p. 2089–2092, IEEE Computer Society, 2009.

[68] S. Weinstein, « The history of orthogonal frequency-division multiplexing », *IEEE Communicatiosn Magazine*, vol. 47, p. 26–35, novembre 2009.

[69] M. Doelz, E. Heald et D. Martin, « Binary data transmission techniques for linear systems », *Proceedings of the IRE*, vol. 45, p. 656–661, 1957.

[70] N. LaSorte, W. Barnes et H. Refai, « The history of orthogonal frequency division multiplexing », *in IEEE Global Communications Conference*, (Univ. of Oklahoma-Tulsa, Tulsa, OK), p. 1–5, décembre 2008.

[71] J. P. Schuerger, *Ultra-wideband ofdm radar and communication system.* Thèse doctorat, Miami University Oxford, Ohio, 2009.

[72] M. Debbah, « OFDM », rap. tech., Alcatel-Lucent en radio flexible, SUPELEC,, 2009.

[73] D. Garmatyuk et M. Brenneman, « Adaptive multicarrier OFDM SAR signal processing », *in EUSAR*, (Aachen, Germany), p. 970–974, 2010.

[74] K. Kauffman, J. Raquet, Y. Morton et D. Garmatyuk, « Enhanced feature detection and tracking algorithm for UWB-OFDM SAR navigation », *in Proceedings of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, p. 261–269, 2011.

[75] M. Hossain, I. Elshafiey, M. Alkanhal et A. Mabrouk, « Anti-jamming capabilities of UWB-OFDM SAR », *in European Radar Conference*, 2011.

[76] D. Garmatyuk, J. Schuerger, Y. T. Morton, K. Binns, M. Durbin et J. Kimani, « Feasibility study of a multi-carrier dual-use imaging radar and communication system », *in EURAD*, (Munich, Germany), p. 194–198, 2007.

[77] J. Klare, O. Saalmann, H. Wilden et A. Brenner, « Environmental monitoring with the imaging MIMO radars MIRA-CLE and MIRA-CLE X », *in IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, p. 3781–3784, 2010.

[78] J. H. G. Ender et J. Klare, « System architectures and algorithms for radar imaging by MIMO-SAR », *IEEE*, vol. 1, p. 1–6, 2009.

[79] A. S. Fletcher et F. C. Robey, « performance bounds for adaptive coherence of sparse array radar », *in Proceedings of the 12th Annual Workshop on Adaptive Sensor Array Processing*, vol. 1, p. 6, 2003.

[80] W. Huaijun, L. Wentai, H. chunlin et S. Yi, « MIMO radar imaging model and algorithm », *Journal of Electronics (China)*, vol. 26, no. 5, p. 577–583, 2009.

[81] S. F. Li, J. Chen, L. Q. Zhang et Y. Q. Zhou, « application of complete complementary sequence in orthogonal MIMO SAR system », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 13, p. 51–66, 2010.

[82] J.-C. Curlander et R.-C. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing.* Wiley-Interscience, 1991.

[83] J. Mittermayer et J. Martínez, « Analysis of range ambiguity suppression in SAR by up and down chirp modulation for point and distributed targets », *in IEEE Internationnal Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Toulouse, France), p. 4077–4079, 2003.

[84] U. Stein et M. Younis, « Suppression of range ambiguities in synthetic aperture radar systems », *in The IEEE Region 8 EUROCON 2003, Computer as a Tool.*, vol. 2, p. 417–421, 2003.

[85] D. Garmatyuk, « Simulated imaging performance of UWB SAR based on OFDM », *in IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband*, 2007.

[86] D. Garmatyuk et Y. J. Morton, « On coexistence of in-band UWB-OFDM and GPS signals », *ION NTM*, vol. 1, p. 378–385, january 2007.

[87] J. Teich, « Pareto-front exploration with uncertain objectives », *in Evolutionary multi-criterion optimization*, p. 314–328, Springer, 2001.

[88] T. Weise, « Global optimization algorithms–theory and application », 2008.

[89] K. Binder et D. Heermann, *Monte Carlo simulation in statistical physics : an introduction.* Springer, 2010.

[90] R. Watrous, « Learning algorithms for connectionist networks : Applied gradient methods of nonlinear optimization », *Technical Reports (CIS)*, p. 1–33, 1988.

[91] T. Back, *Evolutionary algorithms in theory and practice : evolution strategies, evolutionary programming, genetic algorithms.* Oxford University Press, USA, 1996.

[92] Z. Wang, F. Tigrek, O. Krasnov, F. van der Zwan, P. van Genderen et A. Yarovoy, « Application of I-OFDM signals for simultaneous polarimetric measurement », *in European-Radar Conference*, 2011.

[93] J. Kim, M. Younis, A. Moreira et W. Wiesbeck, « A novel OFDM waveform for fully polarimetric sar data acquisition », *in 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, p. 1–4, 2010.

[94] H. Maître, *Traitement des images de RSO*. Hermes sciences publications, 2001.