N^o d'ordre : D03-17

Thèse

présentée devant

l'**Institut National des Sciences Appliquées de Rennes**

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Imagerie radar par synthèse d'ouverture pour la gestion du trafic autoroutier

par

Rébecca Giret

Soutenue le 12 décembre 2003 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	J. David	Professeur des Universités à l'ENSEEIHT
	P. Degauque	Professeur des Universités au LRPE
Examinateurs	G. Chassay	Professeur des Universités à l'INSA de Rennes
	H. Jeuland	Ingénieur de recherche à l'ONERA (Salon de Provence)
	B. Lamy	Directeur technique à CS-SI
	S. Méric	Maître de Conférence à l'INSA de Rennes
Invité	J.M. Boutry	Directeur adjoint du département DEMR (ONERA-Palaiseau)

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Institut d'Électronique et de Télécommunication de Rennes
Groupe Système Propagation Radar

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le Professeur Gérard CHASSAY, mon directeur de thèse, qui m'a accordée sa confiance en m'accueillant au sein de l'IETR pour cette thèse. Grâce à lui, j'ai également eu l'opportunité de découvrir les joies de l'enseignement par des travaux pratiques dans le département ESC de l'INSA de Rennes.

Je témoigne également de ma profonde gratitude auprès de Monsieur Stéphane MERIC qui m'a encadré tout au long de cette thèse. J'ai apprécié sa disponibilité, son investissement dans la réalisation du système radar et les mesures et son optimisme. Nos nombreux échanges m'ont progressivement passionnée pour le sujet.

Je remercie le Professeur Pierre DEGAUQUE d'avoir accepté dans un premier temps de rapporter ma thèse puis d'avoir présidé le jury lors de la soutenance. Je remercie également le Professeur Jacques DAVID pour le temps accordé à rapporter cette thèse.

Mes remerciements vont également vers Monsieur Bernard LAMY pour sa participation au jury et pour l'aide technique qu'il a pu nous apporter au cours de l'étude. Je suis reconnaissante envers Monsieur Hervé JEULAND, non seulement pour sa participation au jury mais aussi pour la confiance qu'il me témoigne en proposant ma candidature à un post-doctorat à l'ONERA. Je remercie également Monsieur Jean-Marc BOUTRY d'avoir accepté l'invitation à assister à la soutenance de cette thèse.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Gil Picoult, technicien-cascadeur, qui a toujours été disponible les nombreuses fois où on a fait appel à ses compétences de soudeur, de monteur d'échafaudage ou de chauffeur. Je remercie aussi Guy Grunfelder pour la réalisation des circuits nécessaires au montage et le personnel de l'atelier CCM de l'INSA pour la réalisation de pièces mécaniques. Toutes ces personnes ont participé à la réalisation du radar FM-CW. Pour cela, je remercie également le groupe d'étudiants du bureau d'études de 5ième année qui ont débuté ce projet de réalisation et Ruben Fernandez qui l'a poursuivi activement dans le cadre d'un stage.

Je remercie Renaud Loison pour ses nombreux conseils et pour m'avoir fait profiter de son expérience dans le domaine des hyperfréquences, Bernard Uguen pour avoir mis à ma disposition son code de calcul basé sur l'Optique Physique et pour avoir répondu à mes nombreuses questions avec toujours autant d'enthousiasme, Ronan Cosquer pour avoir résolu la plupart des problèmes rencontrés lors de la réalisation du système et pour toutes les solutions qu'il a proposées pour qu'on puisse terminer à temps le prototype, Jean-Yves Baudais pour avoir toujours été là pour me faciliter la tâche avec Latex, Yves Lostanlen pour ses conseils et pour m'avoir fait profiter de son réseau de connaissances, Régis Guinvarc'h pour avoir sauvé mes données à chaque fois que mon PC menaçait de

flancher. Je le remercie aussi lui, ainsi que Etienne Girard, Jean-Marc Lesage, Guillaume Lathière, Délia Cormos et Loïc Bernard pour les apéros et resto à la recherche du coincoin (je n'y ai jamais goûté, moi).

Je remercie tous mes amis aussi qui m'ont soutenue pendant ces trois années. Merci à Rico pour m'avoir prêté son appartement et pour tous les travaux de bricolage et les dépannages de voiture : qu'est ce que j'aurais fait sans lui ! Mes journées de thèse ont souvent été coupées par des pauses avec Stéphanie : c'était l'occasion de s'entraider, de se remonter le moral ou d'annoncer de bonnes nouvelles. Merci Steph ! Merci aux deux Nath pour les week end passés ensemble et pour les papotages entre filles. Merci à Anne-Sophie pour les soirées AllyMcBeal la première année et pour avoir toujours su m'écouter. Je remercie aussi mes partenaires successifs de squash, Nath, Alan et Céline, qui m'ont aidée à me défouler après une journée difficile. Merci à Mick pour m'avoir fait découvrir ses soirées oenologiques et pour les concerts partagés au Sablier. Merci à Tony, Michèle et Eric pour les soirées rennaises passées ensemble. Merci à Sébastien Mallier pour avoir été un voisin exemplaire.

Je remercie également toute ma famille pour m'avoir soutenue moralement pendant trois ans et je tiens particulièrement à remercier mes parents d'avoir fait toute cette route pour assister à ma soutenance.

Enfin, cette thèse a été l'occasion de rencontrer Guillaume : je lui dis merci pour tous les bons moments passés ensemble et pour avoir supporté mes moments de doute.

Table des matières

Liste des Notations **1**

Introduction **5**

I Le radar à ouverture synthétique **9**
I.1 Introduction . . . 9
I.2 Le principe du radar à ouverture synthétique . . . 10
I.2.1 Le radar à visée latérale ou compression en distance . . . 11
I.2.2 Focalisation en azimut par synthèse d'ouverture . . . 15
I.2.3 Les précurseurs . . . 18
I.2.4 Évolution et état de l'art . . . 19
I.3 Configuration et traitement du signal . . . 20
I.3.1 Terminologie et notations . . . 20
I.3.2 Les différentes configurations . . . 22
I.3.2.1 Le mode *stripmap* . . . 22
I.3.2.2 Le mode *spotlight* . . . 22
I.3.2.3 La configuration ISAR . . . 23
I.3.3 Les différentes techniques de traitement du signal SAR . . . 24
I.3.3.1 La méthode *range-Doppler* . . . 26
I.3.3.2 La méthode *range stacking* . . . 27
I.3.3.3 Interpolation des fréquences spatiales . . . 28
I.3.3.4 Format polaire . . . 28
I.4 Conclusion . . . 29

II Imagerie radar à partir d'un signal à onde continue **31**
II.1 Introduction . . . 31
II.2 Modélisation du problème . . . 33
II.2.1 Description de la scène radar . . . 33
II.2.2 L'expression du signal reçu selon l'hypothèse ■points brillant■ . . . 33
II.2.3 Historique Doppler d'un point brillant . . . 35
II.3 Image radar 1D . . . 38
II.3.1 Principe . . . 38
II.3.2 Mise en oeuvre . . . 40
II.3.2.1 Construction de la réplique . . . 40
II.3.2.2 Construction du signal reçu simulé . . . 41
II.3.3 Résultats . . . 42

II.3.3.1 Image 1D d'un point brillant . . . 42
II.3.3.2 Résolution en azimut . . . 43
II.3.3.3 Influence des erreurs d'estimation des paramètres . . . 44
II.4 Généralisation à une image 2D . . . 46
II.4.1 Principe . . . 46
II.4.2 Construction de la réplique 2D . . . 48
II.4.3 Exemples . . . 49
II.5 Estimation de la vitesse . . . 54
II.5.1 La problématique . . . 54
II.5.2 La vitesse et la fréquence . . . 54
II.5.3 L'estimation de la fréquence instantanée . . . 56
II.5.3.1 La représentation idéale . . . 56
II.5.3.2 La distribution de Wigner-Ville . . . 56
II.5.3.3 La méthode de réallocation . . . 58
II.5.3.4 Les distributions polynomiales de Wigner-Ville . . . 59
II.5.4 De la représentation temps-fréquence à la vitesse . . . 62
II.5.4.1 Extension de l'hypothèse de points brillants . . . 62
II.5.4.2 Autre approche . . . 63
II.6 Conclusion . . . 64

III Validation par la simulation électromagnétique et la mesure 67
III.1 Introduction . . . 67
III.2 Le simulateur électromagnétique . . . 67
III.2.1 La simulation électromagnétique . . . 68
III.2.1.1 Les équations de Maxwell . . . 68
III.2.1.2 Les différentes méthodes de calcul du champ diffracté . . . 68
III.2.2 Algorithme . . . 70
III.2.3 Calcul des courants induits sur une facette . . . 70
III.2.4 Calcul du champ diffracté par une facette . . . 72
III.2.5 Modélisation de la cible en mouvement . . . 74
III.2.6 Modélisation de l'antenne à polarisation circulaire . . . 75
III.2.6.1 A l'émission . . . 75
III.2.6.2 A la Réception . . . 77
III.2.7 Modélisation du sol par l'optique géométrique . . . 78
III.3 Résultats par simulation électromagnétique . . . 80
III.3.1 Images d'objets de référence . . . 80
III.3.1.1 La sphère . . . 81
III.3.1.2 L'arête . . . 81
III.3.2 Images radar de véhicules . . . 83
III.3.3 Étude qualitative de l'influence des paramètres . . . 84
III.3.3.1 L'angle d'élévation . . . 85
III.3.3.2 La hauteur du radar . . . 87
III.3.3.3 L'angle d'ouverture . . . 87
III.3.4 Influence des erreurs commises sur les paramètres . . . 88
III.3.4.1 Influence d'une erreur commise sur la hauteur du radar . . . 88
III.3.4.2 Influence d'une erreur commise sur la vitesse du véhicule 89
III.3.5 Performance de l'estimateur de vitesse . . . 91

III.3.5.1 Résultats à partir des signaux simulés 91
III.3.5.2 Limites de l'estimateur et perfectionnement 93
III.3.6 Bilan des résultats de simulation 95
III.4 Résultats expérimentaux 96
III.4.1 Description des conditions de mesure 96
III.4.1.1 Le dispositif 96
III.4.1.2 Cibles observées 96
III.4.1.3 Acquisition et échantillonnage 97
III.4.2 Étude qualitative des images radar obtenues 97
III.4.2.1 Critère de qualité de l'image et critère de performance de l'estimateur de vitesse 97
III.4.2.2 Le camion 98
III.4.2.3 La voiture de tourisme 102
III.4.3 Bilan 106
III.4.3.1 L'estimateur de vitesse 106
III.4.3.2 Les images radar 107
III.4.4 Perspectives de modification et d'amélioration 107
III.4.4.1 Modules correcteurs 107
III.4.4.2 Module d'interprétation de l'image 108
III.4.4.3 Modification du signal émis 109
III.5 Conclusion 109

IV Évolution du système **111**
IV.1 Introduction 111
IV.2 Système d'imagerie radar FM-CW 112
IV.2.1 Le radar FM-CW 112
IV.2.1.1 Principe et notations 112
IV.2.1.2 Avantages et inconvénients 113
IV.2.1.3 Applications 114
IV.2.2 Construction de l'image 115
IV.2.2.1 Modélisation de la scène 115
IV.2.2.2 Traitement appliqué basé sur la méthode de *range-stacking* 117
IV.2.2.3 Choix des paramètres 119
IV.2.3 Estimation de la réplique 124
IV.2.3.1 Introduction 124
IV.2.3.2 Estimation de la vitesse 124
IV.2.3.3 Estimation de la distance radar-cible 125
IV.2.4 Exemples 129
IV.3 Validation par la simulation 134
IV.3.1 Génération du signal reçu pour un signal FM-CW par la simulation 134
IV.3.1.1 Notion de réponse fréquentielle 134
IV.3.1.2 Modification de la polarisation 135
IV.3.2 Images d'objets de référence 136
IV.3.2.1 La sphère 137
IV.3.2.2 L'arête 138
IV.3.2.3 Un plan incliné 139
IV.3.3 Étude qualitative des images radar 140

IV.3.3.1 Images radar de véhicules 140
IV.3.3.2 Influence des paramètres 141
IV.3.3.3 Influence des erreurs commises sur les paramètres 142
IV.3.4 Performance des estimateurs du mouvement de la cible 145
IV.3.4.1 Estimation de la vitesse 145
IV.3.4.2 Estimation de la distance radar-cible 147
IV.3.5 Bilan des résultats de simulation 148
IV.4 Système expérimental 148
IV.4.1 Construction d'un système radar FM-CW 148
IV.4.1.1 Présentation du système 148
IV.4.1.2 Réalisation 150
IV.4.2 Premiers résultats 155
IV.4.2.1 Description de la mesure 155
IV.4.2.2 Résultats et constatations 155
IV.4.3 Perspectives d'évolution 158
IV.5 Conclusion 158

Conclusion générale **159**

Bibliographie **161**

A Principe de la phase stationnaire **167**

B Génération d'une image par *range-Doppler* **169**

C Génération d'une image par *range stacking* **171**

D Génération d'une image par format polaire **175**

E Calcul du champ diffracté **179**

Liste des notations

$2\ \alpha$	taux de variation de la modulation	
$\Delta\phi$	décalage de phase dû au trajet aller-retour de l'onde	
α_e	angle d'élévation de l'antenne	(rad)
β_H	angle d'ouverture de l'antenne dans la plan H	(rad)
β_E	angle d'ouverture de l'antenne dans la plan E	(rad)
δR_g	résolution en distance du signal non compressé	(m)
δR_{gc}	résolution en distance du signal compressé	(m)
δt_c	résolution temporelle du signal compressé	(s)
δt	retard entre l'onde émise et l'onde reçu	(s)
δx	résolution en azimut sans synthèse d'ouverture	(m)
δx_{az}	résolution en azimut avec synthèse d'ouverture	(m)
$\delta x_{az_{non-foc}}$	résolution en azimut avec synthèse d'ouverture non focalisée	(m)
η	angle d'incidence du faisceau	(rad)
η_s	impédance relative de surface	
θ	angle fait par l'axe radar-cible avec la perpendiculaire à la trajectoire	(rad)
λ_c	longueur d'onde du signal	(m)
$\rho(x, y, z)$	fonction de réflectivité	
ρ_i	coefficient de rétrodiffusion du point i	
τ	base de temps ■lente■ (*slow-time*)	(s)
τ_p	largeur d'une impulsion	(s)
$\phi_{b_i}(t)$	phase du signal reçu en bande de base, associée au point i	
ω	pulsation $\omega = 2\pi f$	(rad.s^{-1})

B_0	demi-bande spectrale occupée par le signal émis	(Hz)
$D_i(u)$	distance entre le point i et le radar quand celui-ci est à l'abscisse u	(m)
$D_{rep_i}(\tau)$	distance radar-point de référence pour le calcul de la réplique $rep_i(t, \tau)$	

$\overrightarrow{E^d}$	champ électrique diffracté	
$\overrightarrow{E^i}$	champ électrique incident	
$F[k_x, k_y]$	transformée de Fourier 2D de la fonction image $f(x, y)$	
$G(x, y, z)$	gain apporté par l'antenne pour un point en (x, y, z)	
H	position en hauteur du radar	(m)
$\overrightarrow{H^i}$	champ magnétique incident	
$\overrightarrow{J}$	source de courant électrique	
L	demi-distance parcourue par le radar	(m)
L_a	longueur réelle de l'antenne	(m)
$Lsynthetique$	longueur synthétique de l'antenne	(m)
$\overrightarrow{M}$	source de courant magnétique	
$P(\omega)$	transformée de Fourier du signal $p(t)$	
PRF	fréquence de répétition des impulsions	(Hz)
$PWV_{s,q}(t, f)$	distribution polynomiale de Wigner-Ville d'ordre q, appliquée au signal $s(t)$	
R	distance radar-cible	(m)
$R_\perp$	coefficient de Fresnel (composante orthogonale)	
$R_\parallel$	coefficient de Fresnel (composante parallèle)	
R_0	distance minimale reliant la cible à l'axe de déplacement du porteur	(m)
$S_b(\omega, u)$	transformée de Fourier du signal de battement $s_b(t, u)$ selon le *fast-time*	
$S_c(f)$	transformée de Fourier du signal compressé $s_c(t)$	
$S_i(\omega, k_u)$	transformée de Fourier 2D du signal de référence $s_i(t, u)$	
$S_r(\omega, k_u)$	transformée de Fourier 2D du signal reçu $s_r(t, u)$	
$S_{r_b}(f)$	transformée de Fourier du signal reçu ramené en bande de base $s_{r_b}(t)$	
$S_{ref}(f)$	transformée de Fourier du signal de référence $s_{ref}(t)$	
$SPWV_{s,\Psi}$	distribution pseudo Wigner-Ville lissée appliquée au signal $s(t)$ utilisant le filtre $\Psi(t, f)$	
T_p	période du signal émis	(s)
V	vitesse radar-cible	($\mathrm{m.s^{-1}}$)
W_s	la fauchée	(m)
$WV_s(t, f)$	distribution de Wigner-Ville appliqué au signal $s(t)$	
(X_c, Y_c, Z_c)	coordonnées du centre de la cible	

e_r	erreur relative sur la vitesse du véhicule	(%)
$f(x,y,z)$	fonction image (estimation de la réflectivité)	
$f_{Doppler}$	fréquence Doppler	(Hz)
f_b	fréquence de battement	(Hz)
f_c	fréquence porteuse du signal radar	(Hz)
f_e	fréquence d'échantillonnage	(Hz)
$f_{inst_i}(t)$	fréquence instantanée associée au point i	(Hz)
$g(x)$	réplique de la technique de range-Doppler	
k	longueur d'onde $k = \omega/c$	(rad.m^{-1})
k_u	fréquence spatiale selon la variable u	(rad.m^{-1})
k_x	fréquence spatiale selon la variable x	(rad.m^{-1})
k_y	fréquence spatiale selon la variable y	(rad.m^{-1})
k_z	fréquence spatiale selon la variable z	(rad.m^{-1})
$p(t)$	signal émis pendant une récurrence	
$rep_i(t,\tau)$	réplique associée au signal de battement calculée à la hauteur Z_i	
$s_0(\omega,u)$	transformée de Fourier selon t du signal de référence calculé en (X_c, Y_c)	
$s_b(t,u)$	signal de battement	
$s_c(t)$	signal compressé en distance	
$s_i(t,u)$	signal de référence associé à une distance y_i (ou z_i)	
$s_e(t)$	signal émis	
$s_r(t)$	signal reçu	
$s_r(t,u)$	signal reçu exprimé selon les deux dimensions t et u	
$s_{ref}(t)$	signal de référence	
$s_{r_b}(t)$	signal reçu ramené en bande de base	
$s_{r_{b_i}}(t)$	contribution du point 'i' dans le signal reçu ramené en bande de base	
$s_{r_i}(t)$	contribution du point 'i' dans le signal reçu	
t	base de temps ■rapide■ (*fast-time*)	(s)
t_{acquis}	temps d'observation d'une cible	(s)
u	position du radar	(m)

Introduction

Le nombre de véhicules en circulation sur les routes est en constante augmentation. D'après une étude CCFA, la circulation routière a progressé de +20 % entre 1990 et 2001 (de 436 milliards de véhicules - kilomètres en 1990 à 545.4 milliards en 2001). Cette évolution rapide crée des saturations du réseau routier sur des distances de plus en plus étendues et sur des périodes horaires de plus en plus longues. Le manque de fluidité du trafic entraîne de nombreux problèmes à résoudre pour le confort et la sécurité de l'usager. Les axes de recherche dans le domaine du transport routier se résument par **mesurer - prévenir - sécuriser - fluidifier**. Notre étude s'inscrit dans la première thématique : mesurer. Par ce terme, il faut comprendre, compter, classifier et estimer la vitesse des véhicules. Les informations recueillies sont utiles pour prendre des décisions pour la gestion du trafic (dégager des axes en cas de perturbation du trafic ou informer l'usager pour qu'il adapte sa conduite à la situation du trafic). En ce sens, l'évolution dans le domaine du transport évolue vers l'intelligence de l'équipement routier. Toutefois, l'optimisation d'infrastructures existantes est préférée au développement de nouvelles infrastructures à gros budget.

Le système radar (*RAdio Detection And Ranging*) et la technologie associée, tiennent d'ores et déjà une place importante dans le domaine des transports avec les systèmes de mesures de vitesse utilisés par la gendarmerie ou encore les radars anticollision installés sur les véhicules. Les radars sont des systèmes actifs qui émettent une onde électromagnétique vers une scène radar (la route). Si une cible est présente dans cette scène, l'onde est ■réfléchie■ et son écho informe sur la présence de cette cible. L'écho peut également être porteur de bien d'autres informations sur la cible (distance la séparant du radar composition et structure, vitesse). Une des applications les plus étonnantes du système radar est sa capacité d'imagerie (cartographie ou reconnaissance de cibles).

Les techniques d'imagerie radar ont trouvé un essor important avec la découverte de Carl Wiley : il constate que, du point de vue d'un radar mobile, deux cibles situées à des angles en azimut différents renvoient des échos qui diffèrent par leur fréquence Doppler. Le principe qui a découlé de cette observation est appelé Radar à Ouverture Synthétique (ROS) (ou Synthetic Aperture Radar (SAR)). Un mouvement relatif entre le radar et la cible module le signal par effet Doppler. A cette époque, on connaît déjà la technique de compression d'impulsions qui offre une très bonne résolution dans l'axe de propagation de l'onde : elle consiste en un filtrage adapté d'un signal à impulsions modulées en fréquence. La synthèse d'ouverture consiste également en un filtrage adapté puisqu'elle

utilise un filtre de réponse impulsionnelle adapté au signal modulé par le mouvement de la cible. Cette opération revient à recombiner les différents échos pour différentes positions radar-cible de manière à simuler une très longue antenne. Cette technique d'imagerie est utilisée sur des systèmes aéroportés (aériens ou spatiaux) : elle permet par exemple la cartographie de certaines régions du globe pour lesquelles les systèmes optiques sont inappropriés à cause d'une couverture nuageuse incessante. Dans le domaine de la cartographie radar, le mouvement relatif est créé par le déplacement du radar, mais il peut être dû au mouvement de la cible observée : on parle alors de configuration ISAR (Inverse Synthetic Aperture Radar). On peut ainsi réaliser l'image d'un objet à partir d'un radar fixe à condition que l'objet soit mobile et que son mouvement soit connu.

Des systèmes toujours plus performants sont conçus pour améliorer la qualité de l'image. Dans cette étude, nous adoptons une approche différente qui consiste à extraire le maximum d'information de la cible observée à l'aide d'un système existant, non conçu pour des applications d'imagerie radar. Le système qui est détourné de sa fonction première est le système de télépéage.

Les systèmes de télépéage installés sur les autoroutes ont comme fonction de détecter le badge de l'usager et d'enclencher un protocole de communication. Ce dialogue avec le badge permet d'identifier l'usager pour commander l'opération bancaire (débit) de son compte du montant du péage. Le montant prélevé est fixé en fonction du gabarit du véhicule. La fonction de détection est réalisée par l'émission continue d'un signal et le système ■écoute■ jusqu'à ce que le badge réponde. Cette configuration rappelle une configuration ISAR. En effet, un système fixe émet une onde électromagnétique en direction d'un objet mobile et le signal rétrodiffusé est ensuite récupéré. Le signal émis est modulé par le mouvement du véhicule circulant sous le système. Ainsi, l'objet de cette étude est de mettre à profit un système de télépéage pour réaliser des images radar des véhicules passant au péage. Cette fonctionnalité d'imagerie peut être utile pour le contrôle du trafic et notamment le comptage de véhicules. Un autre intérêt pour les administrateurs des autoroutes est d'évaluer le gabarit des véhicules et vérifier la cohérence des informations fournies par le badge avec les dimensions mesurées sur l'image. L'avantage d'un système radar sur un système optique est qu'il fonctionne de jour comme de nuit et par tous les temps. L'objectif premier est d'ajouter cette fonction d'imagerie sans modifier le système existant, simplement en ajoutant un module de traitement du signal en sortie du système. La difficulté réside principalement dans la forme du signal émis : un signal à onde continue (CW). La technique de compression d'impulsions n'est donc pas envisageable.

Le premier chapitre présente le principe du radar à ouverture synthétique. Nous exposons les principales configurations utilisées pour appliquer la synthèse d'ouverture et les différentes techniques de traitement du signal qui existent. L'approche alors adoptée est basée sur le principe de reconstruction du front d'onde.

Dans le deuxième chapitre, nous proposons un traitement adapté à notre configuration prenant en compte :

- le manque d'information en distance, puisque le signal émis n'est ni modulé ni impulsionnel
- une distance radar-cible non négligeable par rapport aux dimensions de la cible, ce qui rend invalides les approximations classiques du traitement SAR.

De plus, pour permettre une opération de filtrage adapté, il est nécessaire de connaître le mouvement de la cible (véhicule). Nous supposons la trajectoire rectiligne, le long de l'axe autoroutier et nous proposons une méthode pour estimer la vitesse du véhicule à partir du signal rétrodiffusé.

Le troisième chapitre valide cette étude théorique à partir de signaux issus de simulations électromagnétiques (Optique Physique), puis à partir de signaux issus de mesures. Nous montrons ainsi la capacité du système à estimer les dimensions principales des véhicules passant sous la balise et nous mettons en évidence les limites d'un tel système en qualité d'imageur.

Enfin, dans un dernier chapitre, nous proposons une évolution du système existant afin d'améliorer ses capacités en imagerie. Le principal défaut du système initial est son incapacité à fournir une information de distance. En modulant le signal pour élargir son support spectral, nous corrigeons cette défaillance. Nous proposons alors un nouveau traitement du signal pour réaliser des images focalisées selon les deux dimensions (distance et azimut). Les résultats obtenus pour des simulations électromagnétiques sont présentés dans cette dernière partie, ainsi que les premiers résultats expérimentaux.

Chapitre I

Le radar à ouverture synthétique

I.1 Introduction

Historiquement, le système radar est utilisé dans le domaine militaire pour la détection. Ce n'est que progressivement qu'il acquiert une capacité d'imagerie. Celle-ci apporte des informations complémentaires sur la *cible* par rapport à l'imagerie optique. Tout d'abord, elle est utilisable dans des conditions qui rendent impossible l'image optique (exemple de l'obscurité ou à travers une couverture nuageuse, comme pour l'observation de pays de la ceinture équatoriale). Son principe d'imagerie cohérente (c'est-à-dire sa capacité à collecter des signaux en amplitude et en phase) permet d'atteindre une bonne résolution de l'image par la synthèse d'ouverture ou par interférométrie. De plus, son fonctionnement dans le domaine des micro-ondes, lui permet de pénétrer certains milieux et de déceler des objets enfouis sous un feuillage par exemple. Enfin, les propriétés de polarisation de l'onde donnent une information sur le caractère dépolarisant des milieux rétrodiffusants : ceci est principalement utilisé en agriculture et en océanographie. Mais l'imagerie radar vient aussi compléter l'imagerie optique dans le sens où ces deux techniques n'apportent pas la même information sur l'objet visualisé : l'image radar est plus sensible à sa géométrie (orientation, réflexions multiples et rugosité) alors que l'image optique est plus sensible à ses propriétés physico-chimiques [Maître 2001].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe du radar à ouverture synthétique qui se décompose en deux concepts : la compression en distance et la synthèse d'ouverture (ou compression en azimut). Nous établissons un bref état de l'art des systèmes existants. Enfin, nous décrivons les différentes configurations qui permettent la synthèse d'ouverture et les différentes techniques existantes de traitement du signal.

I.2 Le principe du radar à ouverture synthétique

La technique de Radar à Ouverture Synthétique (ROS) ou *Synthetic Aperture Radar* (SAR) est une méthode d'imagerie haute résolution. Elle est basée sur une technique de double focalisation, dans l'axe de propagation d'une part et dans l'axe transverse de propagation d'autre part. Sa principale caractéristique est l'utilisation du mouvement relatif radar-cible pour atteindre une haute résolution dans l'axe transverse de propagation : les échos (le signal) d'une cible pour différentes positions de l'antenne sont recombinés judicieusement entre eux en leur appliquant un déphasage approprié. Ce déphasage est choisi de telle sorte que le signal semble être le résultat de l'acquisition par une antenne de grande taille (donc d'ouverture faible). Nous parlons ainsi d'antenne **synthétique**. La Figure I.1 illustre cette technique. La dimension de l'antenne synthétique, $L_{synthetique}$ correspond à la longueur de déplacement de l'antenne physique par rapport à la cible pendant l'acquisition du signal. Le front d'onde (matérialisé par un arc de cercle sur la Figure I.1), représente la ligne d'arrivée des impulsions après réflexion sur la cible, pour chaque position de l'antenne. Cette technique date du début des années 50. L'origine de

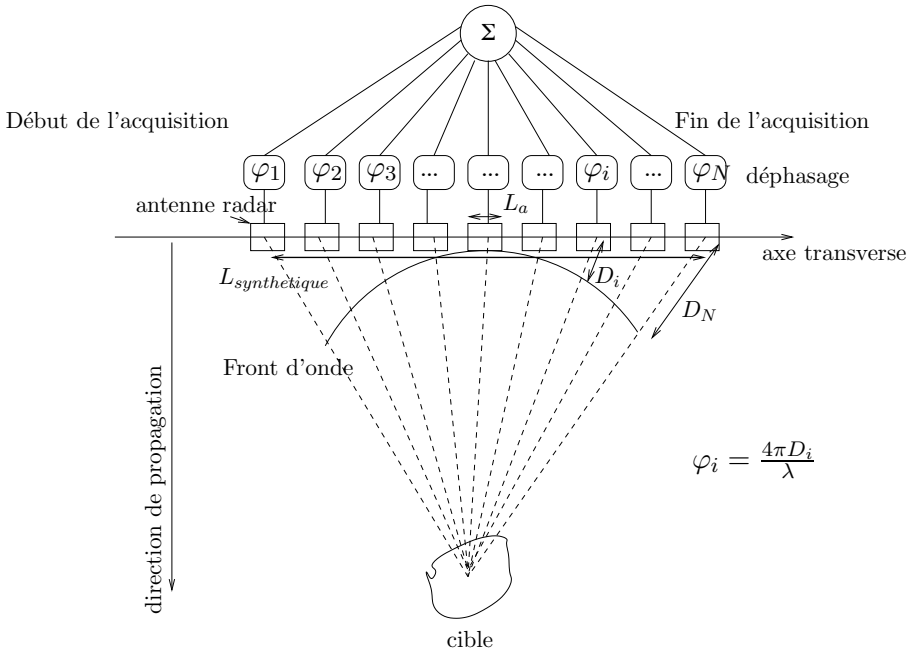


Fig. I.1 – Principe de l'ouverture synthétique

cette approche se retrouve dans la théorie de Gabor sur la **reconstruction du front d'onde**, appelée encore **holographie** [Leith 1962]. Les premières méthodes d'imagerie radar n'utilisent pas cette théorie par manque de calculateurs suffisamment puissants et par manque d'algorithmes rapides de traitement du signal. Les premiers systèmes d'imagerie ont donc utilisé des traitements basés sur l'optique, en appliquant l'approximation de Fresnel [Cutrona 1966]. La technique d'ouverture synthétique utilisée dans un système à visée latérale permet d'améliorer la résolution dans l'axe transverse.

I.2.1 Le radar à visée latérale ou compression en distance

Les premiers radars imageur sont basés sur le principe du radar à visée latérale appelé SLAR (*Side Looking Real-Aperture Radar*) ou RAR (*Real-Aperture Radar*). Ce système offre une très bonne résolution dans l'axe distance (axe de propagation de l'onde électromagnétique) grâce à la technique de compression d'impulsions mais la résolution dans l'axe azimut (axe de déplacement du radar) est soumise à la longueur physique de l'antenne. Ainsi une bonne résolution en azimut est inversement proportionnelle à la longueur de l'antenne, ce qui nécessite, pour la plupart des applications d'imagerie de trop grandes antennes : dans le cas d'une antenne à bord d'un bateau visant une cible à une distance R de 10 km et avec une longueur d'onde λ_c est de 3 cm, une résolution δx de 25 cm requiert une longueur d'antenne L_a d'environ 1.2 km. Carl Wiley [Curlander 1991] propose alors de discriminer les cibles suivant leur réponse en fréquence Doppler et permet d'améliorer de manière considérable la résolution en azimut. Ce principe a permis des progrès remarquables dans l'observation de la Terre et des planètes [Curlander 1991, Kasischke 1997].

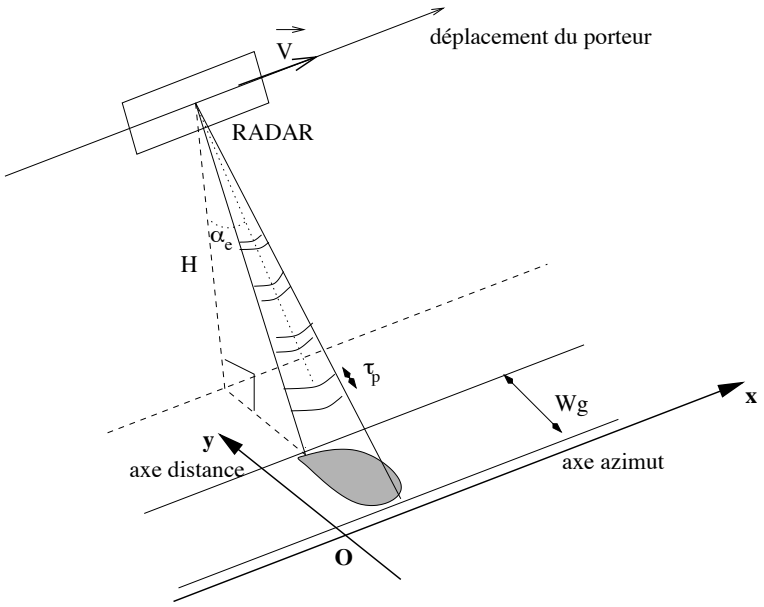


Fig. I.2 – Géométrie d'un système SLAR

Comme le montre la Figure I.2, le SLAR est un système radar porté par une plateforme mobile (avion ou satellite). Cette plateforme est supposée se déplacer à vitesse V et hauteur H constantes. Le faisceau du radar éclaire le sol dans une direction perpendiculaire à sa trajectoire. Le signal émis par le radar est un train d'impulsions. La fréquence de répétition de ces impulsions est notée PRF et la fréquence porteuse f_c. L'axe distance ou axe des ordonnées Oy, est perpendiculaire à l'évolution du radar. L'axe transverse à l'axe distance, ou axe des abscisses Ox, est appelé axe azimut. L'information de distance est donnée par le temps d'aller-retour de l'impulsion émise.

Nous rappelons que la résolution d'un système radar est définie par la distance minimale réelle ou angulaire entre deux points apparaissant distincts sur l'image radar. Si deux points peuvent être dissociés l'un de l'autre, alors la distance les séparant est supérieure à la distance de résolution. Pour étudier la résolution en distance, considérons deux points au sol **1** et **2** de même abscisse (Figure I.3). En supposant l'hypothèse d'onde

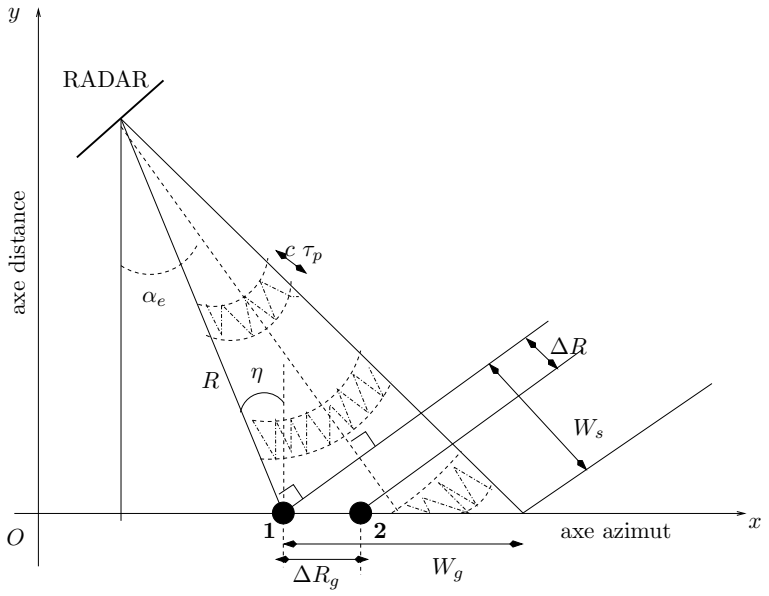


Fig. I.3 – géométrie du système SLAR dans le plan distance

plane, le point **1** est situé à une distance R du radar et le point **2** à une distance $R+\Delta R_{1,2}$. La distance $\Delta R_{1,2}$ sépare les points **1** et **2** suivant la direction de propagation du front d'onde plane. Donc l'écho associé au point **2** présente un retard Δt de $\frac{2\ \Delta R_{1,2}}{c}$ par rapport à l'écho associé au point **1**. Afin de pouvoir dissocier les deux échos (Figure I.4), il est

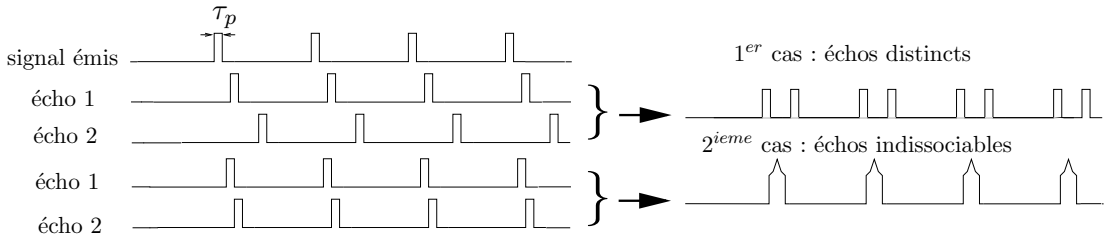


Fig. I.4 – Échos des points **1** et **2**

nécessaire que le retard Δt soit supérieur ou égal à la largeur d'impulsion τ_p, c'est-à-dire :

$$\Delta R_{1,2} \geq \frac{c\tau_p}{2} \tag{I.1}$$

L'égalité de l'expression (I.1) nous donne la résolution δR_s. La résolution en distance δR_g est la projection de la résolution δR_s sur l'axe distance :

$$\delta R_g = \frac{\delta R_s}{\sin \eta} = \frac{c\tau_p}{2 \sin \eta} \tag{I.2}$$

L'angle η représente l'angle d'incidence du faisceau : il est égal à l'angle d'élévation du radar, α_e, pour R suffisamment grand. L'équation (I.2) montre que la résolution peut être améliorée en diminuant la durée τ_p de l'impulsion. Toutefois, afin de conserver un rapport signal à bruit acceptable, il est nécessaire de pouvoir émettre une forte puissance pendant une durée d'impulsion τ_p faible. Il existe donc une limitation technologique. Pour repousser cette limitation, on utilise la technique de compression d'impulsions : à l'émission, les impulsions sont modulées linéairement en fréquence (ces impulsions sont appelées *chirp*) et à la réception, on applique un filtre adapté. En considérant le signal émis $s_e(t)$ pendant une récurrence ($|t| \leq \frac{1}{2\mathrm{PRF}}$), celui-ci peut s'écrire :

$$s_e(t) = \exp(\jmath 2\pi f_c t).\exp\left(\jmath 2\pi \frac{B_0}{\tau_p} t^2 + \jmath\phi_0\right) \text{ avec } |t| \leq \frac{\tau_p}{2} \tag{I.3}$$

La grandeur $2B_0$ est l'excursion en fréquence du signal émis et $\frac{2B_0}{\tau_p}$ est le taux de variation de la modulation. En présence d'une cible ponctuelle i, le signal reçu ($s_r(t) = s_{r_i}(t)$) s'exprime comme le signal émis, retardé du temps d'aller-retour δt de l'onde à la cible et pondéré par un coefficient de réflexion ρ_i. Après démodulation, ce signal reçu en bande de base $s_{rb}(t)$ est corrélé avec un signal de référence $s_{ref}(t)$, ayant les mêmes caractéristiques que le signal émis $s_e(t)$ en bande de base. L'opération de filtrage adapté revient donc à effectuer une convolution entre ces deux signaux pour obtenir le signal compressé $s_c(t)$:

$$\begin{aligned} s_c(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_{rb}(t') s^*_{ref}(t'-t)dt' \\ &= \left[\exp\left(\jmath\left(2\pi\tfrac{B_0}{\tau_p}(t-\delta t)^2 + \phi_r\right)\right)\right] * \left[\exp\left(-\jmath\left(2\pi\tfrac{B_0}{\tau_p}t^2 + \phi_0\right)\right)\right] \text{ pour } |t-\delta t| \leq \tfrac{\tau_p}{2} \end{aligned} \tag{I.4}$$

Le symbole $*$ désigne ici l'opérateur du produit de convolution. Dans le domaine fréquentiel, cette opération revient à une multiplication du spectre du signal reçu avec le conjugué du spectre du signal *chirp*. Le résultat de ce produit donne un spectre d'amplitude quasi-constante, de largeur la bande du signal émis. Dans cette bande, la phase du spectre est alors nulle. Si ce résultat est ramené dans le domaine temps par transformée inverse de Fourier, on trouve un signal dont le module est représenté par une fonction sinus cardinal dont la largeur du lobe principal est inversement proportionnelle à la largeur du spectre initial. Soient $S_c(f)$, $S_{rb}(f)$ et $S_{ref}(f)$ les transformées de Fourier respectivement du signal compressé $s_c(t)$, du signal reçu en bande de base $s_{rb}(t)$ et du signal de référence $s_{ref}(t)$, l'opération de filtrage adapté donne alors :

$$\begin{aligned} S_c(f) &= S_{rb}(f) S^*_{ref}(f) \\ &\approx exp(\jmath 2\pi \tfrac{\tau_p}{4B_0} f^2) exp(-\jmath 2\pi \delta t f) exp(-\jmath 2\pi \tfrac{\tau_p}{4B_0} f^2) \text{ pour } |f| \leq B_0 \end{aligned} \tag{I.5}$$

Cette relation n'est pas exacte puisque la pondération en amplitude du spectre n'est pas une porte rectangulaire. Toutefois l'approximation (I.5) est considérée valide pour $2B_0\tau_p \geq 100$ [Curlander 1991]. En considérant cette condition remplie, nous pouvons

écrire :

$$\begin{aligned} s_c(t) &= TF^{-1}[S_c(f)] \\ &\approx \frac{sin(\pi 2B_0(t-\delta t))}{\pi(t-\delta t)} \end{aligned} \tag{I.6}$$

En réalité, un produit $2B_0\tau_p$ égal à 20 [Curlander 1991] est suffisant pour que l'équation (I.6) soit valide. Le diagramme de la Figure I.5 résume la technique de compression d'impulsions. La relation (I.6) indique que la résolution temporelle δt_c du signal compressé

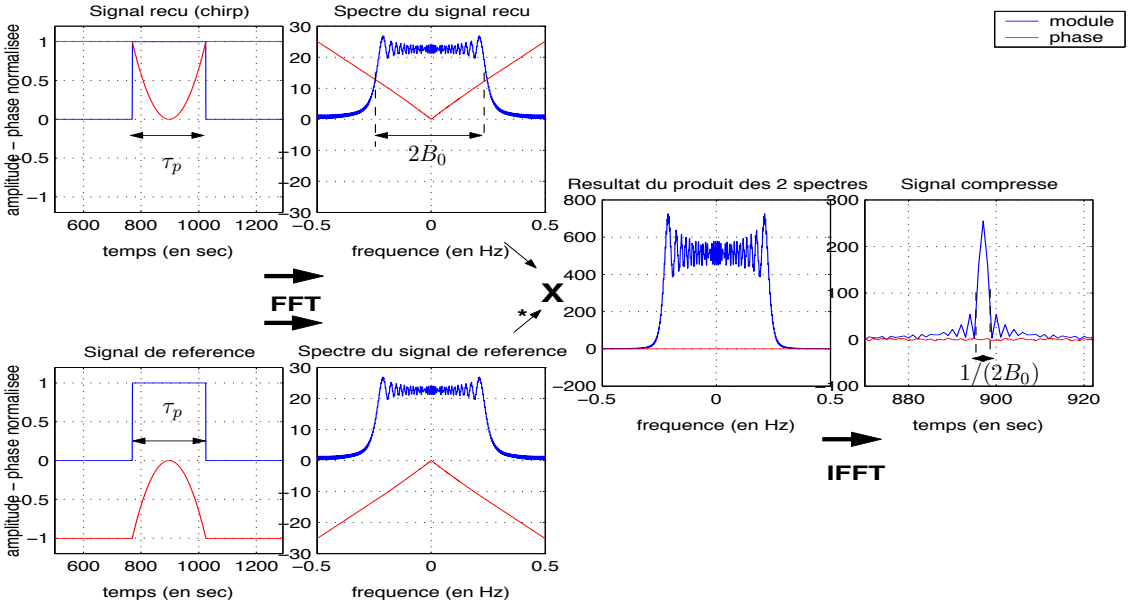


Fig. I.5 – Technique de la compression d'impulsions

est équivalente à $\delta t_c = \frac{1}{2B_0}$ ce qui implique une résolution spatiale dans l'axe distance égale à : $\delta R_c = \frac{c\delta t_c}{2} = \frac{c}{4B_0}$ ou sa projection au sol :

$$\delta R_{gc} = \frac{c}{4B_0 \sin\eta} \tag{I.7}$$

La résolution ne dépend alors que de l'occupation spectrale des impulsions et non plus de leur durée. Pour illustrer ce résultat, nous présentons les caractéristiques du système spatial canadien RADARSAT dans le tableau I.2.1.

Naturellement, nous souhaitons obtenir une résolution selon l'axe azimut du même ordre de grandeur que la résolution en distance. Dans le cas d'un système SLAR, deux points sont discernables s'ils ne sont pas simultanément dans le faisceau de l'antenne (voir Figure I.6). La résolution δx en azimut correspond donc à la trace au sol du faisceau de l'antenne dans l'axe azimut. En utilisant les notations de la Figure I.6, ceci se traduit par la formule suivante :

$$\delta x = R\beta_H = \frac{R\lambda_c}{L_a} \tag{I.8}$$

Fréquence porteuse	f_c	5.3 GHz
Fréquence de répétition des impulsions	PRF	1300 Hz
Durée des impulsions	τ_p	40 μs
Largeur de bande	$2B_0$	30.002 MHz
Angle d'incidence	α_e	38.1°
Résolution en distance sans la compression d'impulsions (projetée au sol)	δR_g	9724 m
Résolution en distance avec compression d'impulsions (projetée au sol)	δR_{g_c}	8.1 m

Tab. I.1 – Caractéristiques du système canadien RADARSAT

où λ_c est la longueur d'onde du signal émis, L_a la longueur de l'antenne dans la direction de déplacement du porteur et β_H l'angle d'ouverture de l'antenne à -3 dB[1]. L'équation (I.8) nous permet de constater que plus l'antenne est grande et meilleure est la résolution. Pour donner quelques ordres de grandeur, voici deux exemples : un système radar de bateau avec une antenne de 1 m de long, travaillant en bande X ($\lambda_c = 3$ cm) a une résolution de 300 m à 10 km de distance ; ce qui est acceptable pour une application de détection. Mais, pour des plateformes spatiales, la résolution devient très vite inacceptable : pour une distance R de 800 km et un rapport L_a/λ_c de 200, la résolution est de 4 km. La résolution est donc très vite limitée par les caractéristiques physiques de l'antenne. Cette performance est améliorée par la technique d'ouverture synthétique.

I.2.2 Focalisation en azimut par synthèse d'ouverture

La découverte du principe d'imagerie radar à ouverture synthétique revient à Carl Wiley de la Goodyear Aircraft Corporation en 1951. Il observe que dans un système radar à visée latérale, deux cibles ponctuelles situées à des angles azimutaux différents présentent des vitesses radiales différentes pour chaque position de la plate-forme : une impulsion qui se réfléchit sur deux cibles distinctes présente deux historiques Doppler différents [Ausherman 1984]. On appelle historique Doppler, l'évolution de la fréquence Doppler au cours du temps. Cette observation va lui permettre de développer une nouvelle technique pour améliorer la résolution en azimut : la détection par affinage Doppler (ou *Doppler beam sharpening*). La position d'une cible en azimut est directement liée à la fréquence Doppler. Par conséquent le spectre du signal reçu donne une nouvelle information sur la position de la cible. Le décalage Doppler pour une cible située à la distance R du radar dans l'axe de visée et à l'abscisse x (selon l'axe azimut) est donné (Figure I.6) par l'expression suivante :

$$f_{Doppler} = 2\frac{V \sin\theta}{\lambda_c} \approx \frac{2Vx}{\lambda_c R} \tag{I.9}$$

[1] c'est-à-dire le secteur angulaire autour de l'angle de visée correspondant à l'ouverture à mi-puissance. L'ouverture doit en réalité être décrite pour les deux plans de polarisation E et H, par respectivement, les angles β_E et β_H.

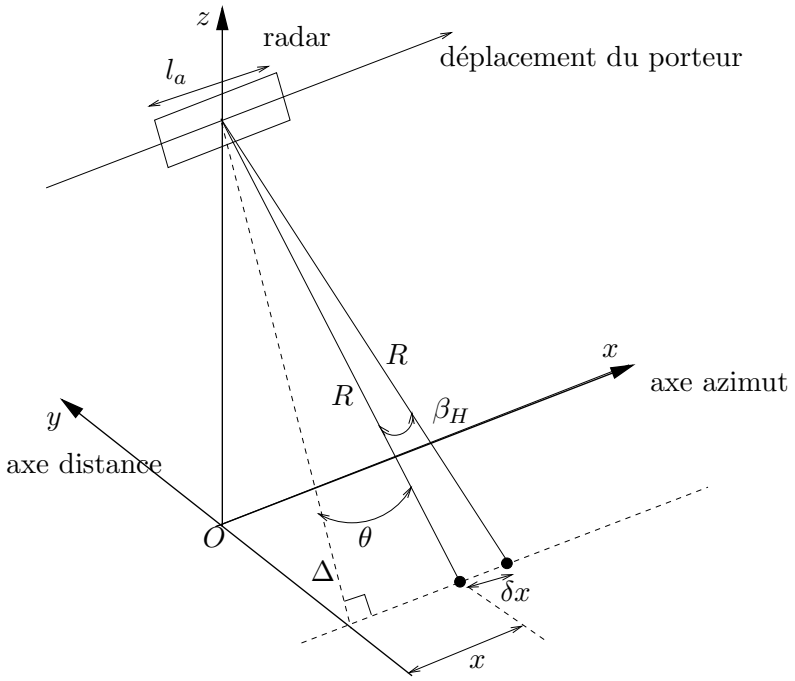


Fig. I.6 – Géométrie du système selon l'axe azimut

L'angle θ est l'angle entre l'axe radar-cible et la perpendiculaire à la trajectoire du porteur, notée Δ sur la Figure I.6 et V est la vitesse relative entre le radar et la cible. L'approximation dans cette équation (I.9) est valide dans le cas où $R \gg x$. La résolution δx_{az} dépend alors de la précision $\delta f_{Doppler}$ sur la fréquence Doppler. Or celle-ci est égale à l'inverse du temps d'observation t_{acquis} de la cible : $\delta f_{Doppler} = 1/t_{acquis}$. Si on suppose que ce temps correspond au temps pendant lequel le faisceau du radar éclaire une cible ponctuelle quelconque au sol, on peut écrire :

$$t_{acquis} = \frac{R\beta_H}{V} = \frac{R\lambda_c}{L_a V} \tag{I.10}$$

Par conséquent, selon (I.9) et (I.10) :

$$\begin{aligned} \delta x_{az} &= \left(\tfrac{\lambda_c R}{2V}\right) \delta f_{Doppler} = \left(\tfrac{\lambda_c R}{2V}\right) \left(\tfrac{L_a V}{R\lambda_c}\right) \\ &= \tfrac{L_a}{2} \end{aligned} \tag{I.11}$$

Cette dernière équation montre que plus l'antenne est petite et meilleure est la résolution en azimut. Avant d'atteindre cette résolution théorique, les premières observations ont donné lieu à la technique de SAR non focalisé qui utilise un filtrage Doppler (voir [Curlander 1991] et [Ellis 1984]). Dans ce cas, le filtrage utilisé n'est pas adapté. La résolution est alors limitée par la largeur du filtre. Plus la largeur sera étroite, meilleure sera la résolution en azimut. La résolution $\delta x_{az_{non-foc}}$ que l'on peut alors attendre s'exprime avec $\sqrt{\lambda_c R_0/2}$, où R_0 est la distance minimale reliant la cible à l'axe de déplacement du porteur. Pour le radar SEASAT, la technique de SAR non-focalisée donne une résolution

$\delta x_{az_{non-foc}}$ de 316 m pour une distance R_0 de 18.6 km. Mais avec un traitement focalisé, la résolution δx_{az} peut atteindre 6 m.

Un traitement focalisé implique une correction de phase au passage du porteur au-dessus de la cible. De la même manière que pour la compression d'impulsions, le traitement de synthèse d'ouverture se ramène à un filtrage adapté. Le décalage de phase $\Delta\phi$ dû au trajet aller-retour de l'onde s'exprime avec :

$$\Delta\phi = -\frac{4\pi\Delta R}{\lambda_c} \tag{I.12}$$

La distance ΔR exprime l'écart entre la distance minimale R_0 cible-axe de déplacement du porteur et la distance radar-cible pour le radar à l'abscisse x (voir Figure I.7) :

$$\Delta R(x) = \sqrt{R_0^2 + (x - x_0)^2} - R_0 \approx \frac{(x - x_0)^2}{2R_0} \quad \text{si} \quad |x - x_0| \ll R_0 \tag{I.13}$$

Pour un signal émis monochromatique, le signal reçu en bande de base pour chacune des

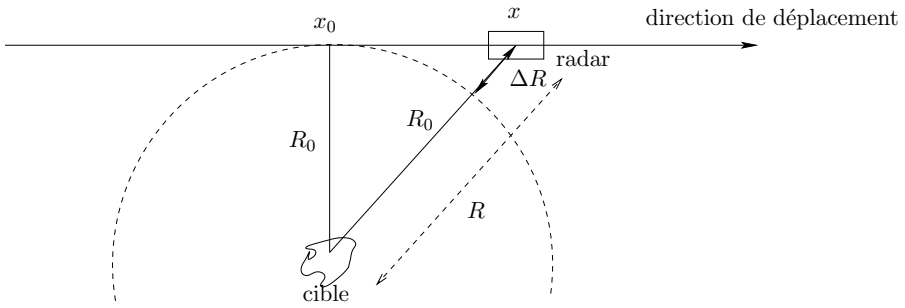


Fig. I.7 – Décalage de phase dû au déplacement du radar

positions x du radar, s'exprime avec :

$$\begin{aligned} s_r(x) &= \exp\left(-\jmath 4\pi \tfrac{R(x)}{\lambda_c}\right) \\ &\approx \exp\left(-\jmath \tfrac{4\pi}{\lambda_c}\left(R_0 + \tfrac{(x-x_0)^2}{2R_0}\right)\right) \end{aligned} \tag{I.14}$$

La phase évolue donc de manière quadratique. Par conséquent, la fréquence évolue linéairement en fonction de x. Ainsi, nous pouvons utiliser le même type de traitement que dans le cas de la compression en distance. On considère alors le signal $g(x)$:

$$g(x) = \exp\big(-\jmath\frac{2\pi}{\lambda_c R_0}x^2\big) \tag{I.15}$$

Le résultat de l'intercorrélation du signal $g^*(-x)$ avec le signal $s_r(x)$ décrit par (I.14) s'écrit :

$$f(x') = \int_{-L}^{L} s_r(x) g^*(x - x')dx \tag{I.16}$$

où $2L$ est la distance que parcourt le radar pendant l'acquisition du signal. En supposant que le produit de la bande du signal $s_r(x)$ par le temps d'acquisition soit grand (> 20 - voir section I.2.1), on peut alors écrire :

$$|f(x')| = \left| \frac{\sin\big(u(x'-x_0)\big)}{u(x'-x_0)} \right| \tag{I.17}$$

avec $u = 4\pi L/(\lambda_c R_0)$. On remarque que le maximum de $|f(x')|$ est atteint pour $x' = x_0$. La fonction $g(x)$ est appelée **réplique**. La résolution en azimut δx_{az} est donnée par la largeur du pic d'intercorrélation, qui est facilement évaluée par :

$$\delta x_{az} = \frac{\lambda_c R_0}{4L} \tag{I.18}$$

La distance parcourue par le radar pour que le point cible soit complètement éclairé par le faisceau est $R_0\beta_H$. Par conséquent l'équation (I.18) se simplifie pour retrouver le résultat de l'équation (I.11) :

$$\delta x_{az} = \frac{\lambda_c R_0}{2R_0\beta_H} = \frac{L_a}{2} \tag{I.19}$$

La corrélation du signal reçu avec une réplique est la base du traitement SAR focalisé. Autour de ce principe peuvent s'ajouter ensuite plusieurs améliorations ou modifications en fonction du contexte.

Dans cette première approche de la technique d'imagerie radar à synthèse d'ouverture, nous avons présenté deux traitements similaires de focalisation correspondants aux deux directions (distance et azimut) consistant à appliquer un filtrage adapté. Il est à noter que ces deux filtrages peuvent être réalisés simultanément grâce à des transformées de Fourier 2D et une réplique bidimensionnelle (distance et azimut).

I.2.3 Les précurseurs [Ausherman 1984, Curlander 1991]

C. Wiley n'est pas le seul à s'intéresser au spectre des échos radars. En 1952, un groupe de chercheurs de l'Illinois fait une observation similaire en développant des techniques de détection d'objets mobiles basées sur des caractéristiques Doppler. Leur observation est la suivante : des variations altimétriques de terrains aboutissent à des maxima d'amplitude distincts qui migrent à travers le spectre en azimut. J. Kovaly rapporte que ces observations peuvent fournir la base d'un nouveau type de radar avec une résolution angulaire améliorée. Au cours de la même année, le directeur du groupe de recherche, Sherwin, publie le concept d'une antenne complètement focalisée : à chaque case distance une correction de phase est apportée au signal. A chaque rangée de pixels en azimut est attribuée une loi de phase qui est ensuite corrigée. En 1953, le projet Wolverine, sponsorisé par l'armée et mené par l'université du Michigan, permet de développer la technique de *range-Doppler*.

Le premier radar SAR aéroporté est construit par la *Goodyear Research Facility* à Litchfield en Arizona en 1953 et est basé sur le principe développé par Wiley. Sa fréquence

porteuse est égale à 930 MHz et il utilise une antenne Yagi, ainsi qu'un corrélateur optique. Les chercheurs de l'Illinois conçoivent aussi un radar aéroporté en bande X et non-focalisé. En 1958 à la suite du programme Wolverine, on peut compter huit radars SAR aéroportés opérationnels. Ces derniers sont destinés à la surveillance des combats.

Les premiers systèmes SAR utilisent des corrélateurs optiques [Cutrona 1966]. A partir des années 60, des corrélateurs réalisés en électronique analogique, fonctionnant en temps différé, sont venus les remplacer, puis des corrélateurs numériques. Pendant les années 70, les opérations de corrélation sont réalisées en temps réel [Curlander 1991].

I.2.4 Évolution et état de l'art [Curlander 1991]

La première image SAR focalisée de manière optimale a été obtenue en 1957 et les premiers systèmes sont principalement utilisés par l'armée. Ces systèmes ont permis de réaliser des images de zones géographiques pour lesquelles les images optiques n'étaient pas adaptées. Par exemple, la province américaine de Darien a été imagée par un système SAR, ce qui était auparavant impossible avec des systèmes optiques, à cause d'une couverture nuageuse incessante.

La technique SAR a été utilisée en radioastronomie. Elle a permis de réaliser des images de Vénus ; ce qui n'aurait pas pu être possible sans l'analyse Doppler puisque, à cette distance, même le plus étroit des faisceaux de la National Astronomy était deux fois supérieur au diamètre de la planète. En 1972, Apollo 17 fut équipé d'un système SAR pour étudier la surface géologique de la lune.

Plusieurs satellites ont été équipés de systèmes SAR pour l'observation de la Terre. On peut citer, SEASAT-A ou encore SIR-A, -B ou -C. A ces systèmes, furent ajoutées la possibilité de plusieurs polarisations et la possibilité de choisir entre plusieurs bandes de fréquence. Aujourd'hui, cette technique de radar à ouverture synthétique est largement utilisée dans le domaine civil comme pour l'océanographie, la géologie ou encore l'étude de la calotte glaciaire [Kasischke 1997]. Le dernier système SAR européen envoyé dans l'espace est le système ASAR (Radar à synthèse d'ouverture à antenne électronique active) à bord du satellite ENVISAT de l'ESA. Ce satellite a été mis en orbite le 1er mars 2002. L'antenne active de l'ASAR permet une couverture modulable et une double polarisation. Sur une fauchée maximale de 500 km, il permet une reconfiguration de ses faisceaux jusqu'à 7 angles d'incidences différents, avec une haute résolution au sol de l'ordre de 30 m [Monti 2002, Attema 2000].

L'imagerie SAR est aussi largement utilisée par des systèmes aéroportés qui sont moins coûteux et plus maniables. Parmi les systèmes aéroportés, on peut citer l'AirSAR de JPL fonctionnant dans les trois bandes L, C et P, le système P3-SAR qui reprend les caractéristiques des systèmes spatiaux SIR-C/X-SAR en les adaptant à des systèmes aéroportés, E-SAR de DLR qui utilise les polarisations HH et VV sur les bandes X, C et L et VARAN-S de Thomson-CSF. Mais cette technique d'imagerie peut également s'appliquer à de plus petits systèmes terrestres.

I.3 Configuration et traitement du signal

I.3.1 Terminologie et notations

Dans la section précédente, une brève explication du principe SAR a été donnée. Les techniques de résolution en azimut et en distance ont été présentées de manière indépendante mais le problème doit être pris dans sa globalité pour en comprendre la complexité. Dans un premier temps, nous allons préciser les termes employés en radar pour décrire la scène (configuration géométrique) et les caractéristiques du signal, ainsi que les notations utilisées dans la suite du manuscrit.

L'antenne est décrite par son diagramme de rayonnement et plus particulièrement par ses ouvertures β_H et β_E à -3 dB (Figure I.8). La zone au sol délimitée par les angles d'ouverture à -3 dB est appelée l'empreinte au sol. La largeur de cette empreinte selon l'axe distance est la fauchée, notée W_s. La fauchée limite, en distance, la zone à visualiser. Dans la direction azimut la limitation de la longueur de l'image est donnée par la distance parcourue par le porteur. On appelle ligne de vue, l'axe de propagation de l'onde.

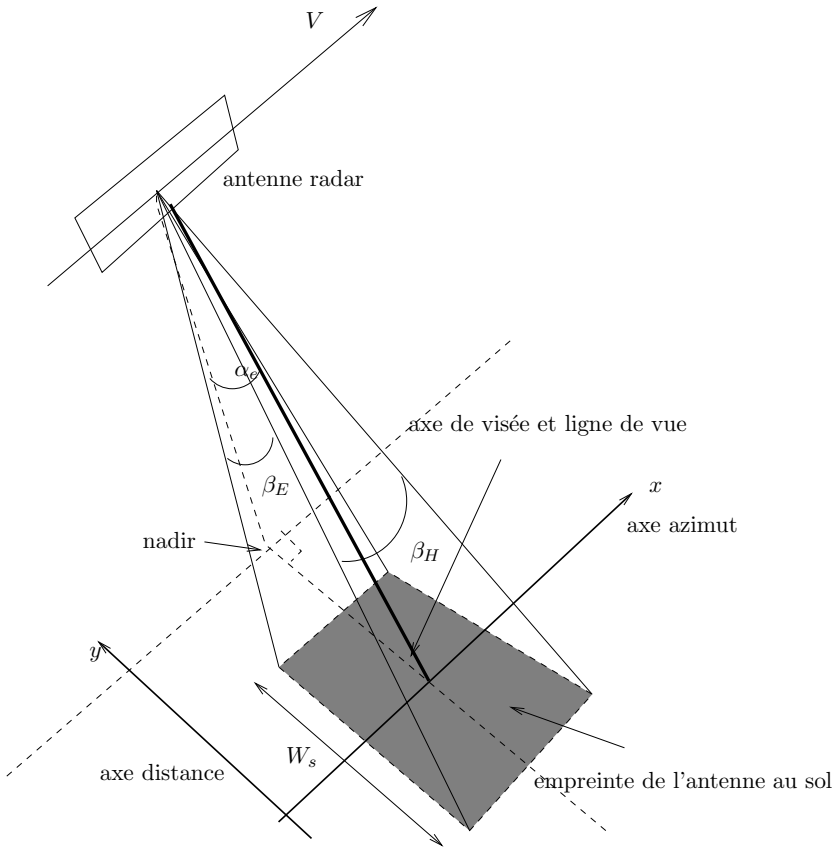


Fig. I.8 – Configuration géométrique d'un système SAR classique

Si l'antenne n'est pas dépointée, elle se confond avec l'axe de visée (cas de la Figure I.8).

De plus, pour un axe de visée perpendiculaire à la trajectoire, la ligne de vue est complètement décrite par l'angle d'élévation, noté α_e. La configuration pour laquelle l'angle de visée est différent de 90°, est dite en mode faisceau loucheur ou *squint*. Enfin, un point souvent très utilisé en radar est le *nadir*. Le nadir est le point du sol appartenant au segment de droite joignant le centre de la Terre au centre de phase de l'antenne.

Pour la suite, les notations utilisées pour caractériser le signal seront les mêmes que celles déjà employées. Ainsi, la bande spectrale occupée par le signal émis est notée $2B_0$, la fréquence porteuse f_c et $p(t)$ le signal émis pendant une récurrence $1/PRF$.

Dans la section précédente, nous avons considéré un radar pour lequel l'antenne de réception est confondue avec l'antenne d'émission, évoluant au-dessus d'une cible suivant une trajectoire linéaire et dirigeant un faisceau perpendiculairement au sens de déplacement. Cette configuration peut se généraliser à un système radar mono- ou bistatique qui ■éclaire■ un objet dont l'angle d'aspect évolue pendant le temps d'acquisition du signal. L'angle d'aspect est l'angle sous lequel est vu l'objet. Dans le cas bistatique, il faut prendre en considération la position des deux antennes. Le but des systèmes d'imagerie radar est de donner une cartographie de la réflectivité de la surface éclairée. La fonction image $f(x, y, z)$ qui en résulte est une estimation de la fonction de réflectivité $\rho(x, y, z)$ pour chaque point de coordonnées (x, y, z). Toutefois, $f(x, y, z)$ est une représentation dégradée de $\rho(x, y, z)$. Considérons le cas général bistatique (voir Figure I.9) : une antenne distante de R_1 de la cible émet un signal $s_e(t)$. Aux fréquences considérées, le champ semble provenir d'un nombre limité de contributeurs locaux appelés *points brillants* ou points de diffraction. Ce principe de localité constitue la base des méthodes asymptotiques. Une cible est généralement constituée de plusieurs *points brillants*. Le signal reçu

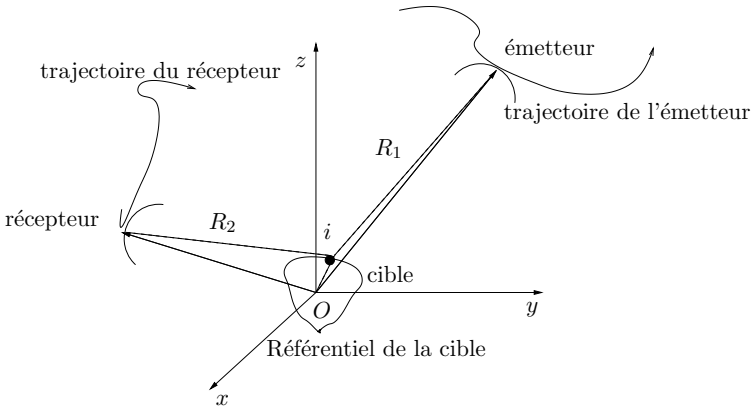


Fig. I.9 – Configuration générale bistatique

par la deuxième antenne, située à la distance R_2 de la cible, pour un seul de ces points brillants de réflectivité ρ_i, s'écrit :

$$s_{r_i}(t) = \rho_i \; s_e\left(t - \frac{R_1 + R_2}{c}\right) \tag{I.20}$$

Le signal total $s_r(t)$ est la somme des contributions de chacun des points brillants. Le principe général de l'imagerie radar consistant à déterminer la fonction image $f(x, y, z)$, est une intercorrélation du signal $s_r(t)$ avec un ensemble de fonctions de références construites sur le modèle de l'équation (I.20). Ainsi, la condition pour séparer chacun des points brillants dans la fonction image à partir du signal global est que l'évolution de la fonction distance $(R_1 + R_2)$ soit différente pour chacun de ces points diffractants.

Différentes configurations permettent de remplir cette condition. Deux d'entres elles sont souvent citées dans la littérature [Soumekh 1999, Ausherman 1984] : le mode *stripmap* et mode *spotlight*. Chaque mode a ses propres caractéristiques, ses propres techniques de génération de l'image et ses propres applications. Mais il existe aussi différentes façons de traiter les données. L'approche qui est adoptée dans cette étude est basée sur la reconstruction du front d'onde [Leith 1962, Soumekh 1999]. Cette reconstruction du front d'onde est la base de plusieurs autres systèmes d'imagerie cohérente (exploration géophysique, médecine). Les premières méthodes de traitement numérique du signal pour la formation d'images SAR à partir de cette théorie ont été introduites à la fin des années 80. Cette approche permet de comprendre les différents phénomènes observés sur le signal reçu. Plusieurs techniques sont alors envisageables et utilisent différentes approximations ou hypothèses simplificatrices.

I.3.2 Les différentes configurations

I.3.2.1 Le mode *stripmap*

Le mode *stripmap* (image par bandes de terrain) [Ausherman 1984, Soumekh 1999] est la configuration SAR décrite pour aborder le principe SAR dans la première section (section I.2.2). Le gradient Doppler est obtenu par un déplacement du radar par rapport à la scène. Une antenne fixe portée par un avion ou un véhicule spatial balaye une zone de terrain (voir Figure I.10). Pour chaque cellule de résolution, une réplique est calculée qui correspond au signal rétrodiffusé attendu en provenance du centre de la cellule. Pour établir la réplique, il est utile de connaître l'évolution de la distance radar-cellule de résolution, pour en déduire la phase du signal. L'image est alors obtenue par une corrélation en deux dimensions du signal réellement reçu avec cette réplique. Cette technique utilise l'approximation de Fresnel pour la compression de l'impulsion. Elle trouve ses applications principalement dans la surveillance de zone ou la cartographie de terrains.

I.3.2.2 Le mode *spotlight*

Dans le mode *spotlight* [Ausherman 1984, Soumekh 1999], l'antenne n'est plus fixe mais son faisceau suit une zone restreinte de l'espace que l'on cherche à imager. La direction de visée du faisceau est verrouillée sur le centre de la scène. Le dépointage s'opère soit mécaniquement, soit électroniquement (voir Figure I.11). Le temps d'intégration peut être plus long que dans le cas du mode stripmap puisque ce temps ne dépend plus de la

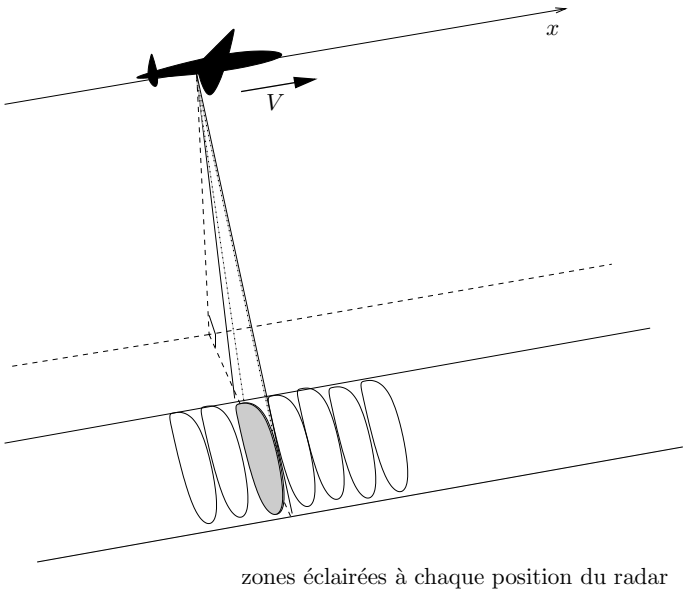


Fig. I.10 – Géométrie du mode stripmap

largeur du faisceau. Un temps d'intégration plus long améliore la résolution de l'image en azimut (cf. équation (I.11)).

Le traitement SAR consiste en une compensation de la distance radar-cible pour se ramener à la configuration plus simple d'une cible sur une plaque tournante face à un radar éclairant dans une direction orthogonale à l'axe de rotation [Ausherman 1984].

Cette configuration ne peut être adoptée qu'une fois une cible précise détectée, mais la résolution est meilleure qu'en mode stripmap. Un autre avantage de cette configuration est la possibilité de diminuer les phénomènes de chatoiement (*speckle*) dus à la distribution spécifique des points brillants du sol en opérant un moyennage.

I.3.2.3 La configuration ISAR

Une configuration particulière du traitement SAR est le traitement inverse connu sous le nom d'ISAR. Elle est largement étudiée dans le but de déterminer la répartition spatiale de la section efficace radar de cibles. Nous plaçons alors la cible sur une plaque tournante. La technique de range-Doppler [Ausherman 1984] s'applique le plus naturellement dans ce cas de figure. La technique d'ISAR désigne d'une façon plus générale tous les systèmes à synthèse d'ouverture pour lesquels la cible est mobile alors que le radar est fixe. Le terme peut donc être employé pour désigner les systèmes utilisant l'ondulation naturelle des objets pour appliquer un traitement SAR, comme le mouvement d'un bateau qui subit le roulis des vagues, ou ceux qui réalisent l'image d'objets en orbite pour lesquels la trajectoire est connue (satellites) ou inconnue (avions). Cette dernière est utilisée pour des systèmes radar au sol qui scrutent le ciel pour la surveillance de l'espace aérien. La

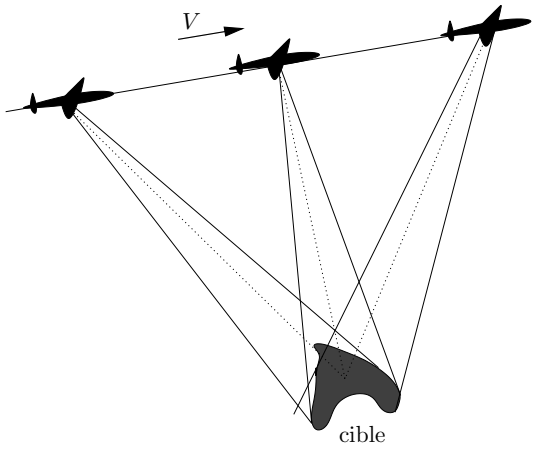


Fig. I.11 – Géométrie du mode spotlight

difficulté réside dans l'estimation de la trajectoire de la cible, nécessaire à l'établissement de la réplique [Chen 1980, Itoh 1996].

Nous citerons enfin la technique de SAR circulaire qui s'appuie principalement sur la théorie de la reconstruction du front d'onde et qui est largement développée par M. Soumekh [Soumekh 1999]. Dans cette technique, le radar ne suit plus une trajectoire rectiligne mais effectue un mouvement de rotation à 360° autour de l'objet ce qui offre une grande diversité angulaire : c'est une forme particulière de configuration spotlight pour laquelle la diversité angulaire est optimale.

I.3.3 Les différentes techniques de traitement du signal SAR

Après avoir exposé les différentes configurations, nous proposons d'explorer quelques techniques de traitement du signal SAR. Pour l'ensemble de ces techniques, la configuration suivante est adoptée. Un seul radar est considéré pour l'émission et la réception : cas monostatique. Le radar se déplace linéairement suivant l'axe Ox à une vitesse constante[2] V. Il émet un signal périodique de période $T_p = 1/PRF$: $s_e(t) = \sum_k p(t - kT_p)$, où $p(t)$ est un signal limité en temps défini pour $0 \leq t \leq \tau_p$, avec $\tau_p < T_p$. On suppose que la position du radar u sur l'axe des abscisses est comprise dans l'intervalle $[-L; L]$ (voir Figure I.12 [3]). Le signal $p(t)$ est généralement une impulsion de durée inférieure à T_p et modulée linéairement en fréquence. La Figure I.13 illustre un tel signal. Il faut noter que le rapport cyclique de la figure n'est pas réaliste puisque, généralement, la durée τ_p d'une impulsion est nettement inférieure à la période T_p du signal. Nous allons considérer le cas général d'un signal $p(t)$ quelconque occupant une bande de pulsation $2\omega_0$ autour de la pulsation centrale ω_c, $[\omega_c - \omega_0; \omega_c + \omega_0]$. L'écho d'un tel signal après réflexion sur un point

[2] ce qui est un cas idéal : la non-linéarité du mouvement peut altérer la qualité de l'image

[3] Afin de simplifier la présentation des méthodes, nous considérons une géométrie de scène 2D

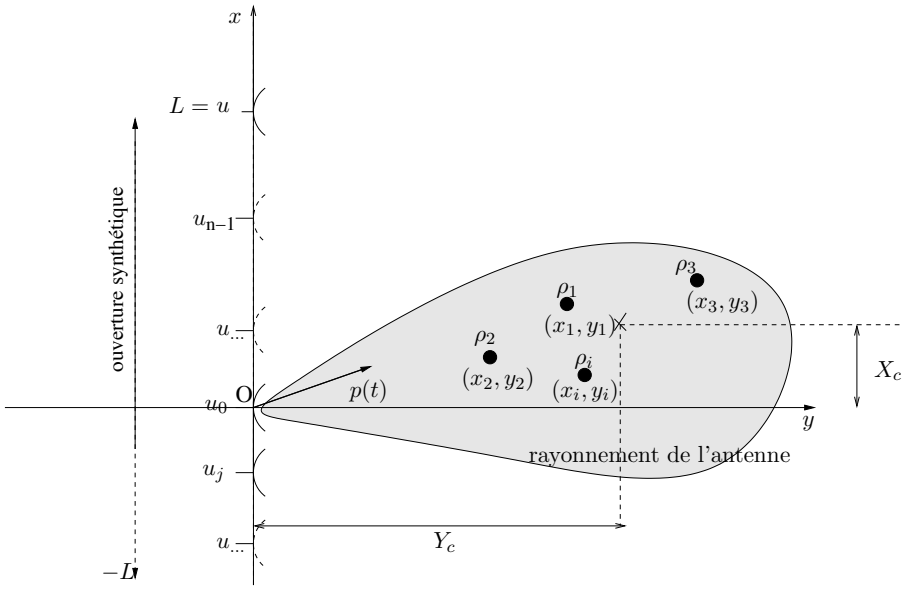


Fig. I.12 – Géométrie du problème

cible de réflectivité[4] ρ est de la forme : $s_r(t) = \rho \sum_k p(t - kT_p - 2R(t)/c)$, où $R(t)$ est la distance entre le radar et la cible[5]. Cette expression peut s'écrire comme une fonction de deux variables temporelles t' et τ où $\tau = kT_p$: τ est l'échelle de temps *grossière*, alors que t' est une échelle de temps plus *fine*. Le signal reçu en τ est alors $s_r(t', \tau) = s_r(t)$, si $t = \tau + t'$. L'échelle de temps, notée τ, associée au déplacement est appelée *slow-time* par opposition à l'échelle de temps t associée à la propagation de l'onde qui est appelée *fast-time*. La direction de propagation de l'onde est généralement considérée perpendicu-

[4]Les points cibles considérés pour l'étude ont des propriétés isotropes : leur réflectivité ρ n'évolue donc pas en fonction de l'angle selon lequel ils sont vus par le radar donc en fonction du temps

[5]L'influence de l'antenne et les pertes par propagation ne sont pas considérés dans cette partie

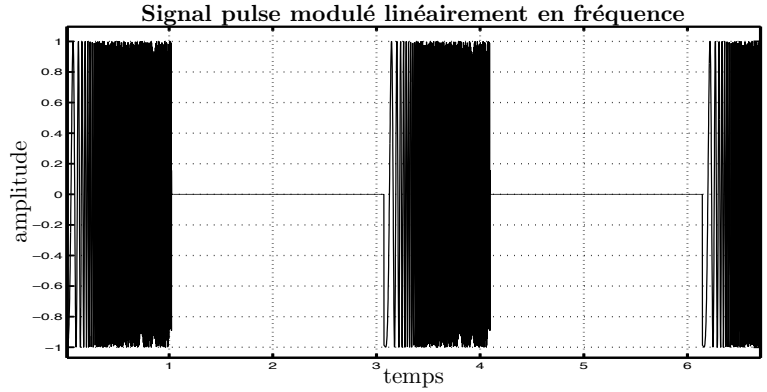


Fig. I.13 – Exemple d'un signal chirp

laire au déplacement du porteur. Le mode particulier *squint* ne sera pas étudié même si toutes les techniques présentées dans ce manuscrit peuvent lui être adaptées.

Le signal reçu peut également s'exprimer spatialement en fonction de u : $s_r(t,u)$, où $u = V\tau$. Il est à noter que la composante u décrit l'espace d'évolution du radar. Il est clair que la grandeur u peut être assimilée à x : $u \equiv x$. Pour chaque position u, ce signal est le signal émis rétrodiffusé par une scène radar définie comme un ensemble de points cibles, aussi appelés points brillants répartis sur un plan Oxy. Chaque point brillant i est caractérisé par sa position (X_i,Y_i) et son coefficient de réflexion ρ_i. En utilisant ces notations, l'expression du signal reçu est la suivante :

$$s_r(t,u) = \sum_i \rho_i \; p\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{(X_i - u)^2 + Y_i^2}\right) \tag{I.21}$$

Dans cette expression, les coordonnées (X_i, Y_i) sont prises par rapport à l'origine du repère, c'est à dire par rapport à l'emplacement du radar en $\tau = 0$ ($\equiv (u = 0)$) (voir Figure I.12). Dans ce même système de coordonnées, (X_c, Y_c) sont définis comme les coordonnées du centre de la cible. Nous notons alors (x_i, y_i), les coordonnées du point i par rapport au centre de la cible :

$$\begin{cases} X_i & = X_c + x_i \\ Y_i & = Y_c + y_i \end{cases}$$

La scène est complètement décrite dans un plan par la fonction cible dans le domaine spatial :

$$f(x,y) = \sum_i \rho_i \delta(x - X_i, y - Y_i) \tag{I.22}$$

Le traitement SAR cherche à estimer cette fonction $f(x,y)$. Nous pouvons aussi exprimer sa transformée de Fourier 2D selon les dimensions (x,y) par :

$$F(k_x,k_y) = TF_{x,y}[f(x,y)] = \int_x \int_y f(x,y) exp(-\jmath k_x x - \jmath k_y y) dy dx \tag{I.23}$$

où k_x et k_y sont appelées les fréquences spatiales et forment le plan dual du plan (x,y). Elles s'expriment en rad.m^{-1}. Il est à noter que la dimension y de la fonction image se déduit simplement de la dimension temps avec $y = \frac{1}{2}ct$.

I.3.3.1 La méthode *range-Doppler*

La technique dite de range-Doppler est une opération de double filtrage adapté. C'est la méthode que nous avons utilisée dans la section I.2.2 pour introduire la synthèse d'ouverture. Ce traitement est basé sur l'approximation de Fresnel : distance d'observation très grande devant la taille de la scène radar. De plus, deux hypothèses simplificatrices sont posées. La première considère que la dimension de la synthèse d'ouverture est plus faible que la distance radar-cible (approximation de lobe étroit). La seconde suppose que le signal est à bande étroite (approximation de bande étroite). La fonction cible est alors

estimée (voir Annexe B) par :

$$\tilde{f}(x,y) \approx \exp(-\jmath\frac{2\omega}{c}Y_c)\,[s_r(t,u) * p^*(-t)] * exp(\jmath\frac{\omega_c u^2}{cY_c}) \tag{I.24}$$

dont le synopsis de réalisation est présenté par la Figure I.14. Cette méthode de range-Doppler [Soumekh 1999] est la première méthode d'imagerie SAR mise en oeuvre.

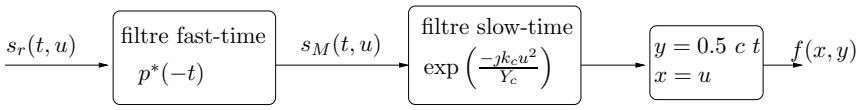


Fig. I.14 – Synopsis de la technique de range-Doppler

I.3.3.2 La méthode *range stacking*

Une autre approche, appelée *range stacking*, utilisant moins d'approximations et nécessitant donc de plus longs calculs, peut être envisagée. On peut l'interpréter comme un filtrage adapté du signal reçu avec une fonction de référence $S_i(\omega, k_u)$ calculée en Y_i et décrite par :

$$S_i(\omega,k_u) = P(\omega)\exp(-\jmath k_u X_c)\exp(-\jmath\sqrt{4k^2-k_u^2}Y_i) \tag{I.25}$$

Ainsi, pour chaque valeur de Y_i, la fonction cible s'écrit avec (voir Annexe C) :

$$f(x,Y_i) = \int_{k_u}\Big[\int_{\omega} S_i^*(\omega,k_u)S_r(\omega,k_u)d\omega\Big]exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{I.26}$$

La méthode *range stacking* nécessite de répéter l'opération décrite par la relation (I.26) autant de fois que de valeurs Y_i. Cette méthode, dont le synopsis est présenté Figure I.15, nécessite donc un temps de calcul supérieur à la méthode *range-Doppler* présentée précédemment.

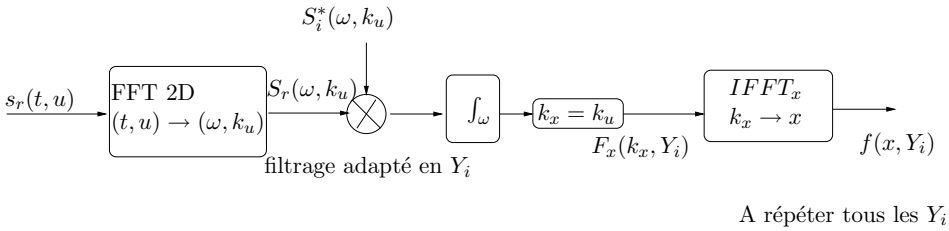


Fig. I.15 – Synopsis de la technique de range-stacking

I.3.3.3 Interpolation des fréquences spatiales

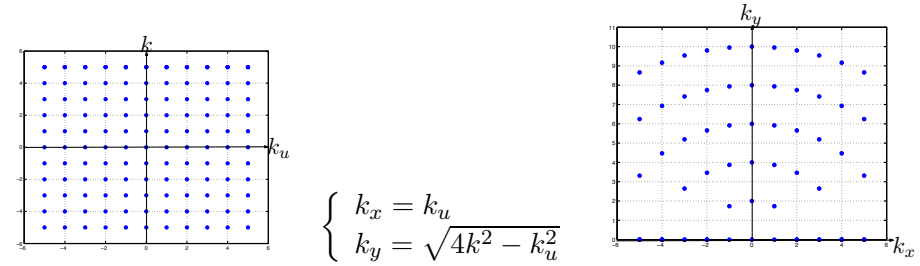
Cette méthode est basée sur l'interpolation de données sphériques dans un plan cartésien. Dans l'Annexe C, la transformée de Fourier 2D de la fonction cible est exprimée comme un produit de convolution dans le domaine spectral du signal reçu et du conjugué du signal émis :

$$F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] = S_r(\omega, k_u)P^*(\omega) \tag{I.27}$$

L'hypothèse d'un déplacement du radar à vitesse constante donne une échelle de temps *slow-time* régulièrement espacée. De même, le signal est échantillonné sur l'échelle *fast-time* à intervalles de temps constants. Ces hypothèses impliquent que les valeurs de $S_r(\omega, k_u)$ sont prises à intervalles réguliers dans le plan (ω, k_u). Or les fréquences spatiales (k_x et k_y) sont des fonctions non affines des variables (ω, k_u) :

$$\begin{cases} k_x(\omega, k_u) = k_u \\ k_y(\omega, k_u) = \sqrt{4k^2 - k_u^2} \end{cases} \tag{I.28}$$

La Figure I.16 illustre ce phénomène. Il n'est donc pas possible de retrouver $f(x, y)$ par transformée inverse de Fourier puisque les valeurs de $F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)]$ se situent à intervalles irréguliers dans le plan (k_x, k_y). L'idée est alors d'évaluer $F(k_x, k_y)$ par interpolation à intervalles réguliers. Nous retrouvons ainsi la fonction cible $f(x, y)$ par transformée de Fourier inverse à deux dimensions de $F(k_x, k_y)$ interpolée. Le schéma



(a) Positions des couples (k, k_u) pour lesquels $S_r(k, k_u)$ est connu

(b) Positions des couples (k_x, k_y) pour lesquels on a une valeur pour $F(k_x, k_y)$

Fig. I.16 – Représentation des fréquences spatiales SAR pour des données discrètes

récapitulatif de cette méthode est illustré sur la Figure I.17.

I.3.3.4 Format polaire

Une autre approche du traitement SAR peut se faire en exprimant les grandeurs k_x et k_y par l'intermédiaire de fonctions trigonométriques. Pour simplifier l'écriture, nous allons supposer que les coordonnées (x_i, y_i) des points brillants sont considérées par rapport au

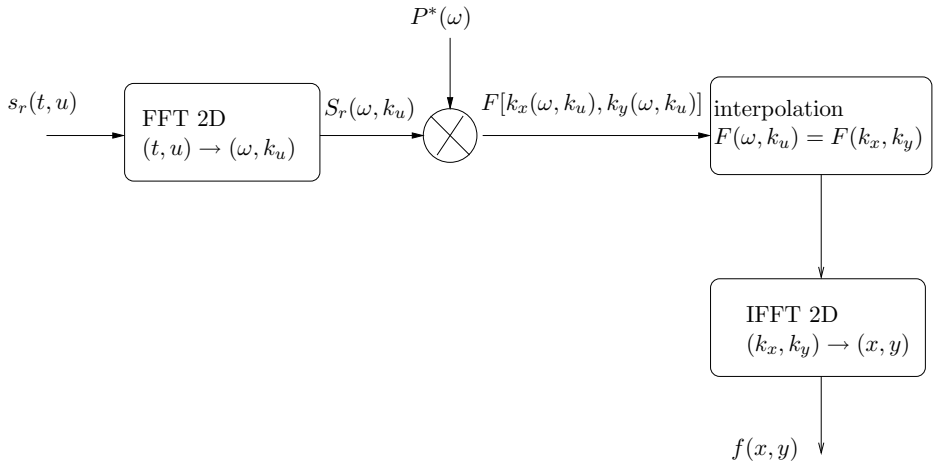


Fig. I.17 – Synopsis de la technique d'interpolation dans le domaine des fréquences spatiales

centre de la cible (X_c, Y_c). Nous pouvons donner une approximation (voir Annexe D) du signal compressé[6] $s_c(\omega, u)$, dans le domaine (ω, u) :

$$s_c(\omega,u) \approx |P(\omega)|^2 \sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath k_x(\omega,u)x_i - \jmath k_y(\omega,u)y_i\right) \tag{I.29}$$

avec :

$$\begin{array}{rl} k_x(u) \approx & 2k_c sin\theta_c - 2k_c \frac{cos^2\theta_c}{R_c} u \\ k_y(\omega) \approx & 2k cos\theta_c \end{array} \tag{I.30}$$

Les approximations sont conditionnées par une double hypothèse de faisceau étroit ($u \ll Y_c$) et bande étroite ($\omega_0 \ll \omega_c$). Les deux variables k_x et k_y sont approchées par des fonctions affines des variables, respectivement, u et ω. L'interpolation n'est alors plus nécessaire : il suffit d'une modification de l'échelle avant de procéder à une transformation de Fourier inverse du signal compressé. Le schéma de la Figure I.18 résume le traitement pour les deux hypothèses de faisceau étroit et bande étroite.

I.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté le principe du radar à ouverture synthétique, technique d'imagerie radar haute résolution. La focalisation selon l'axe de propagation de l'onde nécessite que le signal émis soit modulé et/ou impulsionnel. De plus, la synthèse d'ouverture requiert un mouvement relatif entre le radar et la cible.

Pour dissocier les points brillants, il faut également que ces point brillants diffèrent par l'évolution de leur position par rapport au radar. Plusieurs configurations géométriques

[6]Le signal compressé est le produit du signal reçu avec un signal de référence calculé comme étant le signal reçu pour le point de référence (X_c, Y_c)

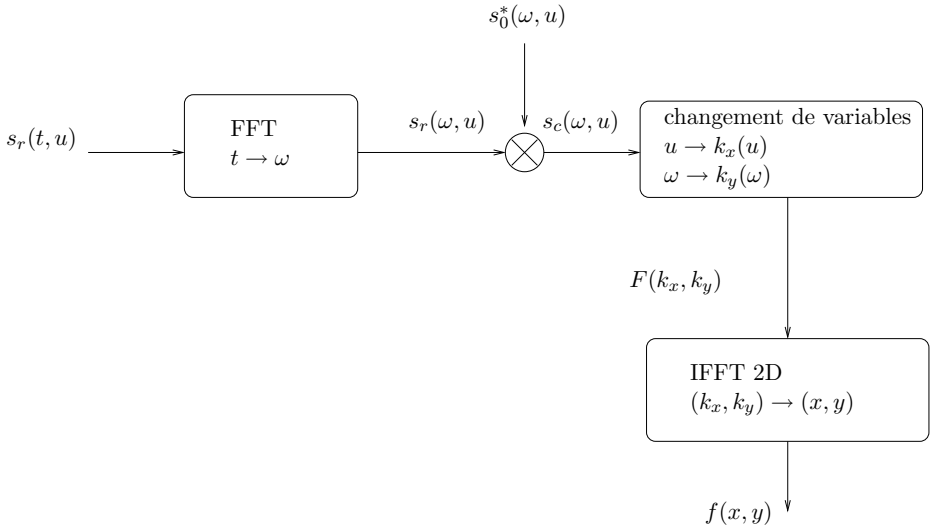


Fig. I.18 – Synopsis de la technique de format polaire

sont alors envisageables pour remplir cette condition et nous avons donné un aperçu des possibilités d'utilisation des techniques d'imagerie radar à ouverture synthétique. Ce concept d'imagerie peut être utilisé dans toutes les configurations pour lesquelles la cible est vue sous différents aspects pendant le temps d'acquisition du signal.

Suivant la configuration adoptée, les paramètres physiques du système et la forme du signal émis, différentes techniques de traitement du signal peuvent être utilisées. La présentation de ces techniques nous a indiqué que le signal peut être appréhendé de différentes manières. De plus, de nombreuses approximations peuvent être faites pour simplifier les calculs et avoir la possibilité d'un traitement rapide de l'information.

Il faut noter que les méthodes présentées dans la dernière section peuvent être utilisées dans la formulation du problème ISAR. En effet, s'il est possible de connaître le mouvement de la cible par rapport au radar, les techniques de traitement SAR peuvent s'appliquer. Le système de télépéage est donc adapté pour la synthèse d'ouverture. En revanche, la forme du signal émis ne permet pas la focalisation en distance. De plus, la configuration ISAR imposée par le système nécessite une estimation du mouvement de la cible pour la construction des répliques. Le chapitre suivant présente l'utilisation du mouvement du véhicule pour générer une image radar et le type d'images que nous pouvons attendre malgré le manque de focalisation en distance.

Chapitre II

Imagerie radar à partir d'un signal à onde continue

II.1 Introduction

Actuellement, la plupart des autoroutes à péage sont équipées de systèmes de télépaiement. Ces systèmes permettent à des utilisateurs possesseurs d'un badge de gagner du temps aux barrières de péage. Leur compte bancaire est directement débité du montant du péage au passage sous une balise, située au niveau des barrières de péage. Cette formule permet à l'utilisateur de ne pas perdre du temps à chercher sa monnaie ou sa carte bancaire. Les files d'attente qui peuvent atteindre de grandes longueurs sont alors diminuées. A long terme, ce système sera utilisé en mode multivoies et le consommateur n'aura plus besoin de s'arrêter (Figure II.1). La communication entre le badge et le système s'opérera directement au passage du véhicule sous la barrière.

FIG. II.1 – Système multivoies de télépéage

La balise de télépéage est constituée d'un module émetteur-récepteur qui émet en continu un signal à la fréquence $f_c = 5.8$ GHz. Le badge, situé à l'intérieur du véhicule, fonctionne comme transpondeur. Il détecte le signal émis par la balise et enclenche un

protocole de communication avec elle. La balise identifie le badge grâce aux informations qu'il communique, telles que le gabarit du véhicule et les références bancaires. Le système peut alors commander la transaction. Pendant la phase de communication avec le badge qui dure une fraction de seconde, l'émission à 5.8 GHz est coupée provisoirement.

Le signal émis par la balise est un signal à onde continue, c'est-à-dire qu'il est de la forme $s_e(t) = A\ cos(2\pi f_c t + \phi_0)$. Notre étude vise à utiliser le signal reçu rétrodiffusé par le véhicule pour tenter d'obtenir une image radar de ce véhicule passant sous la balise. L'objectif est donc de réaliser des images radar à partir d'un système non conçu pour ce type d'applications. D'autres types de signaux sont aussi détournés de leur fonction initiale pour réaliser des images radar : les signaux TV [Cazzani 2000, Wu mai 2001, Wu oct. 2001] et les signaux GPS [Mojarrabi 2002]. La différence avec notre étude réside dans l'utilisation d'un petit système terrestre et non pas satellitaire. Par un traitement approprié, nous allons chercher à localiser les zones les plus diffractantes du véhicule. Ce problème relève des techniques d'imagerie radar telles que le SAR ([Ausherman 1984, Curlander 1991, Soumekh 1999, Ellis 1984]) ou l'ISAR ([Zhu 1994, Prickett 1980]), basées sur l'analyse Doppler. Le signal reçu par le système est le résultat de l'interaction du signal émis avec un véhicule en mouvement.

L'intérêt de cette fonction d'imagerie est double. Tout d'abord, le traitement du signal peut nous donner une information sur le gabarit du véhicule. Ceci est utile afin de contrôler les informations fournies par le badge avec les dimensions physiques du véhicule. En effet, la tarification prend en compte le type de véhicule (voiture de tourisme, poids lourd, caravane, ...) et cette information est donnée par le badge. L'estimation des dimensions physiques du véhicule en mouvement par un traitement du signal pourrait donc prévenir les fraudes[1]. Une autre application possible est le contrôle du trafic autoroutier qui pourra se faire aussi bien de jour que de nuit et pourra remplacer les capteurs mécaniques. Effectivement ces capteurs ayant une durée de vie assez courte, il est nécessaire de les changer fréquemment. Une telle méthode ne vient pas non plus perturber l'environnement électromagnétique puisque nous utilisons un appareillage existant dont le fonctionnement est en accord avec la norme. Cela signifie aussi, par conséquent, que le coût d'un tel projet est peu élevé.

Dans un premier temps, ce chapitre décrit la scène radar correspondant à notre problématique et introduit la notion d'historique Doppler. Nous présentons ensuite le traitement utilisé pour l'obtention d'une image radar 1D. Cette technique est ensuite étendue à un traitement d'imagerie radar 2D. Enfin, nous proposons une méthode d'estimation de la vitesse, paramètre indispensable à notre traitement.

[1]Dans ce but, une autre étude est menée par I. R. Urazghildiiev et al. [Urazghildiiev 2002] qui consiste à effectuer la classification des véhicules à partir de mesures radar obtenues avec une antenne pointée verticalement. Dans notre cas, le manque de modulation du signal émis rend impossible l'utilisation d'une telle technique.

II.2 Modélisation du problème

II.2.1 Description de la scène radar

Nous décrivons d'abord le système émetteur/récepteur que nous allons utiliser. Il génère un signal monochromatique à la fréquence f_c. Ce signal est rayonné en polarisation circulaire par un réseau d'antennes imprimées. Un réseau d'antennes identique est utilisé à la réception. La proximité de ces deux réseaux nous permet de considérer une configuration monostatique pour le radar. En réception, le signal reçu est ramené en bande de base et démodulé en un signal en phase (voie I) et un signal en quadrature de phase (voie Q). Ceci nous permet de reconstruire un signal à valeurs complexes. Les antennes sont caractérisées par leur ouverture à -3 dB, décrite à partir des deux angles d'ouverture, β_H et β_E, pris respectivement dans le plan parallèle au déplacement du véhicule et dans un plan orthogonal contenant l'axe radioélectrique. Des simulations du réseau d'antenne donnent pour cette ouverture les valeurs suivantes : $\beta_H \approx 35.22°$ et $\beta_E \approx 22°$.

L'antenne du radar est inclinée d'un angle α_e par rapport à la verticale et placée à une hauteur H au-dessus du sol. Les systèmes actuellement installés sur les autoroutes sont typiquement situés à 5 m du sol et inclinés de 30°. La Figure II.2 représente ce système décrit dans un repère $Oxyz$. L'axe Oz représente l'axe vertical. L'axe Ox est choisi de telle sorte que l'axe radioélectrique et l'antenne soit contenu dans le plan orthonormé Oxz. Enfin, l'axe Oy est tel que $Oxyz$ forme une base orthogonale.

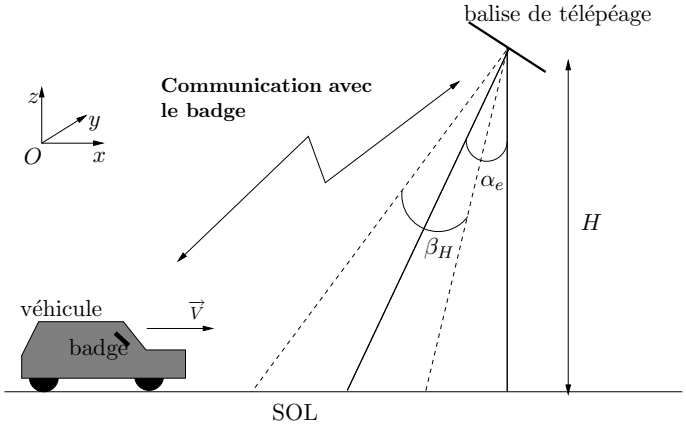


Fig. II.2 – Géométrie du système

II.2.2 L'expression du signal reçu selon l'hypothèse ■points brillant■

Lorsqu'un objet de grande taille par rapport à la longueur d'onde est éclairé par une onde électromagnétique, l'énergie renvoyée provient essentiellement de certains points significatifs de la géométrie de la cible ; cette cible est alors représentée par un modèle de points brillants. Chaque point brillant est vu comme une source par le récepteur et

on lui associe un niveau de rétrodiffusion. Le signal reçu est la somme de chacune des contributions apportées par ces points brillants. Tous les points qui appartiennent à une même cible sont considérés solidaires et animés d'un même mouvement. Dans un premier temps, ce mouvement est supposé rectiligne et uniforme selon la direction Ox, ce qui signifie que la vitesse V du véhicule est constante.

Le signal émis par la balise de télépéage est de type *Continuous Wave* (CW) : ce signal n'est pas modulé ni pulsé (comme pour la plupart des systèmes classiques d'imagerie radar). Il n'est donc pas possible d'effectuer un traitement basé sur la compression d'impulsions et par conséquent il est difficile d'estimer la distance radar-cible. Cette méconnaissance va rendre difficile la focalisation de l'image dans l'axe distance ou axe de propagation de l'onde. Toutefois, le principe de la synthèse d'ouverture peut être utilisé pour dissocier les points dans l'axe azimut. En effet, sans traitement spécifique, deux points à la même distance du radar sont dissociables seulement s'ils ne sont pas situés simultanément dans le faisceau de l'antenne (section I.2.1). Or, dans notre configuration, la trace au sol peut atteindre plusieurs mètres. L'utilisation de la synthèse d'ouverture devient alors nécessaire. Le mouvement relatif radar-cible induit par le déplacement du véhicule module le signal émis. L'utilisation d'un filtrage adapté construit à partir des caractéristiques du mouvement permet donc de focaliser selon l'axe de déplacement.

La difficulté est d'obtenir une image bidimensionnelle à partir d'un ■signal unidimensionnel■. Le qualificatif unidimensionnel est utilisé ici par opposition au signal SAR classique qui peut être segmenté en un signal à deux dimensions : le *fast-time* et le *slow-time* (voir section I.3.3 et [Soumekh 1999]). Dans notre cas, le *fast-time* est lié au caractère continu de l'émission de l'onde. Le *slow-time* est associé au mouvement du véhicule. Pour modéliser le problème, nous écrivons le signal émis par le radar vers l'antenne d'émission sous sa forme analytique :

$$s_e(t) = A \exp(\jmath 2\pi f_c t + \jmath\phi_0) \tag{II.1}$$

A est l'amplitude du signal qui est supposée constante pendant le temps d'acquisition du signal et ϕ_0 est la phase du signal en $t = 0$ qui est, a priori, inconnue. Les points brillants représentant le véhicule reçoivent le signal et le rétrodiffusent dans toutes les directions, en l'affectant d'une pondération correspondant au niveau de rétrodiffusion. L'antenne réceptrice reçoit une partie de ces signaux rétrodiffusés. Le signal enregistré par la balise résulte alors, de la contribution de chacun des points brillants. Considérons tout d'abord la contribution d'un unique point brillant i, de coordonnées initiales (x_i, y_i, z_i) et évoluant à la vitesse constante V. Le signal reçu en provenance de ce point correspond au signal émis, retardé du temps d'aller-retour $\frac{2D_i(t)}{c}$ de l'onde entre le radar et ce point, pondéré par le coefficient complexe de rétrodiffusion du point $\rho_i(x, y, z)$ et le gain $G(x, y, z)$ en émission et réception de l'antenne (Figure II.3) :

$$s_{r_i}(t) = G(x_i + Vt, y_i, z_i)^2 \rho_i(x_i + Vt, y_i, z_i) A \exp\left(\jmath 2\pi f_c \left(t - \frac{2D_i(t)}{c}\right) + \phi_0\right) \tag{II.2}$$

La réflectivité est exprimée en fonction des coordonnées spatiales du point, puisqu'elle est fonction de l'angle sous lequel est vu le point par l'antenne (angle d'aspect). Le terme $G(x, y, z)$ est la pondération apportée par l'antenne pour un point situé en (x, y, z).

L'atténuation due à la propagation est ici négligée. Le signal rétrodiffusé par l'ensemble

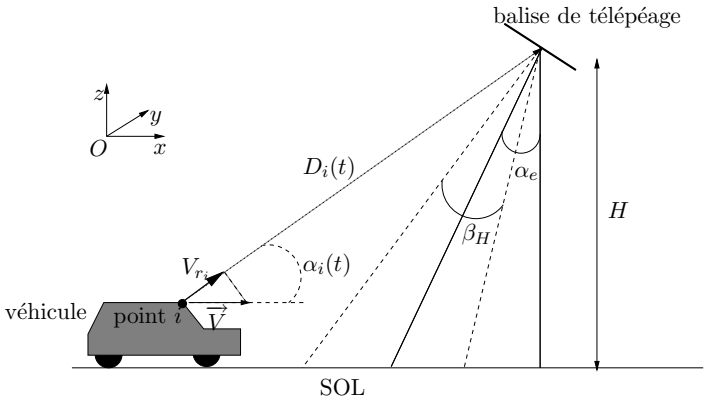


Fig. II.3 – Évolution d'un point brillant sous la balise

du véhicule et détecté au niveau de la balise s'écrit alors[2] :

$$s_r = \sum_i G(x_i + Vt, y_i, z_i)^2 \rho_i(x_i + Vt, y_i, z_i) A \exp\left(\jmath 2\pi f_c \left(t - 2\frac{D_i(t)}{c}\right) + \jmath\phi_0\right) \quad \text{(II.3)}$$

Cette expression correspond à la forme générale du signal reçu qui est traité pour réaliser des images radar. Le système effectue alors un retour en bande de base de ce signal : nous utilisons cette forme pour appliquer le traitement SAR.

II.2.3 Historique Doppler d'un point brillant

La synthèse d'ouverture utilise la bande Doppler du signal reçu pour obtenir une bonne résolution dans la direction du déplacement du radar (ou de la cible). Contrairement à la technique de *range-Doppler* classique, l'approximation d'une évolution quadratique de la phase ne peut pas être envisagée pour notre configuration (voir section I.3.3.1). En effet, la distance radar-cible et la distance parcourue par la cible sont du même ordre de grandeur. Considérons alors la fréquence instantanée $f_{inst_i}(t)$ associée à un point i. C'est la dérivée de la phase du signal provenant du point i modulo $\frac{1}{2\pi}$. En utilisant l'expression du signal pour un unique point brillant i (équation (II.2)), la phase s'écrit :

$$\phi_i(t) = 2\pi f_c \left(t - 2\frac{D_i(t)}{c}\right) + \phi_0 \quad \text{(II.4)}$$

On en déduit alors la fréquence instantanée associée au point i :

$$f_{inst_i}(t) = f_c \left(1 - \frac{2}{c}\frac{\partial D_i(t)}{\partial t}\right) \quad \text{(II.5)}$$

[2]On suppose ici que tous les points brillants du véhicule sont de même nature. Dans ce cas, toutes les phases propres sont identiques. Nous supposons qu'elles sont inclus dans le terme de phase ϕ_0.

Par définition, la dérivée selon t de la distance $D_i(t)$ est la vitesse radiale. Cette vitesse radiale V_{r_i} est la projection sur l'axe radar-point i du vecteur vitesse V : $V_{r_i}(t) = V \cos \alpha_i(t)$. On a alors l'expression de la fréquence Doppler associée au point i :

$$f_{Doppler_i}(t) = \frac{2}{\lambda_c} V \cos \alpha_i(t) \tag{II.6}$$

où λ_c est la longueur d'onde du signal. L'évolution de la fréquence Doppler est donc fonction de l'évolution de l'angle d'aspect du point. Soit O l'origine du repère lié au sol, sous le radar (Figure II.4). Soit également un point i de position initiale (x_i, y_i, z_i) évoluant à une vitesse constante V le long de l'axe Ox en direction des x positifs. L'évolution de

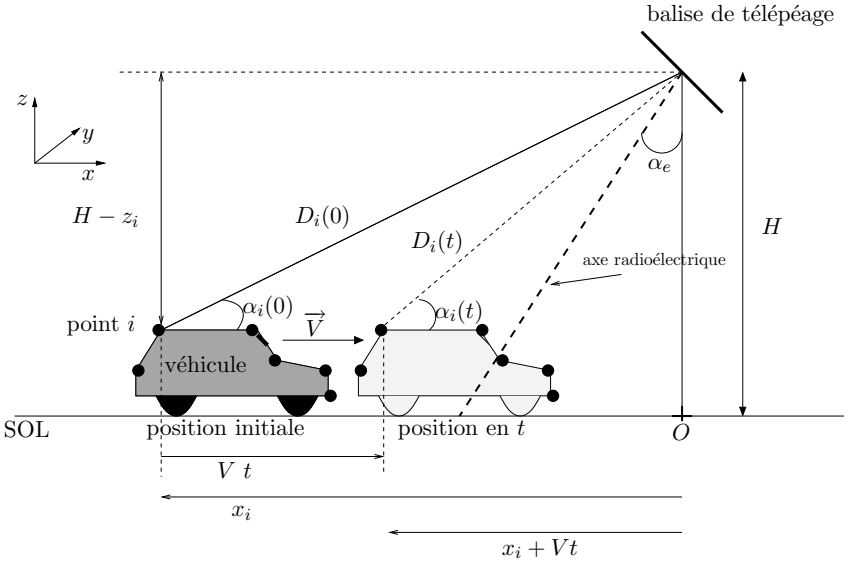


Fig. II.4 – Évolution d'un véhicule sous la balise

la distance radar-point i s'exprime simplement par :

$$D_i(t) = \sqrt{(x_i + Vt)^2 + y_i^2 + (H - z_i)^2} \tag{II.7}$$

Puisque l'historique Doppler $f_{Doppler_i}(t)$ du signal rétrodiffusé par ce point brillant s'exprime en fonction de la dérivée de la distance $D_i(t)$, nous pouvons écrire :

$$f_{Doppler_i}(t) = \frac{2}{\lambda_c} \frac{\partial D_i(t)}{\partial t} = \frac{2}{\lambda_c} \frac{V}{D_i(t)} (Vt + x_i) \tag{II.8}$$

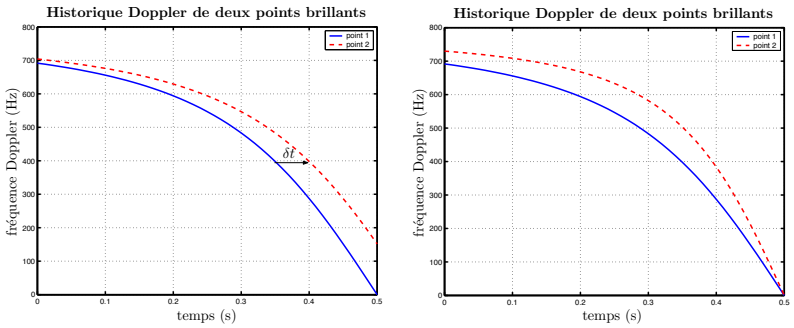
Cette formulation met en évidence le caractère non-linéaire de cette fréquence Doppler ainsi que l'unicité de l'historique Doppler d'un point brillant pour un point situé dans le plan Oxz. En effet, cet historique est directement lié à la distance parcourue par le point i c'est-à-dire à l'évolution de son angle d'aspect $\alpha_i(t)$. Sous l'hypothèse d'une vitesse constante, il y a unicité de l'historique Doppler pour la position initiale du point considéré.

A titre d'exemple, considérons plusieurs points brillants circulant à la même vitesse $V = 13$ m.s^{-1} (46.8 km.h^{-1}) sous le radar. Pour chaque point i, nous calculons son

historique Doppler. Dans un premier temps, nous supposons deux points brillants situés sur l'axe Ox ($z_i = 0$ et $y_i = 0$ pour $i = \{1, 2\}$) :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0$	$x_2 = -1.0$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$
$z_1 = 0.0$	$z_2 = 0.0$

Leurs historiques Doppler sont représentés sur la Figure II.5(a) pour $t \in [0; t_{max}]$, avec $Vt_{max} = |x_1| = 6.5$ m. On constate que les deux courbes sont identiques mais décalées



(a) Historique Doppler de deux points de même hauteur

(b) Historique Doppler de deux points de même abscisse

Fig. II.5 – Historiques Doppler

de $\delta t = (x_2 - x_1)/V$. L'historique Doppler du point **1** a une fréquence nulle en $t = t_{max}$ puisqu'à cet instant le point est exactement sous la balise (sa vitesse radiale est nulle ainsi que sa fréquence Doppler). De même une comparaison est faite de l'historique Doppler de deux points ayant cette fois-ci la même abscisse mais l'un d'eux est situé à 1.5 m du sol. Les coordonnées, exprimées en mètres, des nouveaux points sont les suivantes :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0$	$x_2 = 0.0$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$
$z_1 = 0.0$	$z_2 = 1.5$

Les historiques Doppler sont illustrés sur la Figure II.5(b). La courbure est différente suivant la hauteur du point. Contrairement à la Figure II.5(a), les deux courbes ne se déduisent pas l'une de l'autre par une relation simple. Ces deux exemples montrent que :

- la fréquence Doppler d'un point brillant n'est pas une fonction linéaire du temps (Figure II.5(a))
- les fréquences Doppler de points à différentes hauteurs ne sont pas linéairement dépendantes (Figure II.5(b))

Ainsi, les méthodes classiques de traitement SAR utilisant une certaine linéarité de l'historique Doppler (distance de visualisation grande par rapport aux dimensions de l'objet) ne sont pas applicables ici.

L'idée est alors d'utiliser l'historique Doppler pour discriminer en position les points brillants associés à un véhicule. Par analogie au traitement SAR classique, nous cherchons la forme impulsionnelle du filtre pour réaliser une opération de filtrage adapté. La forme temporelle du filtre est appelée réplique. Cette réplique est un signal à amplitude constante dont l'historique de phase est identique à l'historique Doppler d'un point brillant potentiel situé initialement à l'abscisse x égale à 0. Ce filtrage adapté consiste en une comparaison du signal reçu avec la réplique par un produit de convolution[3].

II.3 Image radar 1D

II.3.1 Principe

Nous supposons dans un premier temps que les points diffractants constituant la cible se trouvent sur l'axe Ox. Leur niveau de rétrodiffusion est constant et ne dépend pas de l'angle d'aspect, durant le temps d'acquisition du signal ($\rho_i(x,y,z) = \rho_i$ pour tout $(x,y,z) \in \mathbb{R}^3$). La scène est idéalement décrite par la fonction cible[4] suivante :

$$f(x) = \sum_i \rho_i \delta(x - x_i) \tag{II.9}$$

En posant k_x la fréquence spatiale associée à la variable x, nous exprimons la transformée de Fourier de cette fonction cible :

$$TF_x[f(x)] = F(k_x) = \sum_i \rho_i e^{-\jmath k_x x_i} \tag{II.10}$$

Dans l'expression du signal reçu $s_r(t)$ (relation (II.3)), l'instant t de réception est associé à une position x de la cible. Si nous négligeons la variation du gain de l'antenne et en posant $x = Vt$, nous pouvons ré-écrire le signal reçu, ramené en bande de base, en fonction de la position x :

$$s_{r_b}(x) = \sum_i \exp\left(-\jmath \frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_i + x)^2 + H^2}\right) \tag{II.11}$$

Soit une fonction appelée *réplique*, de module l'unité et dont la phase se déduit d'un signal reçu en bande de base pour une cible ponctuelle située initialement (à $t = 0$) en O_{Rep} et évoluant à la même vitesse V. Le point O_{Rep} est appelée *origine de la réplique* et a pour coordonnées : $(x_{Rep}, 0, 0)$. L'expression de cette réplique est donnée par la relation

[3] Le filtrage adapté d'un signal quelconque $x(t)$ consiste à lui appliquer un filtre de réponse impulsionnelle $y^*(-t)$ proportionnelle à $x^*(-t)$; ce qui revient à une intercorrélation entre $x(t)$ et $y(t)$.

[4] Cette fonction correspond à un modèle de points brillants, mais les opérations utilisées peuvent aussi bien s'appliquer à un modèle continu.

suivante :

$$replique(x) = \exp\left(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_{Rep}+x)^2+H^2}\right) \tag{II.12}$$

Le signal reçu en bande de base pour des points cibles situés sur l'axe Ox peut s'exprimer en fonction de la réplique :

$$s_{r_b}(x) = \sum_i \rho_i \; replique\,(x-(x_{Rep}-x_i)) \tag{II.13}$$

En notant $S_{r_b}(k_x)$ et $Rep(k_x)$ les transformées de Fourier respectivement du signal reçu et de la réplique , la relation (II.13) peut être exprimée dans le domaine fréquentiel[5] :

$$\begin{array}{ll} S_{r_b}(k_x) & = \sum_i \rho_i \; TF_x[replique(x)]e^{-\jmath 2\pi k_x x_{Rep}} e^{\jmath 2\pi k_x x_i} \\ & = Rep(k_x)e^{-\jmath 2\pi k_x x_{Rep}} \sum_i \rho_i e^{\jmath 2\pi k_x x_i} \end{array} \tag{II.14}$$

Nous retrouvons l'expression de $F(k_x)$ dans cette dernière équation (II.14) :

$$S_{r_b}(k_x) = Rep(k_x)e^{-\jmath 2\pi k_x x_{Rep}} F^*(k_x) \tag{II.15}$$

Les deux fonctions $S_r(k_x)$ et $Rep(k_x)$ ayant un support fréquentiel fini entre $k_{x_{min}}$ et $k_{x_{max}}$[6], une estimation de $F(k_x)$ est donnée par l'expression suivante valable pour k_x compris entre $k_{x_{min}}$ et $k_{x_{max}}$:

$$\tilde{F}(k_x) = S^*_{r_b}(k_x)Rep(k_x)e^{-\jmath k_x x_{Rep}} \tag{II.16}$$

Nous reprenons l'expression de $S_{r_b}(k_x)$ dans la formule (II.14) :

$$\tilde{F}(k_x) = \sum_i \rho_i Rep^*(k_x)Rep(k_x)e^{-\jmath k_x(x_{Rep}-x_i)} \tag{II.17}$$

Pour un produit bande-temps $B_d \; t_{acquis}$ ($\equiv (k_{x_{max}} - k_{x_{min}})2L$) suffisamment grand, nous approchons le produit $Rep^*(k_x)Rep(k_x)$ par une porte d'amplitude l'unité et de largeur $(k_{x_{max}} - k_{x_{min}})$. La transformée de Fourier inverse de $F(k_x)$ est alors approchée par $\tilde{f}(x)$:

$$\tilde{f}(x) \approx \sum_i 2\rho_i \exp\left(\jmath\frac{k_{x_{max}}+k_{x_{min}}}{2}(x+x_i-x_{Rep})\right)\frac{\sin\left(\frac{k_{x_{max}}-k_{x_{min}}}{2}(x+x_i-x_{Rep})\right)}{x+x_i-x_{Rep}} \tag{II.18}$$

L'image radar 1D $I(x)$ est le module de cette fonction cible :

$$I(x) \approx 2\left|\sum_i \rho_i \exp\left(\jmath\frac{k_{x_{max}}+k_{x_{min}}}{2}(x+x_i-x_{Rep})\right)\frac{\sin\left(\frac{k_{x_{max}}-k_{x_{min}}}{2}(x+x_i-x_{Rep})\right)}{x+x_i-x_{Rep}}\right| \tag{II.19}$$

[5] Le domaine fréquentiel correspond au décalage Doppler induit par l'évolution du véhicule

[6] Ce support dans le domaine des fréquences spatiales s'obtient à partir du support du signal reçu dans le domaine des fréquences temporelles f avec $k_{x_{min}} = \frac{2\pi}{V} f_{Doppler_{min}}$ et $k_{x_{max}} = \frac{2\pi}{V} f_{Doppler_{max}}$. Nous verrons dans la section II.3.3.2 que ce support spectral est uniquement fonction de l'angle d'élévation α_e, de l'angle d'ouverture β_H et de la fréquence porteuse f_c.

La génération de notre image radar consiste à calculer la réplique d'après (II.12) en fonction de la géométrie du problème et de la vitesse de la cible, à multiplier son spectre avec le conjugué du signal reçu et à retourner dans le domaine spatial par transformée de Fourier inverse et changement d'échelle. Cette opération correspond à un produit de convolution entre $s^*_{r_b}(-t)$ et la réplique. Nous retrouvons une opération de filtrage adapté ; c'est-à-dire le calcul de la fonction d'intercorrélation entre $s_{r_b}(t)$ et $replique(t)$.

Pour simplifier les calculs, nous avons négligé dans (II.13) l'influence du gain de l'antenne pendant la durée de l'acquisition du signal, ainsi que la variation du niveau de rétrodiffusion du point en fonction de l'angle d'aspect. Ces deux contributions peuvent être interprétées comme une modulation d'amplitude par une seule fonction $a_i(x, y, z)$ associée à chaque point i : $a_i(x_i + x, y_i, z_i) = g(x_i + x, y_i, z_i)^2 \rho_i(x_i + x, y_i, z_i)$. Or, une modulation d'amplitude (AM) appliquée à la contribution d'un point brillant ($s_{r_i}(t)$), module son spectre $S_{r_i}(f)$ en amplitude par la fonction $A_i(f)$ (ou $A_i(k_x)$), une version dilatée (ou compressée) de $a_i(x_i + x, y_i, z_i)$ [Soumekh 1999]. Cette fonction limite donc le support spectral de la contribution d'un point-cible comme indiqué par la relation (II.16).

II.3.2 Mise en oeuvre

II.3.2.1 Construction de la réplique

Pour une image radar 1D des points situés au sol ($z_i = 0$), la réplique utilisée, doit corriger le signal en phase pour synthétiser une antenne de très grande longueur. Nous supposons que l'acquisition du signal se fait sur une durée t_{acquis} suffisamment longue pour permettre à tous les points qui constituent la cible de traverser complètement le faisceau de l'antenne. L'origine de la réplique O_{Rep} et la durée d'acquisition déterminent la zone à imager par l'intermédiaire de l'évolution de la distance $D_{replique}(t)$ entre le radar et cette zone à imager :

$$D_{replique}(t) = \sqrt{(x_{Rep} + Vt)^2 + H^2} \tag{II.20}$$

Dans un premier temps, nous définissons la trace au sol de l'antenne comme la projection du diagramme d'antenne à -3 dB et tenant compte de l'inclinaison du radar. Afin d'optimiser la représentation de l'image radar, nous plaçons l'origine de la réplique O_{Rep} au centre de la trace au sol de l'antenne. L'échelle des temps est donc décrite par : $t \in [-\frac{t_{acquis}}{2}; \frac{t_{acquis}}{2}]$. La Figure II.6 illustre le choix de la position de l'origine de la réplique. Le résultat de l'opération de génération de l'image radar 1D représente chaque point brillant i par une fonction de type sinus cardinal centrée en $x = x_i - x_{Rep}$ (conformément à (II.19)) par rapport à O_{Rep}[7]. La largeur de cette fonction est inversement proportionnelle à la bande Doppler du signal et l'amplitude est fonction du niveau de rétrodiffusion du point. De plus, afin de minimiser les lobes secondaires introduits par

[7]Nous définissons x_{max} par $Vt_{acquis}/2$. Si cette valeur est dépassée ($|x| > x_{max}$) et que le point correspondant renvoie suffisamment d'énergie, ce point apparaît sur l'image mais avec une ambiguïté sur sa position (phénomène de repliement de spectre - [Max 1996] chapitre 8-2-4)

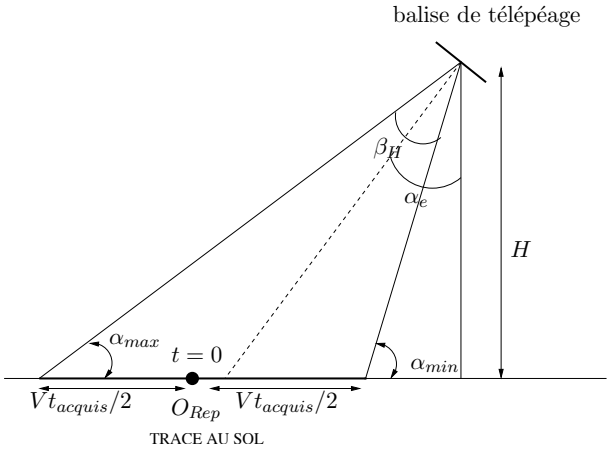


Fig. II.6 – Choix de l'origine de la réplique

l'utilisation de la transformée de Fourier d'un signal tronqué, le signal reçu est pondéré par une fenêtre de Hamming.

II.3.2.2 Construction du signal reçu simulé

Pour tester la génération de l'image radar unidimensionnelle évoquée dans la section précédente, nous devons simuler le signal reçu. La zone des points brillants à analyser se réduit à l'axe Ox. Nous supposons qu'ils évoluent le long de cet axe à une vitesse constante et que leurs niveaux de rétrodiffusion sont constants pendant toute la durée de l'acquisition. Nous choisissons une base de temps $t_n = n\Delta t$ pour $n \in [-Nb_{azim}/2; Nb_{azim}/2 - 1]$ telle que le pas d'échantillonnage respecte le critère de Shannon : la fréquence d'échantillonnage doit être au moins deux fois supérieure à la fréquence Doppler maximale. Ceci n'est pas une forte contrainte puisque les fréquences Doppler sont assez faibles. En effet, si nous supposons une vitesse maximale de 150 km.h^{-1} (41.67 m.s^{-1}), la fréquence Doppler maximale associée (c'est-à-dire quand la vitesse radiale est confondue avec la vitesse linéaire) est d'environ 1.6 kHz. De plus, la durée d'acquisition doit permettre aux points brillants de traverser complètement le faisceau de l'antenne pour pouvoir bénéficier de l'ouverture maximale et donc de la meilleure résolution. Cette durée d'acquisition va aussi induire l'apparition de phénomènes de repliements de spectre puisque, ces repliements apparaissent en fonction du choix de la zone d'établissement de la réplique. Enfin, nous choisissons de décrire le diagramme d'antenne de manière précise puisque son diagramme de rayonnement a été obtenu par simulation[8] [Gillard 1998] (Figure II.7). Pour construire le signal simulé, nous fixons (Figure II.4) les paramètres de hauteur H et d'angle d'élévation α_e de l'antenne ainsi que de vitesse de déplacement V de la cible. Pour chaque position prise par un point brillant à chaque instant t_n de la base de temps, la pondération apportée par l'antenne à cet instant $g(x_i - Vt_n, 0, 0)$ $(= g(x_i - Vt_n))$ est évaluée avec le diagramme de la Figure II.7. La forme analytique du signal reçu a la forme

[8]Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes a été simulé à partir d'une mesure pour un élément isolé.

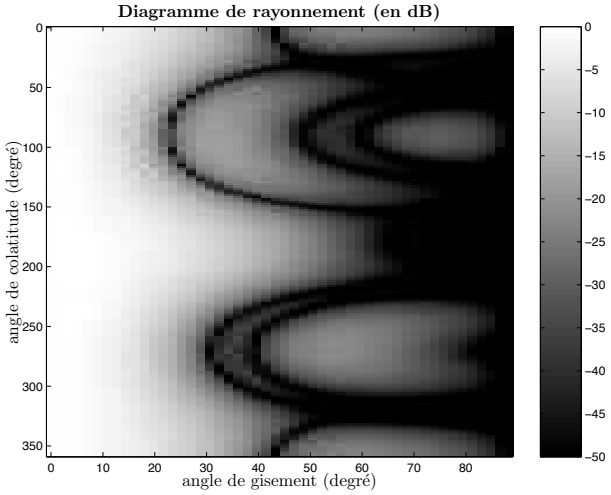


Fig. II.7 – Diagramme d'antenne simulé

suivante :

$$s_{r_b}(t) = A\sum_i g(x_i + Vt)^2 \rho_i \exp(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_i+Vt)^2+H^2}) \tag{II.21}$$

Durant l'acquisition du signal, le véhicule parcourt une distance $2L = VNb_{azim}\Delta t = Vt_{acquis}$. Les deux expressions (II.21) et (II.12) sont utilisées sous leurs formes discrètes :

$$\begin{cases} s_{r_b}[n\Delta t] = s_r[n] = A\sum_i g(x_i + Vn\Delta t)^2 \rho_i \exp(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_i+Vn\Delta t)^2+H^2}) \\ replique[n\Delta t] = replique[n] = \exp\left(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_{Rep}+Vn\Delta t)^2+H^2}\right) \end{cases} \tag{II.22}$$

$$\text{pour } n \in \left\{-\frac{Nb_{azim}}{2}, -\frac{Nb_{azim}}{2}+1, ..., 0, ..., \frac{Nb_{azim}}{2}-2, \frac{Nb_{azim}}{2}-1\right\}$$

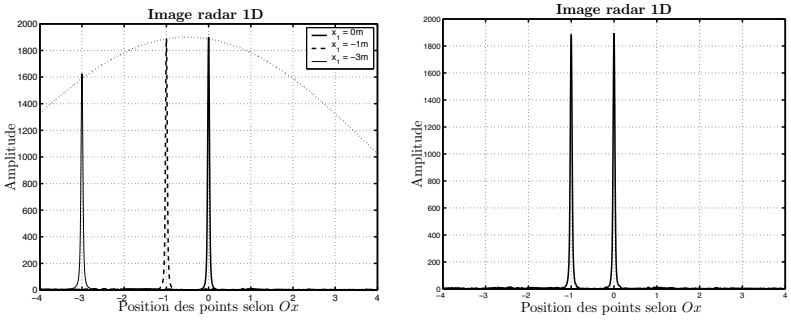
II.3.3 Résultats

II.3.3.1 Image 1D d'un point brillant

Supposons dans un premier temps une unique cible ponctuelle située à l'origine de la réplique. Le signal reçu est alors construit avec (II.22). On choisit $V = 13$ m.s^{-1}, $H = 5$ m et $\alpha_e = 30°$. La durée de l'acquisition t_{acquis} est choisie telle que Vt_{acquis} soit supérieure ou égale à la trace au sol de l'antenne. Dans cette configuration et pour une ouverture de l'antenne de $\beta_H = 35.22°$, la trace au sol est de 4.38 m. La distance $2L$ parcourue par la cible pendant l'acquisition est alors choisie largement supérieure à la longueur de la trace au sol (ici 18 m) ; ce qui correspond à $t_{acquis} \approx 1.38$ s. Le signal est calculé pour $Nb_{azim} = 8192$ échantillons. La fréquence d'échantillonnage $f_e = (Nb_{azim} - 1)/t_{acquis} \approx 5.9$ kHz est donc largement supérieure à la limite de Shannon.

Le niveau de rétrodiffusion du point est choisi égal à l'unité. Les signaux $s_r[n\Delta t]$ et $replique[n\Delta t]$ ont alors exactement le même historique de phase mais une amplitude différente. Sur la Figure II.8(a), pour $x_1 = 0$ m, on représente la fonction image radar en utilisant (II.19). L'échelle temporelle est convertie en échelle spatiale par une simple multiplication ($x = Vt$). Un pic apparaît au centre ($x = 0$), témoin de la présence du point brillant au même endroit que l'origine de la réplique.

Le même traitement est appliqué pour un point initialement décalé par rapport à l'origine de la réplique de δx (x_1 = -1 m). Les autres paramètres sont inchangés. Nous obtenons alors (Figure II.8(a)) l'image radar 1D de ce point représenté par un pic décalé de δx. Un autre exemple est présenté sur cette même figure d'un point situé initialement à x_1 = -3 m de l'origine de la réplique. On constate alors que ce pic a une amplitude légèrement inférieure aux deux précédents. Ceci est dû à la pondération apportée par la fenêtre de Hamming centrée sur l'origine de la réplique. Construisons maintenant une image en plaçant les deux premiers points de la figure précédente ($x_1 = 0$ m et $x_1 =$ 1 m), simultanément sur la scène. L'image radar (Figure II.8(b)) correspondante montre les deux pics aux même emplacements et à la même amplitude que sur la Figure II.8(a).



(a) Image d'un point pour différentes positions par rapport à l'origine de la réplique

(b) Image de deux points d'ordonnées nulles

Fig. II.8 – Images radar unidimensionnelles

II.3.3.2 Résolution en azimut

La performance essentielle d'un traitement d'imagerie radar est le pouvoir séparateur (ou résolution) de ce traitement. La Figure II.9(a) illustre le résultat obtenu sur deux points au sol séparés de 10 cm. Les deux points peuvent être distingués et on retrouve leurs positions initiales respectives, à savoir -1 m et -0.9 m. Toutefois il existe une distance minimale en deçà de laquelle les deux pics sont indissociables. Cette distance minimale est la résolution de l'image. Cette résolution spatiale est proportionnelle à la résolution

temporelle de la fonction $\tilde{f}(t)$ décrite par (II.18) :

$$\delta x = V \delta t \tag{II.23}$$

Conformément à (II.18), la résolution temporelle est inversement proportionnelle à la largeur de bande Doppler B_d occupée par le signal reçu. Nous pouvons écrire l'expression de B_d comme une différence de fréquences Doppler au début de l'illumination du point T_{max} et celle à la fin de son illumination T_{min} pour un point i quelconque de la cible :

$$B_d = f_{Doppler_i}(T_{max}) - f_{Doppler_i}(T_{min}) \tag{II.24}$$

où T_{max} et T_{min} correspondent respectivement au passage du point arrivant dans le lobe de l'antenne et sortant du lobe de l'antenne et pas forcément au début et à la fin de l'acquisition. On suppose donc que le point considéré traverse complètement le faisceau de l'antenne. En utilisant l'équation (II.6) et selon la Figure II.6, l'expression précédente peut s'écrire :

$$B_d = \frac{2V}{\lambda_c} \left(sin(\alpha_e + \beta_H/2) - sin(\alpha_e - \beta_H/2) \right) \tag{II.25}$$

D'où, en utilisant les équations (II.23) et (II.25), la résolution est donnée par :

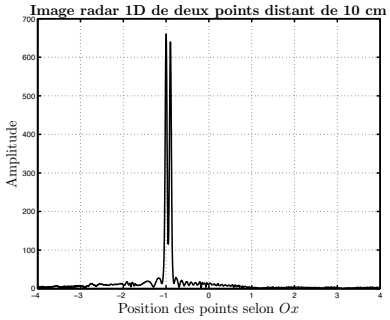
$$\delta x = \frac{\lambda_c}{2} \frac{1}{sin(\alpha_e + \beta_H/2) - sin(\alpha_e - \beta_H/2)} = \frac{\lambda_c}{4 sin(\beta_H/2) cos(\alpha_e)} \tag{II.26}$$

Donc, pour un angle d'ouverture $\beta_H = 35.22°$ et un angle d'élévation $\alpha_e = 30°$, la résolution sera approximativement de $\delta x_{30°} = 0.0494$ m. Les images radar 1D des Figures II.9(c) et II.9(d) illustrent ce résultat. La première (Figure II.9(c)) est obtenue pour des points situés respectivement aux abscisses -1.0 m et -0.95 m. Les deux points deviennent très difficiles à dissocier mais on les retrouve à la position attendue. La seconde Figure (II.9(d)) est le résultat de deux points initialement placés aux abscisses -1.0 m et -0.975 m. Deux pics sont encore discernables mais d'amplitude beaucoup plus faible que ceux de l'image précédente. De plus, ces deux pics sont plus larges et leur position est décalée par rapport à leur position exacte. Il est à noter que le résultat d'une image radar est le module d'une somme de sinus cardinaux, ce qui explique la forme des réponses des points brillants en fonction de la distance les séparant.

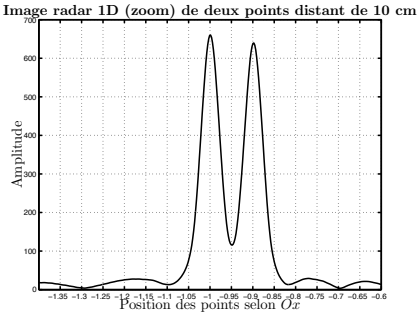
II.3.3.3 Influence des erreurs d'estimation des paramètres

Intéressons nous maintenant aux conséquences d'une erreur d'estimation de certains paramètres[9], la vitesse du véhicule (ou du point brillant) et la hauteur de la balise. Nous allons considérer l'exemple d'un unique point brillant situé à l'origine de la réplique et évoluant à la vitesse $V = 13$ m.s^{-1}. Pour chacun de ces paramètres, nous étudions l'influence de l'erreur, quantité en pourcentage d'erreur relative (5, 10 et 20%). La Figure II.10(a) illustre le cas d'une erreur commise sur la vitesse. Nous remarquons qu'une erreur relative de 5% dégrade de façon significative la qualité de l'image. Le pic est fortement

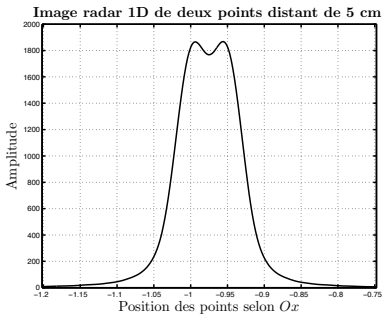
[9]L'influence de l'erreur d'estimation d'autres paramètres (angle d'inclinaison, angle d'ouverture) est beaucoup moins grande que celle de la vitesse ou de la hauteur.



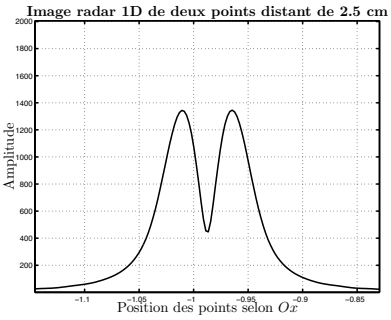
(a) Image de deux points distants de 10 cm



(b) Image de deux points distants de 10 cm (agrandissement)



(c) Image de deux points distants de 5 cm

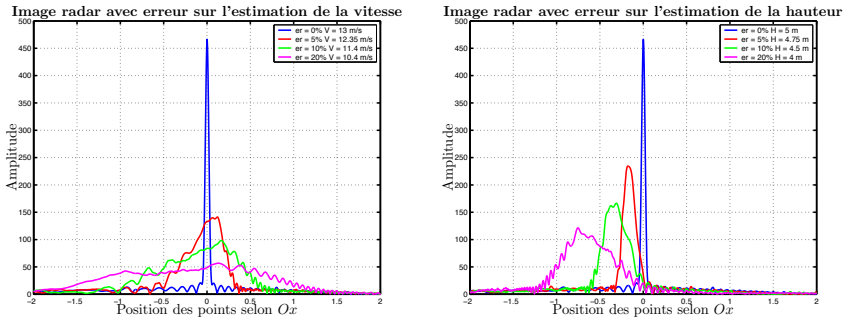


(d) Image de deux points distants de 2.5 cm

Fig. II.9 – Images radar 1D de deux points proches l'un de l'autre

atténué (plus de 3 dB) et élargi (largeur multipliée par 10). Cette dégradation s'accentue avec l'augmentation de l'erreur relative. Ceci montre que la vitesse du véhicule doit être connue avec précision puisqu'elle joue un rôle important dans la qualité de l'image radar. Une méthode d'estimation de la vitesse est présentée dans la section II.5.

La Figure II.10(b) indique l'importance d'une bonne estimation de la position en hauteur de l'antenne. Comme précédemment, les effets d'erreurs relatives sur la hauteur de 5, 10 et 20 % sont illustrés sur des images radar. Une erreur d'estimation de la hauteur induit aussi un élargissement et une atténuation de la réponse d'un point. Toutefois, cet élargissement est moins marqué pour une erreur relative faite sur la hauteur que sur la vitesse. Cette remarque est valable pour l'atténuation de la réponse (pour 5 % d'erreur relative, cette atténuation est d'environ 3 dB). Il est à noter que cette baisse du niveau d'amplitude s'accompagne d'un décalage du pic sur l'axe Ox. Cette remarque importante nous montre que la réalisation d'une image de points au sol avec une erreur sur l'estimation de la hauteur revient à réaliser l'image de points qui sont situés au-dessus du sol. Si on rectifie l'erreur sur la hauteur, l'image montre à nouveau un pic étroit. Ainsi, il est possible de construire plusieurs images radar 1D pour différentes hauteurs et retrouver tous les



(a) Image radar 1D avec erreur sur la vitesse

(b) Image radar 1D avec erreur sur la hauteur

Fig. II.10 – Images radar 1D avec erreur sur les paramètres

points de la scène situés à des hauteurs différentes. Ce principe est utilisé pour réaliser des images 2D.

II.4 Généralisation à une image 2D

II.4.1 Principe

Comme nous l'avons évoqué dans la section précédente, la forme du signal émis ne permet pas de focaliser par compression d'impulsions selon l'axe distance (axe de propagation de l'onde). Il existe certaines techniques d'imagerie fonctionnant à une seule fréquence [Su 1995] mais les données brutes sont obtenues sous format polaire. Toutefois, dans notre cas, les points peuvent être discriminés en hauteur puisqu'ils ne focalisent *correctement* que pour une réplique calculée pour la hauteur H correspondant à la différence d'altitude entre le radar et le point brillant. Le paramètre H utilisé pour l'image radar 1D désigne plus généralement la distance, projetée sur l'axe Oz, entre le radar et l'axe horizontal sur lequel nous souhaitons réaliser l'image 1D. En effet, nous avons noté précédemment qu'une erreur commise sur la hauteur dégrade rapidement le pic désignant la position du point. L'idée est alors de construire plusieurs répliques, correspondant à des hauteurs H différentes. Le traitement que nous mettons en oeuvre se décrit comme un traitement (1D x Nb_H), où Nb_H est le nombre de répliques calculées. L'expression (II.9) se généralise pour des points brillants situés dans le plan Oxz :

$$f(x,z) = \sum_i \rho_i \delta(x - x_i)\delta(z - z_i) \tag{II.27}$$

Et sa transformée de Fourier selon x s'écrit :

$$TF_x[f(x,z)] = F(k_x,z) = \sum_i \rho_i e^{-\jmath k_x x_i}\delta(z - z_i) \tag{II.28}$$

Nous établissons alors la réplique 2D suivante :

$$replique_{2D}(t,z) = \exp(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c} D_{replique_{2D}}(t,z)) \tag{II.29}$$

avec

$$D_{replique_{2D}}(t,z) = \sqrt{(x_{Rep}+Vt)^2 + (H-z)^2} \tag{II.30}$$

Pour exprimer le signal reçu en bande de base, en négligeant la pondération apportée par l'antenne, nous étendons la zone de description de la cible (équation (II.13)) au plan Oxz. De la même façon, ce signal s'exprime en fonction de la nouvelle réplique en z_i :

$$s_{r_b}(t) = \sum_i \rho_i \ \exp\left(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_i+Vt)^2+(H-z_i)^2}\right) \tag{II.31}$$

$$= \sum_i \rho_i \ replique_{2D}(t - \frac{x_{Rep}-x_i}{V}, z_i) \tag{II.32}$$

Pour chaque valeur de z_i, nous pouvons évaluer la transformée de Fourier de la fonction cible en z_i et par conséquent la fonction cible à l'altitude z_i :

$$\tilde{F}(k_x(f), z_i) = S_r^*(k_x) Rep_x(k_x, z_i) e^{-\jmath k_x x_{Rep}} \tag{II.33}$$

$$\tilde{f}(x, z_i) = \int_{k_{x_{min}}}^{k_{x_{max}}} S_r^*(k_x) Rep_x(k_x, z_i) e^{\jmath k_x (x - x_{Rep})} dk_x \tag{II.34}$$

Ainsi, pour obtenir l'image radar 2D, nous répétons l'opération décrite par (II.34) pour chaque valeur de z_i. Toutefois pour diminuer le nombre de calculs (et éviter une itération sur l'ensemble des z_i), la transformée de Fourier du signal reçu est dupliquée autant de fois que le nombre d'échantillons z_i à traiter, permettant ainsi un traitement matriciel similaire au traitement range-Doppler classique [Curlander 1991] :

$$S_{r_b}(f, k_z) = S_{r_b}(f) \text{ pour tout } k_z \tag{II.35}$$

Dans cette équation, k_z est la fréquence spatiale associée au paramètre z. Les opérations pour obtenir l'image radar $I(x,z)$, module de l'estimation de la fonction cible $\tilde{f}(x,z)$, sont résumées par le schéma de la Figure II.11.

$$s_{r_b}(t) \overset{FFT}{\rightarrow} S_{r_b}(f) \overset{duplication}{\rightarrow} S_{r_b}(f,k_z) \overset{*}{\rightarrow} \otimes \leftarrow Rep(f,k_z) \overset{FFT2D}{\leftarrow} replique(t,z)$$
$$\downarrow$$
$$\tilde{F}(k_x(f), k_z) \quad IFFT$$
$$\downarrow$$
$$\tilde{f}(x,z)$$
$$\downarrow$$
$$I(x,z)$$

Fig. II.11 – Traitement proposé pour un système CW

Ce schéma indique que la construction de l'image 2D est réalisée par un nombre limité d'opérations. En effet, sans la duplication du signal, le coût de l'opération est de $C_1 = O(1.5Nb_H Nb_{azim} \ln(Nb_{azim}) - 1)$, alors que le schéma précédent requiert seulement $C_2 = O(1.5Nb_{azim} \ln(Nb_{azim}) + Nb_H \ln(Nb_H) - 2)$ opérations.

II.4.2 Construction de la réplique 2D

La nouvelle réplique est à deux dimensions : dimension selon le temps t et dimension selon la hauteur z. Le choix de la base de temps a été abordé dans la section précédente. Dans le cas d'une image 1D, nous avons également vu que le choix de cette base de temps et la position de l'origine de la réplique positionnent une zone dans laquelle la cible est *attendue*. Nous appelons cette zone : *zone de calcul de la réplique*. Si la cible ne passe pas dans cette zone pendant l'acquisition du signal, elle ne sera pas visible sur l'image radar. L'autre condition de visibilité de la cible est le passage de la cible dans le faisceau de l'antenne afin de rétrodiffuser vers le radar un maximum d'énergie. Dans le cas de l'image 1D, nous avons réduit ces deux conditions en une seule en choisissant une zone de calcul de la réplique englobant largement l'empreinte au sol de l'antenne.

Dans le cas de l'image 2D, la zone de calcul est fixée par les plages de valeurs de x ($= x_{Rep} + Vt$) et de z. Par conséquent, cette zone est représentée par un rectangle dans le plan Oxz. La première dimension (x) de cette aire est la zone de calcul de la réplique dans le cas d'une image 1D. Le paramètre z doit pouvoir prendre comme valeurs l'ensemble des hauteurs qu'un point cible est susceptible d'atteindre. Par conséquent, z est compris entre *zéro* et la hauteur maximale H_{max} attendue pour un véhicule ($z \in [0, H_{max}]$). Cet ensemble est ensuite échantillonné en Nb_H cases hauteurs. A chacune de ces cases hauteurs est associée une réplique 1D définie par la relation (II.29). La valeur Nb_H va être le nombre de duplications pour $S_r(f)$. Cette zone de calcul de la réplique est représentée sur la Figure II.12.

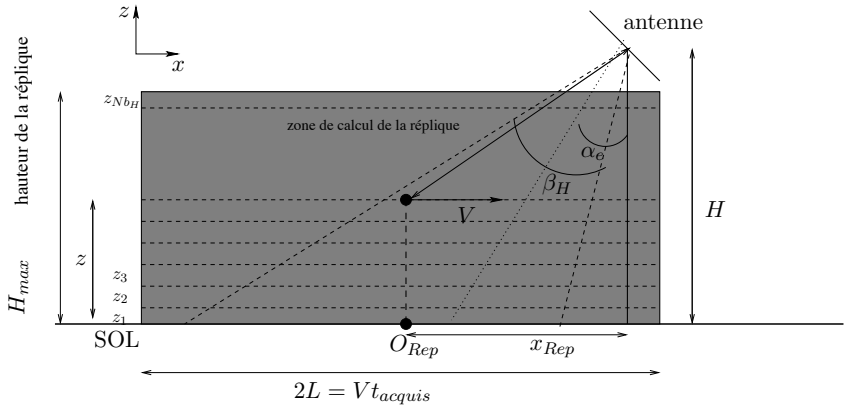


Fig. II.12 – Zone de calcul de la réplique

La réplique est calculée pour un certain nombre d'échantillons de t_n et z_m. Si nous appelons n et m deux entiers appartenant respectivement aux intervalles $[-\frac{Nb_{azim}}{2}, \frac{Nb_{azim}}{2} - 1]$ et $[0, Nb_H - 1]$ et $\Delta_t = t_{acquis}/(Nb_{azim} - 1)$ et $\Delta_z = H_{max}/(Nb_H - 1)$, les pas d'échantillonnage respectivement de la base de temps et de l'axe des z, alors la réplique 2D s'exprime de la façon suivante :

$$replique[n\Delta_t, m\Delta_z] = replique[n, m] = \exp\left(-\jmath\frac{4\pi}{\lambda_c}\sqrt{(x_{Rep} + Vn\Delta_t)^2 + (H - m\Delta_z)^2}\right) \tag{II.36}$$

Le signal reçu sera échantillonné en temps avec ce même pas d'échantillonnage et son spectre sera dupliqué pour donner une matrice de même dimensions que la réplique 2D.

II.4.3 Exemples

Pour illustrer le principe exposé dans cette section, voici quelques exemples obtenus pour un signal simulé par la méthode exposée dans la section II.3.2.2. Pour les simulations présentées dans cette section, la hauteur H_{max} est prise égale à 3 m et le nombre d'échantillons Nb_H selon l'axe z est fixé à 128. Les autres paramètres décrivant le radar, la base de temps et l'origine de la réplique sont pris identiques aux simulations d'images radar 1D, sauf cas particulier indiqué.

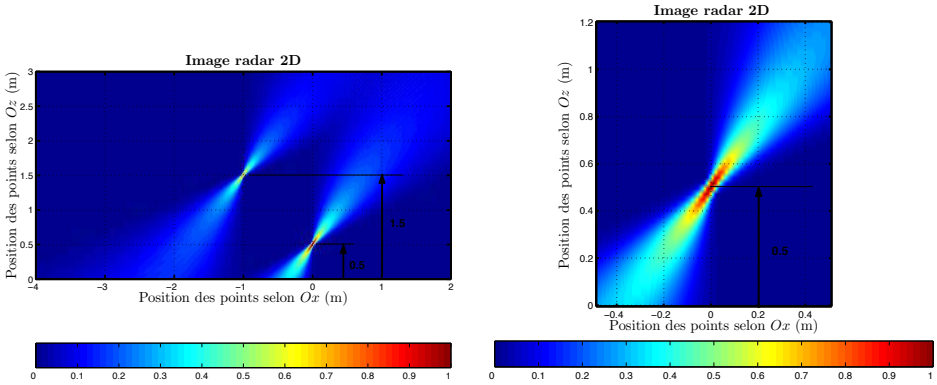
Exemple 1

La première simulation est réalisée pour deux points brillants situés initialement ($t = 0$) aux coordonnées suivantes :

point 1	point 2
$x_1 = 0$	$x_2 = -1.0$
$y_1 = 0$	$y_2 = 0$
$z_1 = 0.5$	$z_2 = 1.5$

L'image est présentée sur la Figure II.13(a). Seule une partie de l'image, comprenant les deux points, est présentée. Les niveaux d'amplitude dans l'image sont traduits par une échelle de couleur, indiquée dans le bas de la figure. Le module de l'image a été normalisé par rapport à son maximum.

Les deux points se retrouvent focalisés à leur position initiale. La focalisation n'est pas totale puisque notre traitement ne permet pas de focaliser dans la direction de propagation. Ainsi, nous détectons la présence de ■traces■ de part et d'autre du point qui n'empêchent pas la localisation correcte des deux points. Cet effet de non-focalisation dans l'axe distance est mis en évidence sur la Figure II.13(b) représentant un zoom de la première image sur le premier point brillant. Il est clair que la résolution dans l'axe distance est moins performante que la résolution dans l'axe azimut, calculée dans la section II.3.3.



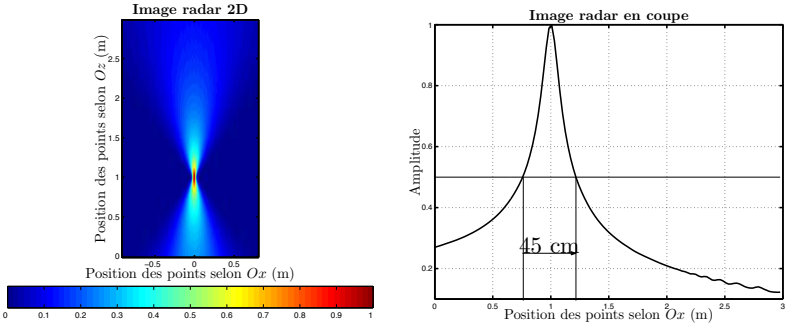
(a) Image radar 2D de deux points brillants

(b) Image radar 2D de deux points brillants (zoom)

Fig. II.13 – Images radar 2D (exemple 1)

Exemple 2

La ■trace■ de défocalisation est orientée selon l'axe vertical dans le cas d'un angle d'élévation nul ($\alpha_e = 0°$) et pour un point dans l'axe radioélectrique de l'antenne. Pour connaître la résolution dans cette direction, nous réalisons une image pour une antenne radar dirigée vers le sol afin d'analyser l'image en coupe d'un point dans la direction verticale. L'image est réalisée pour un point initialement situé en (0, 0, 1) (Figure II.14(a)). Nous représentons alors sur la Figure II.14(b) une coupe de cette image selon l'axe Oz



(a) Image radar 2D d'un point brillant pour une inclinaison nulle de l'antenne

(b) Coupe de l'image II.14(a) selon l'axe Oz

Fig. II.14 – Résolution en distance (1)

à la position du point. La résolution est donnée par la largeur du lobe à -3 dB (puissance maximale divisée par deux). Nous mesurons une résolution de $\delta r = 0.45$ m. Elle

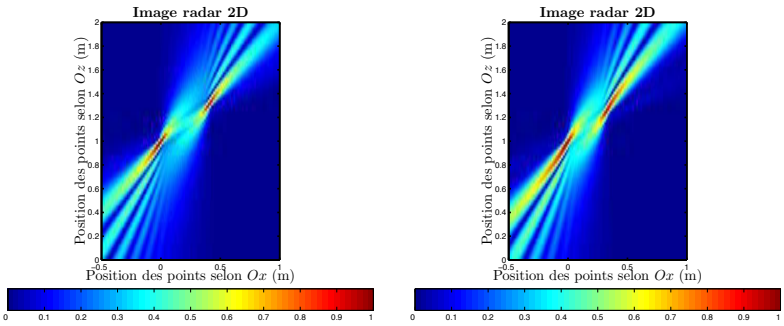
est approximativement dix fois supérieure à la résolution en azimut si nous comparons ce résultat à l'exemple donné dans la section II.3.3.

Exemple 3

Pour un point unique de la scène en (0,0,1) éclairé par une antenne inclinée à 30°, nous estimons une inclinaison de la ■trace■ par rapport à l'horizontale à approximativement 36.25°. Cette valeur a été mesurée à partir d'une image radar de ce point. Plaçons alors un second point dans cette direction à une distance d du premier point légèrement supérieure à la distance de résolution estimée précédemment ($d = 0.5$ m). Les coordonnées des deux points sont les suivantes :

point 1	point 2
$x_1 = 0.000$	$x_2 = 0.403$
$y_1 = 0.000$	$y_2 = 0.000$
$z_1 = 1.000$	$z_2 = 1.296$

Le résultat est illustré sur la Figure II.15(a) qui représente l'image radar de ces deux points sur laquelle nous avons opéré un zoom autour de l'emplacement des deux points. Les deux points, visibles en rouge sur l'image sont dissociables malgré l'effet de non-focalisation. De la même façon, nous réalisons une image radar de deux points distants



(a) Image radar 2D deux points brillants distants de $d \gtrsim \Delta_R$

(b) Image radar 2D deux points brillants à distants de $d \lesssim \Delta_R$

Fig. II.15 – Résolution en distance (2)

d'une distance d, cette fois-ci légèrement inférieure à la résolution en distance estimée ($d = 0.4$ m) :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0000$	$x_2 = 0.3226$
$y_1 = 0.0000$	$y_2 = 0.0000$
$z_1 = 1.0000$	$z_2 = 1.2365$

Le résultat est illustré sur la Figure II.15(b). Il semble un peu plus difficile de dissocier les deux points. Les ■traces■ associées aux deux points tendent à se confondre. Nous atteignons les limites de discrimination du système.

Exemple 4

Dans la section II.3.3, nous avons constaté que deux points de même niveau de rétrodiffusion pouvaient avoir une amplitude différente sur l'image. Nous avons expliqué ce phénomène par l'utilisation dans notre traitement, d'une fenêtre de pondération, de type Hamming, centrée en $t = 0$ (en $x = x_{Rep}$). Deux autres raisons peuvent expliquer cette différence d'amplitude. Par exemple, deux points de même abscisse mais d'altitudes différentes présentent des amplitudes différentes sur l'image. Ceci s'explique par le fait que plus un point est proche de l'antenne, plus son temps de passage dans le faisceau de l'antenne est court et par conséquent, sa contribution énergétique au signal total est faible. Ce phénomène est illustré sur l'image radar de la Figure II.16. Sur cette image, les points ont les coordonnées suivantes :

point 1	point 2
$x_1 = -1.0$	$x_2 = -1.0$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$
$z_1 = 0.5$	$z_2 = 3.0$

On détecte clairement une amplitude plus faible pour le point **2** situé à une hauteur plus importante (donc plus proche du radar). Ce phénomène est aussi observé si un point ne traverse pas complètement le faisceau de l'antenne : sa contribution énergétique au signal reçu n'est pas totale pour la construction de l'image.

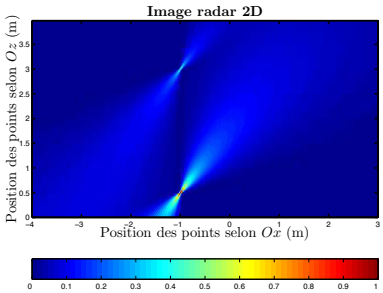
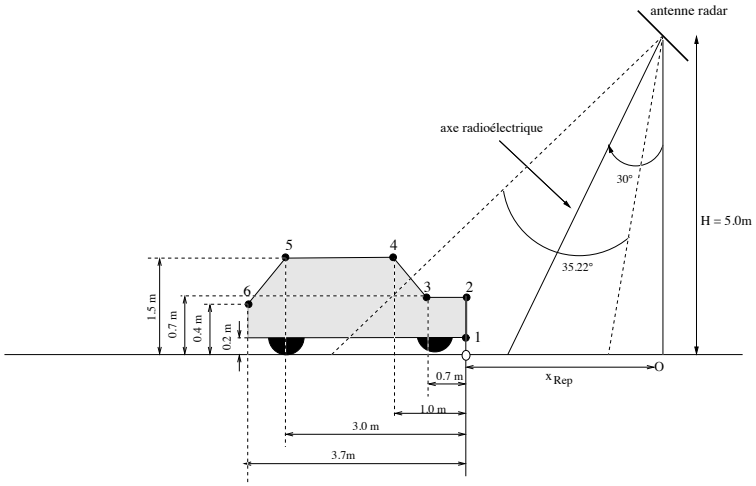


Fig. II.16 – Image radar 2D deux points brillants

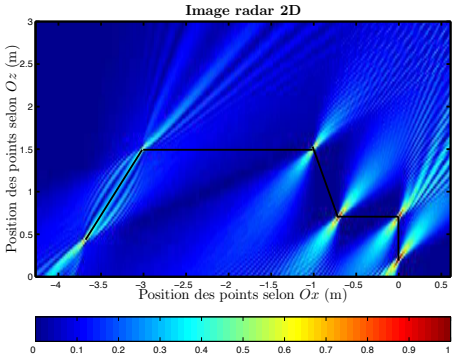
Exemple 5

Un dernier exemple est présenté pour lequel les points brillants sont disposés dans la scène afin de décrire le profil d'un véhicule. Pour un objet quelconque, les zones de forte diffraction se situent au niveau des arêtes. La Figure II.17(a) illustre les positions

initiales choisies pour chacun des six points utilisés pour cet exemple. La Figure II.17(b) représente l'image radar obtenue pour les même conditions que les exemples précédents. Comme nous avons pu expliquer la détection des points brillants à propos des exemples



(a) Géométrie de la scène et positions initiales des points brillants



(b) Image radar 2D de 6 points brillants

Fig. II.17 – Image radar 2D d'un véhicule modélisé par un ensemble de points brillants

précédents, les six points apparaissent sur l'image à leurs positions respectives attendues. En reliant ces points, nous retrouvons le gabarit du véhicule modélisé par ces six points brillants. Les points **5** et **6** focalisent de façon moins nette que les autres puisqu'ils se situent chacun dans la ■trace■ de l'autre (voir exemple 3). Cependant, ce modèle n'est pas très réaliste pour représenter un véhicule, en particulier puisque nous ne tenons pas compte de certains points brillants cachés du véhicule (ici le point **6**). De plus, nous considérons ici que le véhicule est une ■tranche■ et que la réplique est décrite dans cette tranche. Il s'agit donc de pouvoir simuler des signaux plus réalistes rétrodiffusés par un véhicule.

Dans l'ensemble des exemples précédents, la vitesse du véhicule est considérée connue. Toutefois, dans une configuration réelle de fonctionnement, cette vitesse est un paramètre inconnu. Notre problématique revient donc à déterminer cette vitesse.

II.5 Estimation de la vitesse

II.5.1 La problématique

Le traitement que nous utilisons pour réaliser une image radar nécessite le calcul d'un signal synthétique que nous appelons la réplique. L'expression de celle-ci (équation (II.36)) montre que son établissement nécessite la connaissance de V, la vitesse du véhicule. Ce paramètre que nous supposons constant pendant la durée de l'illumination n'est a priori pas connu. Il apparaît donc nécessaire de l'estimer à partir du signal reçu. L'idée est d'appliquer un pré-traitement au signal reçu pour en extraire la vitesse du véhicule et d'injecter ensuite ce paramètre dans le traitement d'imagerie pour la construction de la réplique.

Les traitements du signal radar pour estimer la vitesse consistent pour la plupart en une analyse fréquentielle ou temps-fréquence du signal. Ainsi, la forme du signal émis (impulsions codées par exemple), la disposition spatiale de plusieurs capteurs ou l'emploi d'antennes directives sont choisis de façon à favoriser cette estimation. Le signal de notre balise radar ne présente aucune forme de modulation et le système est constitué d'un unique capteur avec une largeur de faisceau non négligeable. C'est pourquoi la plupart des techniques d'estimation de la vitesse évoquées dans la littérature sont inappropriées ([Jensen 1998, You 1997, Craig 1962, Lee 1999]). L'idée de notre étude est de mettre à profit la connaissance de la forme générale du signal reçu (équation (II.11)) et de la géométrie de la scène pour extraire de ce signal l'information de vitesse à partir d'une analyse temps-fréquence.

II.5.2 La vitesse et la fréquence

Dans la section II.2, nous avons vu que la cible peut être grossièrement modélisée par un ensemble de points brillants : le signal total reçu est alors considéré comme la somme des contributions de chacun de ces points brillants. Nous supposons également que ces points brillants évoluent à la même vitesse V, constante pendant la durée de l'illumination. Nous rappelons l'expression d'une seule de ces contributions ramenée en bande de base, pour un point i dans le plan Oxz de coordonnées[10] (x_i, z_i) :

$$s_{r_{b_i}}(t) = G(x_i + Vt, 0, z_i)^2 \rho_i A \exp\left(-\jmath 2\pi f_c \frac{2}{c}\sqrt{(x_i + Vt)^2 + (H - z_i)^2} + \phi_0\right) \quad \text{(II.37)}$$

[10]Par coordonnées d'un point brillant, nous entendons coordonnées à $t = 0$

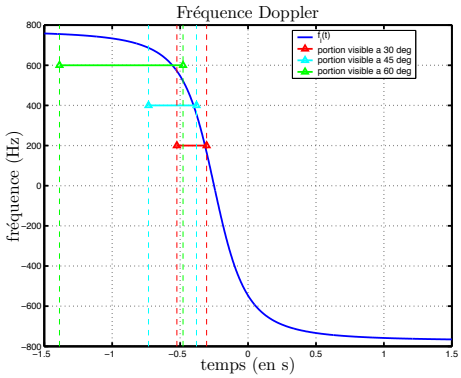


FIG. II.18 – Évolution de la fréquence Doppler de la contribution d'un point brillant (x_i = -5 m, $y_i = 0$, $z_i = 0$) et $V = 72$ km.h^{-1}

La phase $\phi_{b_i}(t)$ et la fréquence Doppler[11] $f_{Doppler_i}(t)$ associées au point i sont fonctions de la vitesse :

$$\phi_{b_i}(t) = -4\pi f_c \frac{\sqrt{(x_i + Vt)^2 + (H - z_i)^2}}{c} + \phi_0 \quad \text{(II.38)}$$

$$f_{Doppler_i}(t) = -2\frac{V(x_i + Vt)}{\lambda_c \sqrt{(x_i + Vt)^2 + (H - z_i)^2}} \quad \text{(II.39)}$$

Cette expression peut aussi s'exprimer en fonction de l'évolution de la vitesse radiale $V_r(t) = V\cos(\alpha_i(t))$:

$$f_{Doppler_i}(t) = \frac{2V\cos(\alpha_i(t))}{\lambda_c} \quad \text{(II.40)}$$

Une représentation de la fréquence Doppler d'un point quelconque est illustrée sur la Figure II.18. Chaque inclinaison de l'antenne correspond à un angle de vue différent pour le point brillant et une durée d'observation plus ou moins longue pour un même angle d'ouverture. En fonction de la géométrie de la scène (position en hauteur du radar H = 5 m et angle d'ouverture $\beta_H = 35°$), nous présentons sur la Figure II.18 les valeurs que prend la fréquence Doppler pour un point brillant pendant son passage dans le faisceau de l'antenne. Ceci implique une portion de la courbe de fréquence Doppler ■visible■ par le radar différente pour chaque angle. Pour un angle d'élévation de 60°, par exemple, nous notons une faible excursion de la fréquence Doppler[12]. Plus cet angle diminue et plus l'excursion fréquentielle augmente. Si nous regardons l'influence des trois paramètres (x_i, z_i, V) sur la fonction (II.39), nous notons les trois points suivants :

- le paramètre x_i donne à cette courbe sa position sur l'axe des temps
- l'allure de cette courbe et notamment sa pente est principalement due au paramètre z_i
- la vitesse influe surtout sur la plage de fréquence occupée.

[11] Ici, la fréquence Doppler associée au point i et la fréquence instantanée du signal $s_{r_{b_i}}(t)$ se confondent.
[12] Ceci a pour conséquence une résolution plus médiocre (relation II.26)

Nous allons donc chercher à relier l'expression de la fréquence instantanée à la vitesse soit en l'estimant à un instant précis t_0 pour lequel nous pouvons connaître l'angle $\alpha_i(t_0)$ (équation (II.40)), soit en l'estimant sur une certaine durée pour retrouver les paramètres qui la décrivent (équation (II.39)). Mais au préalable, il faut pouvoir estimer cette fréquence instantanée, c'est-à-dire retrouver les différentes composantes spectrales du signal reçu. Dans cet objectif, nous avons recours aux représentations temps-fréquence.

II.5.3 L'estimation de la fréquence instantanée

II.5.3.1 La représentation idéale

La représentation d'un signal dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel (par l'intermédiaire de la Transformée de Fourier) ne suffit pas pour l'analyse de signaux non stationnaires ou transitoires. L'alternative est alors la représentation conjointe en temps et en fréquence. Elle permet de localiser dans le temps la présence des diverses composantes spectrales d'un signal. De nombreuses représentations temps-fréquence existent (la plus simple étant la Transformée de Fourier à Courts Termes) et le choix d'une représentation ou d'une autre dépend du type d'applications [Hlawatsch 1992]. Pour l'estimation de la fréquence instantanée, la représentation temps-fréquence $P_{ideale}(t,f)$ idéale est celle pour laquelle toute l'énergie du signal est concentrée sur une courbe représentant la fréquence instantanée [Boashash 1994]. A chaque instant t, la représentation est assimilée à une distribution de Dirac ($\delta(f)$) translatée de la fréquence instantanée $f_{inst}(t)$:

$$P_{ideale}(t,f) = A\ (\delta[f - f_{inst}(t)]) \quad (\text{avec } A \text{ constant}) \tag{II.41}$$

Toutefois, une telle représentation est idéale : un tel estimateur n'existe pas, nous essayons donc de nous en approcher. La représentation optimale pour l'estimation de la fréquence instantanée dépend alors du type de signal à analyser. Plusieurs estimateurs sont envisagés pour notre étude.

II.5.3.2 La distribution de Wigner-Ville

La distribution de Wigner-Ville appartient aux distributions quadratiques de la Classe de Cohen[13] qui décrivent la répartition de la densité spectrale de puissance instantanée. Cette distribution peut s'interpréter comme la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du signal $s(t)$:

$$\begin{aligned} WV_s(t,f) &= \int_\tau s(t+\frac{\tau}{2})s^*(t-\frac{\tau}{2})e^{\jmath 2\pi f\tau}d\tau \\ &= TF_{\tau\to f}\left[s(t+\frac{\tau}{2})s^*(t-\frac{\tau}{2})\right] \end{aligned} \tag{II.42}$$

[13]La classe de Cohen regroupe toutes les représentations temps-fréquence quadratiques qui possèdent la double propriété d'invariance des décalages temporels et fréquentiels : si nous notons $P_s(t,f)$ la représentation temps-fréquence du signal $s(t)$, celle de $y(t) = s(t-t_0)e^{\jmath 2\pi f_0 t}$ est $P_y(t,f) = P_s(t-t_0, f-f_0)$.

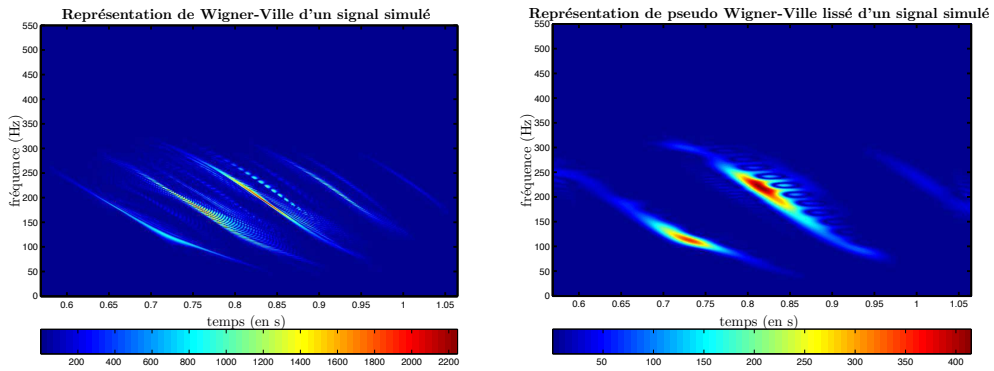
La distribution de Wigner-Ville (WV) permet une bonne estimation de la fréquence instantanée pour un signal déterministe à modulation linéaire de la fréquence. L'expression analytique d'un signal à modulation linéaire de la fréquence s'exprime avec $z(t) = \exp(\jmath\phi(t)) = \exp(\jmath(\phi_0 + 2\pi(\alpha t + \beta t^2))$. La transformée de Wigner-Ville d'un tel signal s'écrit alors :

$$\begin{aligned} WV_z(t,f) &= TF_{\tau\to f}\left[e^{\jmath(\phi(t+\frac{\tau}{2})-\phi(t-\frac{\tau}{2}))}\right] \\ &= TF_{\tau\to f}\left[e^{\jmath 2\pi(\alpha+2\beta t)\tau}\right] \\ &= \delta(f-\tilde{f}_{inst}(t)) \end{aligned} \tag{II.43}$$

Ce développement met en évidence les qualités de la distribution de Wigner-Ville en terme d'estimateur de fréquence instantanée dans le cas d'un signal à modulation linéaire de la fréquence. Nous pouvons l'interpréter comme la représentation de la dérivée de la phase d'un signal par la méthode des différences finies [Boashash 1994] et l'estimateur associé à la distribution de Wigner-Ville s'écrit :

$$\tilde{f}_{inst}(t,\tau) = \frac{1}{2\pi\tau}\left[\phi(t+\tau/2) - \phi(t+\tau/2)\right] \tag{II.44}$$

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une méthode de simulation des signaux, basée sur l'Optique Physique. La Figure II.19(a) illustre le résultat de la représentation dans le domaine temps-fréquence de la distribution de Wigner-Ville pour un signal simulé par l'optique physique avec une cible représentant une voiture de tourisme (Figure III.3). La configuration géométrique adoptée est une position en hauteur du radar de 5 m et un angle d'élévation de 30°. La transformée de Wigner-Ville n'est calculée que sur une portion



(a) Représentation de Wigner-Ville

(b) Représentation de la pseudo-Wigner-Ville lissée

Fig. II.19 – Représentation de Wigner-Ville (et version filtrée) pour le signal simulé

significative du signal[14]. La représentation associée nous montre assez nettement trois courbes de la fréquence instantanée associées à trois points brillants différents. Des termes d'interférences reconnaissables par leur nature oscillante apparaissent entre chacune de ces courbes.

Pour éliminer les termes d'interférences qui peuvent gêner à l'interprétation, une solution est d'utiliser une version lissée de la distribution de Wigner-Ville (SPWV), mais ceci implique une perte de résolution (Figure II.19(b)). Le principe est d'utiliser le caractère oscillant des termes d'interférence pour les supprimer grâce à un filtre passe-bas $\psi_P(t,f)$:

$$SPWV_{s,\psi_P}(t,f) = \int_{t'}\int_{f'} \psi_P(t-t', f-f') WV_s(t',f') dt' df' \tag{II.45}$$

Ce produit de convolution (équation (II.45)) est équivalent à un produit dans le domaine dual du domaine temps-fréquence (t,f), appelé domaine retard-doppler (τ,ν). Notons $\Psi_P(\tau,\nu)$, la transformée de Fourier 2D de la fonction filtre $\psi_P(t,f)$. Il est usuel de l'exprimer comme un produit de deux fonctions indépendantes qui agissent chacune sur un des domaines :

$$\Psi_P(\tau,\nu) = H(\tau)G(\nu) \tag{II.46}$$

Ainsi, $H(\tau)$ est le gabarit du filtre dans le domaine retard (dual au domaine fréquentiel) et $G(\nu)$ est le gabarit du filtre dans le domaine Doppler (dual au domaine temporel). Dans l'exemple présenté sur la Figure II.19(b), $H(\tau)$ est une fenêtre de Hamming de longueur $N/4$, où N est le nombre d'échantillons du signal utile et $g(t)$ (qui est la transformée de Fourier inverse de $G(\nu)$: $TF^{-1}_{\nu\to t}[G(\nu)]$) est également une fenêtre de Hamming de longueur $N/10$. Les termes d'interférences ont disparu mais le manque de résolution risque d'affecter aussi la précision de mesure.

II.5.3.3 La méthode de réallocation

Une méthode, dite de réallocation, permet de faciliter l'interprétation d'un signal dans le plan temps-fréquence. Cette méthode date de 1976 et a été introduite par Kodera, Gendrin et de Villedary. Elle a été appliquée et reformulée pour le cas de représentation de distributions appartenant à la Classe de Cohen par Flandrin et Auger [Auger 1995]. La méthode de réallocation permet de focaliser les composantes spectrales dans la région du plan temps-fréquence d'où elles sont issues.

La formulation générale des distributions de la classe de Cohen est une double corrélation de la distribution de Wigner-Ville avec un noyau $\psi(t,f)$[15]. :

$$P_{Cohen_s}(t,f) = \int_{t'}\int_{f'} \psi(t-t', f-f') WV_s(t',f') dt' df' \tag{II.47}$$

[14] c'est-à-dire une portion sur laquelle le niveau d'amplitude laisse penser que la cible est dans le faisceau de l'antenne.

[15] nous avons noté ce noyau $\psi_P(t,f)$ dans l'expression de la pseudo-Wigner-Ville lissée (II.45)

L'opération de réallocation est réalisée en plaçant le résultat de l'autocorrélation calculé en (t, f), non plus en ce point mais au barycentre $(\bar{t}, \bar{f})$ du produit $\psi(t-t', f-f')WV_s(t', f')$:

$$P_s^*(\bar{t}, \bar{f}) = \int_{t'} \int_{f'} \psi(t - t', f - f')WV_s(t', f')dt'df' \tag{II.48}$$

La méthode de réallocation ré-agence dans le plan temps-fréquence les valeurs calculées par la représentation temps-fréquence initiale et si deux valeurs sont calculées au même endroit, elles sont sommées.

Le résultat de cette méthode est appliqué à la distribution pseudo Wigner-Ville lissée décrite dans la section précédente[16]. Pour le signal simulé dans une configuration classique, la représentation (Figure II.20) souligne la facilité d'interprétation qu'elle apporte par rapport à la représentation initiale (Figure II.19(b)). Non seulement les termes d'in-

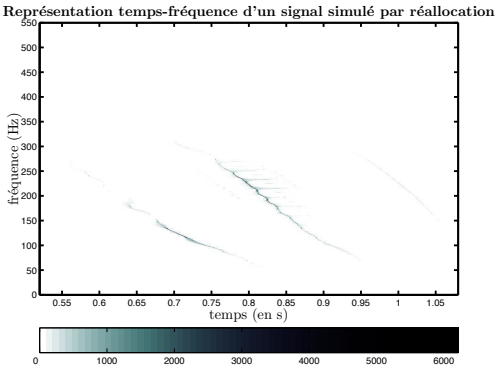


Fig. II.20 – Représentation pseudo-Wigner-Ville lissé par la méthode de réallocation pour le signal simulé

terférences ont disparu mais la résolution est fortement améliorée. Cette représentation laisse espérer une bonne estimation de la fréquence instantanée.

II.5.3.4 Les distributions polynomiales de Wigner-Ville

Comparativement à l'analyse faite pour l'estimation de la fréquence instantanée pour une modulation linéaire de la fréquence dans la section II.5.3.2, Barkat et Boashash montrent qu'il existe des distributions temps-fréquence plus adaptées à des signaux à phase polynomiale [Barkat sept. 1999(2)]. L'expression d'une phase polynomiale de degré p est décrite par : $\phi(t) = \sum_0^p a_i t^i$, $a_i \in \mathbb{R}$. Ces distributions sont regroupées dans une classe appelée classe des distributions polynomiales de Wigner-Ville (PWV). Comme la distribution de Wigner-Ville (qui appartient à cette famille), elles peuvent être considérées comme la transformée de Fourier d'un noyau $K_{s,q}(t, \tau)$, où $K_{s,q}$ suit une formulation

[16]Nous noterons cette représentation $SPWV^*$ par la suite.

générale [Boashash 1994] :

$$K_{s,q} = \prod_{k=0}^{q/2} s(t + c_k\tau)^{b_k} s^*(t + c_{-k}\tau)^{-b_{-k}},\ b_k, q \in \mathbb{N} \text{ et } c_k \in \mathbb{R} \tag{II.49}$$

Ainsi, la distribution polynomiale de Wigner-Ville $PWV_{s,q}(t,f)$ peut se décrire avec :

$$PWV_{s,q}(t,f) = \int_\tau K_{s,q}(t,\tau) e^{-\jmath 2\pi\tau} d\tau \tag{II.50}$$

L'estimateur de fréquence instantanée utilisé pour la distribution Polynomiale de Wigner-Ville est de la forme :

$$\tilde{f}_{inst_q}(t,\tau) = \frac{1}{2\pi\tau} \sum_{k=-q/2}^{q/2} b_k \phi(t - c_k\tau) \tag{II.51}$$

L'indice q dénote l'ordre de la polynomiale de Wigner-Ville : Les PWV d'ordre q sont adaptées pour des signaux à phase polynomiale d'ordre $p \leq q$. Si la phase (ou la fréquence instantanée) d'une composante $\phi_{b_i}(t)$ du signal reçu ne s'exprime pas sous la forme d'un polynôme, elle peut éventuellement s'en rapprocher sur une portion du signal. Cette éventualité doit nous permettre d'estimer la fréquence instantanée sur cette portion.

Nous choisissons de tester l'efficacité des PWV sur nos signaux pour deux exemples, d'ordres 4 ($PWV_{s,4}$) et 6 ($PWV_{s,6}$). L'implantation des fonctions $K_{s,q}$ implique des exigences sur les coefficients b_k et c_k [Boashash 1994]. De même, les valeurs non systématiquement entières des c_k nécessitent des interpolations du signal initial (ou un signal échantillonné très finement). Voici les deux exemples de noyaux d'ordre 4 et 6 proposés par Barkat et Boashash [Barkat sept. 1999(1)] que nous allons utiliser :

$$K_{s,4}(t,\tau) = \big(s(t + 0.675\tau)s^*(t - 0.675\tau)\big)^2 s(t + 0.85\tau)s^*(t - 0.85\tau) \tag{II.52}$$

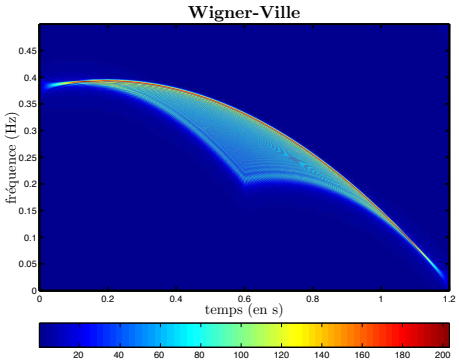
$$K_{s,6}(t,\tau) = s(t + 0.62\tau)s^*(t - 0.62\tau)s(t + 0.75\tau)s^*(t - 0.75\tau)s(t + 0.87\tau)s^*(t - 0.87\tau) \tag{II.53}$$

Par la suite, pour simplifier les notations, nous noterons ces représentations, PWV4 et PWV6. En fait, il est préférable de calculer la transformée de Fourier d'une version dilatée du noyau avec un facteur d'échelle judicieusement choisi pour implanter ces fonctions plutôt qu'une interpolation trop importante du signal [Boashash 1994]. Par exemple pour implanter la PWV dont le noyau est donné par l'expression (II.52), le signal est interpolé par un facteur 5 et c'est une version dilatée du noyau d'un facteur d'échelle de 0.85 ($\tau' = 0.85\tau$) qui est utilisé pour la transformée de Fourier. Par conséquent, le spectre obtenu est une version compressée en fréquence :

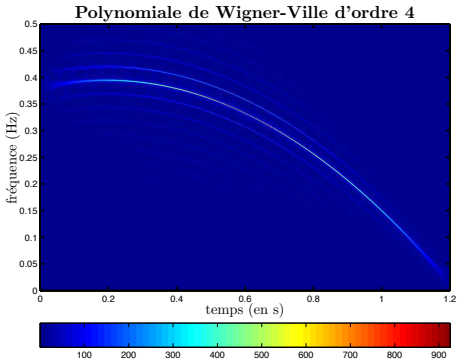
$$PWV_{s,4}(t,f) = TF_{\tau' \to \frac{f}{0.85}} \left[(s(t + 0.794\tau')s^*(t - 0.794\tau'))^2 s(t + 1.0\tau')s^*(t - 1.0\tau') \right] \tag{II.54}$$

De la même façon, pour implanter la PWV d'ordre 6, le signal est interpolé d'un facteur 4 et le noyau est dilaté d'un facteur d'échelle de 0.5.

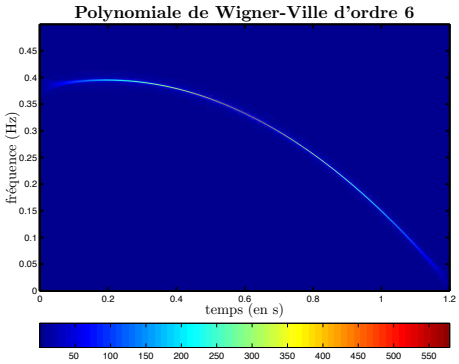
Pour illustrer les qualités des polynomiales de Wigner-Ville dans le cas de fréquence instantanée suivant une loi polynomiale, nous avons synthétisé un signal dont l'expression de la fréquence est la suivante : $f_{inst}(t) = -0.38t^2 + 0.15t + 0.38$. Les représentations de ce signal à partir de la distribution de Wigner-Ville et des deux polynomiales de Wigner-Ville que nous venons de décrire apparaissent sur les Figures II.21(a), II.21(b) et II.21(c). Ces représentations mettent clairement en évidence l'intérêt d'une PWV dans



(a) Wigner-Ville



(b) Polynomiale de Wigner-Ville d'ordre 4

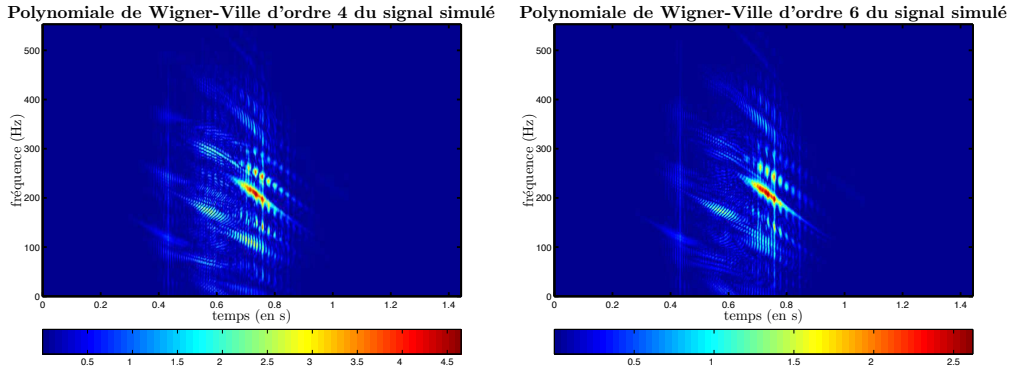


(c) Polynomiale de Wigner-Ville d'ordre 6

Fig. II.21 – Représentation de Polynomiales de Wigner-Ville pour le signal dont la fréquence instantanée suit une loi polynomiale

le cas de fréquence instantanée de loi polynomiale. Les interférences présentes sur la simple représentation de Wigner-Ville ont disparu ou sont fortement atténuées sur les deux autres.

Dans notre problème, les lois des fréquences instantanées ne suivent pas un polynôme. Les Figures II.22(a) et II.22(b) illustrent les représentations obtenues pour notre exemple de signal simulé et pour les deux PWV choisies. Les deux figures dévoilent de façon beaucoup plus diffuse les courbes de fréquences instantanées attendues. La représentation



(a) Polynomiale de Wigner-Ville d'ordre 4

(b) Polynomiale de Wigner-Ville d'ordre 6

Fig. II.22 – Représentation de Polynomiales de Wigner-Ville pour le signal simulé

semble plus bruitée que dans le cas de la distribution de Wigner-Ville. Ceci suggère que l'utilisation d'une polynomiale de Wigner-Ville pour extraire des informations de fréquence instantanée est probablement moins favorable que la distribution de Wigner-Ville.

II.5.4 De la représentation temps-fréquence à la vitesse

II.5.4.1 Extension de l'hypothèse de points brillants

Dans la section II.2.2, nous avons considéré la cible comme un ensemble de points brillants solidaires évoluant le long de l'axe Ox à la même vitesse constante V. Nous étendons cette hypothèse en supposant qu'il existe un point prépondérant dans l'ensemble des points constituants la cible, c'est-à-dire un point dont le coefficient de réflectivité est plus grand que tous les autres. Au passage de ce point dans l'axe radioélectrique de l'antenne (Figure II.23), une forte contribution est apportée au signal total à cet instant t_0 et la fréquence Doppler associée à ce point peut être exprimée en fonction de la vitesse V :

$$f_{Doppler_i}(t_0) = \frac{2V\cos(\pi/2 - \alpha_e)}{\lambda_c} \tag{II.55}$$

Ainsi, si l'angle d'élévation α_e de l'antenne est connu, la vitesse se déduit de la façon suivante :

$$V = \frac{f_{Doppler_i}(t_0)\lambda_c}{2\sin(\alpha_e)} \tag{II.56}$$

La méthode consiste à chercher l'instant t_0 pour lequel le signal présente un maximum d'amplitude et à estimer la fréquence instantanée à cet instant-là. Pour localiser facilement ce maximum, le module du signal $|s_{r_b}(t)|$ est lissé grâce à une fenêtre glissante de

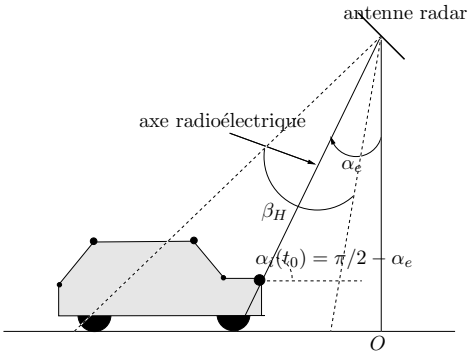


Fig. II.23 – Position de la cible à t_0

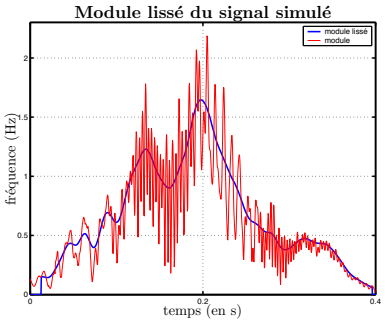


Fig. II.24 – Module lissé pour un signal simulé

pondération de type Hamming $H_{hamming}(t)$ de longueur M :

$$G(t) = \frac{1}{M} \sum_{\tau=-M/2}^{M/2} |s_{r_b}(t+\tau)|.H_{hamming}(\tau) \tag{II.57}$$

A l'instant t_0, tel que $G(t_0) \geq G(t)$ pour tout t situé dans la fenêtre d'acquisition, nous calculons la fréquence instantanée du signal présentant un maximum d'amplitude dans le plan temps-fréquence. La Figure II.24 illustre le module lissé obtenu pour un signal simulé avec $M = N/8$, où N est le nombre d'échantillons du signal utile. Celui-ci correspond à la cible de la Figure III.3 circulant sous une antenne à 5 m du sol et inclinée de 30°.

II.5.4.2 Autre approche basée sur l'extraction d'une portion de courbe de fréquence instantanée

Une autre approche est envisagée, basée sur le maximum de vraisemblance. Elle consiste à retrouver dans le plan temps-fréquence une courbe décrivant la fréquence instantanée associée à un point et d'estimer par une méthode d'optimisation la vitesse la plus susceptible de donner cette courbe. Pour cela, nous supposons que la courbe extraite du plan temps-fréquence est entachée d'erreurs.

Selon l'équation (II.39), l'expression de la fréquence instantanée pour une base de temps donnée est fonction de la vitesse V, et de la position spatiale initiale du point (x_i, z_i). Le principe est de trouver la valeur de ces trois paramètres qui minimisent l'erreur quadratique au sens des moindres carrés entre la courbe extraite du plan temps-fréquence et la fonction analytique décrite par ces paramètres. C'est la méthode utilisée par Reid et al. [Reid 1997] pour estimer la vitesse d'un avion à propulseurs. Il utilise le signal acoustique généré par les lames de propulseur. La cadence des lames impose une fréquence dominante au signal qui est vu comme un signal CW. Pour un observateur immobile, le déplacement de l'avion module ce signal par effet Doppler et l'évolution de la fréquence instantanée dépend des paramètres décrivant la scène et de la vitesse de l'avion. La principale différence entre cette configuration et la nôtre réside dans l'attente d'une seule composante spectrale. La coexistence de plusieurs composantes spectrales dans notre problème rend la tâche beaucoup plus complexe. Cette méthode révèle deux problèmes majeurs :

- l'extraction du plan temps-fréquence d'une portion de courbe de longueur significative malgré la présence simultanée de plusieurs courbes : non seulement, ces multiples composantes sont susceptibles de générer des interférences mais elles peuvent aussi se chevaucher rendant ainsi l'opération d'extraction de la fréquence instantanée très délicate.
- L'estimation, par optimisation, des paramètres décrivant la courbe.

De plus, il est difficile pour un angle d'élévation faible de retrouver les paramètres à partir de la portion de courbe de fréquence instantanée visible. En effet, plus l'angle d'élévation est faible, plus la fréquence instantanée observable pour chacun des points brillants, va se situer sur la partie fortement en pente de la courbe (Figure II.18) et donc moins influencée par la vitesse. De plus, un faible angle d'élévation implique un point brillant moins longtemps visible, donc une fréquence instantanée associée moins longtemps observable également.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la configuration du problème d'imagerie avec une antenne fixe émettant un signal hyperfréquence et éclairant une cible en mouvement. Bien que le signal émis ne soit ni modulé en fréquence, ni sous forme impulsionnelle, nous utilisons le concept d'ouverture synthétique pour obtenir une bonne résolution dans l'axe azimut.

Un premier modèle basé sur la notion de points brillants nous a permis d'illustrer la technique utilisée pour générer des images radar à partir d'un signal CW et de préciser les limites en terme de traitement du signal qu'impose la forme du signal émis. Notre traitement d'imagerie radar utilise la focalisation dans l'axe azimut comme dans le traitement range-Doppler. Toutefois, l'hypothèse de modulation linéaire de la fréquence dans ce traitement ne peut pas être faite à cause des dimensions de la cible non négligeables vis à vis de la distance radar-cible. Par conséquent, l'historique de phase, utilisé pour le calcul de la réplique, est évalué en fonction de la géométrie du problème et en supposant

la trajectoire de la cible rectiligne et uniforme. L'image radar 2D est obtenue en répétant l'opération de focalisation en azimut pour différentes hauteurs.

Ce traitement nécessite une estimation de la vitesse du véhicule. La méthode proposée suppose que la cible est modélisée par un ensemble de points brillants et que les maxima d'amplitude du signal rétrodiffusé sont associés à leur passage dans l'axe radioélectrique. Nous avons supposé alors qu'une représentation temps-fréquence quadratique du signal est une image de la répartition de puissance de celui-ci. Ainsi, la fréquence révélant la plus forte amplitude à l'instant associé au maximum d'amplitude, est celle associée à un point brillant dans l'axe radioélectrique. A partir de l'angle d'élévation de l'antenne, nous en déduisons la vitesse de ce point.

Nous avons présenté des exemples d'images radar obtenues à partir de notre traitement pour des signaux construits sur un modèle de points brillants. Toutefois, ce modèle ne prend pas en compte les parties cachées d'un véhicule. Il est donc nécessaire d'utiliser un modèle plus réaliste. Le nouveau type de simulation que nous utiliserons par la suite est de type électromagnétique et basé sur la méthode de l'Optique Physique. Il permettra également d'évaluer les performances de l'estimateur de vitesse proposé dans ce chapitre. Nous confronterons ensuite ce traitement à des signaux réels, acquis au cours d'une campagne de mesures, à partir d'un système de télépéage.

Chapitre III

Validation par la simulation électromagnétique et la mesure

III.1 Introduction

Dans le chapitre II, nous avons proposé un traitement d'imagerie radar, basé sur la synthèse d'ouverture, à partir d'un signal à onde continue et applicable à un système de télépéage. Nous avons illustré nos propos par des simulations simples, en modélisant la cible par un ensemble de points brillants. Pour valider ce traitement, il nous faut le confronter à des signaux plus réalistes qui prennent en compte les différents phénomènes d'interaction d'une onde électromagnétique avec un obstacle ainsi que les zones d'ombre.

Dans ce chapitre, nous décrivons tout d'abord l'algorithme utilisé pour simuler le signal reçu en traduisant les différents phénomènes électromagnétiques. Cet algorithme est basé sur le principe de l'Optique Physique. Nous présentons ensuite les images obtenues pour des cibles de référence afin de valider notre simulateur et notre traitement. Puis, nous étudions à travers des cibles plus complexes l'influence des différents paramètres géométriques et systèmes sur la qualité de l'image radar. Ces signaux simulés permettent également d'évaluer les performances de notre estimateur de vitesse. Cette analyse des signaux simulés est ensuite utilisée pour interpréter les résultats obtenus à partir de signaux expérimentaux. Enfin, la dernière section de ce chapitre présente les images obtenues pour des signaux enregistrés en situation réelle.

III.2 Le simulateur électromagnétique

La simulation électromagnétique permet de traduire les phénomènes d'interactions ondes-obstacles et d'obtenir ainsi un signal rétrodiffusé proche du signal réel. De plus, pour interpréter au mieux les résultats expérimentaux, l'estimateur doit prendre en compte les différentes caractéristiques du système : le mouvement de la cible, la polarisation de

l'antenne et l'interaction avec le sol. Cette section décrit l'approche adoptée pour notre simulateur et les différentes approximations nécessaires.

III.2.1 La simulation électromagnétique

III.2.1.1 Les équations de Maxwell

Les phénomènes électromagnétiques dans un milieu continu sont régis par les équations de **Maxwell** :

$$\overrightarrow{\bigtriangledown} \times \overrightarrow{E} = -\frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t} \quad \text{Loi de Maxwell-Faraday} \tag{III.1}$$

$$\overrightarrow{\bigtriangledown} \times \overrightarrow{H} = \frac{\partial \overrightarrow{D}}{\partial t} + \overrightarrow{J} \quad \text{Loi de Maxwell-Ampère} \tag{III.2}$$

$$\bigtriangledown . \overrightarrow{D} = \rho_e \quad \text{Loi de Gauss électrique} \tag{III.3}$$

$$\bigtriangledown . \overrightarrow{B} = 0 \quad \text{Loi de Gauss magnétique} \tag{III.4}$$

Les fonctions vectorielles $\overrightarrow{E}$, $\overrightarrow{H}$, $\overrightarrow{D}$ et $\overrightarrow{B}$ décrivent respectivement le champ électrique, le champ magnétique, l'induction électrique et l'induction magnétique. Ces grandeurs sont liées à deux autres fonctions : la densité de charges, notée ρ_e et la densité de courant, notée $\overrightarrow{J}$. Pour symétriser les équations et traiter les problèmes de diffraction, deux termes, le courant magnétique $\overrightarrow{M}$ et la densité de charges magnétique ρ_m, sont introduits dans le système d'équations initial :

$$\nabla \times \overrightarrow{E} + \frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t} = -\overrightarrow{M} \tag{III.5}$$

$$\nabla \times \overrightarrow{H} - \frac{\partial \overrightarrow{D}}{\partial t} = \overrightarrow{J} \tag{III.6}$$

$$\nabla . \overrightarrow{D} = \rho_e \tag{III.7}$$

$$\nabla . \overrightarrow{B} = \rho_m \tag{III.8}$$

Pour le calcul du champ diffracté par un objet de dimensions finies, ces équations sont complétées par des conditions aux limites. La section suivante présente plusieurs méthodes proposées dans la littérature pour le calcul du champ diffracté par une cible (ou le calcul de la surface équivalente radar).

III.2.1.2 Les différentes méthodes de calcul du champ diffracté

Les méthodes exactes et numériques Le calcul du champ diffracté est possible par des méthodes exactes pour traiter certains cas particuliers comme celui d'une sphère parfaitement conductrice, d'un cylindre de révolution ou d'un demi-plan. Ces formes particulières ont servi de référence pour valider des résultats obtenus par des méthodes approchées. Les calculateurs performants d'aujourd'hui permettent aux méthodes numériques de remplacer ces méthodes exactes. Les méthodes numériques ont recourt à la

discrétisation des équations de Maxwell. La FDTD, par exemple, résout les équations dans le domaine temporel en utilisant un schéma particulier adapté à la résolution des équations aux dérivées partielles de premier ordre. C'est l'électromagnéticien Kane S. Yee qui, en 1966, propose pour la première fois cette méthode de calcul pour résoudre les problèmes d'électromagnétisme.

Les méthodes asymptotiques La résolution des équations de Maxwell est aussi possible en posant des hypothèses simplificatrices. Les méthodes asymptotiques effectuent des approximations lorsque la longueur d'onde devient très petite par rapport aux dimensions des obstacles. Des formulations plus simples du problème permettent alors de calculer numériquement le champ diffracté. A ces fréquences, le champ semble provenir d'un nombre limité de contributeurs locaux appelés *points brillants*. Ce principe de localité constitue la base des méthodes asymptotiques. L'approximation peut alors être faite soit sur le rayon (Optique Géométrique, Théorie Géométrique de la Diffraction, Théorie Uniforme de la Diffraction), soit sur le courant induit à la surface de l'obstacle comme dans le cas de l'Optique Physique.

L'Optique Géométrique [Plouhinec 2000] s'emploie pour des cibles dont les dimensions caractéristiques sont grandes devant la longueur d'onde. Son approximation repose sur le fait que l'énergie du radar se propage principalement le long de trajectoires spécifiques, qui sont appelées *rayons*. Ceux-ci sont gouvernés par le principe de Fermat[1]. Une telle méthode ne permet pas de traiter le cas des discontinuités et sa formulation initiale néglige les aspects de polarisation et de phase. Pour les introduire, Luneberg et Kline ont proposé un développement asymptotique du champ aux fréquences élevées. Keller étend cette méthode pour prendre en compte les arêtes, les pointes et les ondes rampantes en incluant le concept de rayon diffracté : cette technique, apparue en 1953, est appelée la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD). Elle a ensuite été complétée par la Théorie Uniforme de la Diffraction, introduite par Kouyoumjian et Pathak en 1974. Contrairement à la TGD, celle-ci assure la continuité du champ total au niveau des frontières optiques.

L'Optique Physique se classe également parmi les méthodes asymptotiques même si elle n'utilise pas les mêmes approximations. Elle repose sur trois hypothèses simplificatrices qui réduisent les intégrales de Chu-Stratton en une simple intégrale définie sur la surface diffractante, appelée intégrale de l'Optique Physique. Ces trois hypothèses sont les suivantes :

- La longueur d'onde est petite devant les dimensions caractéristiques de l'objet. Par conséquent les courants diminuent très rapidement sur la partie de la surface non directement illuminée par le champ incident. Ces courants sont approchés par zéro.
- Les rayons de courbures principaux de la surface de la cible sont très supérieurs à la longueur d'onde. On considère alors un phénomène local de réflexion sur un plan conducteur tangent à la surface. Le calcul du champ diffracté est exprimé par la loi de réflexion de Snell-Descartes.
- La distance d'observation est très grande devant les dimensions de la cible.

[1] Un rayon se propageant entre deux points a et b dans un milieu d'indice $n(s)$ est une trajectoire pour laquelle l'intégrale $\int_a^b n(s)ds$ présente un minimum

L'algorithme proposé pour nos simulations est basé sur cette dernière méthode. Sa limitation réside dans l'occultation des phénomènes d'onde rampante et des influences mutuelles entre les distributions de courant de deux points différents.

III.2.2 Algorithme de calcul du signal reçu basé sur l'Optique Physique

Le solveur électromagnétique, développé au laboratoire (IETR, groupe SPR), est basé sur le principe de l'Optique Physique. Son applicabilité doit s'étendre à des objets de dimensions non négligeables devant la distance d'observation[2]. Ceci est important puisque le problème à traiter concerne des cibles de taille non négligeable devant la distance d'observation. Cependant, cette condition est vraie localement puisque nous pouvons considérer la cible comme un ensemble de petites surfaces.

Finalement, le signal reçu est établi avec le calcul du champ diffracté par la cible (en mouvement) en tenant compte des caractéristiques de l'antenne. La surface de la cible est complètement décrite par un maillage triangulaire. Les facettes doivent être suffisamment petites pour autoriser quelques simplifications de calcul du champ diffracté local. Sur chaque facette, nous supposons que les courants induits ($\overrightarrow{J}$ et $\overrightarrow{M}$) ne dépendent que du champ électromagnétique incident ($\overrightarrow{E^i}$ et $\overrightarrow{H^i}$). A partir de ces courants, nous déduisons le champ diffracté par la facette, calculé au centre de phase de l'antenne de réception. Pour introduire le phénomène d'interaction entre les facettes, l'algorithme est mené de façon récursive : chaque facette éclairée par la source initiale (antenne à l'émission) est considérée comme une source de rayonnement par les autres facettes. De plus, chaque facette vue par cette première facette devient source à son tour et ce, jusqu'à la profondeur (rang k) d'interaction choisie. Le champ total rétrodiffusé par la cible est la somme vectorielle des contributions de chaque facette et de chaque niveau d'interaction. Le solveur doit encore répondre à nos besoin de simulation : déplacement de la cible en mouvement, polarisation circulaire de l'onde et modélisation de l'effet de sol.

III.2.3 Calcul des courants induits sur une facette

Les courants induits sur la surface de la facette sont évalués à partir d'expressions issues de l'Optique Physique appliquées à des corps imparfaitement conducteurs satisfaisant la condition d'impédance de surface. Pour décrire la réflexion locale sur la facette, nous définissons deux bases locales (voir Figure III.1) : $(\hat{e_\perp}, \hat{s_i}, \hat{e_\parallel})$ et $(\hat{n}, \hat{e_\perp}, \hat{n_\parallel})$ qui partagent le même vecteur unitaire $\hat{e_\perp}$. A partir du champ rayonné par la surface éclairée (à l'interface entre deux milieux [Kong 1986]) nous pouvons exprimer les composantes locales parallèle et perpendiculaire du champ magnétique total en un point P de la surface (défini par le vecteur $\overrightarrow{r'}$ [3]), et en choisissant l'origine des temps au point source S (situé

[2]Le terme de phase de l'intégrale de l'Optique Physique est calculé sans l'hypothèse de la phase stationnaire qui utilise l'approximation de champ lointain.

[3]Pour simplifier l'écriture, nous convenons de désigner les points par les vecteurs qui définissent leurs positions dans un repère quelconque (abus de langage).

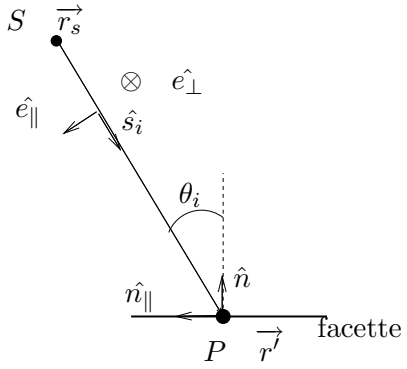


Fig. III.1 – Définition des bases locales

en $\overrightarrow{r_s}$), par l'expression suivante :

$$\hat{n} \times \overrightarrow{H}(\overrightarrow{r_o}) = \frac{1}{\eta_0}\left(-(\overrightarrow{E^i}.\hat{e_\perp}).(\hat{n}.\hat{s_i}).\hat{e_\perp}(1-R_\perp) + (\overrightarrow{E^i}.\hat{e_\parallel}).(\hat{n}\times\hat{e_\perp}).(1+R_\parallel)\right). \\ e^{-\jmath k\hat{s_i}.(\overrightarrow{r'}-\overrightarrow{r_s})} \quad \text{(III.9)}$$

où $\eta_0 = 120\pi$ est l'impédance du vide, les coefficients $R_\perp$ et $R_\parallel$ sont des coefficients de réflexion de Fresnel et k est le nombre d'onde. En considérant l'impédance de surface relative η_s :

$$\eta_s = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

où μ_r est la perméabilité relative du milieu[4] et ϵ_r sa permittivité, les coefficients de Fresnel s'écrivent :

$$R_\perp = \frac{\eta_s\cos\theta_i - \sqrt{1-\eta_s^2\sin^2\theta_i}}{\eta_s\cos\theta_i + \sqrt{1-\eta_s^2\sin^2\theta_i}} \quad \text{(III.10)}$$

$$R_\parallel = \frac{\cos\theta_i - \eta_s\sqrt{1-\eta_s^2\sin^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \eta_s\sqrt{1-\eta_s^2\sin^2\theta_i}} \quad \text{(III.11)}$$

où θ_i est l'angle d'incidence du champ électromagnétique. En supposant η_s très inférieur à l'unité (proche d'un conducteur), ces deux expressions se simplifient :

$$R_\perp \approx \frac{\eta_s\cos\theta_i - 1}{\eta_s\cos\theta_i + 1} \quad \text{(III.12)}$$

$$R_\parallel \approx \frac{\cos\theta_i - \eta_s}{\cos\theta_i + \eta_s} \quad \text{(III.13)}$$

[4]Dans notre cas, on approche $\mu_r \approx 1$ pour un matériau très conducteur

En notant que l'expression (III.9) est la relation établissant le courant électrique de surface ($\overrightarrow{J} = \hat{n} \times \overrightarrow{H}$), on a :

$$\overrightarrow{J} = \frac{2\cos\theta_i}{\eta_0}\left((\overrightarrow{E^i}.\hat{e_\perp}).\hat{e_\perp}.R'_\perp + (\overrightarrow{E^i}.\hat{e_\parallel}).\hat{n_\parallel}.R'_\parallel\right).e^{-\jmath k\hat{s_i}.(\overrightarrow{r'}-\overrightarrow{r_s})} \tag{III.14}$$

avec $\hat{n}.\hat{s_i} = -\cos\theta_i$ et en posant :

$$R'_\perp = \frac{1-R_\perp}{2} \tag{III.15}$$

$$R'_\parallel = \frac{1+R_\parallel}{2\cos\theta_i} \tag{III.16}$$

Dans le cas d'une réflexion spéculaire, l'angle d'incidence est nul et l'expression (III.14) se simplifie :

$$\overrightarrow{J} = \frac{2}{\eta_0(1+\eta_s)}\overrightarrow{E^i}.e^{-\jmath k\hat{s_i}.(\overrightarrow{r'}-\overrightarrow{r_s})} \tag{III.17}$$

Léontovitch [Senior 1960] a introduit une condition aux limites reliant les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique par une impédance de surface. Cette condition est valable pour une onde en espace libre arrivant sur un milieu d'indice de réfraction très supérieur à l'unité et pour un rayon de courbure de l'interface grand devant la profondeur de pénétration. Elle est donnée par les deux formules suivantes :

$$\begin{cases} \overrightarrow{E^i} - \hat{n}.(\hat{n}.\overrightarrow{E^i}) & = \eta_s\eta_0(\hat{n} \times \overrightarrow{H^i}) \\ \overrightarrow{H^i} - \hat{n}.(\hat{n}.\overrightarrow{H^i}) & = -\frac{1}{\eta_s\eta_0}(\hat{n} \times \overrightarrow{E^i}) \end{cases} \tag{III.18}$$

De plus, le courant de surface magnétique pouvant s'énoncer avec :

$$\overrightarrow{M} = -\hat{n} \times \overrightarrow{E^i} \tag{III.19}$$

nous pouvons relier le courant électrique à la surface au courant magnétique :

$$\overrightarrow{M} = -\eta_0\eta_s\left(\hat{n} \times \overrightarrow{J}\right) \tag{III.20}$$

Ces sources de courant $\overrightarrow{J}$ et $\overrightarrow{M}$ génèrent un champ diffracté qui, calculé au centre de phase de l'antenne, est vu comme une contribution du champ total mais qui peut également être vu comme un champ incident par toutes les autres facettes, sous réserve de visibilité. Le test de visibilité est réalisé via un test sur le signe du produit scalaire entre le vecteur incident $\hat{s_i}$ et la normale $\hat{n}$, auquel on peut ajouter un test d'occultation.

III.2.4 Calcul du champ diffracté par une facette

Nous considérons tous les points $\overrightarrow{r'}$ situés sur la facette et nous définissons un vecteur unitaire $\hat{s_r}$ du point $\overrightarrow{r'}$ vers le point d'observation, $\overrightarrow{r_o}$. La distance entre ces deux points est r. L'expression du champ diffracté par la facette j à partir des courants de surface $\overrightarrow{J}$

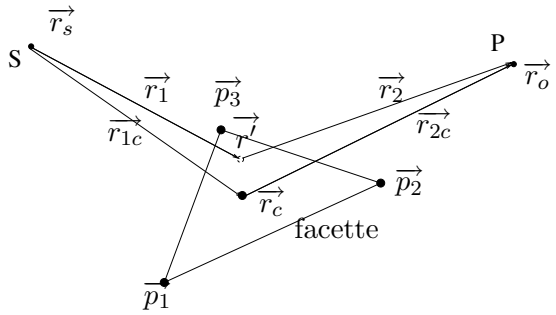


Fig. III.2 – Conventions pour décrire les vecteurs incidents et réfléchis sur la facette

et $\overrightarrow{M}$, peut s'écrire (Annexe E) :

$$\begin{aligned}\overrightarrow{E_j^d} &= \frac{\jmath\omega\mu}{4\pi}\int\int_{T_j}\left(\left(1+\frac{3}{\jmath kr}-\frac{3}{k^2r^2}\right)(\overrightarrow{J}.\hat{s_r}).\hat{s_r}-\right.\\ &\left.\left(1+\frac{1}{\jmath kr}-\frac{1}{k^2r^2}\right)\overrightarrow{J}-\frac{\jmath k+\frac{1}{r}}{\jmath\omega\mu}\overrightarrow{M}\times\hat{s_r}\right)\frac{\exp(-\jmath k\hat{s_r}.(\overrightarrow{r_o}-\overrightarrow{r'})}{r}d\overrightarrow{r'}\end{aligned} \quad \text{(III.21)}$$

Dans cette expression, le champ diffracté est obtenu par intégration sur toute la surface T_j de la facette, c'est-à-dire pour tous les points $\overrightarrow{r'}$ situés sur la facette. Comme la facette est supposée de dimensions petites par rapport à la distance antenne-facette, nous pouvons considérer la distance r constante et égale à la distance R_2 entre l'antenne réceptrice et le centre de gravité de la facette. Par conséquent, nous pouvons extraire de l'intégrale le terme d'amplitude lentement variable.

Toutefois il reste à calculer le terme de phase pour lequel toute simplification devient délicate. L'intégrale restante, appelée intégrale de l'optique physique, contient un terme de phase venant des sources $\overrightarrow{J}$ et $\overrightarrow{M}$ à la surface (relation (III.14) et le terme exponentiel de la fonction de Green (dernier terme de l'intégrale de l'équation (III.21)). En posant $\overrightarrow{r_1} = \overrightarrow{r'} - \overrightarrow{r_s}$ et $\overrightarrow{r_2} = \overrightarrow{r_o} - \overrightarrow{r'}$, on a :

$$I = \int\int_{T_j} e^{-\jmath k\hat{s_i}.\overrightarrow{r_1}}e^{-\jmath k\hat{s_r}.\overrightarrow{r_2}}ds \quad \text{(III.22)}$$

La Figure III.2 illustre les conventions adoptées pour décrire la scène avec $\overrightarrow{r_1}$ reliant la source au point d'intégration et $\overrightarrow{r_2}$ le point d'intégration au point d'observation. Pour $\overrightarrow{r'}$ pris au centre de gravité $\overrightarrow{r_c}$, ces deux vecteurs sont notés respectivement $\overrightarrow{r_{1c}}$ et $\overrightarrow{r_{2c}}$. Avec $\overrightarrow{r_{1c}} = \overrightarrow{r_c} - \overrightarrow{r_s}$ et $\overrightarrow{r_{2c}} = \overrightarrow{r_o} - \overrightarrow{r_c}$, l'expression (III.22) devient :

$$I = e^{-\jmath k(\hat{s_i}.\overrightarrow{r_{1c}}+\hat{s_r}.\overrightarrow{r_{2c}})}e^{\jmath k(\hat{s_i}-\hat{s_r}).\overrightarrow{r_c}}\int\int_{T_j} e^{-\jmath k(\hat{s_i}-\hat{s_r}).\overrightarrow{r'}}ds \quad \text{(III.23)}$$

Nous approchons les vecteurs unitaires $\hat{s_i}$ et $\hat{s_r}$ associés à $\overrightarrow{r'}$ par les deux vecteurs unitaires $\hat{s_{i_c}}$ et $\hat{s_{r_c}}$ donnant la direction respectivement du point source S au centre de gravité de la facette et du centre de gravité de la facette au point d'observation P. Par conséquent, les

produits scalaires dans le premier terme précédent l'intégrale sont égaux respectivement aux distances reliant la source au centre de gravité de la facette (R_1) d'une part et le centre de gravité au point d'observation d'autre part (R_2). Il reste alors à évaluer l'intégrale notée I' :

$$I' = \int\int_{T_j} e^{-\jmath \overrightarrow{v}.\overrightarrow{r'}} ds \tag{III.24}$$

où $\overrightarrow{v} = \overrightarrow{s_{i_c}} - \overrightarrow{s_{r_c}}$. Or, le vecteur $\overrightarrow{r'}$ peut s'exprimer comme une combinaison paramétrique des sommets du triangle T_j :

$$\overrightarrow{r'} = \xi\overrightarrow{p_1} + \eta\overrightarrow{p_2} + (1-\xi-\eta)\overrightarrow{p_3} \tag{III.25}$$

avec η pris entre 0 et 1 et ξ entre 0 et $(1-\eta)$. L'intégrale s'écrit alors :

$$I' = 2A\int_0^1 \int_0^{1-\eta} e^{-\jmath(\xi(\overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_1})+\eta(\overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_2})+(1-\xi-\eta)(\overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_3}))} d\xi d\eta \tag{III.26}$$

où A est l'aire de la facette. En posant :

$$\begin{cases} a = & \overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_1} - \overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_3} \\ b = & \overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_2} - \overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_3} \\ c = & \overrightarrow{v}.\overrightarrow{p_3} \end{cases}$$

Les solutions de l'intégrale sont les suivantes :

$$I' = \begin{cases} \frac{e^{-\jmath c}}{2} & \text{si } a = b = 0 \\ \frac{e^{-\jmath c}}{b}\left[\frac{1-e^{-\jmath b}}{b} - \jmath\right] & \text{si } a = 0 \text{ et } b \neq 0 \\ \frac{e^{-\jmath c}}{a}\left[\frac{1-e^{-\jmath a}}{a} - \jmath\right] & \text{si } a \neq 0 \text{ et } b = 0 \\ \frac{e^{-\jmath c}}{a}\left[\frac{e^{-\jmath a(1+\jmath a)}-1}{a}\right] & \text{si } a = b \neq 0 \\ \frac{e^{-\jmath c}}{a}\left[\frac{e^{-\jmath b}-e^{-\jmath a}}{a-b} - \frac{1-e^{-\jmath b}}{b}\right] & \text{si } a \neq b \neq 0 \end{cases} \tag{III.27}$$

Il est important de noter que le développement de cette intégrale permet de calculer exactement le terme de phase de l'intégrale I sans passer par la simplification de la phase stationnaire. Le calcul du terme de phase ne requiert pas l'approximation champ lointain. La seule contrainte, pour pouvoir extraire de l'intégrale initiale (III.21) les termes lentement variables, concerne les dimensions de la facette (petites devant la distance radar-facette (onde localement plane)).

III.2.5 Modélisation de la cible en mouvement

Puisque l'Optique Physique s'appuie sur la notion de localité, les différents éléments de surface constituant la cible sont divisés en un ensemble de facettes. Pour simplifier les calculs (voir section précédente), toutes ces facettes sont choisies de forme triangulaire. Dans notre cas, seule la carrosserie (que nous supposons être la partie du véhicule pré-

pondérante pour le calcul du champ diffracté) est modélisée. Elle est décrite par plusieurs plaques métalliques définies comme des surfaces de bézier et chacune d'elles est ensuite divisée en triangles. Un modèle de véhicule est présenté sur la Figure III.3.

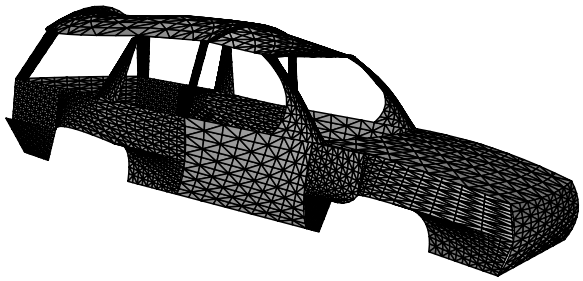


Fig. III.3 – Modèle de véhicule décrit par un ensemble de facettes métalliques

Nous cherchons à calculer le champ global reçu par l'antenne pour différentes positions de cible par rapport à l'antenne. L'algorithme que nous avons développé permet d'évaluer numériquement ce champ diffracté pour n'importe quelle position de l'antenne par rapport à un repère lié à la cible et pour n'importe quelle fréquence. Pour simuler le signal (c'est-à-dire la tension en sortie d'antenne) provenant d'un véhicule en mouvement à une vitesse constante le long de l'axe Ox (vers les x positifs), nous évaluons donc le champ pour une antenne située à différentes positions régulièrement espacées sur l'axe Ox évoluant dans la direction opposée (vers les x négatifs). Pour rester dans la configuration du système existant, une seule fréquence $f_c = 5.8$ GHz est considérée.

III.2.6 Modélisation de l'antenne à polarisation circulaire

III.2.6.1 A l'émission

L'antenne du système de télépéage que nous étudions est à polarisation circulaire. Le champ incident provenant de l'antenne est calculé en fonction de la connaissance de son diagramme de rayonnement. Or, le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission est simulé dans les deux plans E ($\phi = 0°$) et H ($\phi = 90°$). Afin d'avoir une description analytique simple du diagramme de rayonnement dans ces deux plans (et ainsi diminuer le temps de calcul), nous convenons d'utiliser une somme de fonctions gaussiennes (Figure III.4) respectant la largeur des lobes et leurs amplitudes ($C_E(\theta)$ et $C_H(\theta)$).

La définition de la polarisation d'une antenne dans une direction donnée est la polarisation de l'onde émise dans cette même direction pour l'antenne utilisée en émission.

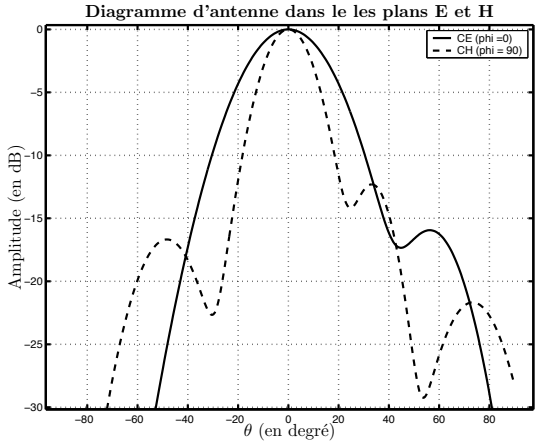


Fig. III.4 – Diagramme d'antenne modélisé dans les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$

Pour connaître totalement la polarisation d'une antenne, il faut l'observer dans toutes les directions. De façon générale, la polarisation d'une onde est donnée par le mouvement de l'extrémité du vecteur champ électrique en un point donné en fonction du temps. Toute polarisation peut être décomposée en une composante verticale et une composante horizontale $\left(E_{\parallel}(t,r) \text{ et } E_{\perp}(t,r)\right)$ [Stuzman 1993]. Le champ est décrit dans une base locale propre à la direction de propagation $B = \left(\hat{s}, \hat{e_{\parallel}}, \hat{e_{\perp}}\right)$, où le vecteur $\hat{s}$ désigne l'axe de propagation de l'onde et r, la position du champ $\overrightarrow{E}$ sur cet axe. Le champ $\overrightarrow{E}$ dans cette base n'a pas de composante suivant $\hat{s}$ selon l'hypothèse champ lointain. Ceci justifie le fait que seulement deux composantes $E_{\parallel}(r)$ et $E_{\perp}(r)$ suffisent pour décrire le champ électrique dans la base B. La polarisation est dite linéaire si les deux composantes, $E_{\parallel}(r)$ et $E_{\perp}(r)$, sont en phase. En cas de retard de phase δ entre les deux composantes, la polarisation obtenue est dite elliptique et décrit n'importe quelle polarisation : l'extrémité du vecteur $\overrightarrow{E(t,r)}$ trace une ellipse. La polarisation circulaire est un cas particulier où le déphasage est égal à $\pm\frac{\pi}{2}$ et les amplitudes des deux composantes sont égales. Typiquement, si une antenne présente une polarisation circulaire dans la direction où elle rayonne le maximum de puissance, dans les autres directions, elle présente une polarisation elliptique. Le champ électrique provenant d'une antenne dans une direction donnée est donc décomposé en deux composantes orthogonales entres elles et orthogonales à la direction de propagation :

$$\begin{cases} E_{\parallel}(t,r) & = E_1 \exp(\jmath\omega t)\exp(-\jmath kr) \\ E_{\perp}(t,r) & = E_2 \exp(\jmath\omega t)\exp(-\jmath kr + \delta) \end{cases} \tag{III.28}$$

$$\overrightarrow{E}(t,r) = \hat{e_{\parallel}} E_{\parallel}(t,r) + \hat{e_{\perp}} E_{\perp}(t,r) \tag{III.29}$$

Pour une polarisation circulaire, l'expression se simplifie avec : $E_1 = E_2$ et $\delta = \pm\frac{\pi}{2}$. Les propriétés de phase et de polarisation d'une antenne sont complètement décrites par un vecteur complexe de la forme $h.\hat{e}_a$, où h est la *longueur effective* de l'antenne et $\hat{e}_a$ le vecteur de polarisation de l'antenne.

Selon [Lo 1988] et en utilisant les diagrammes d'antenne exprimés dans les deux plans E et H, ce vecteur complexe peut être approché dans le cas d'une polarisation circulaire gauche par :

$$h.\hat{e}_a = e^{j\phi}\left(C_E(\theta).\hat{\theta} + jC_H(\theta).\hat{\phi}\right) \tag{III.30}$$

et dans le cas d'une polarisation circulaire droite par :

$$h.\hat{e}_a = e^{-j\phi}\left(C_E(\theta).\hat{\theta} - jC_H(\theta).\hat{\phi}\right) \tag{III.31}$$

Les vecteurs $\hat{\theta}$ et $\hat{\phi}$ sont exprimés dans un repère local à l'antenne construit à partir d'une direction verticale, de la direction de visée et d'un éventuel angle de rotation autour de cette visée (Figure III.5). Le champ électrique incident à polarisation circulaire gauche

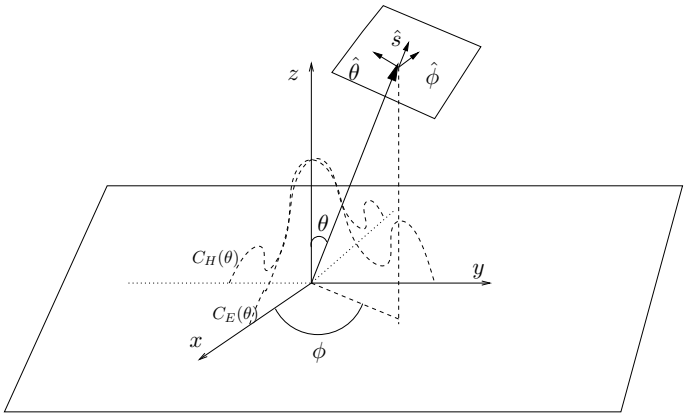


Fig. III.5 – repère lié à l'antenne

(équation. III.32) ou droite (équation. III.33) dans la direction (θ, ϕ) et à la position $\overrightarrow{r}$ est alors approché par l'expression suivante pour une polarisation circulaire gauche :

$$\overrightarrow{E^i_{CG}}(\overrightarrow{r}) = A_0 e^{j\phi}\left(\hat{\theta}C_E(\theta) + \hat{\phi}jC_H(\theta)\right)\sqrt{Z}\frac{e^{-\jmath k\hat{s}_i.\overrightarrow{r}}}{r} \tag{III.32}$$

et pour une polarisation circulaire droite :

$$\overrightarrow{E^i_{CD}}(\overrightarrow{r}) = A_0 e^{-j\phi}\left(\hat{\theta}C_E(\theta) - \hat{\phi}jC_H(\theta)\right)\sqrt{Z}\frac{e^{-\jmath k\hat{s}_i.\overrightarrow{r}}}{r} \tag{III.33}$$

Dans ces expressions (III.32) et (III.33), Z est l'impédance de l'antenne et A_0 est une constante à valeur complexe.

III.2.6.2 A la Réception

Le signal que nous cherchons à évaluer est la tension de sortie de l'antenne associée à une scène radar (mobile). La tension en sortie de l'antenne s'obtient par une projection du champ diffracté calculé au centre de phase de l'antenne sur le vecteur complexe $h.\hat{e}^*_a$

[Stuzman 1993]. Soit $\overrightarrow{E^d}$ le champ total diffusé, calculé au centre de l'antenne, cette tension s'exprime avec :

$$V = \overrightarrow{E^d}.h.\hat{e}_a^* \tag{III.34}$$

En combinant (III.34) avec (III.30) ou (III.31), nous évaluons la tension complexe en sortie d'une antenne à polarisation circulaire (gauche ou droite), dont le gain est décrit dans les deux plans E et H (C_E et C_H) pour une onde électromagnétique incidente dont le champ électrique est $\overrightarrow{E^d}$.

III.2.7 Modélisation du sol par l'optique géométrique

Afin de rendre la modélisation la plus complète possible, nous prenons en compte l'effet du sol introduisant des trajets indirects entre l'antenne et chaque facette par réflexion. Pour modéliser le sol, il n'est pas envisageable d'utiliser un maillage pour en déduire les courants de surface comme dans le cas du véhicule.

L'idée est donc d'appliquer une méthode d'optique géométrique, basée sur le principe de l'antenne image. L'antenne image a les même caractéristiques que l'antenne réelle mais sa position par rapport à cette dernière est symétrique par rapport au sol. Pour chaque

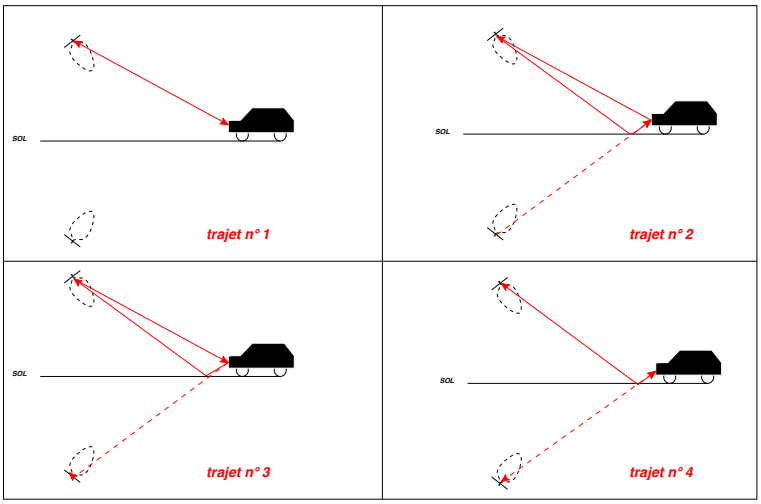


Fig. III.6 – Les quatre trajets considérés

facette, quatre trajets (Figure III.6) sont alors envisageables à condition qu'il n'y ait pas de problème de masquage (le rayon ne doit pas rencontrer d'obstacle) :

trajet n°1 : L'onde est émise par l'antenne réelle. Elle interagit avec la facette et crée un champ diffusé reçu par la même antenne (double trajet direct).

trajet n°2 : L'onde est émise par l'antenne image et, après interaction avec la facette, reçue par l'antenne réelle.

trajet n°3 : L'onde est émise par l'antenne réelle et, après interaction avec la facette, reçue par la source image.

trajet n°4 : L'onde est émise par la source image et, après interaction avec la facette, reçue par la source image.

Les champs calculés pour chaque trajet sont ensuite sommés vectoriellement pour obtenir le champ global.

Pour chaque demi-trajet qui fait intervenir la source image, un coefficient de réflexion est appliqué au champ (incident ou diffusé), pour traduire la pondération et le déphasage apportés par l'interaction de l'onde avec le sol. Les propriétés de réflexion du sol sont complètement décrites par sa permittivité complexe ϵ'_r :

$$\epsilon'_r = \epsilon_r - j60\sigma\lambda \tag{III.35}$$

ϵ_r est la permittivité relative du sol et σ sa conductivité. Ces deux grandeurs peuvent être déterminées à partir de tables. Elles dépendent principalement du degré d'humidité du sol mais aussi de la fréquence du signal. Dans notre cas, la fréquence est de 5.8 GHz et pour un sol normal, la littérature [Freeman] donne approximativement les valeurs suivantes : $\epsilon_r = 12$ et $\sigma = 0.6$.

Considérons alors (Figure III.7) un point source S en $\overrightarrow{r_s}$ qui émet une onde électromagnétique. Cette onde arrive en P (en $\overrightarrow{r_o}$) après réflexion sur le sol. L'expression du champ en P est donnée en fonction des coefficients de réflexion $R_\parallel$ et $R_\perp$ par :

$$\begin{bmatrix} E_\parallel(\overrightarrow{r_o}) \\ E_\perp(\overrightarrow{r_o}) \end{bmatrix}_{B^r} = \begin{bmatrix} R_\parallel & 0 \\ 0 & R_\perp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\parallel(\overrightarrow{r_s}) \\ E_\perp(\overrightarrow{r_s}) \end{bmatrix}_{B^i} e^{-jkr} \tag{III.36}$$

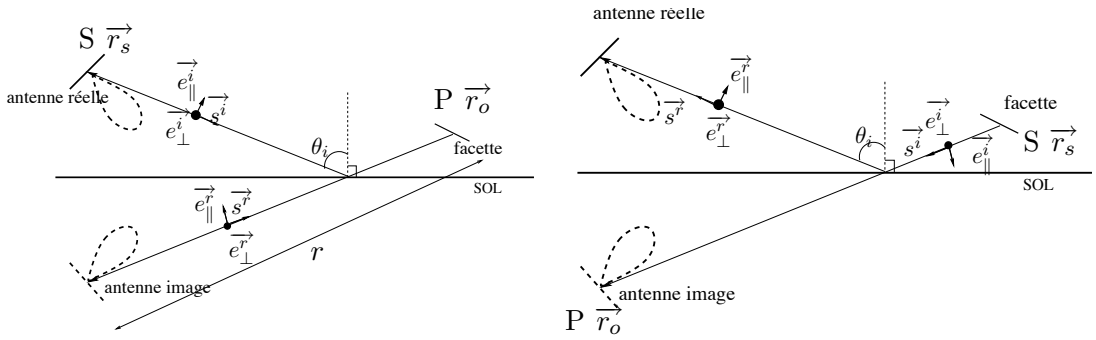
r est la distance parcourue par l'onde entre le point S et le point P. Il faut noter que dans l'équation (III.36) chacun des champs, incident et reçu, est exprimé dans sa base locale (B^i et B^r) et non dans un repère global. Ceci implique donc des changements de bases puisque les champs incidents sont connus dans un repère global.

Les coefficients de Fresnel (relation III.11) peuvent être évalués à partir de la permittivité relative du sol ϵ'_r :

$$R_\parallel = \frac{\epsilon'_r \cos\theta_i - \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}}{\epsilon'_r \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}} \tag{III.37}$$

$$R_\perp = \frac{\cos\theta_i - \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}} \tag{III.38}$$

Pour chaque demi-trajet antenne-facette avec réflexion au sol, le champ est calculé comme s'il venait de la source image mais ses composantes sont évaluées dans la base locale incidente, liée à l'antenne réelle (Figure III.7(a)). Celles-ci sont ensuite multipliées par la matrice de réflexion pour obtenir le champ réfléchi (relation (III.36)), exprimé dans sa base locale. De même, pour chaque demi-trajet facette-antenne, le champ réfléchi est évalué dans la base locale réfléchie, liée à l'antenne réelle (Figure III.7(b)). Un changement



(a) demi-trajet antenne-facette

(b) demi-trajet facette-antenne

Fig. III.7 – Description des bases locales pour le calcul du champ réfléchi

de repère permet de l'exprimer dans la base globale. Cette prise en compte de l'effet de la réflexion sur le sol est validée dans la section suivante pour l'exemple de la sphère.

Ainsi, notre solveur électromagnétique basé sur l'Optique Physique et enrichi de la description polarimétrique de l'onde émise et de la réflexion sur le sol nous permet de réaliser des simulations réalistes de signaux rétrodiffusés par un véhicule circulant sous une balise radar.

III.3 Résultats par simulation électromagnétique

Le simulateur décrit précédemment est ici mis en oeuvre pour simuler une scène radar et ainsi tester le traitement d'imagerie présenté dans le chapitre II. Nous utilisons tout d'abord des cibles classiques pour vérifier la validité du simulateur, d'une part, et l'hypothèse ■points brillants■ d'autre part. Ensuite, nous étudions, à partir de cibles plus complexes, la configuration (géométrique et système) optimale pour la meilleure qualité d'image radar, puis l'influence des erreurs d'estimation des paramètres utiles à la construction des signaux de référence. Nous en déduisons notamment les performances requises pour l'estimateur de vitesse et nous les comparons à celles obtenues.

III.3.1 Images d'objets de référence

Pour ces premières simulations, la scène adoptée est celle correspondant à la configuration dite *classique* du système de télépéage actuel, à savoir une position en hauteur de l'antenne à 5 m du sol et un angle d'élévation de celle-ci de 30°. Nous utilisons les caractéristiques simulées de l'antenne (polarisation et diagramme).

III.3.1.1 La sphère

Dans un premier temps, l'algorithme décrit dans la section précédente est utilisé pour simuler un signal provenant d'une sphère en mouvement le long de la trajectoire Ox. La sphère est considérée comme un objet de référence pour sa signature radar particulière : elle rayonne exactement de la même façon dans toutes les directions. Elle est modélisée par un ensemble de facettes comme l'illustre la Figure III.8. Dans ce cas précis, la réflexion sur le sol n'est pas prise en compte puisque nous cherchons seulement à représenter la réponse de la sphère pour réaliser son image radar.

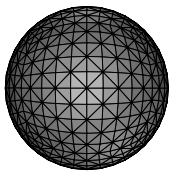


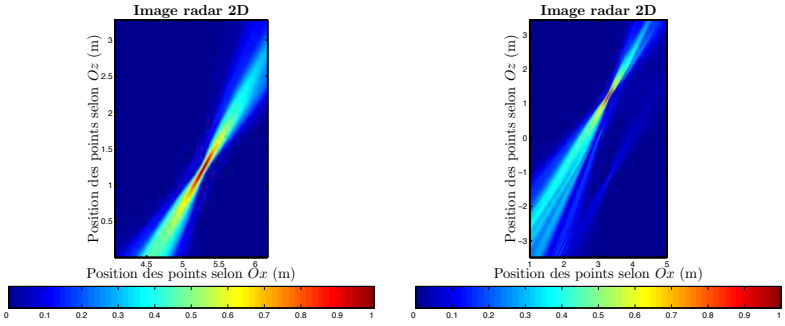
Fig. III.8 – Modèle de la sphère par des facettes triangulaires

La cible de diamètre 30 cm est placée à 1.2 m du sol et parcourt une distance de $2L =$ 18 m à la vitesse de $V = 45$ km.h^{-1}. Elle circule sous un radar placé à 5 m du sol et incliné à $\alpha_e = 30°$. Le nombre de points acquis est $Nb_{azim} = 2048$. Ce nombre de points d'acquisition correspond à une fréquence d'échantillonnage f_e égale à : $f_e = \frac{V(Nb_{azim}-1)}{2L} \approx$ 1.4 kHz. La fréquence d'échantillonnage est suffisante au regard de la fréquence Doppler maximale $f_{Doppler_{max}}$ pour cette configuration : $f_{Doppler_{max}} = \frac{2V}{\lambda_c} \approx 480$ Hz. L'image radar obtenue par notre traitement est présentée sur la Figure III.9(a).

Cet exemple permet de valider le simulateur électromagnétique utilisé. En effet, l'image de la sphère correspond à notre attente : une focalisation en un point sur l'image, correspondant à la position de la cible en $t = 0$. L'image obtenue est semblable à celles que nous obtenions pour la simulation d'un unique point en utilisant le modèle de points brillants (Figure II.13(b)). Nous présentons également sur la Figure III.9(b) l'image obtenue pour cette même sphère mais en ajoutant la contribution du sol. L'image est réalisée pour des hauteurs négatives (nous supposons qu'il puisse exister des points brillants sous le niveau du sol). Comme nous pouvions l'attendre, un second point brillant apparaît sur cette image, symétrique par rapport au sol (axe Ox) du point correspondant à la sphère mais avec une amplitude nettement plus faible.

III.3.1.2 L'arête

Dans le modèle de points brillants, nous supposons que les principales contributions d'un véhicule en mouvement sont les arêtes et que leur réponse est assimilable à celle

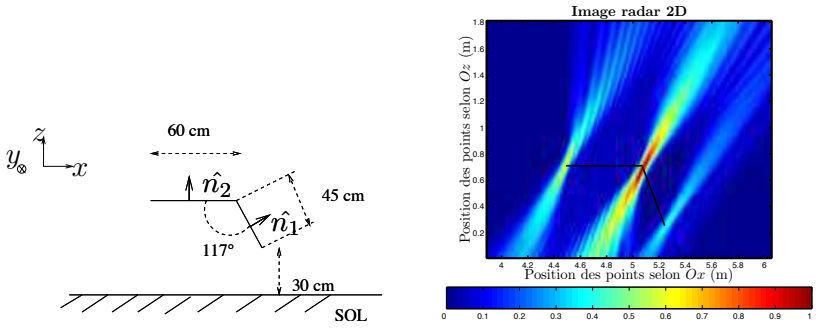


(a) Image radar de la sphère

(b) Image radar de la sphère avec contribution du sol

Fig. III.9 – Image radar d'une sphère à partir d'un signal simulé par une méthode basée sur l'optique physique

d'un point brillant. Pour améliorer la modélisation, nous considérons donc une arête formée par deux plaques métalliques[5]. La cible est située à 30 cm du sol (Figure III.10(a)). L'image obtenue par notre traitement est présentée sur la Figure III.10(b). Trois points sont visibles sur celle-ci : un point prépondérant marquant l'arête et deux autres d'amplitudes plus faibles correspondant aux extrémités des plaques. En reliant ces points, nous retrouvons le profil de la cible. Le point de focalisation sur l'image correspondant à l'arête est assimilable à celui d'une sphère ou d'un point brillant : l'image obtenue ressemble beaucoup au type d'images réalisées dans la section II.4.3. Cet exemple nous



(a) Modèle géométrique de l'arête utilisée

(b) Image radar de l'arête

Fig. III.10 – Image radar d'une arête à partir d'un signal simulé par une méthode basée sur l'optique physique

[5]Il faut noter que pour cet exemple, seules les faces extérieures des deux plaques sont choisies comme étant réfléchissantes (ceci est indiqué par les normales sortantes notées $\hat{n_1}$ et $\hat{n_2}$ sur la Figure III.10(a))

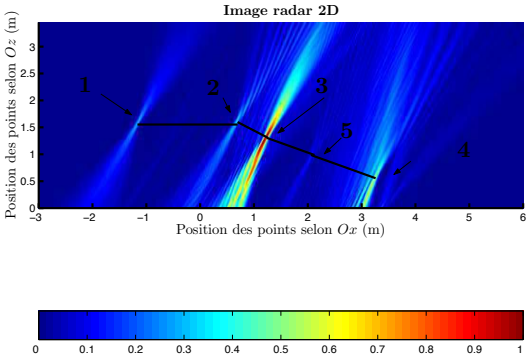


Fig. III.11 – Image radar de la voiture de tourisme à partir d'un signal simulé

permet de valider notre hypothèse initiale concernant la modélisation des cibles par des points brillants.

III.3.2 Images radar de véhicules

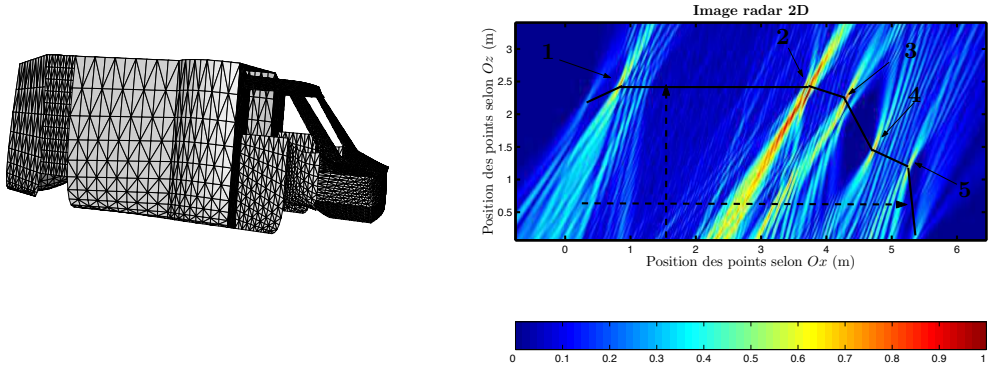
Nous appliquons maintenant notre traitement à des cibles plus complexes et ressemblant davantage à des cibles réelles.

La première cible est présentée sur la Figure III.3. Son modèle est réalisé à partir des caractéristiques d'une voiture de type *ford escort break*. Sa hauteur est globalement de 1.5 m et sa longueur de 4.7 m. Sur l'image radar (Figure III.11) apparaissent plusieurs points de focalisation assimilables à ceux issus du modèle de points brillants. Nous pouvons les interpréter comme étant les principales arêtes du véhicule. Nous discernons alors, le toit à l'arrière (**1**) et à l'avant (**2**), une portion du pare-brise (**3**), le nez de la voiture (**4**) et un dernier point qui semble correspondre à la jonction entre le pare-brise et le nez de la voiture (**5**). Cependant, d'autres phénomènes apparaissent sur l'image, difficilement assimilables à une focalisation type point brillant (nez de la voiture). L'image nous permet néanmoins de retrouver approximativement la hauteur de la voiture, ainsi que sa longueur. Ici, en reliant les points de focalisation, le gabarit qui se dessine est légèrement différent de celui du modèle mais il conserve les dimensions extrémales de celui-ci.

Un autre exemple de cible est utilisé pour ces simulations électromagnétiques. Le modèle est réalisé à partir des caractéristiques d'une camionnette de type *Renault Master* (Figure III.12(a)). Ce camion présente une hauteur de 2.4 m et une longueur de 5.0 m. Le traitement d'imagerie est alors appliqué au signal ainsi simulé, l'image obtenue est présentée sur la Figure III.12(b).

Comme pour l'exemple précédent, nous retrouvons sur l'image les principales zones diffractantes du véhicule :

- point **1** : arrière du toit
- point **2** : avant du toit



(a) Modèle de camion utilisé pour les simulations

(b) Image radar 2D du camion à partir d'un signal simulé

Fig. III.12 – Image radar d'un camion par simulation électromagnétique

- point **3** : haut du pare-brise
- point **4** : bas du pare-brise
- point **5** : nez du véhicule

Toutefois, nous notons que certaines zones (point **2**), focalisent de façon moins nette que les autres. En fait, le modèle utilisé présente dans cette zone, deux arêtes proches l'une de l'autre : un angle obtus et un angle aigu. La proximité de ces points explique l'effet un peu diffus déjà constaté sur l'image de la Figure II.15(b) obtenue pour deux points proches l'un de l'autre et lié à la résolution en azimut. Cependant, le gabarit dessiné en reliant les principaux points de focalisation, donne une représentation assez proche du profil du véhicule.

III.3.3 Étude qualitative de l'influence des paramètres

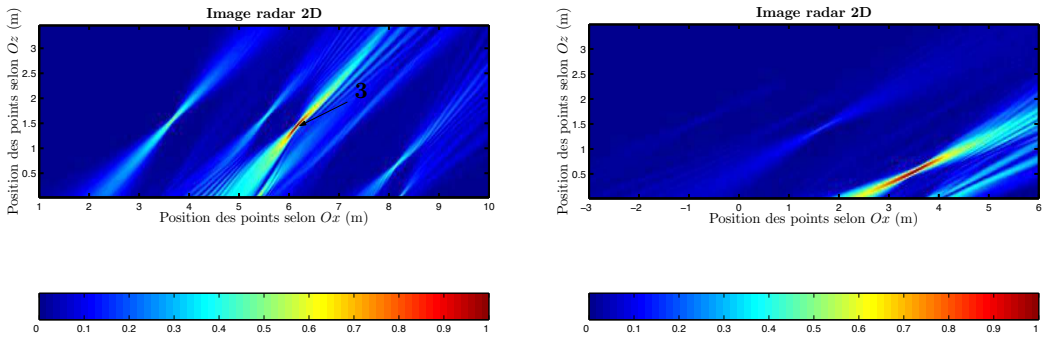
Pour ces nouvelles simulations, les caractéristiques de la scène sont inchangées mais il est possible de modifier la configuration sans altérer les fonctions initiales (détection de badge[6] et communication avec celui-ci) du système. En effet des résultats précédents nous indiquent que selon les configurations de la scène radar, la qualité de l'image (résolution en azimut et inclinaison des traces de non-focalisation) peut être améliorée. Par exemple, l'angle d'élévation de l'antenne influe sur l'inclinaison des traces associées aux points de focalisation : plus cet angle s'approche de zéro et plus les points sont faciles à discriminer. De plus, la résolution est moins bonne pour un angle élevé (voir relation (II.26) dans la section II.3.3.2). En revanche, plus cet angle est élevé, plus un point brillant sera vu

[6]La modification de la polarisation n'est pas envisagée puisque la polarisation circulaire est employée dans le but de permettre au radar de détecter plus facilement le badge.

sur une grande distance et par conséquent, il apportera une plus grande contribution énergétique à l'image. De même la section II.3.3.2 suggère qu'un grand angle d'ouverture améliore la résolution en azimut mais les points diffractants risquent de perdre de leur stationnarité. La section suivante cherche donc à trouver la configuration géométrique optimale pour l'image radar afin d'améliorer son interprétation. Il s'agit donc d'étudier l'influence des paramètres.

III.3.3.1 L'angle d'élévation

Étant donné le manque de focalisation en distance entraînant l'apparition de traces sur l'image associées à chaque point diffractant, il est clair que l'angle d'élévation a une influence sur l'interprétation de l'image radar. Afin de déterminer la meilleure configuration, deux autres angles d'inclinaison sont testés (45° et 60°) pour les deux modèles de véhicules présentés dans la section précédente. Les Figures III.13 et III.14 illustrent les images ainsi obtenues. Seul l'angle d'élévation est modifié par rapport aux images III.11 et III.12(b). Pour un angle d'élévation de 60°, l'empreinte au sol (et donc la distance sur laquelle la cible est visible) est plus grande que pour les deux autres angles d'élévation. Par conséquent, pour cet angle, le signal est simulé pour une distance parcourue $2L = 25$ m. Pour homogénéiser les résultats, la fréquence d'échantillonnage est la même pour toutes les simulations. Ainsi, pour une inclinaison de 60°, Le nombre d'échantillons est de $Nb_{azim} = 2844$ points.



(a) Image radar d'une voiture pour un angle d'élévation de 45°

(b) Image radar d'une voiture pour un angle d'élévation de 60°

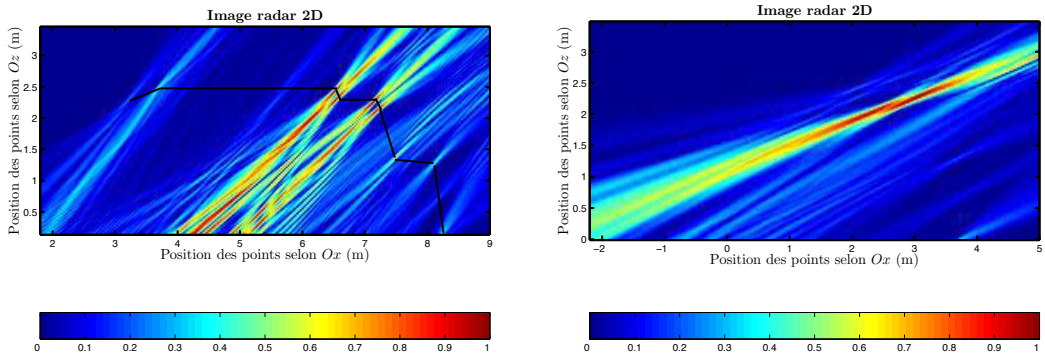
Fig. III.13 – Influence de l'angle d'élévation sur le modèle de voiture

Pour le modèle de voiture de tourisme, les images obtenues pour les deux angles de 30° et 45° se ressemblent beaucoup excepté une inclinaison des traces plus importantes pour l'angle de 45°. Les points décrivant les extrémités du toit se retrouvent à la même position sur les deux images. En revanche, le point que nous avons associé au pare-brise (point **3**), est décalé vers le haut pour l'angle de 45° et est plus facile à localiser : son aspect dans le cas de l'inclinaison à 30° rend sa localisation exacte plus difficile. Nous notons également qu'un des points a disparu (point **5**). Or ce point était en partie responsable du

gabarit tronqué de la voiture que nous obtenions en reliant les points sur la Figure III.11. Enfin, le phénomène un peu diffus détecté sur la première image (Figure III.11) à l'avant du véhicule, a quasiment disparu et laisse apparaître un point focalisé. Ces remarques permettent d'affirmer que, pour cette cible, l'inclinaison à 45° est préférable à celle de 30°.

Concernant l'angle de 60°, la première remarque concerne la partie arrière du véhicule nettement moins visible que l'avant du véhicule. Un point situé à l'avant du véhicule semble largement prépondérant par rapport au reste du véhicule. De plus, les traces laissées par les points sont plus inclinées et la position exacte de focalisation des points brillants est plus difficile à apprécier. Ces remarques sont également valables pour la deuxième cible (Figure III.14(b)) où l'arrière du camion a disparu de l'image. Ce phénomène s'explique par le fait que les points diffractants à l'arrière sont, proportionnellement au temps d'illumination d'un point à l'avant, plus longtemps cachés que pour une inclinaison de l'antenne plus faible. Par conséquent, pour les deux cibles étudiées, un angle de 60° n'est pas souhaitable :

- contraste sur l'image important entre les points à l'arrière du véhicule et les points à l'avant.
- difficulté d'interprétation et de localisation des points due aux traces très sérieusement inclinées (particulièrement visible dans le cas du camion).



(a) Image radar d'une camionnette pour un angle d'élévation de 45°

(b) Image radar d'une camionnette pour un angle d'élévation de 60°

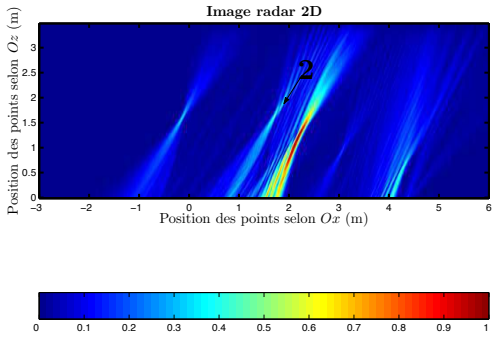
Fig. III.14 – Influence de l'angle d'élévation sur le modèle de camionnette

L'image du camion vue sous un angle de 45° présente des points (**1**, **4** et **5**) dont la focalisation est moins nette que dans le cas d'une inclinaison à 30°. En revanche, les zones de diffraction situées en **2** et **3** apparaissent chacune comme deux points diffractants proches l'un de l'autre. Ceci avait été noté pour le point **2** avec un angle de 30° (Figure III.12(b)). Ce phénomène impose un fort niveau d'énergie sur l'image au détriment des autres points de focalisation. Par conséquent, pour cette géométrie très spécifique de la cible, un angle d'élévation de 30° donne une image de meilleure qualité qu'un angle de 45°.

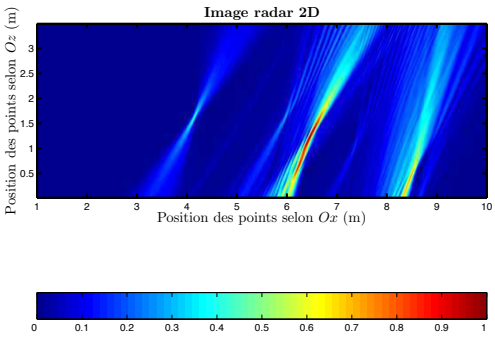
A partir des résultats obtenus pour ces deux cibles, nous constatons qu'un angle d'élévation de 60° n'est pas souhaitable. En revanche le choix d'un angle d'élévation entre 30° et 45° dépend de la géométrie de la cible.

III.3.3.2 La hauteur du radar

Nous envisageons maintenant de modifier la position en hauteur de l'antenne radar. Une étude comparative est menée dans cette section pour des images radar réalisées pour différentes hauteurs de l'antenne : 3.5, 5 et 10 m. Les autres caractéristiques du système conservent leurs valeurs initiales décrites au début de la section III.3. Seul le premier modèle de voiture est ici employé pour la comparaison. Les images sont présentées sur les Figures III.15(a), III.11 et III.15(b). La différence d'interprétation entre chacune de ces



(a) Image radar d'une voiture pour une antenne radar située à 3.5 m du sol



(b) Image radar d'une voiture pour une antenne radar située à 10 m du sol

Fig. III.15 – Influence de la position en hauteur de l'antenne sur l'image radar

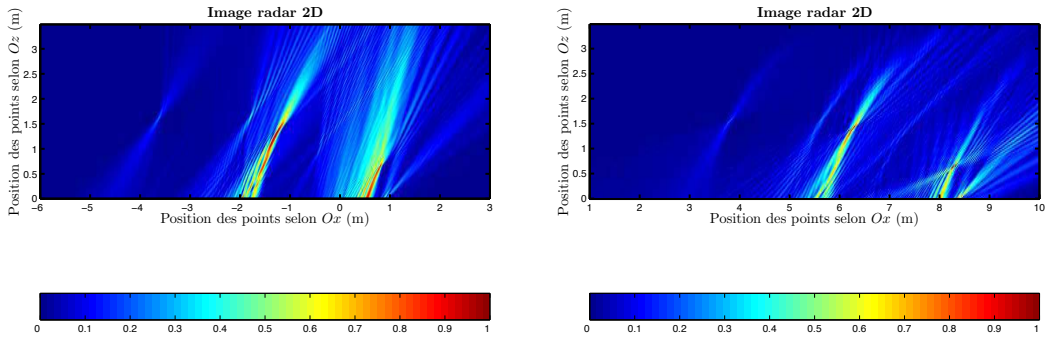
images est quasiment nulle, mise à part une variation de la focalisation du point **2** situé à l'avant du toit : la focalisation de ce point s'améliore quand la hauteur de l'antenne radar augmente. Nous pouvons également remarquer sur l'image de la Figure III.15(b) que le phénomène diffus et non focalisé à l'avant du véhicule est plus visible que pour les deux autres images.

Ainsi, une optimisation de la valeur de la hauteur n'est pas primordiale pour une meilleure interprétation de l'image.

III.3.3.3 L'angle d'ouverture

L'antenne utilisée actuellement sur le système de télépéage a un angle d'ouverture à -3 dB d'environ 35°. Or celui-ci fixe la largeur du support spectral du signal reçu B_d et par conséquent la résolution en azimut du système d'imagerie (équation (II.26)). Le diagramme de l'antenne simulée est modifié pour rendre compte de cet effet. Deux

simulations sont menées en plus de celle obtenue pour la configuration classique : l'une avec un angle d'ouverture de 50° (Figure III.16(a)) et l'autre de 100° (Figure III.16(b)). L'image obtenue avec un angle d'ouverture de 50° se différencie de celle obtenue avec un



(a) Image radar d'une voiture pour une antenne d'angle d'ouverture 50°

(b) Image radar d'une voiture pour une antenne d'angle d'ouverture 100°

Fig. III.16 – Influence de l'ouverture angulaire de l'antenne sur l'image radar

angle de 35° : une focalisation un peu plus nette est visible pour la zone correspondant au pare-brise. En revanche, le phénomène de non-focalisation à l'avant du véhicule semble nettement s'accentuer par rapport à l'image de la Figure III.11. Pour un angle d'ouverture encore plus grand, nous notons que les points de focalisation sont plus difficiles à extraire du bruit de fond en termes de niveau d'amplitude et que les traces ont une allure plus courbée (Figure III.16(b)).

L'inconvénient dans l'utilisation d'un grand angle d'ouverture est le risque d'invalider l'hypothèse de points stationnaires. De plus, dans une situation réelle, l'hypothèse de vitesse constante pendant le temps d'illumination est plus difficile à justifier pour un grand angle d'ouverture.

III.3.4 Influence des erreurs commises sur les paramètres

Dans l'expression de la réplique utilisée pour le traitement (équation II.36), deux paramètres sont nécessaires : la position en hauteur du radar et la vitesse du véhicule. Ces paramètres doivent être évalués. L'objet de la section suivante est de lier une erreur commise sur l'un de ces paramètres à son effet sur l'image radar.

III.3.4.1 Influence d'une erreur commise sur la hauteur du radar

Comme la section II.3.3.3 nous a permis de constater l'effet d'une erreur d'un des paramètres sur l'image 1D, nous allons ici considérer son effet sur l'image 2D. Sur l'image de la Figure III.17, la hauteur a été surestimée. La hauteur utilisée pour la simulation est

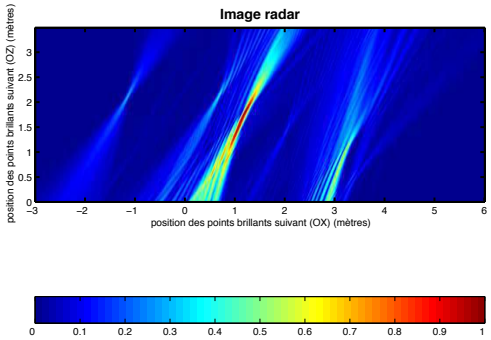


Fig. III.17 – Image radar de la voiture avec surestimation de la hauteur

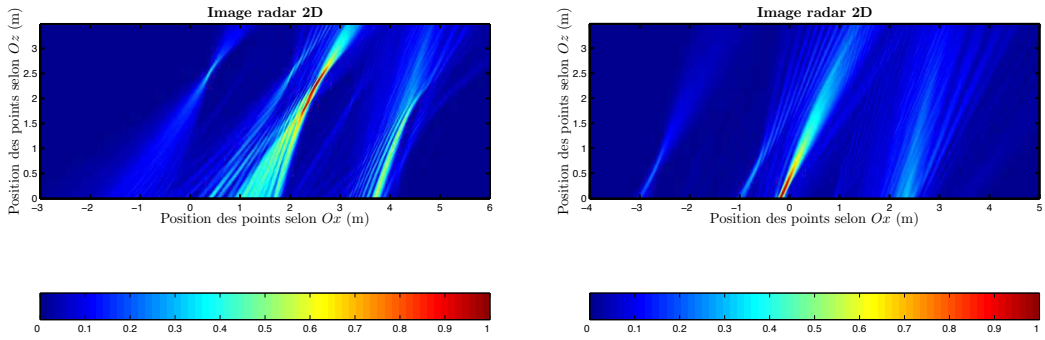
de 4.5 m alors que l'estimation utilisée pour le calcul de la réplique est égale à 5 m. Nous constatons alors que l'image est identique à celle obtenue pour une hauteur correctement estimée (Figure III.11) exceptée la position des points décalée vers le haut. Ce décalage correspond à l'erreur commise sur la hauteur du radar. Ce résultat était prévisible. En effet, la réplique calculée à la hauteur z pour un radar à l'altitude H est la même que celle calculée à la hauteur $z + \delta h$ pour un radar à l'altitude $H + \delta h$. De la même façon, nous pouvons affirmer qu'une sous-estimation de la hauteur du radar entraîne un décalage des points vers le bas. Ainsi, une erreur d'estimation sur la hauteur du radar entraîne la même erreur sur l'estimation de la hauteur du véhicule.

III.3.4.2 Influence d'une erreur commise sur la vitesse du véhicule

La vitesse n'est pas un paramètre directement accessible par la mesure. Il est donc important d'étudier l'influence sur l'image radar d'une erreur pour savoir si cette erreur est ■ détectable ■. La Figure III.18(a) montre une image pour laquelle la vitesse est sous-estimée. L'erreur relative est de 10 %. En comparant cette image avec celle obtenue pour une vitesse correctement estimée (Figure III.11), nous remarquons que les points de focalisation sont ■tirés■ vers le haut et que la trace prend une allure courbée. La même erreur relative est utilisée pour la Figure III.18(b) mais cette fois-ci la vitesse est surestimée. Par rapport à la Figure III.11, les points tombent vers le bas de l'image et leur écart d'altitude est très atténué. Certains se retrouvent probablement sous le niveau du sol.

Cette étude qualitative des conséquences d'une vitesse erronée a été réalisée pour deux autres angles d'élévation de l'antenne radar (à savoir 45° et 60°). Une même erreur d'estimation de la vitesse a une conséquence plus néfaste sur l'image si l'angle d'élévation de l'antenne est élevé. Par conséquent, la précision requise pour l'estimation de la vitesse dépend de l'angle d'élévation : plus cet angle est grand, plus la vitesse doit être estimée précisément.

La principale conséquence sur l'image d'une mauvaise estimation de la vitesse est un décalage des points en hauteur par rapport à leurs positions réelles. Afin d'évaluer ces



(a) Image radar d'une voiture avec sous-estimation de la vitesse

(b) Image radar d'une voiture avec surestimation de la vitesse

Fig. III.18 – Image radar avec erreur d'estimation de la vitesse

dégradations, nous avons répertorié dans le tableau (III.1), pour différentes erreurs relatives sur la vitesse, le décalage en altitude d'un point de focalisation visible sur les images obtenues pour une vitesse connue (Figures III.11, III.13(a) et III.13(b)). Les simulations sont réalisées pour une position en hauteur de l'antenne égale à 5 m et pour les trois angles d'élévation. Le point de référence choisi sur l'image correspond au point décrivant l'arrière du toit (point **1**) de la voiture puisque c'est un des points les plus faciles à localiser sur les images radar.

Ces résultats rapportent qu'une surestimation de la vitesse est plus vite préjudiciable qu'une sous-estimation. Les images radar réalisées pour un angle d'élévation de

e_r	30°	45°	60°
-4 %	+0.40 m	+0.60 m	pas localisable
-3 %	+0.30 m	+0.50 m	pas localisable
+3 %	-0.35 m	-0.55 m	sous le niveau du sol
+4 %	-0.40 m	-0.70 m	sous le niveau du sol

Tab. III.1 – Influence d'une erreur sur la vitesse pour différents angles d'élévation

60° montrent une très forte sensibilité vis à vis de l'estimation de la vitesse. Aux erreurs relatives considérées, l'image devient impossible à interpréter et les points de focalisation ont disparu. L'image radar réalisée avec une erreur relative sur la vitesse de -3 % est illustrée sur la Figure III.19. Il est alors impossible de déceler des points brillants sur cette image à cause de l'erreur d'estimation de la vitesse.

Ainsi, il apparaît important d'estimer la vitesse avec précision. C'est pourquoi, nous avons proposé dans le chapitre précédent un pré-traitement, basé sur l'estimation de la fréquence instantanée, pour estimer la vitesse. Nous présentons dans la section suivante les performances de cet estimateur de vitesse pour des signaux simulés.

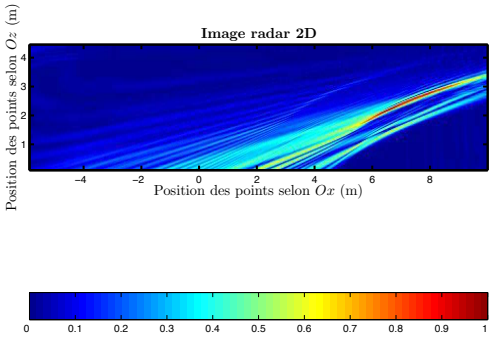


Fig. III.19 – Image radar de la voiture pour un angle d'élévation de 60° et une sous-estimation de la vitesse (-3 %)

III.3.5 Performance de l'estimateur de vitesse

III.3.5.1 Résultats à partir des signaux simulés pour différents angles d'élévation

Nous présentons dans cette section les résultats obtenus pour l'estimateur de vitesse décrit dans le chapitre précédent associant le maximum d'amplitude du signal au passage d'un point brillant dans l'axe de l'antenne. La représentation temps-fréquence est utilisée pour évaluer la fréquence instantanée associée à ce point au moment où son angle de vue est égal à l'angle d'élévation de l'antenne. Nous en déduisons ainsi la vitesse du point et par conséquent celle de la cible en utilisant la relation (II.56).

L'estimateur est testé sur des signaux simulés pour les deux modèles de véhicules présentés sur les figures III.3 (voiture) et III.12(a) (camion) et pour trois angles d'élévation de l'antenne : 30°, 45° et 60°. La vitesse utilisée pour la simulation est de 70 km.h^{-1}. Chaque représentation temps-fréquence présentée dans la section II.5.3 est expérimentée. Le signal est échantillonné à une fréquence au moins deux fois supérieure à la fréquence maximale ■visible■ pour une vitesse maximale V_{max} de 150 km.h^{-1}. Nous adaptons donc la fréquence d'échantillonnage $f_{e_{[\alpha_e]}}$ à l'angle d'inclinaison :

$$f_{e_{[\alpha_e]}} > 4\frac{V_{max}\sin(\alpha_e + \beta_H/2)}{\lambda_c} \tag{III.39}$$

Nous choisissons pour les trois angles d'élévation de l'antenne une fréquence d'échantillonnage respectivement égale à 2.5, 3.0 et 3.5 kHz. La vitesse est alors estimée à partir d'une portion du signal simulé autour du maximum détecté (signal utile). Les erreurs relatives commises sur la vitesse à partir de notre estimateur sont présentées dans le tableau III.2.

Dans un premier temps ces résultats suggèrent que l'estimation de la vitesse pour un angle de 30° est moins précise que pour les deux autres angles étudiés. En effet, la pente de la courbe de fréquence instantanée aux alentours d'un angle de vue de 30° est plus accentuée qu'aux alentours des autres angles (voir Figure II.18). Ceci signifie que plus le

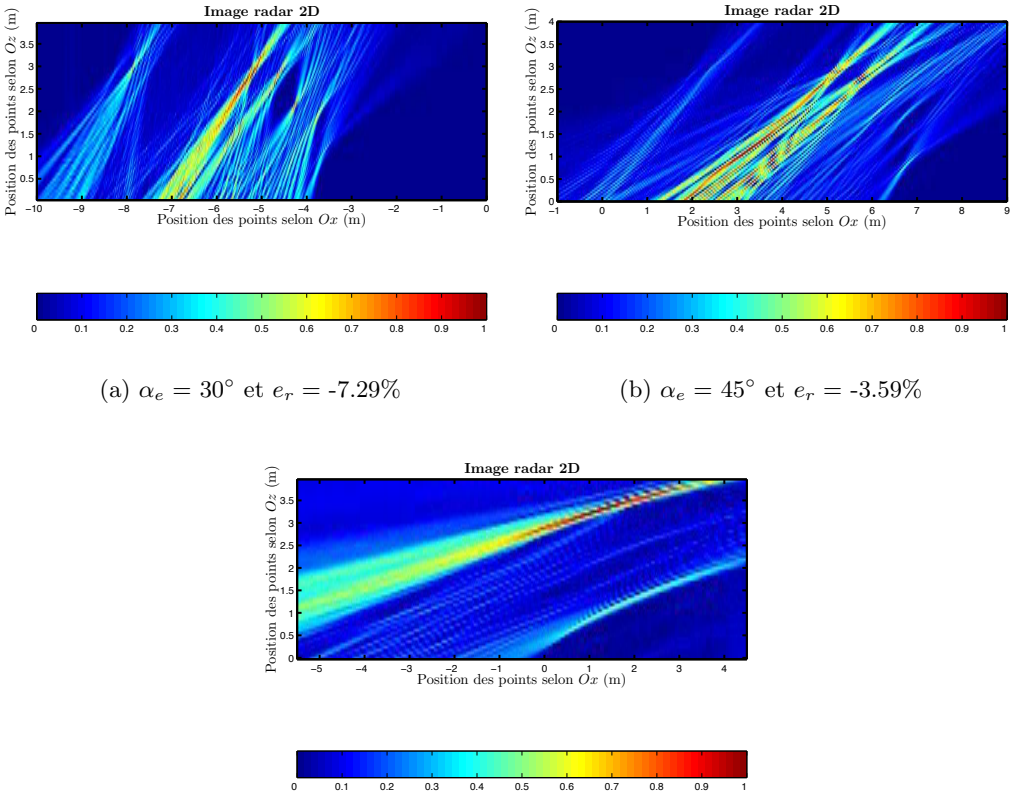
e_r en %	voiture			camion		
	30°	45°	60°	30°	45°	60°
WV	-12.20	-8.86	2.31	-7.29	-3.29	-0.95
SPWV	-10.67	-10.48	1.92	-2.35	-0.90	-1.15
SPWV*	-11.02	-9.36	1.86	3.25	0.65	-0.90
PWV4	-11.66	-10.84	1.56	4.63	0.65	-1.58
PWV6	-11.52	-10.50	1.57	1.96	-3.59	-1.49

Tab. III.2 – Erreurs relatives (en %) sur l'estimation de la vitesse pour des signaux simulés par la méthode basée sur l'optique physique

point brillant s'approche de l'antenne, plus sa fréquence instantanée diminue rapidement. Ceci implique que la même erreur sur l'estimation de la position t_0 d'un maximum du signal a des conséquences plus importantes pour l'angle de 30° que pour un angle plus élevé. Pour des angles d'inclinaison élevés, la portion de courbe de fréquence instantanée ■visible■ a peu d'excursion et donc la déviation possible entre la fréquence estimée et la fréquence réelle est réduite. De plus, s'ajoute le fait qu'une même erreur sur la fréquence instantanée pour deux angles d'élévation différents entraîne une plus grande erreur sur la vitesse pour le plus petit des deux angles :

$$\Delta V = \frac{\lambda_c}{2\sin(\alpha_e)}\Delta f_{inst}(t_0) \tag{III.40}$$

Toutefois, nous avons montré qu'une grande précision est nécessaire pour l'obtention d'images radar exploitables avec de grands angles d'inclinaison de la balise. Nous présentons sur les Figures III.20(a), III.20(b) et III.20(c), les images obtenues pour le camion pour chaque inclinaison dans le pire cas (c'est-à-dire que pour une erreur de -7.29 % dans le cas de l'inclinaison de 30°, une erreur de -3.59 % pour une inclinaison de 45° une erreur de -1.58 % pour une inclinaison de 60°). Pour les deux angles les plus faibles, le pire des cas laisse paraître des points de focalisation du véhicule mais décalés de 50 cm vers le haut par rapport à l'image sans erreur sur la vitesse. Par contre l'erreur de -2.16 % commise pour un angle d'élévation de 60°, rend l'image difficilement lisible : non seulement les points sur l'image radar semblent tirés vers le haut mais leur représentation est allongée, rendant la localisation des points très imprécise. Par conséquent, il semble difficile d'obtenir une estimation de la vitesse pour un angle d'élévation de 60° suffisamment précise pour permettre l'interprétation de l'image. Les erreurs commises, dans le cas du camion, pour les deux autres angles restent acceptables. Nous différencions le cas du camion de la voiture, puisque cette dernière semble moins disposée à une bonne estimation de la vitesse. Les résultats obtenus pour ce véhicule mettent en évidence quelques limitations pour notre estimateur.



(a) $\alpha_e = 30°$ et e_r = -7.29%

(b) $\alpha_e = 45°$ et e_r = -3.59%

(c) $\alpha_e = 60°$ et e_r = -1.58%

Fig. III.20 – Image radar du camion pour chaque angle d'inclinaison dans le cas de la plus mauvaise estimation de la vitesse

III.3.5.2 Limites de l'estimateur et perfectionnement

Le tableau III.2 révèle pour la voiture de tourisme vue sous un angle de 30°, une erreur approximativement de 11.5 % quelque soit la représentation temps-fréquence choisie. Deux explications peuvent alors être proposées.

Il est possible que le maximum d'amplitude du signal corresponde à la présence simultanée aux alentours de l'axe radioélectrique de plusieurs points brillants. Dans ce cas, soit la représentation temps-fréquence montre à cet instant une fréquence ■globale■ de tous ces points, soit elle dissocie chacune des fréquences instantanées associées à chacun de ces points. Dans ce dernier cas, la fréquence instantanée utilisée pour le calcul de la vitesse est celle présentant la plus forte amplitude et peut correspondre à un point décalé par rapport à l'axe radioélectrique. Il est à noter qu'une erreur de 11.5 % peut tout simplement correspondre à un angle de vue pour le point prépondérant de 26.6° au lieu de 30° (angle d'élévation).

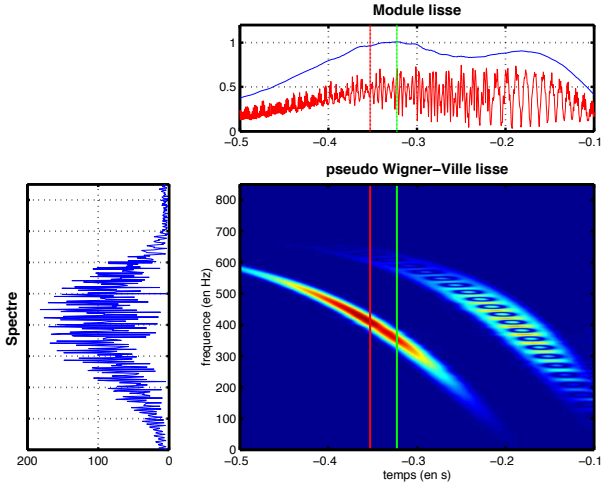


Fig. III.21 – La représentation pseudo Wigner-Ville lissé du signal associé au module (lissé) du signal en temps et en fréquence

Prenons l'exemple d'un signal simulé par le modèle de points brillants pour trois points dont les caractéristiques sont les suivantes :

point 1	point 2	point 3
$x_1 = 0.0$	$x_2 = -2.0$	$x_3 = -2.5$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$	$y_3 = 0.0$
$z_1 = 0.0$	$z_2 = 1.1$	$z_3 = 1.5$
$\rho_1 = 0.8$	$\rho_2 = 0.6$	$\rho_3 = 0.6$

Le signal est simulé pour une vitesse de 70 km.h^{-1} et une antenne située à la hauteur de 5 m et inclinée de 30°. La Figure III.21 illustre la représentation pseudo Wigner-Ville lissée du signal simulé. Au-dessus, nous avons représenté le module du signal (en rouge) et sa forme lissée (équation II.57) (en bleu) pour une fenêtre de longueur $M = N/16$, où N est le nombre de points d'acquisition du signal. Le trait vert indique l'instant où le module lissé du signal présente le maximum d'amplitude. La représentation temps-fréquence indique à cet instant que les trois points sont vus par l'antenne et contribuent tous les trois au signal total. Par contre, le point prépondérant que l'on peut associer à la portion de courbe de fréquence instantanée la plus énergétique apporte son maximum de contribution à l'instant indiqué par le trait rouge. Par conséquent, cette configuration va induire une erreur d'estimation de la vitesse.

La seconde explication apportée sur l'erreur systématique commise pour le véhicule n°2 vu sous un angle de 30°, concerne le point brillant prépondérant : celui-ci ne rayonne pas de la même façon dans toutes les directions. En effet, il se peut que le point prépondérant présente une direction privilégiée de réflexion dans la direction de 26.6°, (exemple d'une petite surface plane inclinée de 26.6° par rapport à l'horizontale - Figure III.22). De plus, dans cette direction et pour l'angle d'élévation considéré, le gain de l'antenne est proche du gain maximal (-0.125 dB). Les mêmes explications peuvent être données

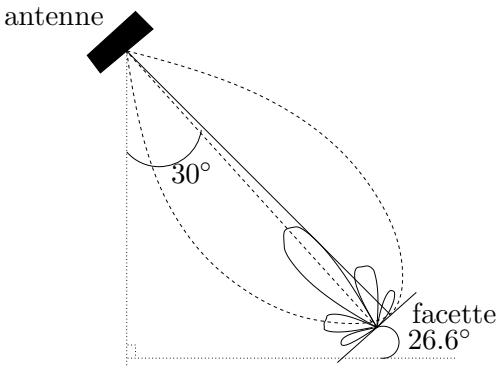


Fig. III.22 – Notion de surface équivalente radar

pour le cas de l'inclinaison de 45°.

Pour réduire le risque d'erreur dû à l'attribution du maximum d'amplitude à un point de trop grande directivité ou à la présence de plusieurs points brillants, nous proposons d'élargir notre hypothèse initiale, à savoir nous considérons que chaque maximum local est susceptible d'être associé à un point brillant passant dans l'axe radioélectrique de l'antenne. Dans ce cas, nous calculons la vitesse correspondante aux trois maxima les plus élevés et nous prenons comme estimation de la vitesse la moyenne des deux valeurs de vitesse les plus proches. Nous limitons ainsi le risque d'estimer la vitesse à partir d'un maximum non valide.

III.3.6 Bilan des résultats de simulation

Ces simulations électromagnétiques ont montré qu'il est raisonnable de considérer une cible comme un ensemble de points brillants situés à l'emplacement des arêtes. Elles ont également mis en évidence que l'ouverture du diagramme de rayonnement de l'antenne ainsi que sa position en hauteur avaient peu d'influence sur la qualité de l'image radar. Cependant, nous notons qu'un angle d'élévation faible est préférable pour la lisibilité de l'image. En particulier, un angle de 60° n'est pas souhaitable, tant pour la difficulté à interpréter une image radar que pour sa sensibilité à une erreur d'estimation de la vitesse. En effet, une erreur sur la vitesse est plus préjudiciable sur l'image dans le cas d'un angle élevé. Toutefois, les performances de l'estimateur de vitesse s'améliorent avec un grand angle d'élévation. Les résultats obtenus permettent d'affirmer que les deux angles de 30 et 45° sont mieux adaptés à notre application que l'angle de 60°. Enfin, nous constatons que notre estimateur de vitesse est sensible à la géométrie de certaines cibles pouvant induire des erreurs de vitesse.

III.4 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous confrontons les résultats obtenus par simulation avec des résultats réels obtenus grâce à une balise, mise à notre disposition par l'industriel CS-Route.

III.4.1 Description des conditions de mesure

III.4.1.1 Le dispositif

La Figure III.23 présente une photographie du dispositif. Celui-ci a été fixé sur un

(a) Balise de télépéage

(b) Échafaudage et système d'acquisition

Fig. III.23 – Système de mesure

échafaudage à une hauteur $H = 3.76$ m[7] et une inclinaison α_e qui a été modifiée à plusieurs reprises lors des mesures pour adopter les différentes configurations étudiées précédemment (30°, 45°, 60°). Le signal analogique en sortie du système est échantillonné grâce à une carte son. La fréquence d'échantillonnage $f_e = 44.1$ kHz de celle-ci est largement suffisante pour les signaux attendus.

III.4.1.2 Cibles observées

Une série de signaux est enregistrée au passage de différents véhicules sous la balise de télépéage. Puisque l'objectif de l'étude est principalement de dissocier des classes de véhicules, les résultats sont présentés pour deux types de véhicule de classe différente : une voiture de tourisme **Ford Escort** (Figure III.24(a)) et une camionnette **Renault Master** (Figure III.24(b)). Les cibles utilisées dans la simulation électromagnétique ont été construites sur le modèle de ces deux véhicules. Nos mesures consistent à faire une acquisition du signal au moment du passage d'un des véhicules dans le faisceau de l'antenne.

[7]Pour des raisons techniques, l'antenne n'a pas pu être placée plus haut que 3.76 m.

Fig. III.24 – Cibles observées

Ceci est réalisé pour différentes vitesses et pour les trois angles d'inclinaison utilisés lors des simulations.

III.4.1.3 Acquisition et échantillonnage

L'acquisition du signal débute pour une position du véhicule avant son entrée dans la trace au sol et se termine après son passage sous la balise. Le conducteur s'efforce de garder une vitesse constante pendant la durée de la mesure. Le signal ainsi enregistré est sous-échantillonné pour réduire son nombre de points et pouvoir calculer la vitesse. La fréquence de sous-échantillonnage est choisie en fonction de la fréquence Doppler maximale attendue qui dépend de l'angle d'élévation et pour une vitesse maximale $V_{max} = 150$ km.h^{-1} (voir section III.3.5.1). La fréquence de sous-échantillonnage est donc prise égale à 2.5 kHz pour un angle d'élévation de 30°, à 3.0 kHz pour 45° et 3.5 kHz pour 60°. Un nombre de points limité autour du maximum du signal ($N = 1024$) est utilisé pour le calcul de la vitesse. La vitesse étant évaluée, le signal peut être échantillonné plus grossièrement et le traitement d'imagerie est appliqué sur une portion de signal plus importante. Dans un premier temps, nous présentons le cas du camion qui montre des résultats tout à fait encourageants, puis celui de la voiture mettant en évidence quelques limitations à notre traitement. Pour chaque véhicule, nous détaillons les images réalisées par notre traitement pour chaque angle d'inclinaison de l'antenne.

III.4.2 Étude qualitative des images radar obtenues

III.4.2.1 Critère de qualité de l'image et critère de performance de l'estimateur de vitesse

Pour ■mesurer■ la qualité de l'image radar, nous considérons plusieurs critères restant toutefois assez subjectifs :

- nous regardons dans un premier temps s'il est possible de déceler dans l'image des points de focalisation en azimut correspondants à des points brillants en tenant compte du manque de focalisation en distance qu'impose la forme du signal émis.

- pour chacun de ces points, nous estimons leur faculté de localisation sur l'image radar.
- nous comparons le gabarit du véhicule dessiné sur l'image au véhicule sous test.
- nous examinons si l'image radar ne comporte pas de singularités non assimilables à un point brillant qui seraient susceptibles de gêner l'interprétation.

De plus, nous savons que la qualité de l'image dépend de la précision de l'estimation de vitesse. A chaque acquisition, un radar de police, mis à notre disposition, mesure la vitesse du véhicule. Cependant, nous ne pouvons pas évaluer les performances de notre estimateur de vitesse à partir des mesures effectuées par le radar de police. En effet, le traitement nécessite une estimation de la vitesse relativement précise que le radar de police n'offre pas forcément. La précision absolue de 1 km.h^{-1} donnée par le radar de police n'est pas suffisante pour des vitesses basses, en particulier si l'angle d'élévation de l'antenne est élevé. Il donne simplement un ordre de grandeur de la vitesse du véhicule. En revanche, il est possible de juger des performances de l'estimateur de vitesse à partir de l'image radar obtenue. La fiche technique du véhicule nous informe sur la hauteur maximale du véhicule. L'écart entre cette valeur et celle mesurée sur l'image donne une idée sur l'erreur commise en tenant compte de l'inclinaison de l'antenne (tableau III.1). En effet, puisque la position en hauteur du radar a été mesurée précisément, une erreur sur la position des points brillants sur l'image est nécessairement la conséquence d'une erreur d'estimation de la vitesse.

III.4.2.2 Le camion

Angle d'élévation de 30° Considérons un premier exemple avec le camion circulant à une vitesse mesurée par le radar de police à 23 km.h^{-1} sous l'antenne inclinée de 30° par rapport à la verticale. A partir de la représentation temps-fréquence de WV, la vitesse est estimée à 22.98 km.h^{-1}. Cette valeur est injectée dans le traitement d'imagerie pour le calcul de la réplique et l'image qui en résulte est présentée sur la Figure III.25(a).

La première constatation est que cette image est assez proche de celle obtenue par simulation pour le modèle du camion (Figure III.12(b)) : elle laisse deviner des points de focalisation qui dessinent une forme s'approchant du parallélépipède pour le véhicule. Un agrandissement de l'image montre que les points de focalisation correspondant au toit du camion se situent entre 2.1 et 2.4 m du sol alors qu'ils sont attendus à 2.43 m selon la fiche technique fournie par le constructeur. La vitesse est probablement très légèrement surestimée. L'incertitude sur la hauteur est la conséquence d'une localisation des points quelque peu incertaine. Si nous ne pouvons pas déterminer la position des points avec précision, nous sommes cependant relativement proches de la hauteur attendue. En plus des points brillants décrivant le toit du camion, nous retrouvons sur l'image radar le nez du véhicule et deux points moins distincts pouvant être associés aux extrémités du pare-brise. Il apparaît également sur l'image un niveau énergétique non négligeable se situant à l'intérieur du camion proche du niveau du sol en $x = 2$ m. Deux hypothèses sont faites quant à l'origine de ce phénomène :

- un élément rétrodiffusant situé à l'intérieur du véhicule et visible à travers le pare-brise.

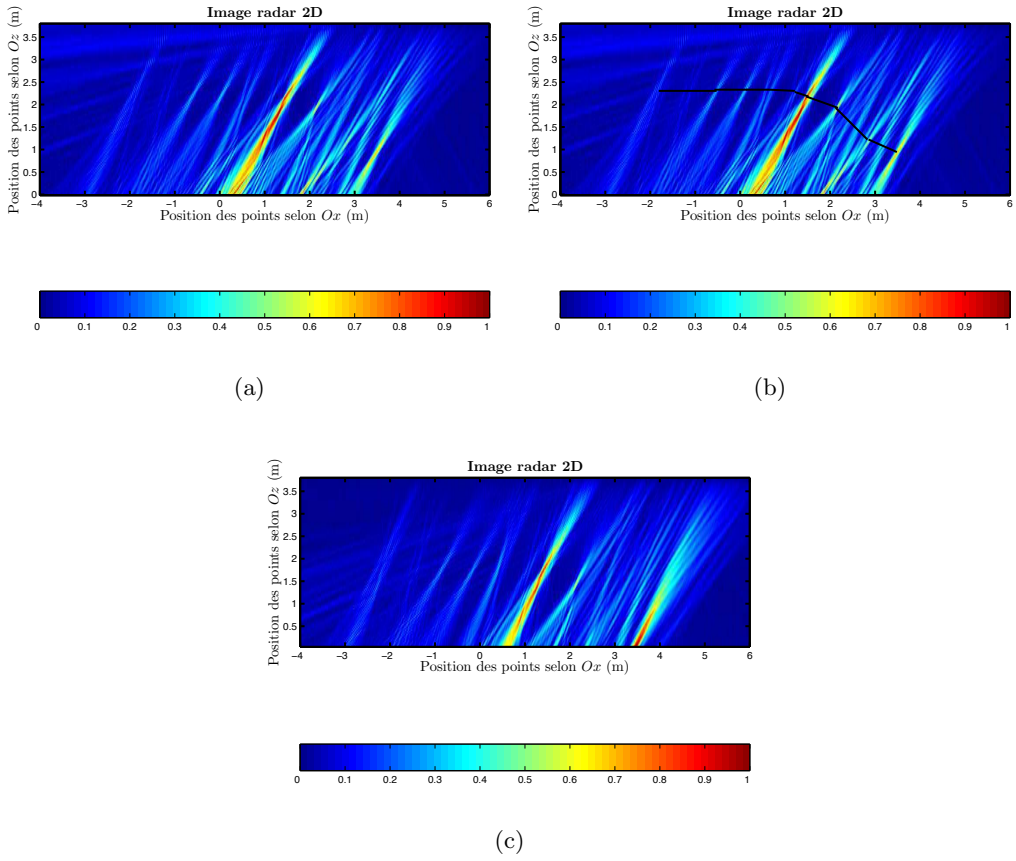


Fig. III.25 – Image radar du camion pour un angle d'élévation de 30°

- un phénomène dû à des réflexions multiples délocalisant un point réflecteur sur l'image.

Cependant, si nous joignons d'un trait les points de focalisation les plus extérieurs (Figure III.25(b)), le gabarit qui se dessine est assez proche du véhicule étudié.

En utilisant la vitesse estimée par notre méthode, nous évaluons à partir de l'image radar (Figure III.25(a)) pour le véhicule une hauteur de 2.25 m et une longueur de 5.2 m à comparer avec une longueur donnée par le constructeur de 5 m.

Plusieurs acquisitions ont été réalisées pour un angle de 30° mais à différentes vitesses de circulation du véhicule. Toutes les images issues de ces signaux ressemblent à celle de la Figure III.25(a). Elles diffèrent simplement par la position en hauteur des points qui est soumise à l'erreur d'estimation de la vitesse. Chacune des représentations temps-fréquence a été testée mais elles donnent toutes sensiblement les même résultats. Le graphique de la Figure III.26 fait état des résultats sur la position en hauteur des points du toit lue sur l'image pour une vitesse estimée par chaque représentation temps-fréquence. La position des points correspondant au toit est estimée entre 1.65 et 2.80 m. Nous présentons le cas le plus défavorable sur la Figure III.25(c).

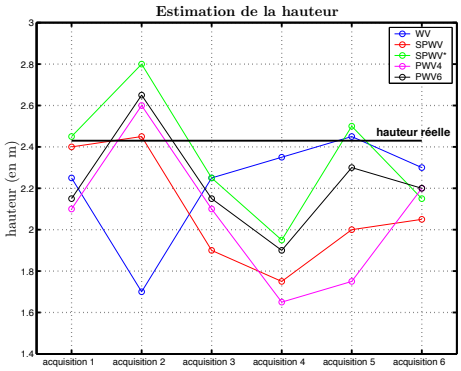
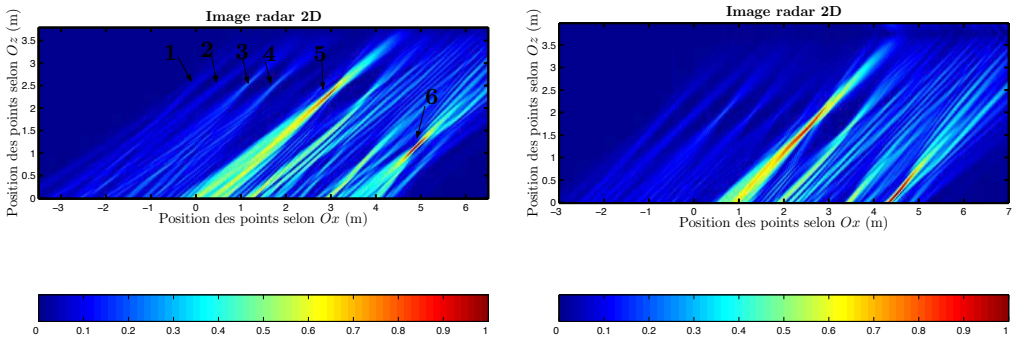


Fig. III.26 – Hauteur du véhicule lue sur l'image radar pour les différentes représentations temps-fréquence utilisées par l'estimateur de vitesse et pour un angle d'élévation de 30°

Angle d'élévation de 45° Les images obtenues à partir du camion pour cet angle de 45° sont assez similaires à celles obtenues avec un angle d'élévation de 30° mises à part une inclinaison plus forte des traces autour du point de focalisation. La Figure III.27(a) présente un exemple d'une image radar obtenue pour cette configuration. La vitesse utilisée pour le traitement est de 22.5 km.h^{-1} pour une vitesse mesurée de 23 km.h^{-1}. Comme pour la configuration précédente, nous retrouvons des points de focalisation et notamment ceux formant le toit du véhicule. Nous retrouvons la même difficulté à localiser exactement les points : une incertitude de quelques dizaines de centimètres persiste.



(a) (b)

Fig. III.27 – Image radar du camion pour un angle d'élévation de 45°

Quatre points forment le toit du camion (**1**, **2**, **3** et **4**), un autre (**5**) d'intensité plus forte se dessine légèrement plus bas et un dernier point (**6**) décrit probablement le nez du camion. Les autres phénomènes focalisant peu ne sont pas utiles à la reconnaissance de la cible. Nous remarquons notamment entre les deux points (**5** et **6**) de forte amplitude des traces qui ne focalisent pas en un point précis : comme pour la configuration $\alpha_e = 30°$, ce phénomène peut être dû à des phénomènes de réflexions multiples ou issus de points

vus à travers le pare-brise mais dont la durée d'illumination ne permet pas une bonne focalisation. Par conséquent, il semble plus difficile de retrouver le gabarit du camion pour cette inclinaison. A partir de cet exemple, nous constatons que les deux points **5** et **6**, situés à l'avant du véhicule, sont plus faciles à localiser vu sous cet angle que sous un angle de 30°. En revanche les points décrivant le toit focalisent de façon moins nette que pour l'angle de 30°. Nous avons déjà noté avec des simulations qu'un angle élevé favorisait la visibilité des points situés à l'avant du véhicule au détriment des points situés à l'arrière. Ce phénomène est amplifié par une position en hauteur du radar plus faible que pour les simulations.

Concernant l'estimation de la vitesse jugée à partir de la position en hauteur des points constituant le toit du véhicule, les résultats sont présentés sur le graphique de la Figure III.28. La hauteur du toit est estimée entre 1.55 et 2.7 m pour nos exemples. Ces

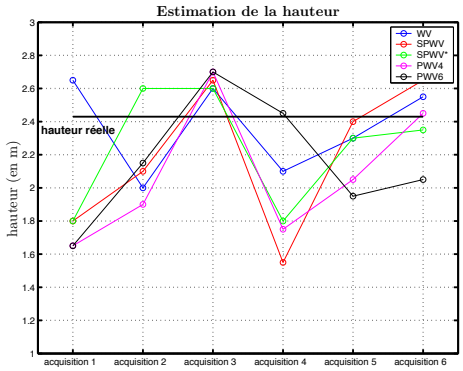
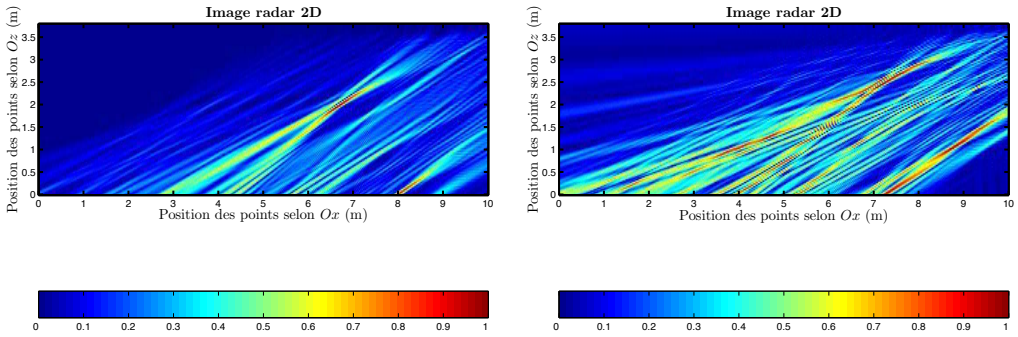


Fig. III.28 – Hauteur du véhicule lue sur l'image radar pour les différentes représentations temps-fréquence utilisées par l'estimateur de vitesse et pour un angle d'élévation de 45°

résultats suggèrent que la représentation SPWV présente des écarts par rapport à la valeur attendue plus importants qu'avec les autres représentations alors que la distribution de Wigner-Ville reste relativement proche de cette valeur. Nous notons aussi que les valeurs de hauteur estimée sont relativement proches de celles de la configuration précédente (30°). Aussi, si l'estimation de la vitesse est plus précise avec une antenne à 45°, l'erreur commise est plus préjudiciable pour l'image finale que dans le cas d'une antenne à 30°. La qualité de l'image radar est alors identique dans les deux cas. Nous présentons sur la Figure III.27(b), l'image radar obtenue dans le cas le plus défavorable pour une estimation de la vitesse utilisant la WV. La hauteur est alors estimée à 2.0 m. Les points focalisent de la même façon que pour une bonne estimation de la vitesse mais se retrouvent décalés vers le bas à cause d'une surestimation de la vitesse.

Angle d'élévation de 60° Dans le chapitre 3, nous avons évoqué la grande sensibilité du traitement d'imagerie à l'erreur d'estimation de la vitesse dans le cas d'une inclinaison du radar à 60°. Ceci se vérifie pour les signaux mesurés. La Figure III.29(a) est une image radar obtenue pour une inclinaison de l'antenne de 60°. La vitesse est estimée à 23.14 km.h^{-1} pour une vitesse mesurée par le radar de police de 22 km.h^{-1}. Dans ce cas,



(a) (b)

Fig. III.29 – Image radar du camion pour un angle d'élévation de 60°

l'estimation de la vitesse ne semble pas trop mauvaise puisque les points de focalisation sont mieux situés que dans l'image de la Figure III.19. Pourtant, il est très difficile de les localiser. Nous décelons nettement les deux points prépondérants à l'avant du véhicule mais ceux à l'arrière ne focalisent pas. Pour la plupart des images utilisant notre estimateur de vitesse, les images ressemblent davantage à celle de la Figure III.29(b) où les traces associées à chacun des points se chevauchent et l'accumulation de plusieurs d'entre elles en un point donne un faux effet de focalisation. Une image radar réalisée dans cette configuration devient difficile à interpréter même pour une bonne estimation de la vitesse.

III.4.2.3 La voiture de tourisme

Angle d'élévation de 30° La voiture est définie selon les caractéristiques du constructeur avec une hauteur maximale de 1.45 m et une longueur maximale de 4.67 m. Comme pour le camion, ces informations, et plus particulièrement la hauteur, peuvent être utilisées pour juger de la qualité de l'image et de l'estimation de la vitesse. En réalité, les images de ce véhicule pour un angle d'élévation de 30° présentent des phénomènes très gênants pour l'interprétation de l'image. La Figure III.30 illustre une image obtenue pour cette inclinaison : les traces qui semblent émerger du sol entre $x = 0$ et $x = 1$ m présentent un fort niveau d'amplitude et cachent tous les points de focalisation qui seraient susceptible d'apparaître. Nous détectons toutefois deux autres points : l'un que nous supposons être le nez de la voiture et l'autre, le haut du toit à l'arrière du véhicule. Ceci signifierait que les traces observées viennent du pare-brise ou d'éléments vus au travers du pare-brise. Nous confirmons cette hypothèse en réalisant des images de ce véhicule dont le pare-brise est recouvert d'absorbant (Figure III.31(a)). L'image réalisée (Figure III.31(b)) ne présente plus cette singularité.

Lors des simulations, nous avons négligé la réflexion (ou diffraction) et la transmission par le pare-brise. Nous avons supposé la réflexion par le verre, négligeable par rapport à une carrosserie métallique. Dans cette configuration, le faisceau de l'antenne arrive

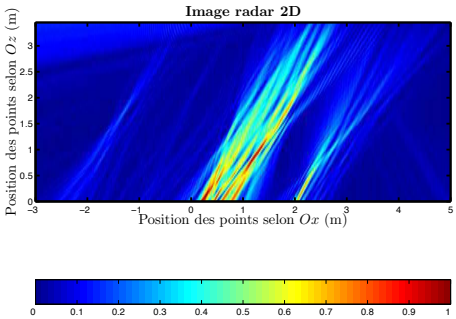
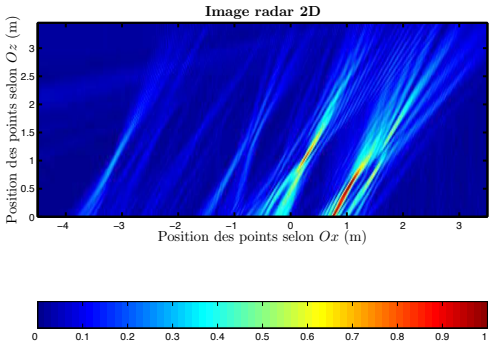


Fig. III.30 – Image radar de la voiture pour un angle d'élévation de 30°

(a) Cible observée



(b) Image réalisée

Fig. III.31 – Image radar de la voiture avec absorbant pour un angle d'élévation de 30°

perpendiculairement à la surface du pare-brise. Des rayons proches de l'axe radioélectrique et bénéficiant d'un gain d'antenne non négligeable forment un angle droit avec la surface du pare-brise dont l'inclinaison est mesurée à 31° par rapport à l'horizontale (Figure III.32). Le phénomène ne relève plus de la diffraction mais de la réflexion et dans ce cas, l'énergie renvoyée par le verre est non négligeable. Le pare-brise réagit comme s'il était constitué d'un grand nombre de points brillants de forte réflectivité tout le long de sa surface. Puisque notre traitement souffre d'un manque de focalisation selon l'axe distance, le résultat sur l'image est une large trace de fort niveau énergétique.

Le phénomène s'observe également sur une représentation temps-fréquence du signal. La Figure III.33(a) illustre la représentation de Wigner-Ville du signal reçu où nous observons un fort niveau d'énergie sur un petit segment horizontal. Cette observation suppose que la fréquence instantanée ■visible■ est constante sur une certaine durée donnée par la longueur du segment. Ce phénomène est plus clairement mis en évidence sur la représentation pseudo Wigner-Ville lissée du signal (Figure III.33(b)). Au début de l'illumination de la surface du pare-brise, le point le plus réfléchissant se situe à sa base et il est vu sous un angle de 31° et plus le véhicule avance, plus le point le plus réfléchissant se déplace sur sa surface avec un angle de vue toujours égal à $\theta = 31°$. Ce qui implique que durant

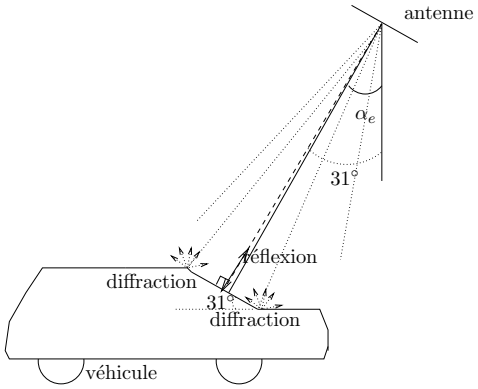
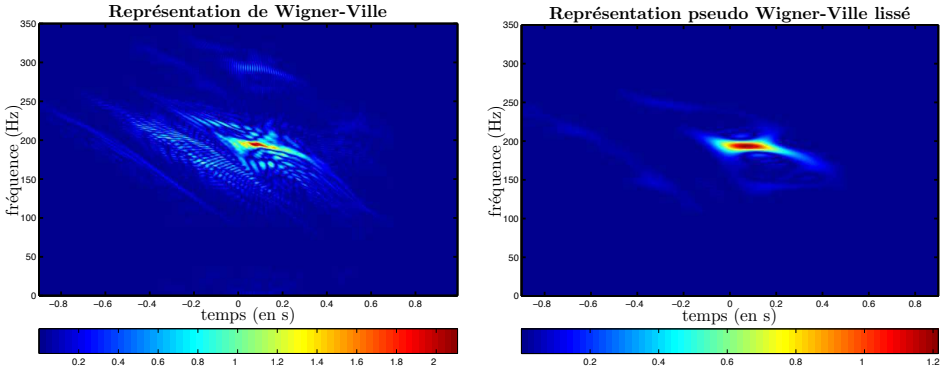


Fig. III.32 – Réflexion spéculaire due à la géométrie de la scène



(a) Représentation de Wigner-Ville

(b) Représentation pseudo Wigner-Ville lissé

Fig. III.33 – Représentation temps-fréquence du signal reçu pour le véhicule n°2 vu sous un angle d'élévation de 30°

l'illumination du pare-brise la fréquence instantanée de la partie la plus énergétique du signal est constante :

$$f_{inst}(t_0)_{|\theta=31^\circ} = \frac{2V\cos(\pi/2-\theta)}{\lambda_c} \tag{III.41}$$

Ceci explique l'apparition du segment sur les représentations temps-fréquence du signal.

Cet exemple suggère que le traitement d'imagerie envisagé risque de rencontrer certaines difficultés pour des cibles de géométries particulières. Cependant, nous pouvons considérer cette observation sur l'image comme une information sur la géométrie de la cible. Nous notons également que cette configuration particulière risque d'induire une erreur dans l'estimation de la vitesse à cause de la fréquence instantanée ■visible■ au maximum d'amplitude du signal (équation III.41). Si on considère une inclinaison de 31° au lieu de 30°, l'erreur relative sur la vitesse dû au phénomène de réflexion est de 2.9%.

Angle d'élévation de 45° Le problème rencontré pour un angle d'élévation de 30° pour ce véhicule est susceptible de se produire pour un angle d'élévation de 45°. Ici le rayon présentant une normale avec la surface du pare-brise est dépointé de 14° avec l'axe radioélectrique (à comparer avec le dépointage de 1° de l'axe radioélectrique dans l'exemple précédent) ce qui correspond à un gain d'antenne plus faible (-2.1 dB selon la Figure III.4). La Figure III.34 présente un exemple d'image obtenue dans cette configuration. La large trace observée sur une image radar du même véhicule vu sous un angle

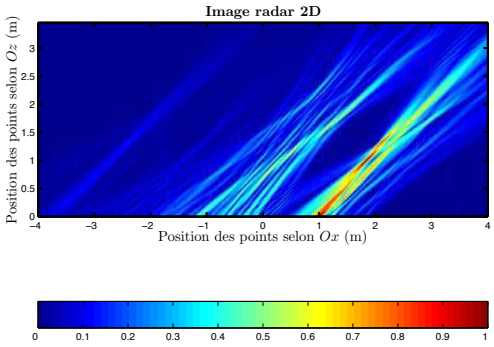


Fig. III.34 – Image radar de la voiture pour un angle d'élévation de 45°

de 30°, est toujours présente mais fortement atténuée. D'autres points de focalisation se dessinent à l'avant et à l'arrière du véhicule mais restent difficiles à localiser avec précision.

Ce manque de focalisation s'explique par les formes arrondies des ■arêtes■ de la voiture. Les points brillants perdent ainsi leur propriété de stationnarité : ils ■glissent■, au fur et à mesure que le véhicule se déplace sans conserver une position précise. Dessiner le contour du véhicule à partir de cette image semble délicat et subjectif. Nous pouvons tout au moins évaluer la longueur du véhicule. Elle est évaluée à approximativement 4.4 m dans l'exemple présenté ici. Cette sous-estimation de la longueur suppose que la vitesse est sous-estimée. La vitesse est évaluée à 25.1 km.h^{-1} pour une vitesse mesurée par le radar de police de 26 km.h^{-1}. Le manque de focalisation en hauteur empêche d'avoir une idée plus précise de l'erreur commise sur la vitesse. Pour la même raison, le choix de la représentation temps-fréquence est difficile à faire. Pour chaque signal enregistré, les vitesses estimées pour chacune des représentations temps-fréquence sont relativement proches les unes des autres.

Angle d'élévation de 60° Pour un angle de 60°, les problèmes dus à la réflexion spéculaire disparaissent mais ceux déjà constatés précédemment pour cet angle se manifestent. En effet, l'angle d'observation de 60° est très sensible à une erreur d'estimation sur la vitesse et l'arrière du véhicule montre une amplitude sur l'image radar nettement moins élevée que l'avant. Tout ceci rend la lecture de l'image délicate. Un exemple d'image est donné sur la Figure III.35 pour laquelle il semble que l'estimation de la vitesse soit proche de la vitesse réelle (les points brillants de l'image ne s'échappent pas du cadre de l'image).

Même si l'existence de points brillants sur l'image est évidente, la difficulté de les localiser précisément rend l'interprétation de l'image très approximative.

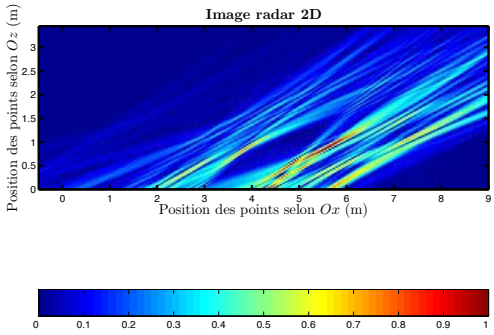


Fig. III.35 – Image radar de la voiture pour un angle d'élévation de 60°

III.4.3 Bilan

III.4.3.1 L'estimateur de vitesse

Nous avons choisi de présenter les résultats pour deux véhicules différents puisque nous avons observé que la forme géométrique de la cible et son angle d'observation déterminent la qualité de l'image. Puisque nous n'avons aucun dispositif à notre disposition pour connaître précisément la vitesse du véhicule, nous ne pouvons juger des performances de notre estimateur de vitesse qu'en fonction de la qualité de l'image obtenue et en comparant les dimensions physiques du véhicule (données par le constructeur) et celles mesurées sur l'image. Or, le phénomène de réflexion spéculaire sur le pare-brise nous empêche de juger de la qualité de l'estimation de la vitesse à cause de la très mauvaise qualité de l'image. Toutefois, nous supposons que ce phénomène de réflexion spéculaire induit une erreur sur la vitesse puisque que le maximum de signal est alors observé dans l'axe spéculaire (ou aux alentours) ne correspondant pas forcément à la direction donnée par l'axe radioélectrique. Enfin les ■arêtes■ très arrondies de la voiture donnant un effet de non-stationnarité des points brillants empêchent de les localiser en un point bien précis de l'image. Ceci rend difficile l'estimation des principales grandeurs (longueur, hauteur) du véhicule à partir de l'image radar et, par conséquent, ne permet pas de juger au mieux l'estimation de la vitesse.

Si nous considérons le cas du camion qui ne présente aucune de ces deux difficultés, nous constatons alors que pour une inclinaison de 30°, l'erreur commise par l'estimateur de vitesse ne joue que sur l'estimation du gabarit avec une erreur maximale observée sur la hauteur de 80 cm. La même conclusion peut être faite pour l'inclinaison de 45°. En revanche, l'erreur sur la vitesse pour un angle d'inclinaison de 60° contribue à de fortes dégradations de l'image radar, rendant celle-ci illisible.

Pour finir, le choix de la représentation temps-fréquence à partir de ces résultats expérimentaux est difficile à faire. On peut dire que les résultats obtenus pour une inclinaison de 45° suggèrent d'écarter de ce choix, la représentation pseudo Wigner-Ville lissée.

III.4.3.2 Les images radar

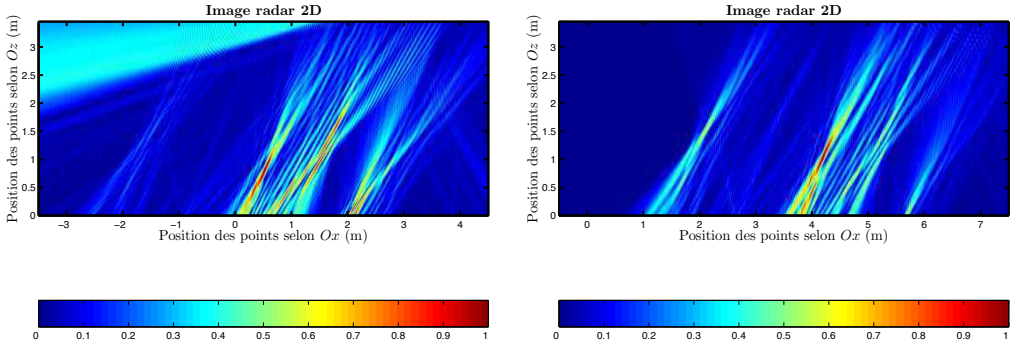
La qualité de l'image radar dépend non seulement de l'angle de vue mais aussi de la forme géométrique de la cible. Il apparaît que notre imageur souffre de son manque de focalisation en distance face à des cibles dont la forme autorise la réflexion sur une durée non négligeable et pour des points non-stationnaires. Cependant le phénomène observé sur l'image dû à la réflexion sur une surface perpendiculaire à l'axe radioélectrique donne une information sur la géométrie de la cible. Les images réalisées pour des véhicules ne présentant pas cette particularité géométrique s'approchent des images issues des signaux simulés. Nous retrouvons des points de focalisation qui permettent d'évaluer le gabarit du véhicule.

III.4.4 Perspectives de modification et d'amélioration

III.4.4.1 Modules correcteurs

Pour améliorer notre système imageur, la première idée est de corriger l'effet de réflexion spéculaire. Dans le cas de la voiture circulant sous une antenne inclinée à 30°, nous avons constaté que ce phénomène est visible sur une représentation temps-fréquence et est très localisé notamment en fréquence. L'idée est de détecter ce phénomène sur une représentation temps-fréquence et d'appliquer un filtre. En appliquant un simple filtre coupe bande très étroit (notche filter) centré sur la fréquence présentant le maximum d'énergie, nous pouvons déjà éliminer de l'image la trace gênante à l'interprétation de l'image. Ceci a été appliqué pour la configuration de la Figure III.30. L'image générée à partir du signal filtré est présentée sur la Figure III.36(a). Même si l'effet du pare-brise est fortement atténué, il reste très difficile de localiser les points brillants. Cependant, l'image radar de ce véhicule a déjà montré un manque de focalisation pour une inclinaison de 45°. De plus, une trace claire est apparue en haut à gauche de l'image, semblant provenir du radar.

Nous envisageons alors de modifier ce traitement en remplaçant le filtre coupe-bande par un filtre localisé à la fois en temps et en fréquence. Nous proposons d'appliquer à une représentation linéaire temps-fréquence du signal un filtre qui n'est autre qu'un masque binaire excluant le segment. La représentation choisie est la transformée de Fourier à Courts termes. Le signal utilisé pour le traitement d'imagerie est la transformée inverse de la transformée de Fourier à Courts termes. L'image ainsi générée pour l'exemple traité précédemment est illustrée sur la Figure III.36(b). L'image ne présente plus l'effet du pare-brise ou de façon fortement atténuée. Il ne fait pas paraître non plus de termes supplémentaires gênant l'interprétation de l'image. Toutefois, la localisation des points brillants demeure difficile.



(a) Filtre coupe-bande (b) Filtre temps-fréquence

Fig. III.36 – Image radar de la voiture pour un angle d'élévation de 30° à partir d'un signal filtré

Nous avons envisagé également d'utiliser une représentation quadratique temps-fréquence pour pouvoir bénéficier d'une meilleure résolution et par conséquent d'une meilleure localisation du phénomène à extraire. Mais, les représentations quadratiques ne sont pas inversibles. Cependant, des méthodes sont développées pour retrouver à partir de la représentation de Wigner-Ville, le signal associé. Mais une matrice 2D quelconque n'est pas le résultat de la transformation de Wigner-Ville d'un signal. Il faut trouver une transformée valide qui s'approche le plus de la représentation corrigée. Les méthodes de la littérature proposent :

- soit l'approximation des moindres carrés [Boudreaux-Bartels 1986],
- soit une approximation des fonctions de bases [Kumar 1986],
- soit une décomposition en valeurs singulières de la matrice constituant la représentation de Wigner-Ville [Wang 1990].

Toutefois cette opération s'avère inutilisable pour notre application puisque la représentation de Wigner-Ville modifiée par un masque binaire est trop différente d'une représentation valide.

III.4.4.2 Module d'interprétation de l'image

Une autre amélioration envisagée est un module d'aide à l'interprétation de l'image. En effet, nous constatons que la détection d'un gabarit de véhicule sur une image peut parfois paraître subjective particulièrement lorsque les points sont difficiles à localiser précisément. En particulier, les traces de part et d'autre de chaque point dû au manque de focalisation gênent à l'interprétation de l'image. Nous imaginons alors un algorithme d'interprétation récursif. A chaque itération, le maximum d'amplitude de l'image est désigné comme un point brillant. Ses coordonnées servent à retrouver sa contribution sur l'image en construisant une image issue de ce seul point. Cette contribution est pondérée

en fonction de l'amplitude du point sur l'image et soustraite à l'image. Nous répertorions ainsi toute une quantité de points brillants jusqu'à ce que le maximum de l'image se trouve en-dessous d'un seuil préalablement choisi. L'interprétation de l'image de la Figure III.25(a) est illustrée sur la Figure III.37. Les éléments perturbateurs de l'image

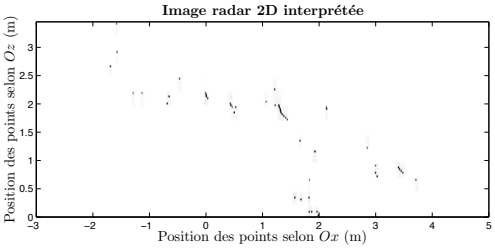


Fig. III.37 – Interprétation de l'image radar pour le camion vu sous un angle d'élévation de 30°

restent mais cette interprétation permet de faciliter sa lecture. Toutefois, ce module d'interprétation reste inadapté pour des images présentant des points non-focalisés ou des singularités de forte amplitude.

III.4.4.3 Modification du signal émis

Nous proposons, pour supprimer toutes les limitations du système, de modifier la forme du signal émis. La principale difficulté de notre système réside dans le manque de focalisation en distance. Il peut donner des images lisibles dans le cas de véhicules coopératifs mais montre des difficultés pour certains d'entre eux. Nous proposons donc dans la partie suivante de modifier le signal émis en lui ajoutant une modulation. Le choix de la modulation ainsi que la modification du traitement utilisé sont largement discutés dans la suite de ce rapport.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, des simulations électromagnétiques basées sur la méthode de l'optique physique étendue à une configuration champ proche ont permis de valider notre traitement et d'étudier l'influence des différents paramètres géométriques sur l'image. Ces simulations valident notamment l'hypothèse des points brillants, puisque les images radar obtenues présentent des points de focalisation au niveau des zones de forte diffraction (les arêtes). Nous constatons aussi que l'angle d'élévation de l'antenne joue un rôle important sur la qualité de l'image radar. Plus l'angle est élevé, plus les traces issues des points brillants peuvent être gênantes à l'interprétation de l'image et plus les points de diffraction situés à l'arrière du véhicule s'effacent au détriment des points à l'avant qui apparaissent alors plus nettement. Il faut ajouter l'hypersensibilité pour ces angle élevés à une erreur d'estimation de la vitesse. L'estimateur de vitesse présenté dans le chapitre

précédent est confronté à ces signaux simulés. Il convient de noter que les résultats obtenus en terme de précision d'estimation ne permettent pas actuellement de préférer une représentation temps-fréquence parmi celles que nous exposons dans ce chapitre (WV, SPWV, SPWV*, PWV$_q$).

Les résultats expérimentaux présentés ensuite ont montré avec l'exemple du camion que notre traitement d'imagerie pouvait permettre de reconnaître le gabarit d'un véhicule pour des angles d'élévation de l'antenne de 30 et 45°. Dans ces deux configurations, l'erreur commise sur la vitesse par notre estimateur a les même conséquences sur l'image. L'inclinaison à 45° favorise toutefois la focalisation des points à l'avant du véhicule au détriment des points à l'arrière. L'analyse de ces résultats ne permet pas de privilégier le choix d'une représentation temps-fréquence. Tout au moins, nous avons noté des résultats légèrement moins bons dans le cas de l'inclinaison à 45° pour la SPWV. Les termes d'interférences des représentations WV, PWV4 et PWV6 ne semblent pas être très perturbateurs pour notre application.

En revanche, les images de la voiture ont mis en évidence les limites du traitement. En effet, il apparaît que le traitement n'est pas suffisant pour une bonne interprétation dans le cas de certains véhicules. En effet, les cibles présentant une surface plane de longueur non négligeable et orthogonale (ou quasiment) à l'axe de visée apparaissent sur l'image radar avec une large trace, d'une amplitude telle qu'elle cache les points de focalisation susceptible d'être présents. Il semble également difficile pour des véhicules aux ■arêtes arrondies■ d'avoir une focalisation bien nette sur l'image.

Les résultats présentés pour deux véhicules différents a permis d'une part d'appuyer toutes les conclusions tirées à partir des signaux simulés et de réaliser des images radar permettant d'évaluer approximativement le gabarit du véhicule. Mais, d'un autre côté, ces signaux expérimentaux ont mis en évidence l'incapacité du traitement à réaliser des images focalisées face à des véhicules montrant une géométrie particulière. Le traitement proposé peut être suffisant et satisfaisant si les véhicules ne présentent pas de géométries singulières posant problème à cause de la non-focalisation en distance.

Nous pouvons envisager d'ajouter des modules correcteurs de type filtre temps-fréquence pour rectifier l'effet de réflexion spéculaire sur une longueur non négligeable mais le manque de focalisation dû aux formes arrondies (non-stationnarité des points) ne peut être ainsi solutionné. Nous proposons donc dans le chapitre suivant d'apporter une modification au système. L'idée est d'ajouter une seconde dimension au signal émis par modulation de ce signal afin de lui donner une largeur spectrale suffisante pour une focalisation en distance.

Chapitre IV

Évolution du système

IV.1 Introduction

Dans le chapitre II de cette étude, nous avons présenté une méthode pour réaliser des images radar de véhicules passant sous une balise de télépéage, en utilisant le système existant. Nous avons vu que, sans aucune modification du système et malgré les contraintes que cela entraîne, nous pouvons réaliser des images permettant d'extraire l'information de gabarit de certains véhicules. Toutefois, les images sont parfois difficiles à interpréter à cause de la focalisation dans une seule dimension. Nous proposons donc dans ce chapitre une modification du système initial. Le but est d'améliorer la qualité de l'image en ajoutant une seconde dimension au signal émis. Nous conservons la nature continue du signal radar pour permettre au système de conserver ses fonctions de détection de badge dans le véhicule. La seconde dimension est apportée par une modulation de fréquence du signal : nous proposons une modulation linéaire de la fréquence car elle ne nécessite qu'une petite modification du système existant et peut être réalisée à un coût modéré.

La première section explique le choix de cette modulation et expose les applications déjà existantes pour le radar FM-CW. Nous présentons le traitement utilisé pour ce nouveau signal en vue de la construction de l'image radar et de la construction du signal de référence. Des exemples d'images réalisées à partir d'un modèle ■points brillants■ illustrent ensuite l'amélioration apportée par la modulation du signal émis. La deuxième section présente les images radar obtenues par la simulation électromagnétique. Nous apportons une modification au simulateur pour qu'il traduise la rampe de fréquence. Grâce à ces signaux simulés, nous étudions la sensibilité du nouveau système imageur aux variations des paramètres géométriques et la capacité de notre traitement à évaluer la réponse impulsionnelle du filtre adapté (ou réplique). Enfin, nous présentons, dans la troisième section, le prototype de radar FM-CW réalisé pour les besoins de l'étude et les premiers résultats que ce système nous a permis d'obtenir.

IV.2 Système d'imagerie radar FM-CW

La modification du système nécessite un nouveau traitement du signal qui doit prendre en compte la forme du signal émis. Mais, comme dans le cas du système initial, le traitement doit également tenir compte d'une distance radar-cible comparable aux dimensions de la cible. Après un descriptif du système radar FM-CW, cette section propose un traitement d'imagerie radar pour notre application, comprenant la construction d'une série de répliques.

IV.2.1 Le radar FM-CW

IV.2.1.1 Principe et notations [Hymans 1960, Thourel 1982]

Le radar FM-CW émet un signal à onde continue et dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps autour d'une fréquence centrale f_c. La modulation peut être de type ■dent de scie■ (Figure IV.1) ou ■en toit■. Le signal est périodique de période T_p

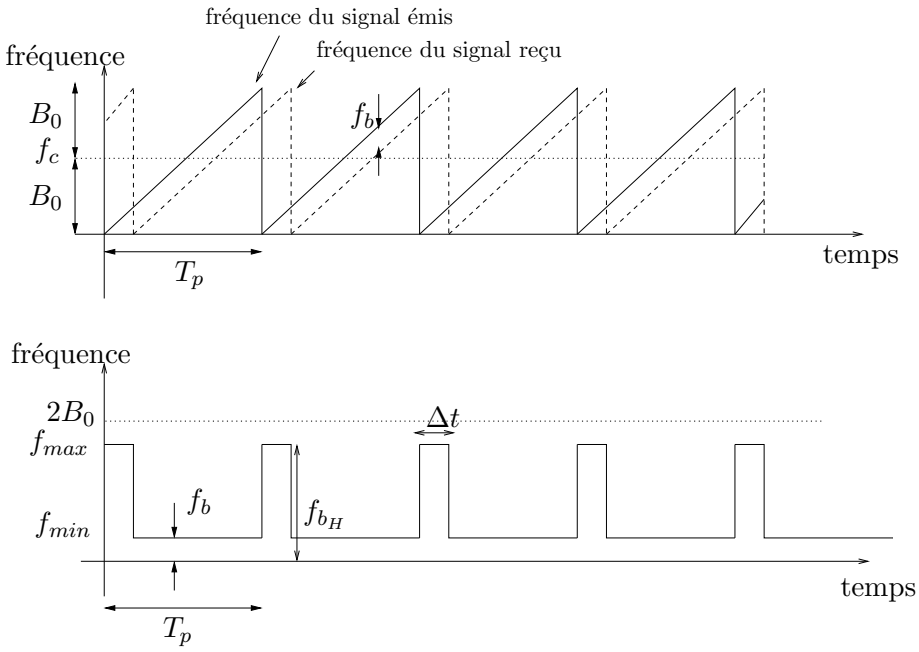


Fig. IV.1 – Modulation de la fréquence en dent de scie

et l'excursion en fréquence est notée $2B_0$. On note 2α, le taux de variation de fréquence exprimé avec :

$$2\alpha = \frac{2B_0}{T_p} \tag{IV.1}$$

Ce type de radar est utilisé pour mesurer des distances. En effet, le signal reçu, version retardée et atténuée du signal émis, est multiplié à ce dernier. Le produit peut s'écrire

sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} s_r(t)\ s_e(t) &= A'A\cos[2\pi f_{inst}(t)\ t+\theta_e]\cos[2\pi f_{inst}(t-\Delta t)\ t+\theta_r] \\ &= \frac{A'A}{2}\Big[\cos\Big(2\pi\big(f_{inst}(t)-f_{inst}(t-\Delta t)\big)t+(\theta_e-\theta_r)\Big)+ \\ &\quad \cos\Big(2\pi\big(f_{inst}(t)+f_{inst}(t-\Delta t)\big)t+(\theta_e+\theta_r)\Big)\Big] \end{aligned} \tag{IV.2}$$

Le deuxième terme (haute fréquence) est éliminé par filtrage passe-bas. La distance entre le radar et la cible est donnée par la différence entre les fréquences des deux signaux (émis et reçu). Cette différence entre deux fréquences est appelée la fréquence de battement. Supposons une cible située à une distance R du radar : le signal reçu est décalé de $\Delta t = \frac{2R}{c}$ par rapport au signal émis. L'évolution des fréquences de ces deux signaux (émis et reçu) est illustrée sur la Figure IV.1.

Par construction, le décalage temporel entre ces deux signaux, est proportionnel à la fréquence de battement f_b :

$$f_b = 2\alpha\Delta t = 2\frac{B_0}{T_p}\frac{2R}{c} \tag{IV.3}$$

La mesure de l'écart en fréquence des deux signaux, nous renseigne sur la distance R entre le radar et la cible. En réalité, comme l'indique la Figure IV.1, il y a deux fréquences de battement pour le produit des deux signaux : une fréquence haute (f_{b_H}) et une fréquence basse (f_b). Si le temps d'aller-retour de l'onde est négligeable devant la période T_p du signal, seule la fréquence égale à f_b est visible.

IV.2.1.2 Avantages et inconvénients

Pour réaliser un système radar permettant à la fois une détection en distance et en vitesse, il est commun de réaliser la modulation du signal radar porteur. Toutefois, deux systèmes sont envisageables : systèmes à onde continue ou systèmes à onde pulsée.

L'intérêt des systèmes pulsés est la forte puissance instantanée qu'ils sont capables d'émettre. Cette capacité leur confère alors un grand pouvoir de détection, ce qui n'est pas forcément le cas des systèmes à onde continue. Toutefois, la conception d'un système pulsé fait appel à une technologie coûteuse et délicate à mettre en oeuvre : une application de détection d'objets situés à une dizaine de mètres demande une électronique très rapide (le temps d'aller-retour d'une onde pour une cible située à 2 mètres est d'environ 13 ns).

Ainsi, le radar FM-CW est principalement utilisé pour des applications courtes et moyennes distances. Il est préféré à un système pulsé puisqu'il nécessite une technologie moins coûteuse. En particulier, la modulation peut se faire par l'utilisation d'un oscillateur commandé en tension (OCT). Ce type de radar semble donc convenir à notre application.

IV.2.1.3 Applications

De nombreuses applications utilisent le radar FM-CW pour sa facilité de mise en oeuvre et pour une utilisation à faible ou moyenne distance. Nous en donnons quelques exemples.

Des industriels se sont associés aux universitaires pour élaborer des projets de radars anticollision destinés aux véhicules terrestres. Le choix d'une modulation FM-CW s'est imposé par le faible coût des composants et la simplicité de réalisation électronique. Plusieurs entreprises commercialisent aujourd'hui ces radars.

Le radar FM-CW à fréquences basses est utilisé comme radar de pénétration pour des surfaces neigeuses ou sableuses. Des études menées au Japon ([Yamaguchi 1994] et [Moriyama 2000]) visent à détecter une cible enfouie sous la neige et à réaliser une image 2D ou 3D. Dans ce cas, l'intérêt de ce type de radar, est sa capacité à travailler à une distance courte (1 à 2 m).

Certains radars atmosphériques comme celui de l'université de Delft émettent un signal FM-CW pour bénéficier d'une plus petite distance minimale de mesure et de composants à des prix raisonnables. Ces derniers utilisent la polarimétrie et la mesure Doppler pour identifier les différents hydrométéores, l'orientation des particules des précipitations et l'effet des turbulences. Ils sont aussi utilisés pour des mesures troposphèriques dans le but d'élaborer des modèles microondes des différentes couches.

Le radar FM-CW est également mis en oeuvre pour l'observation de la Terre à partir de systèmes aéroportés. Nous pouvons mentionner le radar ERASME (Étude RAdar des Sols et de la MEr) développé en 1983 par le CRPE (Centre de Recherche Pour l'Environnement) avec la participation du CNES (Centre National d'Etude Spatiale). Sa première version fonctionne en bande de fréquence C et pour une polarisation HH. Son faible encombrement lui permet d'être embarqué dans un avion ou un hélicoptère. Il mesure alors le coefficient de rétrodiffusion en fonction de l'angle d'incidence : il permet ainsi de déterminer la hauteur des arbres et la densité de plantation. Depuis 1988, la nouvelle version peut travailler sur deux bandes de fréquence (C et X) et avec deux configurations de polarisation (HH et VV) pour étudier les vents à la surface de l'océan [Bernard 1986, Bénallègue 1995]. Son concurrent finlandais, l'HUTSCAT (Helsinki University of Technology SCATerometter) [Hallikainen 1993], développé en 1988 par l'université de Helsinki fonctionne dans les quatre polarisations et à deux fréquences différentes. Ses domaines d'applications s'étendent à la glace et aux cristaux de neige. Certains radars FM-CW aéroportés sont également utilisés pour étudier les différentes couches de glaces au Groenland ou en Antarctique [Kanagaratnam 2001]. Nous pouvons également évoquer une étude actuellement menée à l'université de Delft pour utiliser un radar construit sur le modèle d'un radar anticollision à bord d'un planeur pour l'observation de la Terre en utilisant la technique de synthèse d'ouverture [Wit 2002], ou encore le radar développé au Cemagref dans un premier objectif de localisation d'engins agricoles. L'application de ce dernier s'est étendue, par l'ajout d'un traitement SAR polarimétrique, à un radar d'aide à la reconnaissance de l'environnement [Dusi 1997].

IV.2.2 Construction de l'image

IV.2.2.1 Modélisation de la scène

Le signal choisi pour notre application est un signal continu présentant une modulation linéaire de la fréquence sur une période T_p. Ce signal $s_e(t)$ peut, comme nous l'avons vu dans la section I.3.3, être exprimé en fonction d'un signal $p(t)$ de durée finie :

$$s_e(t) = \sum_k p(t - kT_p) \quad k \in \mathbb{Z} \tag{IV.4}$$

L'indice k est associé à l'indice de la période. A chaque début de période identifié par $t = (k - \frac{1}{2})T_p$, le signal $p(t)$ est émis. Le signal $p(t)$ traduit la modulation du signal pour une période T_p :

$$p(t) = \exp(\jmath 2\pi(f_c t + \alpha t^2)) \text{ pour } |t| < T_p/2 \tag{IV.5}$$

Une modulation quadratique de phase correspond à une modulation linéaire de la fréquence. Selon (IV.5), la fréquence instantanée du signal évolue de $(f_c - \alpha T_p)$ à $(f_c + \alpha T_p)$. Dans notre problème, un radar immobile situé à une hauteur H du sol émet le signal $s_e(t)$. Le signal reçu est le signal renvoyé par une cible mobile. La scène est identique à celle décrite dans la section II.2 (Figure II.2) : la cible, modélisée par un ensemble de points brillants, évolue à une vitesse V constante, selon l'axe Ox, en direction de l'antenne. L'antenne est caractérisée par son angle d'élévation α_e et son angle d'ouverture à -3 dB, β_H, dans le plan Oxz. Pour simplifier les notations, nous allons changer de repère d'observation et nous placer dans un repère lié à la cible. Par conséquent, celle-ci est considérée immobile : le déplacement du radar avec une vitesse $(-V)$ crée le mouvement relatif entre le radar et la cible. De cette manière, nous retrouvons une configuration SAR. La Figure IV.2 illustre cette scène. A chaque période T_p, le radar est situé à une abscisse

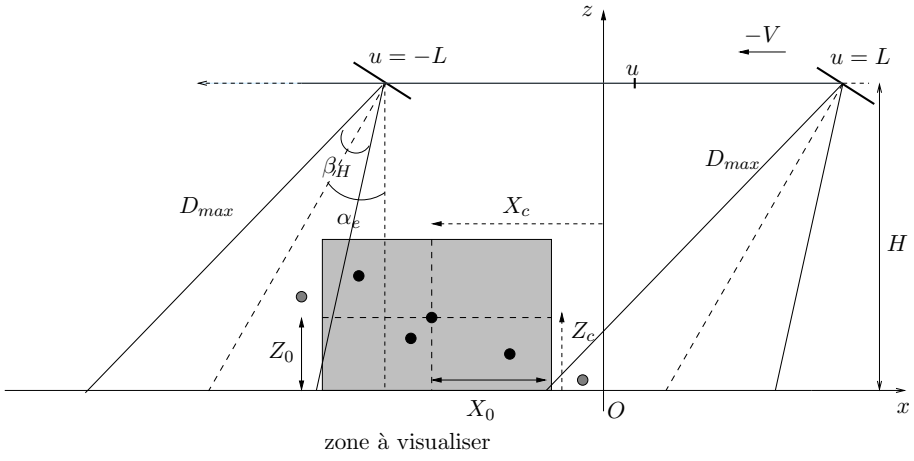


FIG. IV.2 – Nouvelle configuration : passage à un contexte SAR

$u \in [-L; L]$, où $u = -VkT_p = -V\tau$, où $k \in \mathbb{Z}$. Le paramètre τ désigne ici la base de temps lente (*slow-time*) par opposition à la base de temps rapide t (*fast-time*). Ainsi, une

représentation bidimensionnelle du signal en fonction de t et $\tau = kT_p$ (avec $k \in \mathbb{Z}$ - ou u) est adoptée.

La distance parcourue par le radar, $2L$, ainsi que son angle d'élévation, α_e, et son angle d'ouverture, β_H, permettent de définir au sol, une distance $2X_0$ visible par celui-ci pendant toute la durée de l'acquisition (c'est-à-dire pour $u \in [-L; L]$). Cette longueur, avec la hauteur maximale ($2Z_0$) attendue pour le véhicule fixe les limites de la zone à visualiser. Cette zone délimite l'espace où les points sont attendus et sera entièrement balayée par le faisceau de l'antenne. L'origine du repère est prise au sol à mi-distance du radar. Nous notons alors (X_c, Z_c) les coordonnées dans ce repère du centre de la zone à visualiser. Nous retrouvons ainsi la configuration utilisée pour décrire les différentes techniques de traitement du signal SAR (section I.3.3). Si nous supposons que la zone à visualiser est constituée d'un ensemble de points brillants i, la fonction de réflectivité recherchée s'écrit :

$$f(x,z) = \sum_i \rho_i \ \delta(x - X_i) \ \delta(z - Z_i) \tag{IV.6}$$

avec

$$\begin{cases} X_i & \in [X_c - X_0; X_c + X_0] \\ Z_i & \in [Z_c - Z_0; Z_c + Z_0] \end{cases}$$

Nous pouvons encore exprimer cette fonction à partir des coordonnées x_i et z_i, des points brillants exprimées par rapport au centre de la scène (X_c, Z_c) :

$$\begin{cases} x_i & = X_i - X_c \\ z_i & = Z_i - Z_c \end{cases}$$

Sans tenir compte de la pondération apportée par l'antenne, le signal reçu par l'antenne réceptrice pour une cible ponctuelle i s'écrit :

$$s_{r_i}(t,u) = p\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{((X_c + x_i) - u)^2 + (Z_i - H)^2}\right) \tag{IV.7}$$

Le signal total est la somme des contributions apportées par chacun des points brillants :

$$s_r(t,u) = \sum_i s_{r_i}(t,u) = \sum_i p\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Z_i - H)^2}\right) \tag{IV.8}$$

Pour réduire la fréquence d'échantillonnage nécessaire à la conversion numérique de ce signal, celui-ci est mélangé au signal émis $s_e(t)$. Du signal résultant, nous nous intéressons seulement aux composantes basses fréquences du produit d'intermodulation des deux signaux, que nous appelons le signal de battement $s_b(t,u)$:

$$s_b(t,u) = s_e(t)s_r^*(t,u) = p(t)\sum_i p^*\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Z_i - H)^2}\right) \tag{IV.9}$$

Le signal $s_b(t,u)$ est utilisé pour notre traitement afin d'en extraire la répartition spatiale de réflectivité de la cible. Nous notons $D_i(u)$ la distance reliant le radar au point i :

$$D_i(u) = \sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Z_i - H)^2} \tag{IV.10}$$

A partir de l'expression (IV.5), l'expression (IV.9) se développe :

$$s_b(t,u) = \sum_i \exp\left[\jmath 2\pi \left(f_c t + \alpha t^2\right)\right] \exp\left[-\jmath 2\pi \left(f_c \left(t - \frac{2D_i(u)}{c}\right) + \alpha \left(t - \frac{2D_i(u)}{c}\right)^2\right)\right] \tag{IV.11}$$

On obtient finalement :

$$s_b(t,u) = \sum_i \exp\left(\jmath \frac{4\pi f_c}{c} D_i(u) - \jmath \frac{8\pi\alpha}{c^2} D_i^2(u) + \jmath 2\pi \left(\frac{4\alpha}{c} D_i(u)\right) t\right) \tag{IV.12}$$

Cette dernière expression montre que le signal contient l'information de distance. En effet, la fréquence instantanée (ou fréquence de battement) selon t[1] est proportionnelle à la distance entre le radar et le point i :

$$f_b = \frac{4\alpha}{c} D_i(u) \tag{IV.13}$$

La Figure IV.3 présente le module de la transformée de Fourier du signal de battement $|S_b(\omega,u)|$ en présence d'une cible ponctuelle. La courbe obtenue représente l'évolution de la fréquence de battement f_b, qui est proportionnelle à l'évolution de la distance radar-cible.

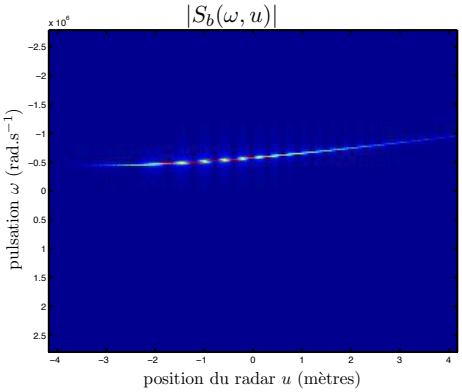


Fig. IV.3 – Le module de la transformée de Fourier du signal de battement $|S_b(\omega,u)|$ pour une cible ponctuelle

IV.2.2.2 Traitement appliqué basé sur la méthode de *range-stacking*

La plupart des méthodes de traitement du signal SAR présentées dans section I.3.3 utilisent des approximations pour simplifier les calculs. Ces approximations ne sont pas forcément valides pour notre application. La technique de *range-Doppler*, par exemple, est basée sur l'approximation de Fresnel pour une cible en champ lointain : cette approxi-

[1] La fréquence instantanée $f_{inst_t}(t)$ d'un signal $s(t) = a(t)\exp(\jmath\phi(t))$ selon la variable t est proportionnelle à la dérivée de la phase selon cette variable t : $f_{inst_t}(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\partial\phi(t)}{\partial t}$

mation suppose que la longueur de la cible dans l'axe distance est très petite devant la distance radar-cible. Typiquement cette approximation ne peut être envisagée pour notre application puisque le radar est proche de la cible (distance à la cible parfois inférieure au mètre si la hauteur du véhicule est de quelques mètres).

Toutefois, la méthode *range-stacking* requiert peu de simplifications et ne nécessite pas une grande distance radar-cible par rapport aux dimensions de la cible. Elle offre donc une grande liberté de configuration et peut facilement être adaptée au signal de battement.

En effet, le signal à traiter est le signal de battement $s_b(t)$. La méthode de *range-stacking* décrite dans l'annexe C nécessite la construction d'un signal de référence $s_i(t,u) = TF^{-1}\left[S_i(\omega,k_u)\right]$ pour chaque position en distance (notée y_i dans l'annexe). Ce signal n'est autre que le signal attendu pour une cible ponctuelle située à la position (X_c, y_i). De même, nous construisons un signal de référence $rep_i(t,u)$ pour une position Z_i selon l'axe Oz qui est le signal de battement qui serait enregistré si la cible se réduisait à un point de coordonnées (X_c, Z_i) :

$$rep_i(t,u) = p(t)p^*\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{(X_c-u)^2 + (Z_i-H)^2}\right) \tag{IV.14}$$

Le développement de (IV.14) à partir de l'expression (IV.5) donne :

$$rep_i(t,u) = \exp\left(\jmath\frac{4\pi}{c}\sqrt{(X_c-u)^2+(Z_i-H)^2}\left(f_c - \frac{2}{c}\alpha\sqrt{(X_c-u)^2+(Z_i-H)^2} + 2\alpha t\right)\right) \tag{IV.15}$$

La méthode de *range-stacking* consiste à réaliser une opération de filtrage adapté du signal reçu $s_r(t,u)$ pour chaque case distance par l'intermédiaire du signal de référence $s_i(t,u)$ (voir annexe C) :

$$\tilde{f}(x,Z_i) = \int_{k_u}\int_{\omega} S_i^*(\omega,k_u)S_r(\omega,k_u)\exp(\jmath k_u x)dk_u d\omega \tag{IV.16}$$

Nous considérons $s_r(t,k_u)$ et $s_i(t,k_u)$, les transformées de Fourier selon la variable u respectivement du signal reçu par l'antenne $s_r(t,u)$ et du signal de référence $s_i(t,u)$, pour une position Z_i. En utilisant la relation de Parseval[2] dans l'équation (IV.16) et en supposant que l'intégration suivant les fréquences élevées n'est pas bornée, nous obtenons une nouvelle expression pour l'estimation de la fonction spatiale en Z_i :

$$\tilde{f}(x,Z_i) = \int_{k_u}\left[\int_t s_i^*(t,k_u)s_r(t,k_u)dt\right]\exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{IV.17}$$

Par construction, le produit $p(t)p^*(t)$ est égal à l'unité pour tout t. Nous pouvons donc écrire :

$$\tilde{f}(x,Z_i) = \int_{k_u}\left[\int_t p(t)p^*(t)s_i^*(t,k_u)s_r(t,k_u)dt\right]\exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{IV.18}$$

[2]Soient $X(f)$ et $Y(f)$ les transformées de Fourier respectives de $x(t)$ et $y(t)$. La relation de Parseval donne l'égalité suivante : $\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y^*(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)Y^*(f)df$

Nous retrouvons alors les expressions du signal de battement et du signal de référence qui lui est associé, exprimés dans le plan (t, k_u) :

$$\tilde{f}(x, Z_i) = \int_{k_u} \left[\int_t rep_i(t, k_u) s_b^*(t, k_u) dt \right] \exp(\jmath k_u x) dk_u \tag{IV.19}$$

En appliquant une nouvelle fois la relation de Parseval, nous retrouvons une estimation de la fonction cible similaire à celle de l'expression (IV.16) mais obtenue à partir du signal de battement et du signal de référence associé :

$$\tilde{f}(x, Z_i) = \int_{k_u} \left[\int_\omega Rep_i(\omega, k_u) S_b^*(\omega, k_u) d\omega \right] \exp(\jmath k_u x) dk_u \tag{IV.20}$$

L'image radar se construit en utilisant cette expression pour toutes les valeurs de $Z_i \in [Z_c - Z_0; Z_c + Z_0]$. L'utilisation du signal de battement dans la méthode de *range-stacking* (plutôt que le signal reçu) facilite l'acquisition. En effet, si le signal reçu devait être échantillonné, ceci nécessiterait une très grande fréquence d'échantillonnage ($> 2B_0$) alors que le signal de battement à une fréquence maximale qui dépend de la distance maximale à la cible (voir section IV.2.2.3). Cette dernière équation montre que l'on obtient une image radar 1D pour chaque case distance Z_i en construisant une réplique (ou signal de référence) calculée comme étant le signal de battement attendu pour une cible située en (X_c, Z_i). Les transformées de Fourier 2D du signal de battement et de la réplique sont multipliés et les contributions pour chaque pulsation ω sont sommées. L'image radar est obtenue par transformée de Fourier inverse.

IV.2.2.3 Choix des paramètres

Bande de fréquence et résolution Nous avons montré comment nous pouvions utiliser un signal émis de type FM-CW pour une application d'imagerie radar. Il convient maintenant de définir les paramètres de ce nouveau système (bande spectrale, période du signal) pour atteindre une bonne résolution en distance en accord avec notre problème. Compte tenu des dimensions des cibles et de l'application (évaluation de gabarit), nous allons chercher à atteindre une résolution en distance de 20 cm. Celle-ci est donnée par la bande spectrale occupée par le signal émis : $2B_0$. La résolution en distance δz (voir section I.2.1) est de l'ordre $\frac{c}{4B_0}$.

Supposons une cible ponctuelle située en (X_c, Z_j). D'après (IV.16), nous calculons son image à la case distance Z_i :

$$\tilde{f}_j(x, Z_i) = \int_{k_u} \left[\int_\omega S_i^*(\omega, k_u) S_r(\omega, k_u) d\omega \right] \exp(\jmath k_u x) dk_u \tag{IV.21}$$

Dans l'annexe C, nous avons exprimé la transformée de Fourier d'un signal à modulation sphérique de phase. Si nous prenons comme point de référence, le point de coordonnées

(X_c, Z_i), la transformée de Fourier du signal émis a la forme suivante :

$$S_i(\omega, k_u) = P(\omega) \exp(-\jmath k_u X_c - \jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2} Z_i) \tag{IV.22}$$

et celle du signal reçu (provenant d'un point situé en (X_c, Z_j) :

$$S_j(\omega, k_u) = P(\omega) \exp\left(-\jmath k_u X_c - \jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2} Z_j\right) \tag{IV.23}$$

Par conséquent, l'expression (IV.21) se simplifie :

$$\tilde{f}_j(x, Z_i) = \int_{k_u} \left[\int_{\omega} P^*(\omega)P(\omega) \exp(\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2}(z_i - z_j))d\omega\right] \exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{IV.24}$$

Pour un produit bande-temps d'acquisition ($2B_0 t_{acquis}$) suffisamment grand, le spectre du signal émis $P(\omega)$ peut être approché par une porte de longueur $2\omega_0 = 4\pi B_0$, centrée autour de la pulsation $\omega_c = 2\pi f_c$. Notons A l'amplitude de cette porte :

$$\tilde{f}_j(x, Z_i) = \int_{k_u} A^2 \left[\int_{\omega_c-\omega_0}^{\omega_c+\omega_0} \exp(\jmath\sqrt{4k^2 - k_u^2}(z_i - z_j))d\omega\right] \exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{IV.25}$$

Si l'hypothèse $k_u \ll 2k$ est vérifiée et si $\omega_c > \omega_0$, nous pouvons approcher la racine carrée par $2k$:

$$\sqrt{4k^2 - k_u^2} \approx 2k \tag{IV.26}$$

Dans ce cas, la relation (IV.25) peut s'écrire comme le produit de deux intégrales :

$$\tilde{f}_j(x, Z_i) = A^2 \int_{k_u} \exp(\jmath k_u x)dk_u \int_{\omega_c-\omega_0}^{\omega_c+\omega_0} \exp(\jmath 2k(z_i - z_j))d\omega \tag{IV.27}$$

La solution de chacune de ces deux intégrales est un sinus cardinal. Si nous notons $k_{u_{max}}$ et $k_{u_{min}}$, les valeurs extrémales pour la fréquence spatiale associée à la variable u, l'expression de $\tilde{f}_j(x, Z_i)$ s'écrit :

$$\begin{aligned}\tilde{f}_j(x, Z_i) \quad &= 2A^2\ c\ \exp\left(\jmath\tfrac{2(z_i-z_j)\omega_c}{c}\right) \exp\left(\jmath\tfrac{x\left(k_{u_{min}}+k_{u_{max}}\right)}{2}\right) \times \cdots \\ &\quad \tfrac{1}{x}\sin\left(\tfrac{k_{u_{max}}-k_{u_{min}}}{2}x\right) \tfrac{1}{z_i-z_j}\sin\left(\tfrac{2(z_i-z_j)\omega_0}{c}\right)\end{aligned} \tag{IV.28}$$

Cette expression met en évidence que la fonction image est maximale pour $x = 0$ et $z_i = z_j$. Les sinus cardinaux qui apparaissent dans cette nouvelle expression permettent d'évaluer la résolution selon les deux dimensions :

$$\delta x \quad = \tfrac{2\pi}{k_{u_{max}}-k_{u_{min}}} \tag{IV.29}$$

$$\delta z \quad = \tfrac{\pi c}{2\omega_0} = \tfrac{c}{4B_0} \tag{IV.30}$$

La fréquence spatiale k_u selon la dimension u se déduit de la fréquence temporelle[3] $f_\tau(t, \tau)$ selon la variable τ (*slow-time*). Or, la phase $\phi_i(t, \tau)$ de la contribution d'un point brillant

[3] nous avons $k_u = 2\pi f_\tau / V$ sachant que $u = V\tau$

i dans l'expression du signal reçu $s_r(t,\tau)$ se déduit des relations (IV.7) et (IV.5) :

$$\phi_i(t,\tau) = 2\pi f_c \left(t - \frac{2}{c}D_i(\tau)\right) + 2\pi\alpha \left(t - \frac{2}{c}D_i(\tau)\right)^2 \tag{IV.31}$$

Par définition, la fréquence instantanée associée au point i selon la dimension τ est la dérivée de cette phase $\phi_i(t,\tau)$ selon τ (modulo $\frac{1}{2\pi}$) :

$$f_{\tau_i}(t,\tau) = \frac{1}{2\pi}\frac{\partial\phi_i(t,\tau)}{\partial\tau} = \frac{2}{\lambda_c}\frac{\partial D_i(\tau)}{\partial\tau} - \frac{4\alpha}{c}\frac{\partial D_i(\tau)}{\partial\tau}\left(t - \frac{2D_i(\tau)}{c}\right) \tag{IV.32}$$

Dans le premier terme de cette relation, nous reconnaissons l'expression de la fréquence Doppler pour un signal CW (équation (II.8)). L'équation (IV.32) se simplifie :

$$f_{\tau_i}(t,\tau) = \frac{2V\cos\alpha_i(\tau)}{c}\left(f_c - 2\alpha\left(t - \frac{2D_i(\tau)}{c}\right)\right) \tag{IV.33}$$

Le terme $2\alpha(t - 2D_i(\tau)/c)$ est équivalent à une fréquence de battement f_b. Étant donné la géométrie de la scène, cette fréquence est négligeable vis à vis de la fréquence porteuse f_c (voir dans cette section, le paragraphe intitulé *La fréquence d'échantillonnage du signal reçu*). Par conséquent, nous pouvons approcher les fréquences spatiales minimale et maximale à partir de l'expression de la fréquence Doppler dans le cas d'un signal CW (et des ses valeurs extrémales). Pour $k_{u_{max}}$, cela correspond à la position du point i à T_{max} lorsqu'il ■rentre■ dans le lobe de l'antenne :

$$k_{u_{max}} = \frac{2\pi f_{Doppler}(T_{max})}{V} = \frac{4\pi\sin(\alpha_e + \beta_H/2)}{\lambda_c} \tag{IV.34}$$

Pour $k_{u_{min}}$, le point sort du lobe de l'antenne à T_{min} :

$$k_{u_{min}} = \frac{2\pi f_{Doppler}(T_{min})}{V} = \frac{4\pi\sin(\alpha_e - \beta_H/2)}{\lambda_c} \tag{IV.35}$$

A partir de (IV.29), nous retrouvons ainsi l'expression de la résolution en azimut définie pour notre premier système imageur (section II.3.3.2) :

$$\delta x = \frac{V}{B_d} = \frac{\lambda_c}{4sin(\beta_H/2)cos(\alpha_e)} \tag{IV.36}$$

Toutefois, la géométrie de notre application, ne permet pas d'effectuer l'approximation $k_u \ll 2k$. Nous pouvons alors nous faire une idée de la résolution du système en étudiant le support spectral d'une cible selon les dimensions spatiales x et z. En effet, la transformée de Fourier 2D de la contribution d'un point i peut s'exprimer en fonction de k_x et k_z :

$$S_{r_i}[k_x(\omega,k_u), k_z(\omega,k_u)] = P(\omega)\exp\left(-\jmath k_x(\omega,k_u)X_i - \jmath k_z(\omega,k_u)Z_i\right) \tag{IV.37}$$

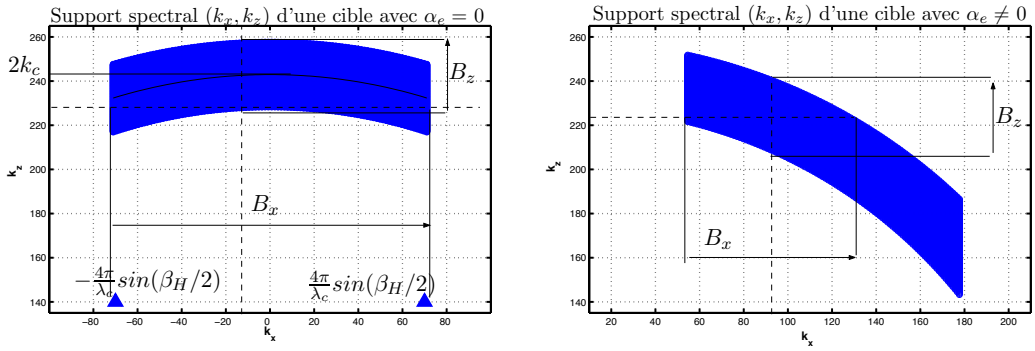
avec :

$$\begin{cases} k_x(\omega,k_u) &= k_u \\ k_z(\omega,k_u) &= \sqrt{4k^2 - k_u^2} \end{cases} \tag{IV.38}$$

La meilleure résolution du signal décrit par l'équation (IV.37) selon les deux dimensions x et z dépend de l'occupation spectrale du signal [Soumekh 1999]. Soient B_x et B_z les deux bandes spectrales spatiales occupées pour une cible, les résolutions selon x et z se décrivent avec :

$$\begin{cases} \delta x &= \frac{2\pi}{B_x} \\ \delta z &= \frac{2\pi}{B_z} \end{cases} \tag{IV.39}$$

La Figure IV.4 illustre l'aire occupée par le signal dans le plan (k_x, k_z) pour $\omega \in [\omega_c - \omega_0; \omega_c + \omega_0]$ et $k_u \in [k_{u_{min}}; k_{u_{max}}]$ pour deux valeurs de l'angle d'élévation : $\alpha_e = 0°$ et $\alpha_e = 30°$. Nous constatons que, pour une valeur k_u donnée, la bande occupée par k_z est



(a) $\alpha_e = 0$ (b) $\alpha_e = 30°$

FIG. IV.4 – Support spectral pour une cible dans le plan (k_x, k_z), avec $f_c = 6.15$ GHZ, $2B_0 = 700$ MHz et $\beta_H = 35°$

constante et égale à $\frac{2\omega_0}{c}$. En revanche, la bande occupée par k_u dépend de la valeur de k_z et de l'orientation de la balise radar[4]. Nous pouvons alors considérer la résolution en distance δz décrite par (IV.30) valide pour notre application. Quant à la résolution en azimut δx, l'expression décrite par (IV.36) est acceptable pour un angle d'élévation α_e nul mais n'est pas valide pour α_e non nul. Toutefois la résolution δx obtenue pour un système CW (section II.3.3.2) et décrite par (IV.36) est équivalente à cinq fois la résolution δz recherchée. Ainsi, la perte de résolution en azimut due aux conditions d'application de ce traitement est acceptable.

Cette étude montre que le choix de la bande de fréquence fixe la résolution en distance. Pour une résolution $\delta z = 20$ cm, nous avons besoin d'une bande de fréquence de $2B_0 = 750$ MHz. Pour les simulations, nous avons choisi $2B_0 = 700$ MHz ($\delta z = 21.4$ cm).

La période du signal émis Le traitement proposé et décrit dans le paragraphe IV.2.2 est appliqué au signal de battement (voir relation (IV.9)). En supposant une cible ponctuelle, la fréquence du signal de battement, dans le cas d'une modulation en dent de scie,

[4]Si nous pouvions effectuer l'approximation $k_u \ll 2k$, l'occupation spectrale des Figures IV.4 se concrétiserait par des rectangles $B_x \times B_z$

est présentée sur la Figure IV.1. Sur une période, la fréquence haute est présente sur une durée (Δt) courte devant celle de la fréquence basse ($T_p - \Delta t$) à condition de choisir la valeur de T_p suffisamment grande devant la valeur Δt. Cette durée Δt correspond au temps d'aller-retour de l'onde entre le radar et la cible. Sa valeur maximale est fonction de la géométrie de la scène et plus particulièrement de la distance maximale à laquelle est vue la cible D_{max} (Figure IV.2) :

$$\Delta t_{max} = \frac{2D_{max}}{c} = \frac{2H}{c\ \cos(\alpha_e + 0.5\beta_H)} \tag{IV.40}$$

A titre d'exemple, pour $H = 5$ m, $\alpha_e = 30°$ et $\beta_H = 35°$, on obtient $\Delta t_{max} \approx 0.05$ μs. La période du signal est donc choisie supérieure à cette valeur. Ainsi, seule la fréquence basse est considérée (relation (IV.3) : $f_b = 2\alpha\Delta t$. Mais une grande valeur de T_p limite l'échantillonnage selon l'axe azimut puisque le pas d'échantillonnage le plus fin (un point par période) pour cet axe est $\Delta\tau = T_p$. Donc la fréquence maximale d'échantillonnage est $f_{e_\tau} = 1/T_p$ et doit satisfaire le critère de Shannon :

$$f_{e_\tau} \geq 2f_{Doppler}(T_{max}) \tag{IV.41}$$

où $f_{Doppler}(T_{max})$ est décrite par :

$$f_{Doppler}(T_{max}) = 2\frac{V\sin(\alpha_e + 0.5\beta_H)}{\lambda} \tag{IV.42}$$

Par conséquent, T_p doit être choisi tel que :

$$\begin{cases} T_p & > \frac{2H}{c\ \cos(\alpha_e+0.5\beta_H)} \\ T_p & < \frac{\lambda}{4V\sin(\alpha_e+0.5\beta_H)} \end{cases} \tag{IV.43}$$

Pour des raisons technologiques (voir ci-après), le choix de la valeur de T_p est choisie égale à 256 μs. Cette valeur est aussi utilisée pour les simulations.

La fréquence d'échantillonnage du signal reçu Puisque l'information nécessaire au traitement du signal reçu pour obtenir la résolution en distance est contenue dans la fréquence de battement, il est nécessaire que la fréquence d'échantillonnage f_e après démodulation respecte la limite de Shannon :

$$f_e > 2f_{b_{max}} \tag{IV.44}$$

La fréquence de battement maximale est déterminée à partir de la configuration suivante : angle d'élévation de l'antenne radar de 60°, angle d'ouverture de l'antenne radar de 35° et position de l'antenne radar à 5 m du sol. La fréquence de battement maximale est alors estimée à $f_{b_{max}} = 421$ kHz.

IV.2.3 Estimation de la réplique

IV.2.3.1 Introduction

Comme pour le radar CW, l'établissement du signal de référence (ou de la réplique), requiert la connaissance de l'évolution de la distance radar-point de référence $D_{rep_i}(\tau)$ pour chaque position Z_i. La réplique associée à l'ordonnée Z_i s'écrit alors :

$$rep_i(t,\tau) = \exp\left(\jmath 2\pi \frac{2}{c} D_{rep_i}(\tau)\left(f_c - \frac{2}{c}\alpha D_{rep_i}(\tau) + 2\alpha t\right)\right) \tag{IV.45}$$

Dans notre configuration, la distance séparant le radar de la cible est du même ordre de grandeur que les dimensions de la cible. Ceci nécessite donc l'utilisation d'un signal de référence différent pour chaque case hauteur (ou case distance). En supposant un mouvement rectiligne et uniforme de la cible le long de l'axe Ox, l'estimation de la vitesse V est suffisante pour construire la réplique avec :

$$D_{rep_i}(\tau) = \sqrt{(X_c + V\tau)^2 + (H - Z_i)^2} \tag{IV.46}$$

C'est l'approche adoptée pour le système radar CW étudié (section II.5) et pour lequel l'information de distance n'est pas accessible.

Nous envisageons dans ce nouveau système une seconde approche consistant à évaluer l'évolution de la distance radar-cible. En effet, les systèmes ISAR utilisés pour des cibles non coopératives sont aussi confrontés au problème d'évaluation du mouvement de la cible. Certaines méthodes (*range tracking*) effectuent une estimation grossière de la distance radar-cible $\tilde{D}_{ref}(\tau)$ afin de maintenir les points réflecteurs dans la même case distance pendant toute la durée de l'acquisition [Chen 1980]. Nous pouvons mettre à profit cette méthode pour estimer une distance radar-point de référence $\tilde{D}_{ref}(\tau)$ et en déduire les autres distances $D_{rep_i}(\tau)$ nécessaires à la construction du signal de référence. En effet, la distance évaluée $\tilde{D}_{ref}(\tau)$ correspond vraisemblablement à l'évolution d'un point de référence de la cible (maximum d'amplitude ou moyenne). En estimant la position en hauteur, Z_{ref}, du point de référence associé, comme étant le minimum de la fonction $\tilde{D}_{ref}(\tau)$, nous pouvons reconstruire les distances de référence associées aux différents Z_i par la relation suivante :

$$D^2_{rep_i}(\tau) = D^2_{ref} - (H - Z_{ref})^2 + (H - Z_i)^2 \tag{IV.47}$$

Notre méthode consiste donc à évaluer une distance radar-point de référence pour en déduire toutes les distances $D_{rep_i}(\tau)$ associées aux hauteurs Z_i par la relation (IV.47).

IV.2.3.2 Estimation de la vitesse

Nous rappelons l'hypothèse utilisée pour estimer la vitesse d'un véhicule : le maximum d'amplitude du signal est associé au passage en $t = t_0$ dans l'axe radioélectrique

de l'antenne d'un point prépondérant et la fréquence instantanée visible $f_{inst_i}(t_0)$ à cet instant est associée à ce même point. Selon cette hypothèse, nous pouvons déduire la vitesse du véhicule à partir d'une estimation de cette fréquence instantanée :

$$V = \frac{\lambda_c f_{inst_i}(t_0)}{2\sin(\alpha_e)} \tag{IV.48}$$

La fréquence instantanée f_{τ_i} associée à un point i selon la dimension *slow-time* τ du signal de battement $s_b(t,\tau)$ est identique à celle du signal reçu $s_r(t,\tau)$, exprimée dans la relation (IV.33). Le deuxième terme est négligeable[5] et l'expression de cette fréquence instantanée s'approche de l'expression de la fréquence Doppler dans le cas d'un signal radar CW :

$$f_{\tau_i} \approx \frac{2V\cos\alpha_i(\tau)}{\lambda_c} \tag{IV.49}$$

Par conséquent, nous pouvons envisager d'utiliser la méthode d'estimation de la vitesse développée dans la section II.5 sur le signal de battement $s_b(t,\tau)$.

IV.2.3.3 Estimation de la distance radar-cible

Interprétation du signal de battement Dans la section IV.2.2.1, nous avons vu que la transformée de Fourier notée $S_b(\omega,u)$ selon la dimension *fast-time* t du signal de battement $s_b(t,u)$, nous informe sur l'évolution de la distance radar-points brillants. Pour le radar situé à l'abscisse u (à l'instant τ), une cible ponctuelle i distante de $D_i(u)$ du radar se détecte dans le spectre du signal de battement $S_b(\omega,u)$ par un pic d'amplitude à la fréquence $f_b(u) = 2\alpha\frac{2D_i(u)}{c}$. Par conséquent, nous pouvons considérer ce signal comme équivalent au signal reçu compressé en distance. Ainsi, nous considérons que les composantes spectrales de $S_b(\omega,u)$ sont proportionnelles à un retard Δt qui est lui-même associé à une distance d radar-cible telle que :

$$d = \frac{c}{2}\Delta t = \frac{c}{2}\frac{1}{2\alpha}f \tag{IV.50}$$

Nous définissons le signal compressé en distance par un changement d'échelle du spectre du signal de battement déduit de la relation (IV.50) :

$$s_c(d,u) \equiv S_b(\omega,u)\big|_{\omega=\frac{8\pi\alpha d}{c}} \tag{IV.51}$$

Pour illustrer ce changement d'échelle, nous présentons sur la Figure IV.5 le module du spectre du signal de battement $|S_b(f,\tau)|$ (respectivement $|s_c(d,\tau)|$) en fonction de f (respectivement d) pour une cible constituée de quatre points brillants.

Un des principes d'estimation de l'évolution de la distance radar-cible utilisé en *range tracking* [Chen 1980] est la mesure du décalage en distance entre chacun des signaux

[5] Ce deuxième terme de l'expression (IV.33) est un produit entre le taux de variation 2α et une différence temporelle. Celle-ci peut être réduite au maximum en choisissant le point de mesure de cette fréquence instantanée à un instant t correspondant à une estimation du temps d'aller-retour moyen (calculé au centre de la zone à imager).

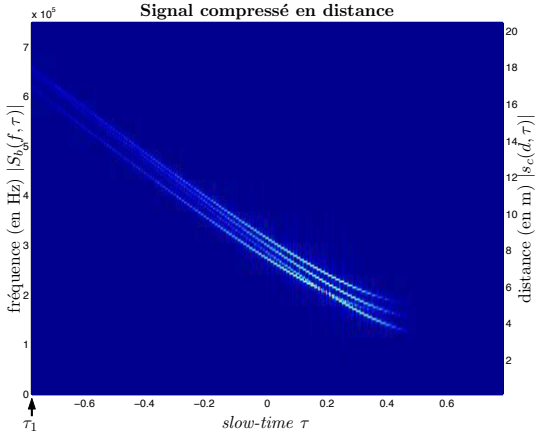


Fig. IV.5 – Interprétation du module du spectre du signal de battement

compressés. Ce décalage est évalué pour différentes valeurs de *slow-time* τ à partir de la fonction d'intercorrélation entre deux signaux provenant des échantillons m et n :

$$C_{m,n}(r) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_c(d, \tau_m) s_c(d - r, \tau_n) dd \tag{IV.52}$$

Si la distance globale entre le radar et la cible a varié de $\Delta d_{m,n}$ pendant l'intervalle de temps $(\tau_n - \tau_m)$, alors $s_c(d, \tau_n) \approx s_c(d + \Delta d_{m,n}, \tau_m)$. Par conséquent, selon l'inégalité de Schwartz, la fonction $C_{m,n}(r)$ présente un maximum pour $r = \Delta d_{m,n}$. Cette opération permet de connaître l'écart en distance entre deux échantillons de données[6]. Pour notre exemple, nous évaluons la distance radar-point de référence pour le premier échantillon (c'est-à-dire en τ_1) : la position selon d du pic de plus forte amplitude pour le signal $s_c(d, \tau_1)$ est choisie comme distance initiale de référence $\tilde{D}_{ref}(\tau_1)$ (Figure IV.6). Nous

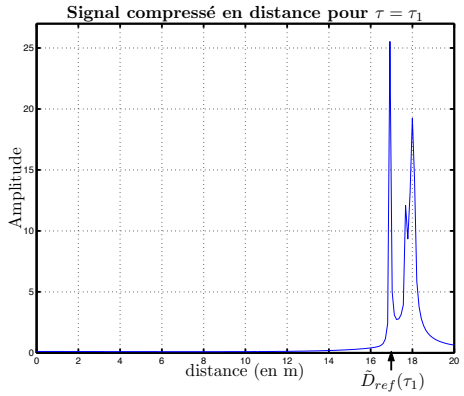


Fig. IV.6 – Choix de la distance de référence en τ_1

estimons alors, pour tout τ_n, la distance de référence $\tilde{D}_{ref}(\tau_n)$ à partir de $\tilde{D}_{ref}(\tau_1)$ et de

[6]Nous appelons échantillon un signal compressé en distance pour une position u (ou un instant τ).

la position $\Delta d_{1,n}$ du maximum de la fonction $C_{1,n}(r)$:

$$\tilde{D}_{ref}(\tau_n) = \tilde{D}_{ref}(\tau_1) + \Delta d_{1,j} \tag{IV.53}$$

A partir de l'exemple des quatre points brillants dont le signal compressé en distance est présenté sur la Figure IV.5, nous évaluons la distance radar-point de référence en utilisant la méthode que nous venons de présenter (par une série d'intercorrélation). Le résultat est illustré sur la Figure IV.7 par la courbe en bleu. La présence simultanée de plusieurs

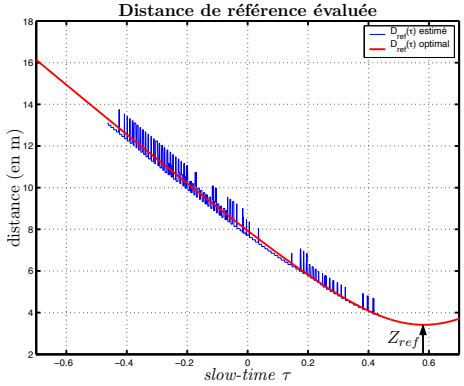


Fig. IV.7 – Distance de référence évaluée

points brillants a pour conséquence sur l'estimation de cette distance de référence, des discontinuités de la courbe. En effet, l'évaluation de la distance de référence est donnée par la prépondérance d'une des quatre courbes distance (entre un point i et le radar) que l'on observe sur la représentation du signal compressé $s_c(d, \tau)$. Mais cette prépondérance peut passer d'une courbe à une autre au cours de l'acquisition : ceci explique les discontinuités observées sur la distance de référence évaluée (en bleu) sur la Figure IV.7.

Nous supposons cette évaluation de la distance entachée d'erreur et nous proposons dans la section suivante une estimation de la distance de référence, respectant sa formulation analytique (relation IV.46) qui minimise l'erreur quadratique.

Estimation de la courbe distance par régression linéaire au sens des moindres carrés L'évaluation $\tilde{D}_{ref}(\tau_n)$ se fait sur un nombre N limité d'échantillons ($n = 1, \ldots, N$) présentant un niveau d'énergie suffisant pour l'estimation de $\tilde{D}_{ref}(\tau_n)$. Nous cherchons alors la fonction analytique de cette distance en fonction des valeurs estimées $D_{ref_n} = \tilde{D}_{ref}(\tau_n)$.

Selon l'hypothèse d'un mouvement rectiligne et uniforme, l'équation (IV.46) décrit n'importe quelle fonction distance. Les différentes valeurs de distances estimées D_{ref_n}

doivent satisfaire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} D_{ref_1} & = \sqrt{(X_c - V\tau_1)^2 + (H - Z_{ref})^2} \\ D_{ref_2} & = \sqrt{(X_c - V\tau_2)^2 + (H - Z_{ref})^2} \\ ... & \\ D_{ref_n} & = \sqrt{(X_c - V\tau_n)^2 + (H - Z_{ref})^2} \\ ... & \\ D_{ref_N} & = \sqrt{(X_c - V\tau_N)^2 + (H - Z_{ref})^2} \end{cases} \tag{IV.54}$$

Nous ramenons ce système d'équations à un système linéaire en élevant au carré la distance[7]. Le nouveau système d'équations s'écrit alors :

$$\begin{cases} D^2_{ref_1} & = X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 - 2VX_c\ \tau_1 + V^2\ \tau_1^2 \\ D^2_{ref_2} & = X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 - 2VX_c\ \tau_2 + V^2\ \tau_2^2 \\ ... & \\ D^2_{ref_n} & = X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 - 2VX_c\ \tau_n + V^2\ \tau_n^2 \\ ... & \\ D^2_{ref_N} & = X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 - 2VX_c\ \tau_N + V^2\ \tau_N^2 \end{cases} \tag{IV.55}$$

Cette description peut se formuler de manière matricielle. Soit la matrice M_τ de dimension $N \times 3$ décrite à partir des valeurs des τ_j :

$$M_\tau = \begin{pmatrix} 1 & \tau_1 & \tau_1^2 \\ 1 & \tau_2 & \tau_2^2 \\ ... & ... & ... \\ 1 & \tau_n & \tau_n^2 \\ ... & ... & ... \\ 1 & \tau_N & \tau_N^2 \end{pmatrix} \tag{IV.56}$$

Soit $D2$ le vecteur colonne de dimension $N \times 1$ regroupant l'ensemble des carrés des distances estimées $D^2_{ref_n}$:

$$D2 = \begin{pmatrix} D^2_{ref_1} \\ D^2_{ref_2} \\ ... \\ D^2_{ref_n} \\ ... \\ D^2_{ref_N} \end{pmatrix} \tag{IV.57}$$

et p le vecteur des paramètres inconnus tel que l'on puisse écrire le système d'équations sous la forme :

$$M_\tau . p = D2 \tag{IV.58}$$

Le vecteur p s'écrit alors :

$$p = \begin{pmatrix} X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 \\ -2VX_c \\ V^2 \end{pmatrix} \tag{IV.59}$$

[7]Cette opération n'ajoute pas d'ambiguïté au système puisqu'une distance est toujours positive.

Dans ce système d'équations, les valeurs X_c, V et Z_{ref} sont inconnues. Ce système présente plus d'équations que d'inconnues. Nous supposons alors que l'estimation du carré de la distance est entachée d'erreurs (ϵ_n) :

$$\tilde{D}^2_{ref_n} = \left[X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 - 2VX_c\tau_n + V^2\tau_n^2\right] + \epsilon_n \tag{IV.60}$$

Le système a maintenant une infinité de solutions. Nous cherchons celle qui minimise l'erreur quadratique définie par $\sum_n \epsilon_n^2$. Le vecteur optimal $\tilde{p}$ qui minimise cette erreur quadratique, s'obtient par la formulation suivante (méthode de régression linéaire au sens des moindres carrés [Krickeberg 1996]) :

$$\tilde{p} = (M_\tau^T M_\tau)^{-1} M_\tau^T D2 \tag{IV.61}$$

Nous pouvons alors évaluer l'évolution de la distance de référence $\tilde{D}_{ref}(\tau)$ quelque soit la base de temps τ avec :

$$\tilde{D}_{ref}(\tau) = \sqrt{M_\tau.\tilde{p}} \tag{IV.62}$$

Ainsi, nous estimons la distance radar-point de référence s'écrivant sous la formulation générale d'une distance radar-point brillant (relation (IV.46)). Le résultat obtenu à partir de l'exemple de quatre points brillants est illustré en rouge sur la Figure IV.7. La hauteur de référence Z_{ref} est évaluée à partir du minimum de la fonction distance $D_{ref}(\tau)$. A partir de cette estimation et en utilisant la relation (IV.47), nous calculons la phase de la réplique en différentes hauteurs.

IV.2.4 Exemples

Pour illustrer le traitement d'imagerie radar proposé pour un signal modulé en fréquence, nous présentons plusieurs exemples d'images radar obtenues par simulations. Ces premiers exemples utilisent le modèle de points brillants pour construire le signal (voir section II.3.2.2). Pour mesurer l'efficacité de la focalisation en distance, nous utilisons les configurations géométrique et système présentées dans la section II.4.3, c'est-à-dire :

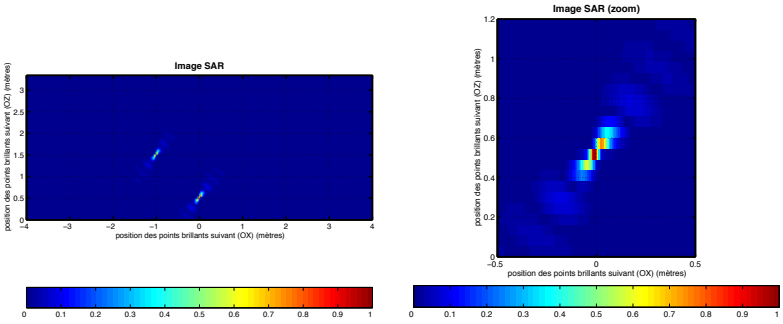
α_e	30° (et 0° pour l'exemple n°2)
β_H	35°
V	13 m.s^{-1}
H	5 m
f_c	6.15 GHz
$2B_0$	700 MHz

Exemple 1

La première simulation est réalisée pour deux points brillants situés initialement aux coordonnées suivantes :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0$	$x_2 = -1.0$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$
$z_1 = 0.5$	$z_2 = 1.5$

L'image (Figure IV.8(a)) issue de notre traitement montre très nettement ces deux



(a) Image SAR de deux points brillants

(b) Image SAR d'un des deux points brillants (détail)

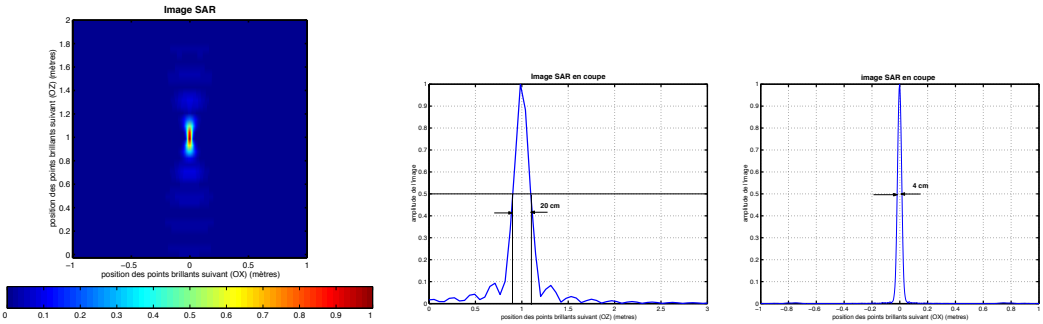
Fig. IV.8 – Images SAR (exemple 1)

points, localisés très précisément à la position attendue. Nous pouvons comparer cette image à celle de la Figure II.13(a) réalisée pour la même configuration avec le radar CW : les ■traces■ gênantes pour l'interprétation n'existent plus. La Figure IV.8(b) illustre le phénomène de focalisation dans l'axe distance (à comparer avec la Figure II.13(b)).

Exemple 2

Dans l'exemple 2 de la section II.4.3, nous présentons le cas d'un unique point brillant sous une antenne dirigée vers le sol afin d'étudier la résolution en azimut. Nous évaluons cette résolution dans la section IV.2.2.3 à 20 cm. Considérons alors un angle d'élévation nul pour l'antenne et un point situé au centre de la zone à imager et à 1 m du sol. L'image radar obtenue avec le système FM-CW est représentée sur la Figure IV.9(a). La Figure IV.9(b) représente la réponse du point selon l'axe distance pour $x = 0$. Sur cette image nous mettons en évidence la résolution du système suivant (Oz) en indiquant la largeur du lobe principal à la moitié de son amplitude maximale (mi-puissance). Nous retrouvons le résultat théorique : $\delta x = 20$ cm.

De même, nous approchons la résolution en azimut pour un angle d'élévation nul (relation (IV.36)) : $\delta x = \frac{\lambda_c}{4\sin(\beta_H/2)}$. Pour un angle d'ouverture de 35°, cette résolution



(a) Image SAR d'un point brillant pour une inclinaison nulle de l'antenne

(b) Coupe de l'image IV.9(a) selon l'axe Oz

(c) Coupe de l'image IV.9(a) selon l'axe Ox

FIG. IV.9 – Résolution en distance et en azimut

est estimée à 4 cm. La Figure IV.9(c) représente la réponse du point de la Figure IV.9(a) dans l'axe azimut pour $z = 1$. La largeur du lobe principal, indique une résolution en azimut sur l'image de 4 cm environ. Ainsi, l'approximation réalisée pour l'estimation de la résolution en azimut est valide.

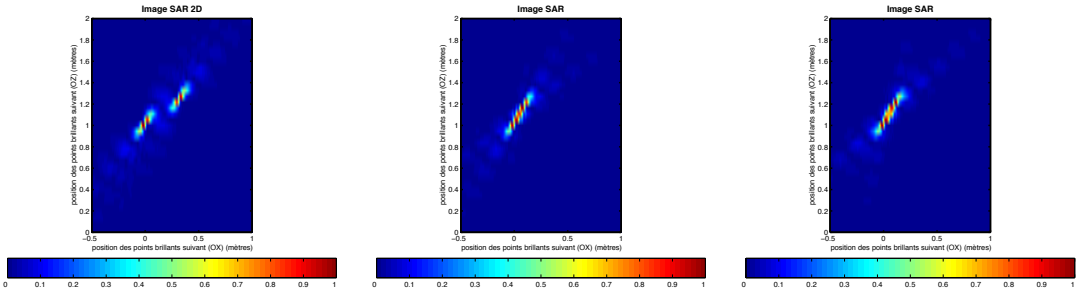
Exemple 3

Dans l'exemple 3 de la section II.4.3, nous mesurons la distance critique[8] entre deux points pour une image non-focalisée en distance et une antenne radar inclinée à 30°. L'exemple proposé pour le radar CW est décrit à partir de la position de ces deux points :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0000$	$x_2 = 0.3226$
$y_1 = 0.0000$	$y_2 = 0.0000$
$z_1 = 1.0000$	$z_2 = 1.2365$

Sur la Figure IV.10(a), les points sont ici facilement dissociables et localisables. Toutefois, il existe aussi une distance critique pour le système FM-CW. La direction offrant le moins de résolution pour un point brillant sur une image radar est donnée par l'axe radioélectrique de l'antenne. L'image d'une cible constituée de deux points distants de 20 cm dans la direction de l'antenne (formant un angle de 30° avec l'axe vertical) est

[8]La distance critique est la distance entre deux points à partir de laquelle il devient impossible de dissocier les points



(a) Image SAR de deux points brillants distants de $d \lesssim \Delta_R$

(b) Image SAR de deux points brillants à distants de $d \approx \Delta z$

(c) Image SAR de deux points brillants à distants de $d \gtrsim \Delta z$

Fig. IV.10 – Résolution en distance (2)

présentée sur la Figure IV.10(b) avec :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0000$	$x_2 = 0.1000$
$y_1 = 0.0000$	$y_2 = 0.0000$
$z_1 = 1.0000$	$z_2 = 1.1732$

Il est alors impossible de dissocier les deux points sur l'image. Si cette distance est augmentée de 2 cm (Figure IV.10(c)), avec :

point 1	point 2
$x_1 = 0.0000$	$x_2 = 0.1100$
$y_1 = 0.0000$	$y_2 = 0.0000$
$z_1 = 1.0000$	$z_2 = 1.1905$

nous pouvons alors déceler deux maxima sur l'image (Figure IV.10(c)).

Exemple 4

Dans le chapitre II, nous notons que deux points de même réflectivité mais situés à des hauteurs différentes peuvent apparaître avec une amplitude différente sur l'image radar. Ceci reste vrai pour le traitement focalisé. La Figure IV.11 illustre pour ce traitement, l'image radar de deux points de même réflectivité et même abscisse mais de hauteur différente :

point 1	point 2
$x_1 = -1.0$	$x_2 = -1.0$
$y_1 = 0.0$	$y_2 = 0.0$
$z_1 = 0.5$	$z_2 = 3.0$

La constatation faite pour le traitement radar CW se retrouve sur la Figure IV.11.

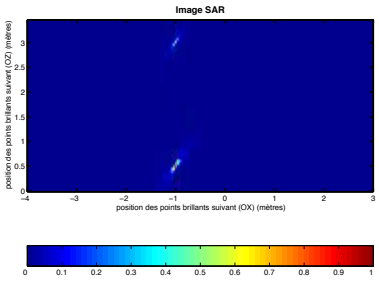
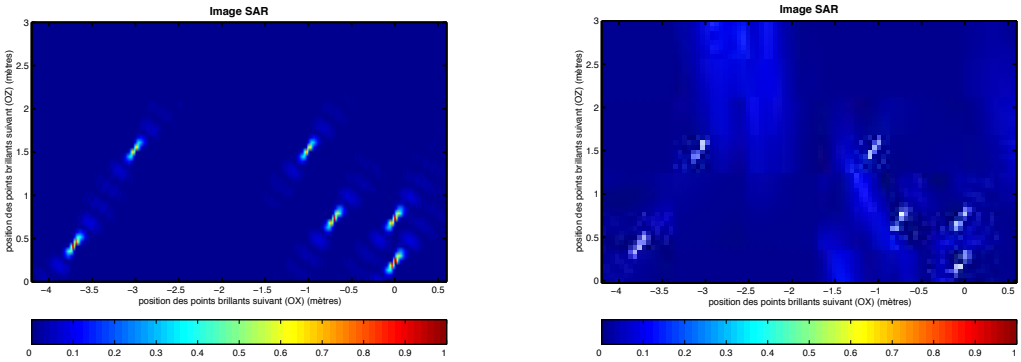


FIG. IV.11 – Image radar 2D deux points brillants de même abscisse et présentant une amplitude différente sur l'image

L'explication de la différence des amplitudes des points brillants est identique : un point situé près de l'antenne est éclairé moins longtemps par celle-ci et apporte moins d'énergie à sa reconstruction (focalisation) sur l'image qu'un point au sol vu plus longuement par l'antenne.

Exemple 5

En dernier lieu, nous modélisons un véhicule par un ensemble de points brillants situés sur les arêtes. Le même modèle est utilisé pour ce traitement focalisé (Figure IV.12(a)). Nous retrouvons sur l'image SAR, les six points utilisés pour décrire le véhicule, localisés



(a) Image SAR de 6 points brillants pour $T_p = 256\mu s$

(b) Image SAR de 6 points brillants pour $T_p = 2.5ms$

FIG. IV.12 – Image SAR d'un véhicule modélisé par un ensemble de points brillants

en azimut et en distance : l'image est nette et sans ambiguïté. Une autre image est réalisée pour la même cible mais en modifiant la période T_p du signal : $T_p = 2.5$ ms (au lieu de $T_p = 256$ μs). Cet exemple illustre l'image qui résulte d'un sous-échantillonnage selon l'axe *slow-time* dû à une valeur trop grande pour T_p. En effet, la valeur de la fréquence

Doppler s'exprime avec (relation (IV.42)) :

$$f_{Doppler}(T_{max}) = \frac{2V\sin(\alpha_e + 0.5\beta_H)}{\lambda_c}$$

Dans la configuration adoptée, le résultat de cette équation est $f_{Doppler}(T_{max}) \approx 393$ Hz. Or, pour cet exemple, la fréquence d'échantillonnage selon la variable τ est $f_{e_\tau} = 1/T_p = 400Hz$, ce qui ne satisfait pas la condition décrite par IV.41. Ce non-respect de la condition d'échantillonnage se détecte sur l'image IV.12(b) par l'apparition de traces par repliements de spectre.

IV.3 Validation par la simulation

Dans l'étude du premier système imageur (à partir d'un signal CW), nous avons obtenu des images radar d'objets de référence ou de cibles plus complexes à partir des signaux provenant de simulations électromagnétiques. Ainsi ces simulations, proches de la réalité, nous ont renseigné sur l'aspect final des images radar. De même, nous avons pu étudier l'influence des différents paramètres géométriques ou physiques et leur erreur d'estimation sur la qualité de l'image. Nous réitérons cette étude pour un signal radar FM-CW. Le même simulateur électromagnétique, présenté dans la section III.2.2, est utilisé. Nous décrivons l'utilisation qui est faite du simulateur électromagnétique pour reproduire l'écho d'un signal FM-CW. Ensuite, nous présentons brièvement les résultats obtenus pour les cibles utilisées dans la section III.3.

IV.3.1 Génération du signal reçu pour un signal FM-CW par la simulation

IV.3.1.1 Notion de réponse fréquentielle

Notre simulateur donne la réponse d'une cible en fonction de sa position (vis à vis de l'antenne) et pour une certaine fréquence de travail. Nous considérons donc une configuration monostatique et le mouvement est créé par le déplacement de l'antenne radar au-dessus de la cible. Cet effet de déplacement linéaire s'obtient en calculant la réponse de la cible pour différentes positions de l'antenne le long de l'axe Ox. L'écart constant entre deux positions de l'antenne traduit un déplacement uniforme. A la différence des premières simulations, le signal émis n'est plus monochromatique. Nous devons simuler pour chaque position de l'antenne, l'émission d'un signal à modulation linéaire de la fréquence. Le simulateur offre la possibilité de calculer la réponse de la cible pour plusieurs fréquences. Concrètement, en sortie du simulateur, nous obtenons une matrice 2D $[Nb_{azim} \times Nb_{freq}]$, où Nb_{azim} est le nombre d'échantillons en azimut et Nb_{freq} est le nombre de points en fréquence. La réponse calculée à la position u du radar et pour la

fréquence f s'écrit :

$$s_f(f,u) = \int_{cible} G(x-u,y,z)^2 f(x,y,z) \exp\left(-\jmath\frac{4\pi f}{c}\sqrt{(x-u)^2+y^2+z^2}\right) dxdydz \tag{IV.63}$$

Pour une cible constituée d'un ensemble de points brillants i, cette expression prend une forme déjà rencontrée (voir relation II.3) :

$$s_f(\omega,u) = \sum_i G(x_i-u,y_i,z_i)^2 \exp\left(-\jmath\frac{2\omega}{c}\sqrt{(x_i-u)^2+y_i^2+z_i^2}\right) \tag{IV.64}$$

Pour retrouver la réponse en fréquence de l'écho de la cible pour un signal émis $p(t)$, ce signal $s_f(\omega,u)$ doit être pondéré en amplitude et en phase par les coefficients du spectre du signal émis $P(\omega)$. Nous retrouvons ainsi la transformée de Fourier selon la variable t du signal reçu :

$$S_r(\omega,u) = P(\omega)\sum_i G(x_i-u,y_i,z_i)^2 \exp\left(-\jmath\frac{2\omega}{c}\sqrt{(x_i-u)^2+y_i^2+z_i^2}\right) \tag{IV.65}$$

$$S_r(\omega,u) = P(\omega)s_f(\omega,u) \tag{IV.66}$$

Ainsi, à partir du spectre $P(\omega)$ du signal émis, nous retrouvons $S_r(\omega,u)$. Les fréquences pour lesquelles est calculé le signal $s_f(\omega,u)$ sont choisies régulièrement espacées et couvrant la bande $[f_c-B_0; f_c+B_0]$ (support spectral du signal émis). Enfin, une transformée de Fourier inverse permet de retrouver le signal temporel $s_r(t,u)$.

IV.3.1.2 Modification de la polarisation

Dans la section III.2.6, nous avons introduit dans les simulations la polarisation circulaire de l'antenne puisque le système initial de télépéage est constitué d'antennes à polarisation circulaire. Le prototype que nous envisageons de réaliser est à polarisation linéaire. En effet, les antennes choisies sont des dipôles double face dont la réalisation est simple et qui ont l'avantage de pouvoir couvrir une large bande de fréquence [9] (voir section IV.4.1). Par conséquent, nous modifions le simulateur pour qu'il prenne en compte une polarisation linéaire (H et V). La différence avec les premières simulations est la nouvelle expression du vecteur complexe $(h.\hat{e}_a)$ lié à l'antenne. Pour les deux polarisations linéaires H et V, ce vecteur s'écrit ([Lo 1988]) :

$$h.\hat{e}_a = C_E(\theta)\cos(\phi)\ \hat{\theta} - C_H(\theta)\sin(\phi)\ \hat{\phi} \qquad \text{(polarisation V)} \tag{IV.67}$$

$$h.\hat{e}_a = C_E(\theta)\cos(\phi)\ \hat{\theta} + C_H(\theta)\sin(\phi)\ \hat{\phi} \qquad \text{(polarisation H)} \tag{IV.68}$$

[9] Ce type d'antenne peut fonctionner sur une largeur de bande $2B_0$ supérieure à 30% de la fréquence centrale.

Par conséquent, la nouvelle expression du champ incident pour ces deux polarisations a la forme suivante :

$$\overrightarrow{E_V^i}(\overrightarrow{r}) = A_0 \left(C_E(\theta)\cos(\phi)\ \hat{\theta} - C_H(\theta)\sin(\phi)\ \hat{\phi} \right) \sqrt{Z}\ \frac{e^{-\jmath k \hat{s_i}.\overrightarrow{r}}}{r} \quad \text{(IV.69)}$$

$$\overrightarrow{E_H^i}(\overrightarrow{r}) = A_0 \left(C_E(\theta)\cos(\phi)\ \hat{\theta} + C_H(\theta)\sin(\phi)\ \hat{\phi} \right) \sqrt{Z}\ \frac{e^{-\jmath k \hat{s_i}.\overrightarrow{r}}}{r} \quad \text{(IV.70)}$$

Cette nouvelle expression pour le vecteur $h.\hat{e}_a$ décrivant l'antenne est également utilisée pour le calcul de la tension en sortie de l'antenne dans l'expression (III.34) :

$$V = \overrightarrow{E^d}.h.\hat{e}_a^* \quad \text{(IV.71)}$$

Cette modification offre au simulateur la possibilité de tester différentes polarisations linéaires : copolarisation (HH et VV) et polarisation croisée (HV et VH).

IV.3.2 Images d'objets de référence

Pour illustrer l'amélioration apportée à l'image par la modulation du signal, nous présentons des images obtenues pour les même cibles de références utilisées dans la section III.3 mais à partir du signal modulé. Nous ajoutons simplement un plan incliné dont la normale est parallèle à l'axe radioélectrique de l'antenne. Cette cible représente typiquement l'objet gênant l'interprétation de l'image dans le cas d'un signal radar CW. Enfin, des modèles de véhicules sont aussi utilisés pour simuler le type d'images attendues pour des signaux expérimentaux.

Dans ces simulations, afin de limiter le temps de calcul, le nombre de points en fréquence est fixé à $Nb_{freq} = 200$. Par conséquent, le pas en fréquence Δf ($= \frac{2B_0}{Nb_{freq}-1}$) impose une périodicité au signal T_f inférieure à la période T_p (section IV.2.2.3) : $T_f = \frac{1}{\Delta f} \approx 0.29$ μs. Toutefois, cette période T_f répond tout de même aux exigences retenues pour le choix de la période (voir relation (IV.43)). De plus, on vérifie bien que la période T_f est supérieure au temps maximal d'aller-retour de l'onde Δt_{max}. De même, la distance parcourue par les cibles est fixée à $2L = 12$ m et le nombre de points d'acquisition égal à $Nb_{azim} = 1024$. Nous supposons qu'entre deux positions successives du radar, il s'est écoulé une durée ($k\ T_f$), avec $k \in \mathbb{Z}$ et tel que ($k\ T_f$) soit approximativement égal à la période T_p du signal. Ceci fixe la vitesse du véhicule : $V = \frac{2L}{(Nb_{azim}-1)kT_f} \approx 45.8$ m.s^{-1} (≈ 165 km.h^{-1}). Cette vitesse est largement supérieure aux vitesses attendues : l'échantillonnage en azimut pour ces simulations est donc grossier par rapport à celui attendu en pratique.

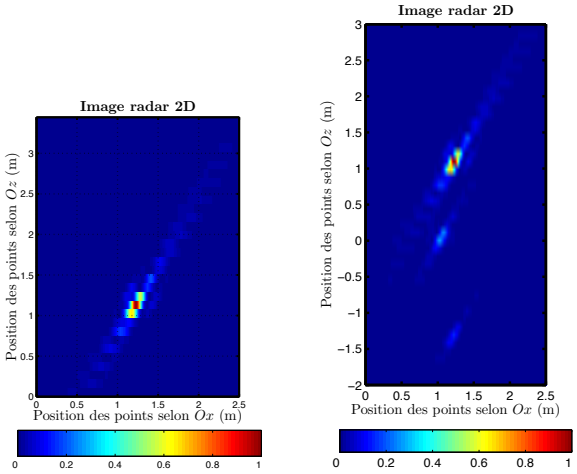
Compte tenu de l'échantillonnage fixé pour les simulations, les signaux ainsi générés reproduisent l'écho d'un signal FM-CW occupant la bande $2B_0$ sur une période T_f (avec T_f respectant les critères pour la période du signal), et un pas d'échantillonnage en azimut de $\Delta\tau \approx 256$ μs. Le tableau IV.1 récapitule les valeurs des paramètres utilisées pour la simulation numérique.

angle d'élévation α_e	30°
angle d'ouverture β_H	35°
position en hauteur du radar H	5 m
distance parcourue $2L$	12 m
vitesse de la cible V	165 km.h^{-1}
fréquence porteuse f_c	6.15 GHz
support spectral $2B_0$	700 MHz
taux de variation 2α	$2.46.10^{15}$
pas d'échantillonnage (*slow-time*) $\Delta\tau$	256 μs

Tab. IV.1 – Paramètres de configuration pour les simulations

IV.3.2.1 La sphère

Pour tester la validité de notre simulateur électromagnétique à simuler un signal FM-CW, nous utilisons comme cible la même sphère de diamètre 30 cm que dans la section III.3.1.1. Dans le cas du signal FM-CW, l'image obtenue sans prendre en compte la réflexion sur le sol est illustrée sur la Figure IV.13(a). La sphère apparaît sur l'image



(a) Image radar de la sphère

(b) Image radar de la sphère avec contribution du sol

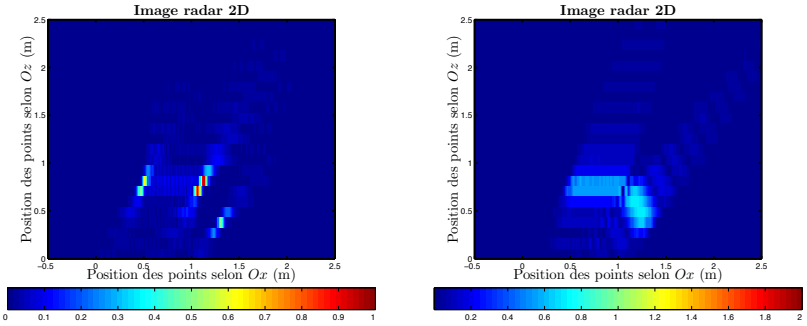
Fig. IV.13 – Image radar d'une sphère à partir d'un signal FM-CW simulé par une méthode basée sur l'optique physique

comme un point de focalisation. Seul son point de réflexion spéculaire est visible. Le reste de la cible apporte peu de contribution à l'image. Nous notons également que des traces sont présentes de part et d'autres de la cible mais d'amplitude très faible par rapport à celles observées pour des signaux CW (voir Figure III.9(a)).

Pour montrer l'influence du sol sur les images SAR pour un signal FM-CW, la Figure IV.13(b) présente l'image radar de la sphère pour laquelle l'effet du sol est pris en compte. Un écho de la cible est visible sous le niveau du sol comme nous l'avions observé dans le cas d'un signal CW. Un autre est présent proche du niveau du sol. Ces deux échos ont des niveaux d'amplitude faibles comparés à celui de la cible. Nous confirmons bien la prise en compte de la réflexion par le sol dans la construction du signal rétrodiffusé.

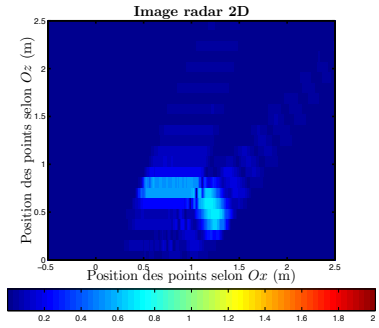
IV.3.2.2 L'arête

Dans les simulations précédentes, type ■points brillants■, nous considérons que toute cible peut être modélisée par des points brillants situés sur les principales arêtes de la cible. Pour appuyer cette hypothèse nous réalisons l'image d'une cible constituée de deux plaques métalliques juxtaposées, comme dans la section III.3.1.2. Pour cette cible, nous comparons les quatre combinaisons de polarisations possibles pour le signal (Figures IV.14).

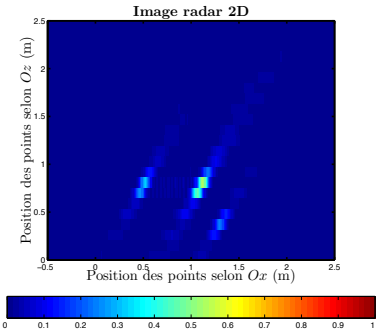


(a) polarisation HH

(b) polarisation HV



(c) polarisation VH



(d) polarisation VV

Fig. IV.14 – Image radar d'une arête à partir d'un signal FM-CW pour différentes polarisations

Les deux images en polarisations croisée sont identiques : les points de diffraction sont difficiles à discerner. Elles informent davantage sur la forme globale de l'objet (surface des deux plaques) que sur la localisation précise des points de diffraction. Nous précisons également que le niveau d'amplitude de ces images est nettement inférieur à celui des images en co-polarisation (un facteur de 500 entre les images en polarisation croisée et les images en co-polarisation). Ces dernières images mettent en évidence le principal point de diffraction ainsi que les deux extrémités des plaques. Nous notons que l'amplitude des points de focalisation sur l'image est supérieure dans le cas d'une polarisation HH que dans le cas d'une polarisation VV.

IV.3.2.3 Un plan incliné

Le premier système imageur utilisant le signal CW généré par le système de télépéage a été mis en difficulté face à certaines géométries. La plus importune de ces géométries est un plan incliné dont la normale est parallèle à l'axe radioélectrique de l'antenne. Il est intéressant de connaître le comportement de notre nouveau système face à ce type de cible. Nous considérons une plaque métallique rectangulaire de longueur 1 m et de largeur 0.5 m. Celle-ci forme un angle de 30° avec l'axe horizontal Ox (Figure IV.15).

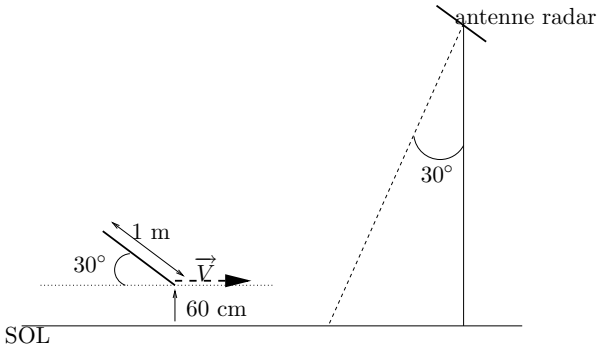
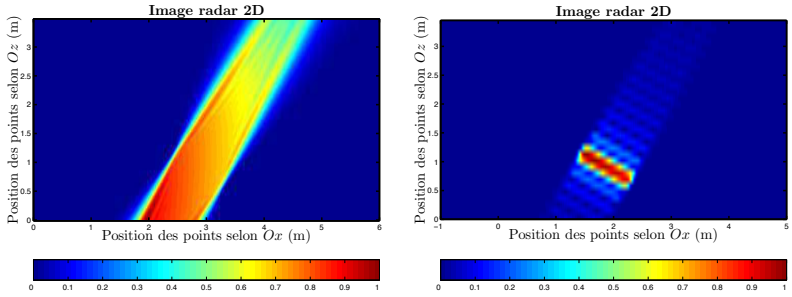


Fig. IV.15 – schéma décrivant la scène

Dans un premier temps, nous affichons sur la Figure IV.16(a) l'effet désastreux sur l'image radar que produit une telle cible pour un signal non modulé. Cette image dévoile une large trace dont l'énergie est plus importante au niveau du sol alors que la cible est placée à 60 cm du sol.

Nous comparons cette image à celle obtenue pour un signal FM-CW (Figure IV.16(b)). Sur cette image, nous retrouvons très nettement la forme de la cible. Ce résultat montre que les principales formes géométriques rédhibitoires dans le cas d'un signal CW sont bien maîtrisées avec un signal FM-CW.



(a) Image radar du plan incliné pour un signal CW

(b) Image radar du plan incliné pour un signal FM-CW

Fig. IV.16 – Images radar d'un plan incliné dans l'axe de l'antenne pour un signal avec ou sans modulation

IV.3.3 Étude qualitative des images radar

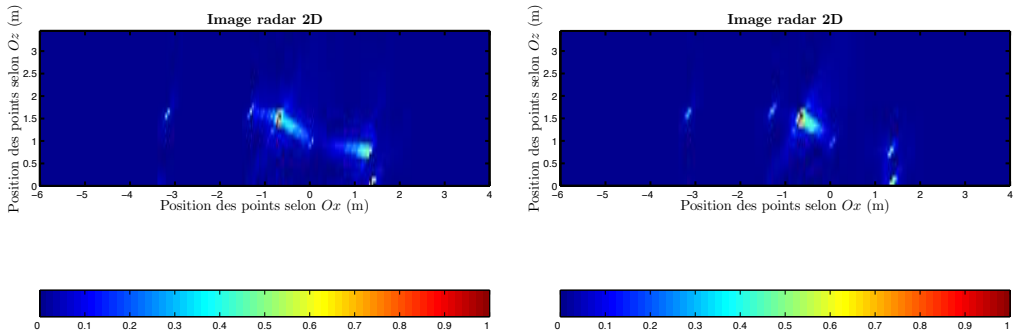
IV.3.3.1 Images radar de véhicules

Après l'étude d'images SAR pour des objets de référence, nous nous attachons à l'étude d'images de cibles plus réalistes afin d'avoir une idée du type d'images attendues. Les deux modélisations de véhicules (voiture et camion) utilisées pour les simulations électromagnétiques du premier système imageur sont modifiées pour prendre en compte l'effet du pare-brise. Pour chacun des véhicules, une plaque à l'emplacement du pare-brise est ajoutée. C'est le seul élément du modèle de véhicule qui n'est pas métallique. Son comportement vis à vis d'une onde électromagnétique est régi par son impédance de surface $\eta_s = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$. A partir d'une étude menée pour évaluer la permittivité des matériaux à 5.8 GHz [Cuiñas 2000] et en approchant la perméabilité relative à 1 ($\mu_r = 1$), nous approchons l'impédance de surface du verre par :

$$\eta_s \approx 0.4035 + \jmath 0.0357$$

Cette valeur d'impédance relative permet de caractériser le pare-brise.

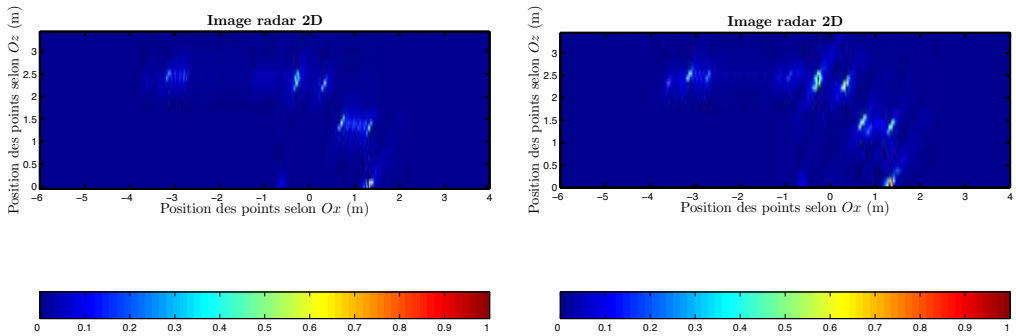
Les images obtenues pour la voiture de tourisme pour les deux co-polarisation sont présentées sur les Figures IV.17(a) et IV.17(b). Dans les deux cas, le gabarit du véhicule se dessine distinctement. Les deux images laissent paraître les principaux points de diffraction. Elles se différencient par la réponse de la partie avant du véhicule : sur l'une (Figure IV.17(a)) les contours entre chaque point diffractant se devinent, alors que l'autre (Figure IV.17(b)) présente exclusivement les points sur les arêtes. Le modèle utilisé pour la simulation présente une hauteur de 1.6 m et une longueur de 4.7 m. A partir de ces images nous évaluons la hauteur du véhicule à 1.6 m et sa longueur à 4.5 m.



(a) polarisation HH (b) polarisation VV

Fig. IV.17 – Images radar de la voiture de tourisme

Les images obtenues pour le deuxième véhicule (camion) sont illustrées sur les Figures IV.18(a) et IV.18(b) pour les deux co-polarisations (HH et VV). Ces images radar



(a) polarisation HH (b) polarisation VV

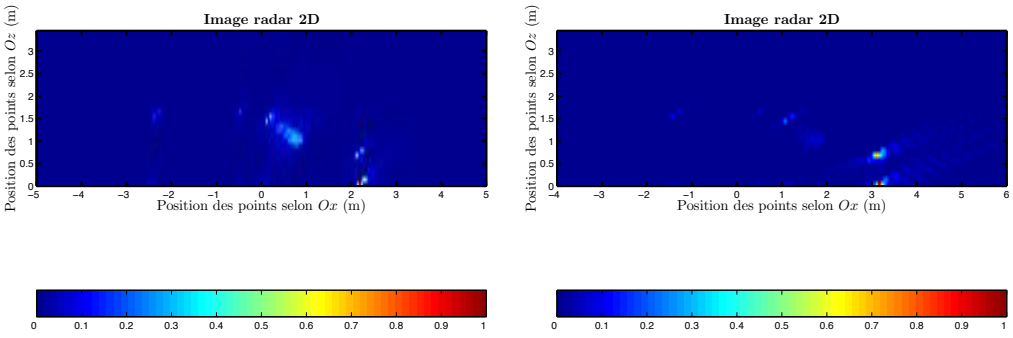
Fig. IV.18 – Images radar du camion

montrent clairement la forme globale du camion sans ambiguïté. A partir de cette image nous pouvons évaluer la hauteur du camion à 2.45 m et la longueur à 4.9 m. Ces valeurs sont à comparer aux dimensions utilisées pour le modèle qui sont de 2.4 m pour la hauteur et de 5.0 m pour la longueur. Nous notons peu de différence entre les images obtenues pour deux polarisations différentes.

IV.3.3.2 Influence des paramètres

Nous utilisons maintenant ces simulations électromagnétiques pour connaître la meilleure configuration pour une bonne qualité de l'image. Un des principaux paramètres sur lequel nous pouvons jouer est l'angle d'élévation de l'antenne. Nous avons vu que le premier sys-

tème radar imageur offre une image plus lisible dans le cas d'un angle d'élévation faible. Nous comparons alors les images radar obtenues pour le modèle de la voiture de tourisme pour les trois angles d'élévations pour une polarisation HH : 30° (Figure IV.17(a)), 45° (Figure IV.19(a)) et 60° (Figure IV.19(b)). Dans le cas de la simulation à 60°, la distance parcourue est étendue à $2L = 25$ m et par conséquent, nous augmentons également le nombre de points en azimut ($Nb_{azim} = 2048$).



(a) $\alpha_e = 45°$ (b) $\alpha_e = 60°$

Fig. IV.19 – Images radar de la voiture pour différents angles d'inclinaison α_e (polarisation HH)

Comme pour le radar CW, ces images mettent en évidence que l'inclinaison du radar de 60° présente de forts niveaux d'amplitude pour des points situés à l'avant au détriment des points à l'arrière. Les points de diffraction sont ici nettement dissociables les uns des autres par rapport aux images obtenues pour les deux autres angles d'inclinaison pour lesquels certaines surfaces se dessinent. Mais c'est la géométrie de la cible (orientation des surfaces vis à vis de l'antenne) qui favorise ou non l'apparition de ces surfaces. Par conséquent, un angle d'inclinaison faible semble préférable pour faciliter l'interprétation de l'image.

Comme pour le radar CW, la position en hauteur du radar va peu influer sur la qualité de l'image et un grand angle d'ouverture de l'antenne favorisera la résolution en azimut. Nous avons cependant noté que, pour un grand angle d'ouverture, les hypothèses de vitesse constante et de stationnarité des points étaient plus difficilement valides (puisque la durée d'observation augmente).

IV.3.3.3 Influence des erreurs commises sur les paramètres

La construction du signal de référence nécessite comme dans le cas de notre premier simulateur la connaissance de la vitesse du véhicule V et de la position en hauteur de l'antenne radar. L'étude qualitative qui suit nous permet de connaître les répercussions sur l'image radar d'une erreur d'estimation d'un de ces paramètres.

Influence d'une erreur commise sur la hauteur du radar Nous pouvons facilement imaginer la conséquence d'une erreur d'estimation sur la hauteur du radar. Le signal reçu (ou l'image radar) contient l'information de distance de la cible par rapport au radar. En positionnant correctement le radar par rapport au sol, nous en déduisons la hauteur de la cible. Si une erreur est introduite dans l'estimation de cette hauteur, la cible sera décalée en hauteur de la valeur de cette erreur. Mais ses dimensions intrinsèques restent inchangées.

Un exemple est illustré sur la Figure IV.20 où la hauteur utilisée pour le calcul de la réplique est de 4.5 m alors que la hauteur du radar pour la simulation est de 5 m. Un

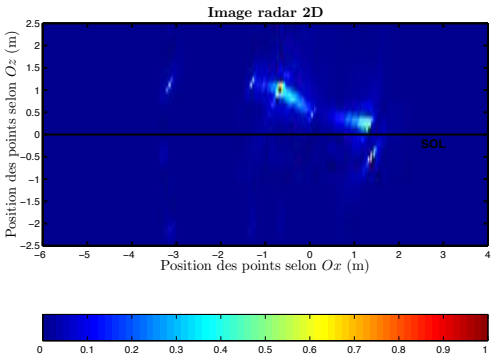
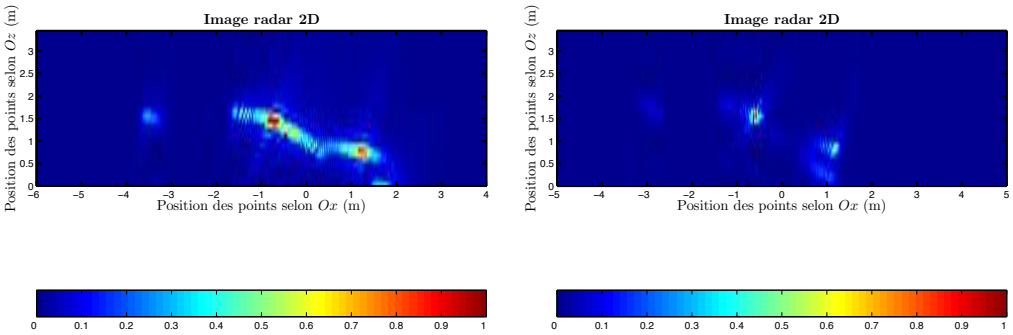


Fig. IV.20 – Images radar de la voiture de tourisme avec sous-estimation de la hauteur (polarisation HH)

trait noir indique le niveau du sol sur l'image radar. Nous retrouvons effectivement le gabarit du véhicule mais en partie sous le niveau du sol (décalé de 50 cm).

Influence d'une erreur commise sur la vitesse du véhicule Dans le système radar CW, l'estimation de la vitesse apparaît indispensable et une erreur de celle-ci entraîne rapidement une dégradation de l'image, gênant ainsi son interprétation. Comme dans la section III.3.4.2, nous étudions l'influence sur l'image radar d'une erreur d'estimation de la vitesse. Les Figures IV.21(a) et IV.21(b) illustrent les images radar de la voiture de tourisme pour des erreurs d'estimation de ± 10 % pour un angle d'élévation α_e égal à 30°.

Ainsi, il apparaît qu'une erreur d'estimation de la vitesse a moins de conséquences néfastes sur la qualité de l'image pour un signal FM-CW que pour un signal CW. La forme globale du véhicule est conservée, mais la dimension selon l'axe Ox subit un étirement dans le cas de la sur-estimation de la vitesse et une compression dans le cas de sa sous-estimation. Contrairement au premier système, la position des points en hauteur est peu influencée par l'estimation de la vitesse. On note toutefois un léger décalage vers le bas (respectivement le haut) quand la vitesse est sur-estimée (respectivement sous-estimée). Nous remarquons également que les points de diffraction sont moins facilement localisables (Figure IV.21(b)). En effet, l'erreur sur la vitesse entraîne une erreur sur l'expression de la phase de la réplique : cette réplique ne correspond donc plus à un filtre

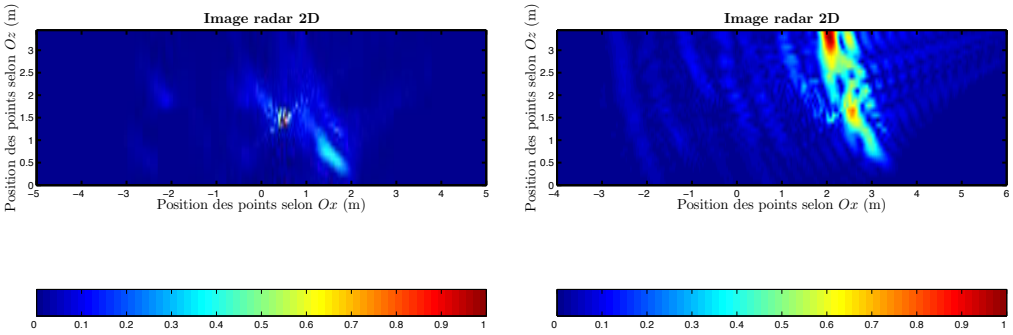


(a) sur-estimation de la vitesse (+10%) avec $\alpha_e = 30°$

(b) sous-estimation de la vitesse (-10%) avec $\alpha_e = 30°$

Fig. IV.21 – Images radar de la voiture de tourisme avec une erreur d'estimation de la vitesse (polarisation HH)

adapté et par conséquent l'image ne présente plus un sinus cardinal à chaque position des points de diffraction[10]. Enfin, contrairement aux résultats obtenus pour un radar CW, une sur-estimation de la vitesse semble préférable à une sous-estimation de celle-ci.



(a) Image radar de la voiture de tourisme pour une vitesse sous-estimée (-10%) avec $\alpha_e = 45°$

(b) Image radar de la voiture de tourisme pour une vitesse sous-estimée (-10%) avec $\alpha_e = 60°$

Fig. IV.22 – Images radar avec une erreur d'estimation de la vitesse (polarisation HH)

Toutefois, à l'image du système CW, une même erreur sur la vitesse est plus préjudiciable pour un angle d'élévation élevé. Ceci est illustré par les Figures IV.22(a) et IV.22(b) présentant les images de la voiture vue sous un angle d'élévation α_e égal respectivement à 45° et 60° et pour une erreur relative de -10% sur la vitesse. Ces images montrent qu'une image radar réalisée pour un angle d'élévation important est plus sensible à une erreur

[10] la même observation est faite pour une configuration SAR avec une erreur sur la vitesse du porteur [Méric 1996]

d'estimation sur la vitesse. L'erreur sur la vitesse de -10 % pour un angle de 60° donne une image (Figure IV.22(b)) très difficile à interpréter.

IV.3.4 Performance des estimateurs du mouvement de la cible

IV.3.4.1 Estimation de la vitesse

Dans les images radar présentées dans ce chapitre, nous supposons que nous connaissons la vitesse du véhicule pour établir le signal de référence. Dans la section IV.2.3, nous proposons deux méthodes pour établir l'ensemble des répliques correspondant à chaque case distance. La première méthode est similaire à celle utilisée pour un signal CW : elle s'appuie sur l'estimation de la vitesse V. Pour les deux véhicules (camion et voiture de tourisme), nous présentons dans le tableau IV.2 les erreurs relatives (en %) obtenues sur la vitesse pour différentes inclinaisons avec cette méthode. La représentation temps-fréquence choisie est la représentation de Wigner-Ville (WV).

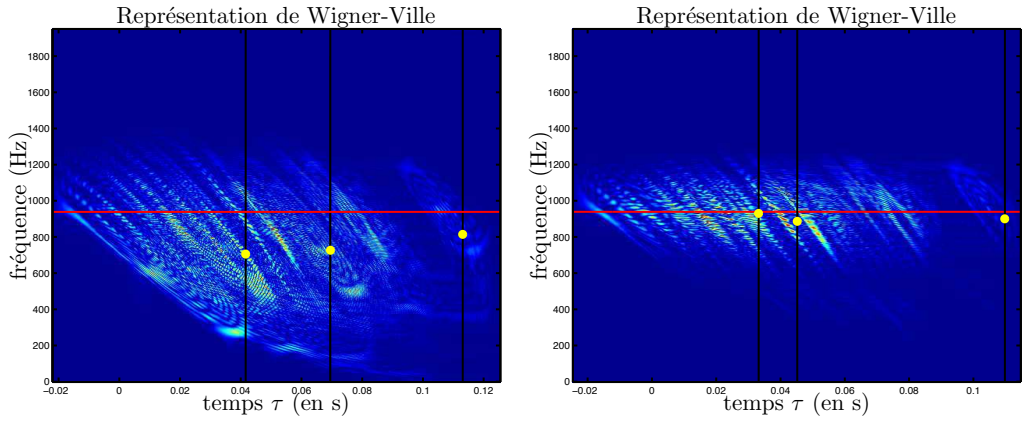
e_r en %	30°		45°		60°	
	HH	VV	HH	VV	HH	VV
voiture	-11.15	9.95	-15.28	-0.38	5.50	6.12
camion	-23.72	-2.58	2.81	1.70	9.23	8.00

Tab. IV.2 – Erreurs relatives (en %) sur l'estimation de la vitesse pour des signaux simulés par la méthode basée sur l'optique physique

Ces résultats sont comparables aux résultats obtenus pour les mêmes cibles pour un signal CW (tableau III.2). Pour éviter d'évaluer la vitesse à partir d'un maximum non-valide (voir section III.3.5.2), l'estimation de la vitesse est réalisée pour les trois maxima locaux les plus élevés et la vitesse estimée est choisie égale à la moyenne des deux valeurs les plus proches (parmi les trois). Nous notons que si l'image radar diffère peu en fonction de la polarisation choisie (HH ou VV), en revanche, l'estimation de la vitesse peut varier considérablement selon la polarisation choisie. Nous rencontrons les même difficultés d'estimation de la vitesse que dans le cas d'un signal CW. L'existence d'une surface plane dont la normale est proche de l'axe radioélectrique ou la présence simultanée de plusieurs points dans le faisceau de l'antenne peuvent altérer l'estimation de la vitesse. De plus, le phénomène de diffraction est sensible à la géométrie de la cible vis à vis de la polarisation de l'onde, en particulier pour une polarisation linéaire.

L'erreur relative pour la voiture observée sous un angle de 30°, atteint approximativement ±10 %. L'influence d'une telle erreur sur l'image radar est illustrée sur la Figure IV.21(a) (respectivement IV.21(b)). L'image devient un peu floue et les dimensions sont erronées : la longueur du véhicule subit un étirement (respectivement une compression) de ±10 % et la hauteur diminue (respectivement augmente) très légèrement. Dans le cas du camion, la polarisation de l'onde modifie notablement l'estimation de la vitesse. Cette différence s'explique à partir des représentations de Wigner-Ville des deux signaux (pola-

risations HH et VV), illustrées sur les Figures IV.23(a) et IV.23(b). Les lignes verticales



(a) HH (b) VV

Fig. IV.23 – Représentations de Wigner-Ville du signal de battement en t_{moy} : $s_b(t_{moy}, \tau)$ pour l'exemple du camion observé sous un angle de 30°

(en noir) indiquent la position des trois maxima détectés et la ligne horizontale (en rouge) indique la valeur de la fréquence instantanée recherchée[11]. Les points jaunes indiquent, pour chaque maximum, la fréquence instantanée estimée. Nous observons sur chacune des représentations temps-fréquence, la présence de plusieurs courbes de fréquence instantanée que l'on peut associer à des points brillants. Cependant, dans le cas de la polarisation HH, ces points semblent visibles plus longtemps alors que, dans le cas de la polarisation VV les fréquences visibles sont centrées autour de la fréquence recherchée. Ceci explique l'erreur importante commise sur l'estimation de la vitesse dans le cas de la polarisation HH : les maxima sont associés à plusieurs points brillants visibles simultanément et la fréquence instantanée prépondérante à cet instant peut être associée à un point vu sous un angle différent de l'angle d'élévation de l'antenne.

A 45°, les erreurs commises pour les deux véhicules ne dépassent pas 3 % excepté pour la voiture en polarisation HH. C'est le seul exemple pour lequel l'image obtenue devient impossible à interpréter. Dans ce cas, deux des maxima sont non-valides et induisent une erreur sur l'estimation de la vitesse. Les autres configurations donnent des erreurs d'estimation de la vitesse très raisonnables pour l'interprétation de l'image.

Les résultats observés (de 5.5 à 9 %) dans le cas d'un angle d'élévation de 60° conduisent à des images radar difficiles à interpréter. Une erreur relative de 5.5 % (Figure IV.3.4.1) semble déjà gênante pour l'interprétation de l'image. Les dimensions ne sont pas correctement reproduites et les points de focalisation apparaissent particulièrement flous.

[11] C'est la valeur de la fréquence instantanée $f_{inst}(t_0)$ associée à l'angle d'élévation α_e et à la vitesse utilisée pour la simulation

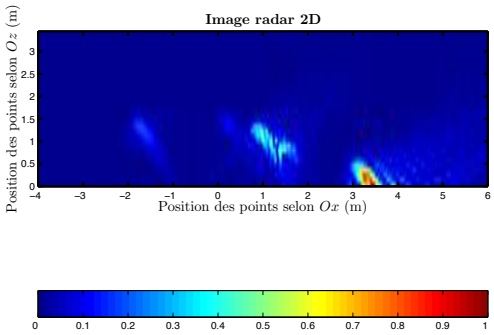


Fig. IV.24 – Image radar de la voiture de tourisme avec estimation de la vitesse ($e_r = 5.50$ % et $\alpha_e = 60°$ - polarisation HH)

IV.3.4.2 Estimation de la distance radar-cible

La deuxième méthode proposée dans le chapitre précédent pour l'établissement de la réplique est basée sur l'estimation de l'évolution de la distance radar-cible. Elle vise à estimer un jeu de paramètres décrivant la courbe distance (radar-point de référence). Les paramètres ainsi évalués sont ceux décrits par le vecteur $\tilde{p}$ (voir section IV.2.3.3) :

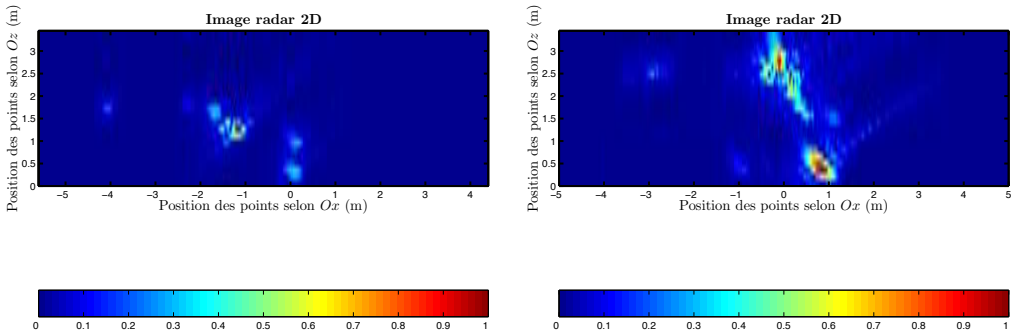
$$\tilde{p} = \begin{pmatrix} X_c^2 + (H - Z_{ref})^2 \\ -2VX_c \\ V^2 \end{pmatrix} \tag{IV.72}$$

Le troisième élément de ce vecteur estimé nous informe sur la vitesse utilisée pour l'estimation du mouvement de la cible. Pour comparer les performances de cet estimateur avec le précédent, nous présentons dans le tableau IV.3 les erreurs relatives commises sur la vitesse pour les deux cibles et pour les trois angles d'inclinaison étudiés. Les perfor-

	30°		45°		60°	
	HH	VV	HH	VV	HH	VV
voiture	-16.12	-11.91	-3.88	-5.12	-3.59	4.10
camion	7.62	4.38	-5.70	-5.06	4.74	3.50

Tab. IV.3 – Erreurs relatives (en %) sur l'estimation de la vitesse pour des signaux simulés par la méthode basée sur l'optique physique

mances obtenues pour un angle d'élévation de 30° sont acceptables pour l'interprétation de l'image sauf dans le cas de la voiture pour une polarisation HH. En revanche, pour un angle d'élévation de 45°, l'erreur commise sur la vitesse commence à rendre l'interprétation de l'image radar difficile (Figures IV.25(a) et IV.25(b)). Enfin, comme pour le premier estimateur de vitesse, à 60°, l'estimation de la vitesse n'est pas suffisamment précise pour permettre une bonne interprétation de l'image.



(a) Image radar de la voiture avec une erreur sur la vitesse de e_r = -5.12 %

(b) Image radar du camion avec une erreur sur la vitesse de e_r = -5.70 %

Fig. IV.25 – Images radar de véhicules pour un angle d'élévation $\alpha_e = 45°$ avec estimation de la distance radar-point de référence

IV.3.5 Bilan des résultats de simulation

Les images radar réalisées à partir d'un signal simulé pour une modulation linéaire de la fréquence montrent une nette amélioration comparativement à celles obtenues pour un signal à ondes continues. La focalisation en distance que permet la modulation du signal, facilite l'interprétation de l'image. Comme pour le système imageur initial, un angle d'élévation faible est préférable pour la lisibilité de l'image et pour sa moins grande sensibilité à une erreur d'estimation de la vitesse. Nous notons, par ailleurs, que ce traitement d'imagerie requiert une moins grande précision sur l'estimation de la vitesse que le traitement initial (CW). Toutefois, des risques d'erreurs trop importantes pour la lisibilité de l'image persistent avec les deux méthodes d'estimation de la vitesse.

IV.4 Système expérimental

Afin de valider l'étude théorique menée dans ce chapitre sur le traitement d'imagerie à partir d'un radar FM-CW pour des cibles mobiles, nous avons réalisé un système pour permettre de faire l'acquisition de signaux réels. Après avoir décrit ce système radar, nous présentons les premiers résultats obtenus.

IV.4.1 Construction d'un système radar FM-CW

IV.4.1.1 Présentation du système

A l'émission, ce système doit générer un signal à modulation linéaire de fréquence et le propager en direction de la cible. Dans la section IV.2.2.3, il est fait état du choix de

certains paramètres pour la forme du signal émis en fonction de la géométrie de la scène. En particulier, la bande $2B_0$ du signal est déterminée à partir de la résolution attendue. La fréquence porteuse f_c est choisie proche de sa valeur initiale : 5.8 GHz. Une étude des caractéristiques des composants disponibles montre qu'il existe une gamme de fréquence très utilisée : $B = [5.8; 6.5\ GHz]$. La bande de ces composants (700 MHz) permet une résolution en distance de 21.4 cm. Nous avons réalisé un système pour fonctionner sur cette bande B. Un récapitulatif des valeurs choisies pour les principaux paramètres est présenté dans le tableau IV.4.

$2B_0$	700 MHz
f_c	6.15 GHz
T_p	$\approx 256\ \mu$s
f_e	> 842 kHz

Tab. IV.4 – Cahier des charges

A la réception, le signal rétrodiffusé par la cible est reçu, amplifié et mélangé avec le signal émis. Le signal résultant est démodulé en un signal en phase (voie I) et un signal en quadrature de phase (voie Q). Enfin, une carte d'acquisition permet d'échantillonner ces signaux et de les stocker sur un disque dur pour un traitement ultérieur.

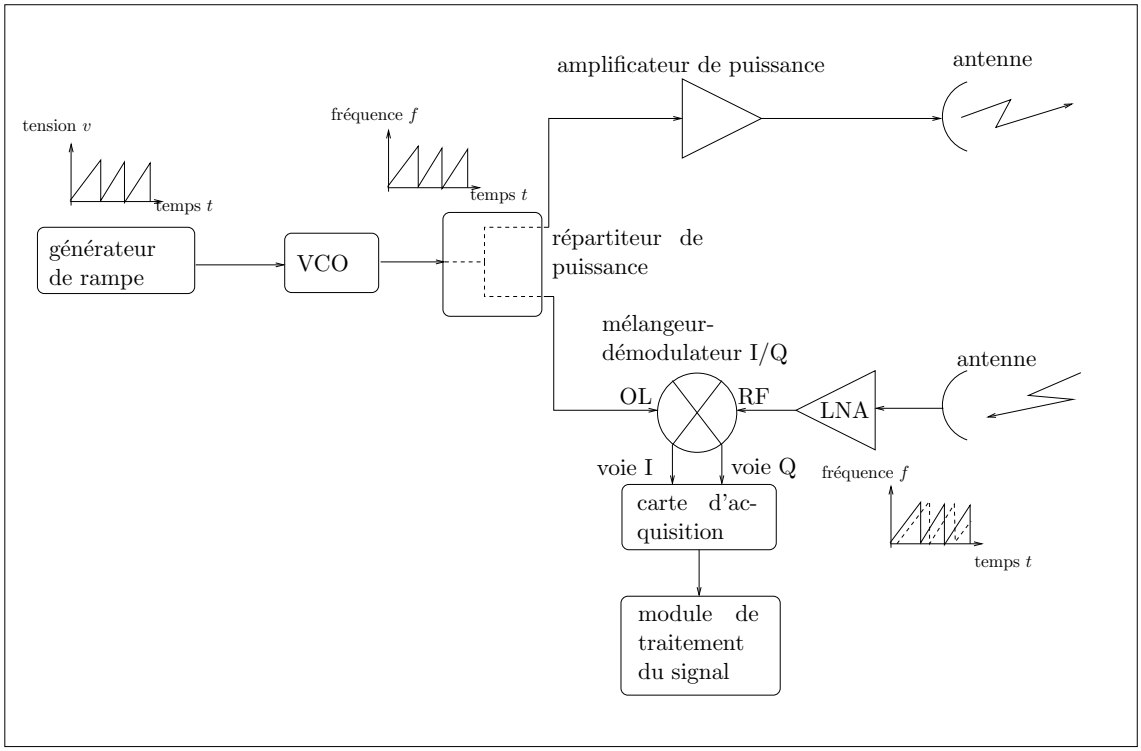


Fig. IV.26 – Schéma de principe du radar FM-CW

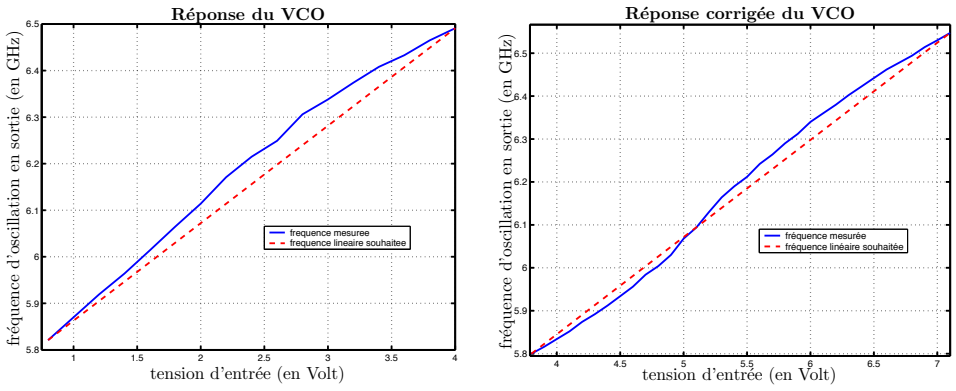
Nous présentons sur la Figure IV.26 le schéma de principe du système radar. La technologie utilisée pour l'intégration des composants est une technologie micro-ruban. Le substrat utilisé a les caractéristiques suivantes :

- permittivité relative : $\epsilon_r = 2.17$
- hauteur du substrat : $h = 0.8$ mm
- épaisseur de métallisation : $e = 35$ μm

Le système radar comprend un oscillateur commandé en tension, un répartiteur de puissance, des amplificateur à l'émission et à la réception, deux antennes (émission et réception), un module mélangeur-démodulateur I/Q et une carte d'acquisition. Les signaux stockés sur un disque dur peuvent ensuite être exploités pour le traitement d'imagerie radar développé dans la section IV.2.2.2. La section suivante présente les principaux éléments constituant le radar FM-CW.

IV.4.1.2 Réalisation

Rampe de fréquence Le signal à modulation linéaire de fréquence est généré à partir d'un VCO commandé en entrée par une rampe de tension. Le VCO sélectionné est un composant de chez Hittite référencé HMC358MS8G couvrant la bande de fréquence [5.8 ; 6.8 GHz] et délivrant un signal de puissance de 10 dBm. L'étude du comportement du VCO en fonction de la tension d'entrée a permis de dimensionner le générateur de rampe (excursion en tension) à l'entrée du VCO. Mais elle a montré aussi que la fréquence de sortie du VCO n'est pas une fonction linéaire de la tension (Figure IV.27(a)). Sur la



(a) Réponse du VCO

(b) Réponse du système filtre anti-logarithmique + VCO

Fig. IV.27 – Réponse du VCO Hittite HMC358MS8G avec ou sans correction anti-logarithmique

bande de fréquence de fonctionnement, l'allure de la courbe nous indique une variation plutôt logarithmique de la fréquence en fonction de la tension d'entrée. Nous corrigeons cette caractéristique par un filtre anti-logarithmique en entrée du VCO. Ce filtre est

constitué d'une diode classique de type 1N4148 utilisée dans sa zone de fonctionnement non-linéaire. Le choix de la polarisation de la diode nous permet d'obtenir une tension évoluant suivant une loi anti-logarithmique. Cette tension constitue alors la commande du VCO. Ainsi, l'évolution de la fréquence se rapproche davantage d'une fonction linéaire du temps. La nouvelle réponse en fréquence (filtre anti-logarithmique - VCO) est présentée sur la Figure IV.27(b). La Figure IV.28 montre la réalisation du générateur de rampe (basée sur l'utilisation d'un XR2206 - *monolithic function generator*) associée à l'alimentation de la partie hyperfréquence du système. Nous procédons ensuite à l'analyse spectrale du signal de sortie du VCO commandé par la rampe de tension, dont le résultat est présenté sur la Figure IV.29. La puissance de sortie (autour de 8 dBm) ainsi que la largeur de spectre (520 MHz - résolution en distance de 29 cm) mesurées sont proches des performances attendues.

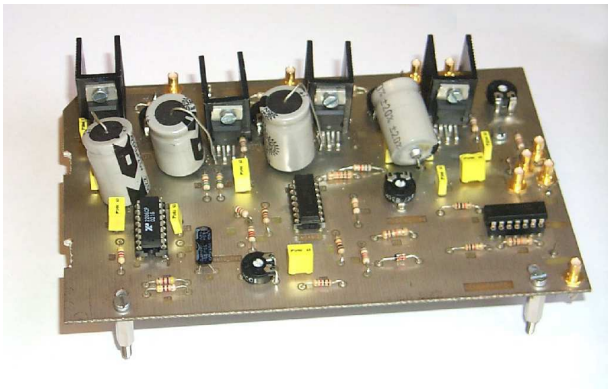


Fig. IV.28 – Générateur de rampe et carte d'alimentation des composants hyperfréquence

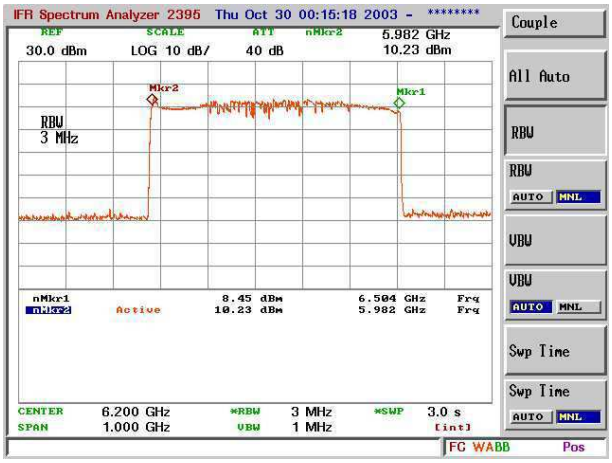


Fig. IV.29 – Analyse spectrale à la sortie de l'oscillateur commandé par une rampe de tension

Répartiteur de puissance Le répartiteur de puissance permet de séparer le signal généré par le VCO en deux signaux équivalents dont la puissance est équitablement répartie entre les deux sorties. Cette fonction est réalisée par un répartiteur de type Wilkinson se caractérisant par un circuit à trois accès, adapté, réciproque et à pertes. Les lignes du circuit sont dimensionnées pour remplir ces fonctions autour de la fréquence de 6.15 GHz.

Antennes Le choix des antennes s'est porté sur des dipôles quart-d'onde imprimés en double face permettant de couvrir une large bande de fréquence [Levine 1988, Tefiku 1999, Tefiku 2000]. Ces antennes sont également peu coûteuses et faciles à réaliser. Les éléments du dipôle sont imprimés sur les deux faces d'un substrat ($h = 0.5$ mm et $\epsilon_r = 3.48$) et l'alimentation est apportée par des lignes appairées. Cette excitation permet d'obtenir directement une alimentation en opposition de phase des deux bras du dipôle. La Figure IV.30 présente le schéma global d'un tel dipôle. Le plan de masse situé à $h = \frac{\lambda_c}{4}$ divise par

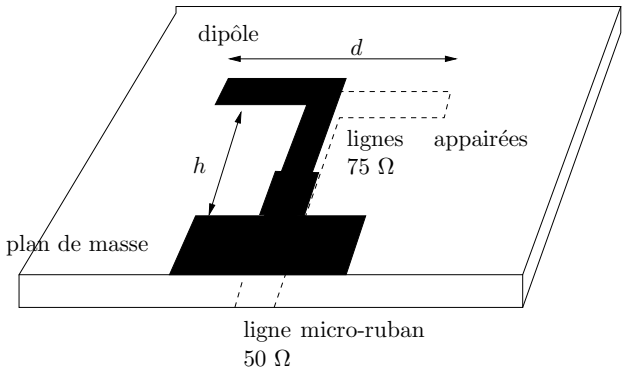


Fig. IV.30 – schéma d'un dipôle imprimé sur double face

2 les dimensions réelles du dipôle (théorie des images). Par conséquent la longueur totale des deux branches du dipôle est choisie approximativement égale à $d = \frac{\lambda_c}{2} = 24.4$ mm. Cette longueur est ensuite ajustée par optimisation à l'aide du logiciel de simulation ADS (Agilent). Les antennes, réalisées au laboratoire (Figure IV.31), couvrent la bande souhaitée de [5.8 ; 6.5 GHz]. Le gain mesuré varie entre 3 et 5 dB (Figure IV.32). De plus, ces antennes présentent une grande ouverture à -3 dB β_E et β_H d'environ 90° dans les deux plans (Figure IV.33). Dans le système radar final (voir Figure IV.34), ces deux antennes (émission-réception) sont placées sur un même support et distantes de 44.6 mm.

Amplificateurs Sur le schéma de principe (Figure IV.26) figurent deux amplificateurs : l'amplificateur de puissance est utilisé à l'émission et l'amplificateur faible bruit à la réception amplifie le signal reçu avec un bon facteur de bruit.

L'amplificateur de puissance utilisé à l'émission est un composant de chez Mini-Circuits, référencé ERA-1, offrant un gain de 11 dB pour une puissance de sortie à 1 dB de compression de 13 dBm. Pour atteindre une puissance de signal suffisante à l'entrée

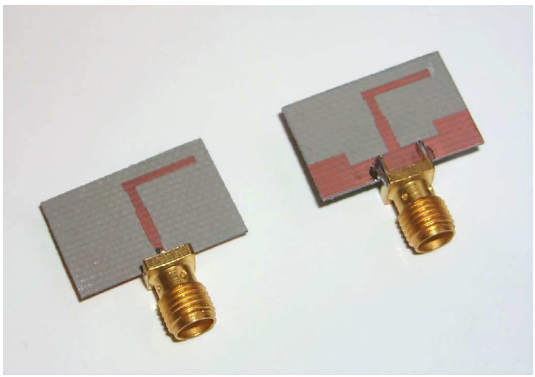


Fig. IV.31 – Photographie des antennes dipôles

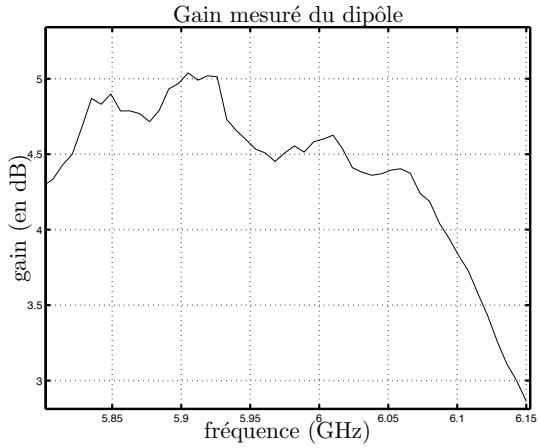
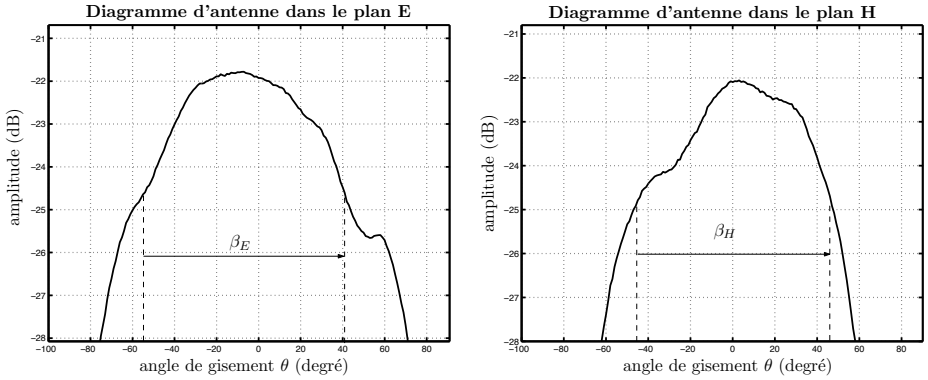


Fig. IV.32 – Gain mesuré d'un dipôle à la fréquence

OL du mélangeur, un amplificateur de puissance (Hittite HMC315), de type Darlington à large bande ([0 ;7 GHz]), est ajouté entre le diviseur de puissance et le mélangeur. Celui-ci peut atteindre un gain maximal de 18 dB pour une puissance à 1 dB de compression de 11 dBm.

A la réception, nous utilisons un premier amplificateur, faible bruit, suivi d'un amplificateur de puissance. L'amplificateur faible bruit (M/A-COM MAAM37000-A) fonctionne sur la bande [3.5 ; 7 GHz]. Typiquement, il apporte un gain de 16 dB, son facteur de bruit est 2.2 dB et sa puissance de sortie à 1 dB de compression est de 14 dBm. L'amplificateur de puissance mis en cascade est identique à celui utilisé à l'entrée OL du mélangeur.

Récupération du signal de battement Le composant référencé IDOH-03-458 de chez Pulsar Microwave a la double fonctionnalité de mélangeur et démodulateur I/Q. Il prend en entrée, d'une part le signal en sortie du VCO et d'autre part le signal reçu par l'antenne de réception après amplification. Les deux signaux de sortie sont les signaux en



(a) plan E (b) plan H

Fig. IV.33 – Diagramme d'antenne dans les deux plans E et H

Fig. IV.34 – Système radar FM-CW

phase (voie I) et en quadrature (voie Q). Sur la Figure IV.35, nous présentons l'ensemble de la partie hyperfréquence du radar FM-CW.

Une carte d'acquisition permet ensuite d'échantillonner le signal à la fréquence maximale de 1.25 MHz. Par l'intermédiaire d'une interface, l'utilisateur choisit la fréquence d'échantillonnage. Il enclenche le début de l'acquisition et la stoppe quand il le souhaite. Les données sont alors stockées sur un disque dur. On enregistre également le signal de synchronisation (début de rampe) fourni par le générateur de rampe pour attribuer une référence temporelle au signal.

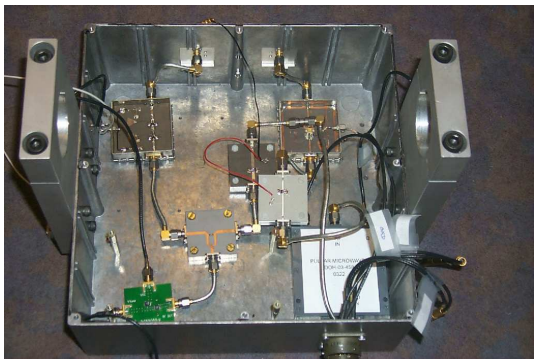


Fig. IV.35 – Ensemble hyperfréquence du radar

IV.4.2 Premiers résultats

IV.4.2.1 Description de la mesure

Le prototype radar réalisé doit permettre de valider l'étude théorique. Dans un premier temps, pour tester le prototype, nous mettons en place un banc de mesure (Figure IV.36) : les antennes sont placées approximativement à 1 m du sol et elles éclairent une voie de circulation. L'axe de visée de l'antenne est parallèle au sol et perpendiculaire à la voie de circulation. La polarisation adoptée pour les antennes est une polarisation verticale. L'acquisition du signal reçu au passage des véhicules est effectuée à la fréquence d'échantillonnage de $f_e = 1$ MHz. Ensuite ce signal échantillonné est traité afin d'effectuer la synthèse d'ouverture et la compression en distance.

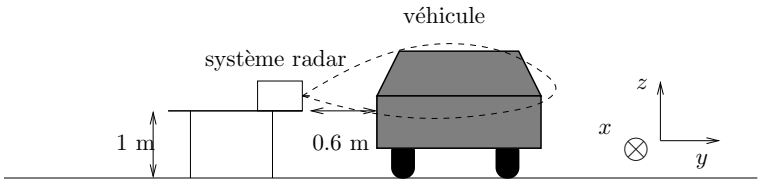
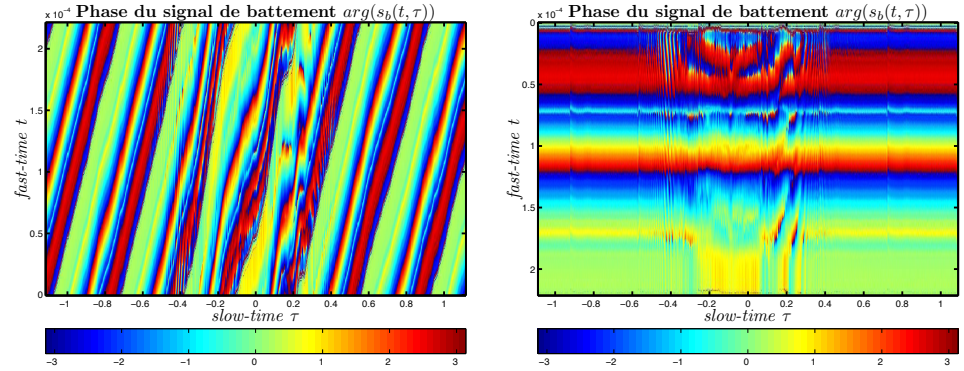


Fig. IV.36 – Banc de mesure

IV.4.2.2 Résultats et constatations

Calibration de phase Une première observation du signal en bande de base nous amène à effectuer une opération de calibration de phase. En effet, à partir du signal de synchronisation, le signal enregistré $s_b(t, \tau)$ est ensuite organisé en un tableau décrivant la dimension du *slow-time* τ et la dimension du *fast-time* t. Nous pouvons alors observer la phase du signal $s_b(t, \tau)$ (Figure IV.37(a)) et constater une dérive lente de la phase le long de l'axe τ. Cet effet est attribué au fonctionnement du VCO : à chaque début de



(a) phase brute (b) phase corrigée

Fig. IV.37 – Phase du signal de battement $s_b(t,\tau)$

période T_p, la phase propre du VCO varie. Il convient donc de compenser la dérive de phase.

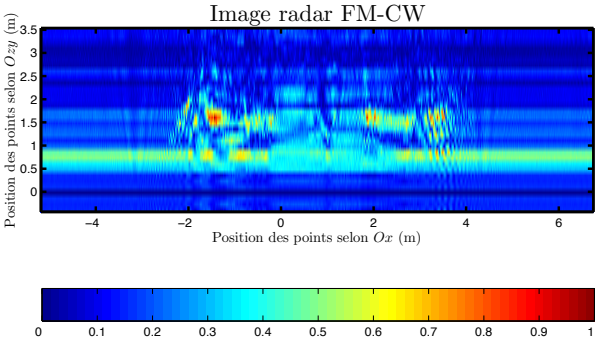
Nous choisissons la première période du signal comme signal de référence. La dérive en phase est alors évaluée par un produit d'intercorrélation entre le signal de référence et le signal sur une période T_p. Cette évaluation de la dérive nous permet d'effectuer une correction.

Le résultat de la correction est présentée sur la Figure IV.37(b). Nous pouvons noter l'évolution quadratique de la phase selon l'axe des temps *slow-time* τ lors du passage d'un véhicule. En effet, l'évolution de cette phase est associée à l'évolution de la distance radar-cible[12].

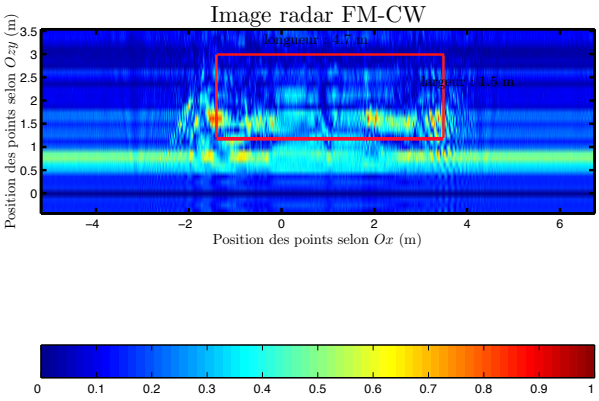
Mesures Considérant la géométrie adoptée (Figure IV.36), l'image radar attendue d'un véhicule se situe dans le plan Oxy. La réplique est donc construite dans un plan horizontal situé à 1 m du sol.

Le véhicule utilisé pour les mesures est la **ford break escort** dont les dimensions sont présentées dans le chapitre précédent. Elle circule à une vitesse de 8 m.s^{-1}. La distance minimale entre le radar et le véhicule est de 60 cm. L'image radar du véhicule obtenue par notre traitement est présentée sur la Figure IV.38(a). Les dimensions du véhicule imagé se situent approximativement entre -2 et +4 m suivant l'axe Ox et entre 1 et 3 m suivant l'axe Oy. On note aussi la présence d'un écho tout le long de l'axe Ox. Ce phénomène, que nous attribuons au couplage des antennes, a été confirmé par une mesure à vide effectuée en chambre anéchoïde. Ce couplage peut être fortement atténué par l'insertion d'un absorbant entre les antennes. Toutefois, la présence du couplage entre antennes sur

[12]Nous rappelons que la trajectoire d'une cible perpendiculaire à l'axe de visée et son déplacement uniforme contribue à une évolution quadratique de la distance radar-cible.



(a) Image radar



(b) Image radar interprétée

Fig. IV.38 – Image radar d'un véhicule à partir d'un signal FM-CW

l'image radar est aussi source d'information car il nous renseigne sur la position réelle du radar. Nous pouvons alors attribuer une référence en distance à l'image : c'est la position *zéro* par rapport aux antennes.

Les points brillants représentant le véhicule sont localisés dans une zone bien précise de l'image. Pour comparer le gabarit donné par les points de diffraction avec les dimensions réelles du véhicule, nous avons reporté ses principales dimensions sur la Figure IV.38(b). Deux points prépondérants sont visibles aux extrémités du véhicule, donnant la longueur de celui-ci. La largeur est plus difficile à estimer puisque les zones du véhicules situées sur la face opposée sont cachées. La configuration utilisée en situation réelle sera moins sensible à cette difficulté puisque les antennes seront situées au-dessus du véhicule.

IV.4.3 Perspectives d'évolution

Ce premier résultat expérimental montre à la fois la faisabilité du système et son bon fonctionnement. A partir du traitement du signal radar, décrit dans la section IV.2.2.2, nous retrouvons bien une image du véhicule focalisé en distance et en azimut. Cependant, ce prototype manque de puissance à l'émission (le véhicule a dû circuler au plus près des antennes ; la portée maximale du radar étant limitée à quelques mètres). Des améliorations sont possibles, par exemple en utilisant un amplificateur plus puissant à l'émission et des antennes en réseau de dipôles, qui amélioreraient aussi la directivité.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé de moduler le signal émis par la balise afin d'améliorer les images radar. La modulation choisie, de type FM-CW, ne requiert pas une modification très coûteuse du système initial. Elle apporte au système le support spectral nécessaire pour la focalisation en distance. La focalisation en distance est obtenue par le signal de battement qui résulte du mélange du signal en sortie de l'antenne avec le signal émis. Le traitement proposé pour ce nouveau signal s'appuie sur la méthode de *range stacking* exposée dans le chapitre I, appliquée au signal de battement. Quelques exemples d'images radar réalisées à partir du modèle de points brillants mettent en évidence l'amélioration apportée par le nouveau signal : la localisation des points est plus nette puisque les traces observées sur les images radar pour un signal CW ont disparu. Enfin, le traitement nécessite l'établissement d'un signal de référence pour chaque case hauteur où le point est attendu. En supposant un mouvement rectiligne et uniforme de la cible, nous avons envisagé deux approches pour la construction du signal de référence : estimation de la vitesse V du véhicule ou estimation de l'évolution de la distance radar-point de référence.

Afin de valider le traitement d'imagerie proposé pour le signal FM-CW et l'estimation de la phase, nous avons utilisé des signaux issus de simulations électromagnétiques. Il a été montré comment nous pouvons mettre à profit notre simulateur électromagnétique pour simuler l'écho radar associé à un signal FM-CW, ce qui a permis de valider la méthode de génération du signal à partir du simulateur électromagnétique. Les exemples d'images présentées ont mis en évidence l'amélioration apportée par la modulation du signal. Ce traitement est également moins sensible à une erreur d'estimation de la vitesse. Les premiers résultats obtenus pour l'estimation de la vitesse montrent que les deux méthodes proposées donnent des résultats convenables pour les deux angles d'inclinaisons les plus faibles alors qu'il semble plus difficile, pour un angle d'élévation de 60°, d'obtenir une image radar facile à interpréter.

Enfin, nous avons réalisé un prototype radar FM-CW pour concrétiser notre étude. Les premières images expérimentales, focalisées à la fois en distance et en azimut, ont été obtenues et laissent espérer une extraction possible des dimensions des véhicules dans la configuration envisagée sur autoroute.

Conclusion générale

Le but des travaux présentés dans ce mémoire est l'ajout d'une fonction d'imagerie à un système de télépéage autoroutier. L'objectif recherché est de permettre, dans un premier temps, un contrôle de la nature des véhicules (détection de gabarit par exemple) sans perturber le trafic ni modifier les installations existantes.

La première partie de cette étude a consisté à utiliser une balise de télépéage classique et à déterminer ses performances possibles, en terme d'imagerie. La méthode d'imagerie proposée, présentée dans le premier chapitre, est basée sur le principe de la synthèse d'ouverture et de la reconstruction du front d'onde. Elle utilise le mouvement relatif de la cible pour simuler une antenne de très grande longueur améliorant ainsi la résolution selon l'axe d'évolution du système. Toutefois les approximations usuelles du principe de la synthèse d'ouverture (distance radar-cible grande devant la taille de la cible) ne sont pas envisageables à cause de la géométrie particulière du problème. Nous avons proposé une adaptation de traitement de la synthèse d'ouverture à cette configuration. Dans un premier temps, nous avons considéré la cible comme un ensemble de points brillants évoluant tous à la même vitesse dans la direction donnée par l'axe de visée de l'antenne. Ces points apportent chacun leur contribution au signal total reçu par la balise. Nous avons élaboré un traitement constitué d'une série de filtrages adaptés à partir de signaux de référence et validé ce traitement par des simulations sur quelques modèles simples de véhicules.

Dans un deuxième temps, des simulations électromagnétiques, basées sur le principe de l'Optique Physique, ont permis de valider l'hypothèse des points brillants : les images radar réalisées à partir des signaux simulés présentent des points brillants à la position attendue pour les arêtes des cibles. Nous avons montré que les paramètres géométriques choisis pour réaliser l'image[13] sont optimum pour l'interprétation de l'image radar. La qualité de l'image (et donc son interprétation) dépend essentiellement de l'estimation de la vitesse du véhicule. La précision requise pour l'estimation de la vitesse, basée sur l'estimation de la fréquence instantanée à partir d'une représentation temps-fréquence, est fonction de la géométrie du véhicule et de l'angle d'élévation : une image radar pour un angle d'élévation important est beaucoup plus sensible à une erreur d'estimation de la vitesse.

[13] configuration classique : $H = 5$ m, $\alpha_e = 30°$ et $\beta_H = 35.22°$

Dans un troisième temps, des résultats expérimentaux ont confirmé les résultats de simulation : il est possible de réaliser un ■certain type■ d'images radar de véhicules passant sous la balise de télépéage. Toutefois, plusieurs phénomènes peuvent gêner l'interprétation de l'image. Premièrement, il apparaît que certains véhicules présentent une géométrie peu favorable à l'interprétation de leur image radar (contribution énergétique importante de certaines parties du véhicules par rapport à d'autres). Deuxièmement, l'intégration de la technique d'imagerie radar doit faire face à une difficulté majeure : le signal reçu n'est ni modulé ni impulsionnel. Ainsi, le manque de support spectral du signal émis a pour conséquence un manque de focalisation dans l'axe distance (ou axe de propagation de l'onde). Le résultat d'un tel traitement révèle des points focalisés sur l'image, localisés précisément selon l'axe de déplacement, mais auquel s'ajoute systématiquement un niveau d'énergie non négligeable de part et d'autre du point sous forme d'une trace susceptible de gêner l'interprétation.

Dans le dernier chapitre, nous avons proposé une évolution du système initial en modulant le signal émis tout en conservant son caractère continu. Ceci n'altère pas les fonctions premières de détection du système tout en lui conférant une plus grande faculté d'imagerie. Le traitement proposé est basé sur une technique dite de *range stacking* qui présente l'avantage d'être utilisable pour des dimensions de cibles non négligeables devant la distance radar-cible. Les résultats de simulation ont montré la nette amélioration apportée par la modulation sur la qualité de l'image radar. Les géométries délicates détectées dans le cas du système CW sont totalement maîtrisées par ce nouveau système. Les résultats de simulations mettent en évidence que des angles d'élévation de 30° et 45° sont préférables à un angle de 60° et que la qualité de l'image dépend avant tout de l'estimation de la vitesse. En plus de la méthode d'estimation de la vitesse proposée pour un signal CW, nous avons envisagé une autre méthode utilisant l'information de distance. Les simulations montrent d'ores et déjà que la précision obtenue sur l'estimation de la vitesse n'est pas toujours suffisante pour l'interprétation de l'image. Un prototype de radar FM-CW a été réalisé et les premières images obtenues sont focalisées selon les deux dimensions (distance et azimut). Même si ce prototype mérite quelques améliorations, par ces résultats expérimentaux, nous avons mis en évidence la possibilité de faire de l'imagerie radar à partir d'un système de télépéage, dans lequel il suffit d'intégrer une modulation de la fréquence.

En conclusion, ce travail constitue une première approche sur l'utilisation d'un système de télépéage comme système radar imageur. La première solution, c'est-à-dire sans modification du système existant, a montré ses limites si on restreint l'étude à un traitement du signal radar. Mais il peut être complété par des techniques de classification ou des modules d'aide à l'interprétation de l'image utilisant du traitement d'image (pour détecter les points de focalisation). Dans le cas du système radar FM-CW, il convient de réaliser d'autres mesures dans une configuration réelle (c'est-à-dire pour un radar situé au-dessus d'un axe de circulation) pour évaluer de façon plus précise les performances du traitement du signal radar. On pourra ensuite envisager l'utilisation de techniques d'autofocus pour compléter ou remplacer nos méthodes d'estimation de la vitesse (ou du mouvement). Enfin, puisque le système proposé utilise une largeur de bande supérieure à celle allouée, on peut envisager des techniques de super-résolution, pour lesquelles la résolution est indépendante de l'occupation spectrale du signal.

Bibliographie

[Attema 2000] E. Attema, Y-L Desnos, G. Duchossois, *Synthetic Aperture Radar in Europe : ERS, Envisat, and Beyond*, John Hopkins APL Technical Digest, Vol. 21, N°1, 2000.

[Auger 1995] F. Auger, P. Flandrin, *Improving the readability of time-frequency and time-scale representations by the reassignment method*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. SP-43, N°5, mai 1995.

[Ausherman 1984] D. A. Ausherman, A. Kozma, J. L. Walker, H. M. Jones, E. C. Poggio, *Developments in Radar Imaging*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, Vol. AES-20, N°4, juillet 1984.

[Barkat sept. 1999(1)] B. Barkat, B. Boashash, *Design of Higher Order Polynomial Wigner-Ville Distributions*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 47, N° 9, septembre 1999.

[Barkat sept. 1999(2)] B. Barkat, B. Boashash, *Instantaneous Frequency Estimation of Polynomial FM Signals Using the Peak of the PWVD : Statistical Performance in the Presence of Additive Gaussian Noise*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 47, N° 9, septembre 1999.

[Batson 1994] R. M. Batson, R. L. Kirk, K. Edwards, H. F. Morgan, *Venus Cartography*, Journal of Geophysical Research, Vol. 99, N° E10, octobre 1994.

[Bénallègue 1995] M. Bénallègue, O, Taconet, D. Vidal-Madjar, F. Baudin, P. Lancelin, G. Laurent, *Evaluation of calibration methods for helicopter-borne microwave scatterometter*, International Journal of Remote Sensing, Vol. 16, N° 2, 1995.

[Bernard 1986] R. Bernard, D. Vidal-Madjar, F. Baudin, G. Laurent, *Data Processing and Calibration for an airborne scatterometter*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. GE-24, N° 5, septembre 1986.

[Boashash 1994] B. Boashash, P. J. O'Shea, *Polynomial Wigner-Ville Distributions and their relationship to time-varying higher order spectra*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, N° 1, janvier 1994.

[Boudreaux-Bartels 1986] G. F. Boudreaux-Bartels, T. W. Parks, *Time-varying filtering and signal estimation using Wigner distribution synthesis technique*, IEEE Transactions Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, N° 3, juin 1986.

[Calloway 1994] T. M. Calloway, G. W. Donohoe, *Subaperture autofocus for synthetic aperture radar*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-30, N° 2, 1994.

[Cazzani 2000] L. Cazzani, C. Colesanti, D. Leva, G. Nesti, C. Prati, F. Rocca, D. Tarchi, *A Ground-Based Parasitic SAR experiment*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 38, N° 5, septembre 2000.

[Chassande 1998] E. Chassande-Mottin, *Méthodes de réallocation dans le plan temps-fréquence pour l'analyse et le traitement de signaux non stationnaires*, Thèse de Doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 1998.

[Chen 1980] C. Chen, H. C. Andrews, *Target-Motion-Induced Radar Imaging*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-16, N° 1, janvier 1980.

[Craig 1962] S. E. Craig, W. Fishbein, O. E. Rittenbach, *Continuous-Wave Radar with High Range Resolution and Unambiguous Velocity Determination*, IRE Transactions on Military Electronics, Vol. MIL-6, N° 2, avril 1962.

[Curlander 1991] J. C. Curlander, R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar, Systems and Signal Processing*, John Wiley and Sons, 1991.

[Cuiñas 2000] I. Cuiñias, M. G. Sanchez, *Building Material Characterization from Complex Transmissivity Measurments at 5.8 GHz*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, N° 8, août 2000.

[Cutrona 1966] L. J. Cutrona, E. N. Leith, L. J. Porcello, W. E. Vivian, *On the Application of Coherent Optical Processing Techniques to Synthetic-Aperture Radar*, Proceedings of the IEEE, Vol. 54, N° 8, août 1966.

[Dusi 1997] J. Dusi, *Réalisation d'un radar continu à modulation de fréquence pour l'aide à la reconnaissance de l'environnement. Evaluation des méthodes polarimétriques et d'imagerie SAR*, Thèse de Doctorat, Université de Paris VI, 1997.

[Ellis 1984] A. B. Ellis, *The processing of Synthetic Aperture Radar Signals*, GEC Journal of Research, Vol. 2, N° 3, 1984.

[Freeman] R. L. Freeman, *Permittivity and Conductivity as a Function of Frequency*, Reference Manual for Telecommunication Engineering (from CCIR Recommendation N°527), pp. 570-571.

[Gillard 1998] R. Gillard, S. Méric, *Imagerie radar et localistion sur autoroute*, Rapport d'études LCST/INSA Rennes, mai 1998.

[Hallikainen 1993] M. Hallikainen, J. Hyyppä, J. Haapanen, T. Tares, P. Ahola, J. Pulliainen, M. Toikka, *A Helicopter-Borne Eight-Channel Ranging Scatterometer for Remote Sensing : Part I : Systeme Description*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 31, N° 1, janvier 1993.

[Hlawatsch 1992] F. Hlawatsch, G. F. Boudreaux-Bartels, *Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representation*, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 9, 1992.

[Hymans 1960] A.J. Hymans, J. Lait, *Analysis of Frequency-Modulated Continuous-Wave Ranging System*, Proceedings of the IEE, Vol. 107B, juillet 1960.

[Itoh 1996] T. Itoh, H. Sueda, Y. Wanatabe, *Motion compensation for ISAR via centroid tracking*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-32, 1996.

[Jensen 1998] J. A. Jensen, P. Munk, *A new method for estimation of velocity vectors*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency control, Vol. 45, N° 3, mai 1998.

[Juárez 2003] R. F. H. Juárez, *Réalisation d'un radar FM-CW*, Mémoire de projet de fin d'études, IETR, juillet 2003.

[Kanagaratnam 2001] P. Kanagaratnam, R. Eakin, S. P. Gogineni, *An airborne Radar System for High-Resolution Mapping of Internal Layers*, International Geocience And Remote Sensing Symposium, Vol. 2, 2001.

[Kasischke 1997] E. S. Kasischke, J. M. Melack, M. C. Dobson, *The Use of Imaging Radars for Ecological Applications - A Review*, Spaceborne Imaging Radar Mission, Vol. 59, N° 2, 1997.

[Kong 1986] J. A. Kong, *Electromagnetic Wave Theory*, John Wiley Sons, 2ième édition, 1990.

[Krickeberg 1996] K. Krickeberg, *Petit cours de statistique*, Springer, 1996.

[Kumar 1986] B. V. K. Vijaya Kumar, C. P. Neuman, K. J. Devos, *Discrete Wigner synthesis*, Signal Processing II, 1986.

[Lazarov 2001] A. Lazarov, C. Minchev, *Spectral 2-D image reconstruction in ISAR with linear frequency modulated signals*, IEEE Digital Avionics Systems Conference - Proceedings, Vol. 1, 2001.

[Lee 1999] B-R. Lee, H. K. Chiang, C-D. Kuo, W-L. Lin, San-Kan Lee, *Doppler Angle and Flow Estimations Using the Classic and Transverse Doppler Effects*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency control, Vol. 46, N° 1, janvier 1999.

[Leith 1962] E. N. Leith, J. Upatnieks, *Reconstructed Wavefronts and Communication Theory*, Journal of the Optical Society of America, Vol. 52, N° 10, octobre 1962.

[Levine 1988] E. Levine, S. Shtrikman, D. Treves, *Double-sided printed arrays with large bandwidth*, IEE Proceedings, Vol. 135, N° 1, février 1988.

[Lo 1988] Y. T. Lo, S. W. Lee, *Antenna Handbook, theory, applications and design*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1988.

[Maître 2001] H. Maître, *Traitement des images de radar à synthèse d'ouverture*, Hermès science publications, 2001.

[Max 1996] J. Max, J-L. Lacoume, *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques*, tome 1. Principes généraux et méthodes classiques, 5ième édition, Masson, 1996.

[Méric 1996] S. Méric, *Etude de l'influence et de la correction des mouvements perturbateurs du porteur pour imagerie radar à ouverture synthétique*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 1996.

[Meyer 1987] Y. Meyer, S. Jaffard, O. Riouol, *L'analyse par ondelettes*, Pour la Science, septembre, 1987.

[Mojarrabi 2002] B. Mojarrabi, J. Homer, K. Kubik, *Power budget study for passive target detection and imaging using secondary applications of GPS signals in bistatic radar systems*, International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2002.

[Monti 2002] A. Monti Guarnieri, C. Cafforio, P. Gruccione, P. Pasquali, D. Nüetsch, D. Small, E. Meier, M. Zink, Y. L. Desnos *Multi-Mode ENVISAT ASAR Interferometry : Techniques and preliminary Results*, 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Cologne, juin 2002.

[Moriyama 2000] T. Moriyama, Y. Yamaguchi, H. Yamada, *Three-Dimensional Fully Polarimetric Imaging in Snowpack by a Synthetic Aperture FM-CW Radar*, IEICE Transactions on Communication, Vol. E83, N° 9, septembre 2000.

[Odegard 1997] J. E. Odegard, R. G. Baraniuk, K. L. Oehler *Instantaneous frequency estimation using the reassignment method*, Society of Exploration Geophysicists 67th Annual Meeting, Dallas, novembre 1997.

[Plouhinec 2000] E. Plouhinec, *Etude et extension de modèles de prédiction de la propagation. Elaboration d'un serveur expert multi-modèles*, thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2000.

[Prickett 1980] M. J. Prickett, C. Chen, *Principles of Inverse Synthetic Aperture Radar (ISAR) Imaging*, IEEE EASCON Record, pp. 340-345, 1980.

[Reid 1997] D. C. Reid, A. M. Zoubir, B. Boashash, *Aircraft flight parameter estimation based on passive acoustic techniques using the polynomial Wigner-Ville distribution*, Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 102, N° 1, pp. 207-223, juillet 1997.

[Ruck 1970] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, Clarence K. Krichbaum *Radar Cross Section Handbook*, Edited by George T. Ruck, Plenum Press, New York-London, 1970.

[Senior 1960] T. B. A. Senior, *Impedance boundary conditions for imperfectly conducting surfaces*, Applied Science Research, section B, Vol. 8, 1960.

[Skolnik 1970] M. Skolnik, *Radar Handbook*, McGraw-Hill Book Company, 1970.

[Soumekh 1999] M. Soumekh, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing*, Wiley Intersience, 1999.

[Stuzman 1993] W. L. Stutzman, *Polarization in Electromagnetic Systems*, Artech House, 1993.

[Su 1995] C-N. Su, I-J. Fu, D-C. Chang, *New Approach to Doppler tomograpgy for microwave imaging* International Journal Electronics, Vol. 78, N° 1, 1995.

[Tefiku 1999] F. Tefiku, C.A. Grimes, *Low-cost antenna of series-fed printed strip dipoles*, Electronics letters, Vol. 35, N° 12, juin 1999.

[Tefiku 2000] F. Tefiku, C.A. Grimes, *Design of Broad-Band and Dual-Band Antennas Comprised of Series-Fed Printed-Strip Dipole Pairs*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, N° 6, juin 2000.

[Thourel 1982] L. Thourel, *Initiation aux techniques modernes des radars*, Cepadues Editions, 1982.

[Urazghildiiev 2002] I. R. Urazghildiiev, R. Ragnarsson, K. Wallin, A. Rydberg, P. Ridderström, E. Öjefors, *A vehicle Classification System based on Microwave Radar Measurement of Height Profiles*, Proceedings of the IEE Radar Conference, Edinburgh, octobre 2002.

[Wahl 1994] D. E. Wahl, P. H. Eichel, D. C. Ghiglia, C. V. Jakowatz, Jr., *Phase Gradient Autofocus - A Robust Tool for High Resolution SAR Phase Correction*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 30, N° 3, juillet 1994.

[Wang 1990] C. Wang, J. A. Cadzow, *Signal Enhancement of Wigner-Ville Time-frequency Signals*, Conference Proceedings of IEEE, Southeastcon, 1990.

[Wit 2002] J. J. M. Wit, P. Hoogeboom, *High-Resolution airborne FM-CW SAR : design and processing aspects*, 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Cologne, juin 2002.

[Wu mai 2001] Y. Wu, D. C. Munson, *Wide-Angle ISAR Passive Imaging using Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution*, Proceedings of the IEEE Radar Conference on Image Processing, Mai 2001.

[Wu oct. 2001] Y. Wu, D. C. Munson, *Multistatic Passive Radar Imaging using the Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution*, Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing, Octobre 2001.

[Yamaguchi 1994] Y. Yamagushi, M. Misumoto, M. Sengoku, T. Abe, *Synthetic Aperture FM-CW Radar Applied to the Detection of Objects Buried in Snowpack*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 32, N° 1, janvier 1994.

[You 1997] L. T. Younkins, *Velocity Estimation for Radar Systems with staggered pulse repetition frequency*, Radar Conference, octobre 1997.

[Yu 1987] K. B. Yu, S. Cheng, *Signal synthesis from pseudo-Wigner distribution and applications*, IEEE Transactions Acoustic, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-35, N° 9, septembre 1987.

[Zhu 1994] Z. Zhu, Z. She, *One-dimensional ISAR Imaging of Multiple Moving Targets*, Proceedings of the IEEE National Aerospace and Electronics, 1994.

Annexe A

Principe de la phase stationnaire

Le principe de la phase stationnaire permet d'approcher l'expression de la transformée de Fourier d'un signal $s(t)$, tel que :

$$s(t) = a(t) \exp\left(\jmath\phi(t)\right) \tag{A.1}$$

en utilisant l'effet de la fluctuation rapide de la phase $\phi(t)$. L'expression du spectre de $s(t)$ s'écrit sous la forme :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) \exp\big(- \jmath 2\pi f\ t + \jmath\phi(t)\big) dt \tag{A.2}$$

Cette intégrale présente rarement une forme attractive pour son calcul analytique. La partie réelle de ce spectre s'écrit :

$$\Re[S(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) \cos\left(2\pi f\ t - \phi(t)\right) dt \tag{A.3}$$

On note alors qu'il peut exister des intervalles de temps pendant lesquels la phase $2\pi f\ t - \phi(t)$ change rapidement par rapport à la fonction $a(t)$. Nous supposons alors que les contributions des portions adjacentes négatives et positives de la fonction cosinus s'annulent mutuellement dans l'intégrale. Il en est de même pour la partie imaginaire avec la fonction sinus. Le principe de la phase stationnaire consiste alors à négliger ces portions de signal pour lesquelles la phase $2\pi f\ t - \phi(t)$ change rapidement et de ne considérer que les instants autour des points stationnaires de la phase, c'est-à-dire les instants t_f, tel que :

$$\begin{aligned} \left.\frac{\partial(2\pi f t - \phi(t))}{\partial t}\right|_{t_f} &= 0 \\ 2\pi f &= \left.\frac{\partial(\phi(t))}{\partial t}\right|_{t_f} \end{aligned} \tag{A.4}$$

Nous pouvons alors développer l'intégrant de la transformée de Fourier en séries de Taylor autour de t_f. En supposant un unique point stationnaire et en développant jusqu'à l'ordre

zéro pour $a(t)$ et jusqu'à l'ordre 2 pour le terme de phase, nous obtenons :

$$S(f) = a(t_f) \exp\big(- \jmath 2\pi f \ t_f + \jmath\phi(t_f)\big) \int_{t_f-\Delta}^{t_f+\Delta} \exp\Big(\jmath\ddot{\phi}(t_f)(t-t_f)^2/2\Big)\, dt \tag{A.5}$$

La durée 2Δ est la durée pendant laquelle l'approximation quadratique de la fonction de phase est raisonnable.

Exemple Appliquons ce principe à un signal à modulation de phase sphérique $s(t)$:

$$s(t) = \exp\Big(-\jmath K\sqrt{a^2+(b-t)^2}\Big) \tag{A.6}$$

La transformée de Fourier de ce signal s'écrit :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\Big(-\jmath K\sqrt{a^2+(b-t)^2} - \jmath 2\pi f\Big) \tag{A.7}$$

L'instant t_f pour lequel la dérivée de la phase du signal est égal à $2\pi f$ satisfait l'équation suivante :

$$2\pi f = \frac{K(b-t_f)}{\sqrt{a^2+(b-t_f)^2}} \tag{A.8}$$

Son expression est donc :

$$t_f = b - \frac{2\pi f a}{\sqrt{K^2-(2\pi f)^2}} \tag{A.9}$$

L'expression (A.5) requiert le calcul de la phase en t_f :

$$\phi(t_f) = \frac{-K^2 a}{\sqrt{K^2-(2\pi f)^2}} \tag{A.10}$$

En réduisant l'intervalle d'intégration dans l'expression (A.5), à t_f, la transformée de Fourier du signal $s(t)$ (relation (A.6)) s'écrit :

$$\begin{aligned} S(f) &= \exp\left(-\jmath 2\pi f\left(b - \frac{2\pi f a}{\sqrt{K^2-(2\pi f)^2}}\right) + \jmath\frac{-K^2 a}{\sqrt{K^2-(2\pi f)^2}}\right) \\ &= \exp\Big(-\jmath 2\pi f b - \jmath\sqrt{K^2-(2\pi f)^2}\, a\Big) \end{aligned} \tag{A.11}$$

Annexe B

Génération d'une image par *range-Doppler*

On considère une scène radar constituée de points brillants dont les coordonnées $(X_i, Y_c + y_i)$ sont définies par rapport à un point de référence situé en $(0, Y_c)$ (Figure I.12). Le radar émet le signal $p(t)$ défini dans la section I.3.3. Dans ce cas, le signal rétrodiffusé par la scène et reçu par le radar s'écrit :

$$s_r(t,u) = \sum_i \rho_i \; p\left(t - \frac{2}{c}\sqrt{(X_i-u)^2 + (Y_c+y_i)^2}\right) \tag{B.1}$$

La transformée de Fourier de ce signal selon la dimension t s'écrit :

$$s_r(\omega,u) = TF_t[s_r(t,u)] = P(\omega)\sum_i \rho_i \exp(-\jmath\frac{2\omega}{c}\sqrt{(X_i-u)^2+(Y_c+y_i)^2}) \tag{B.2}$$

où $P(\omega)$ est la transformée de Fourier du signal émis $p(t)$ à bande limitée B_d : $P(\omega) = TF_t[p(t)]$. Par un développement en série de Taylor de l'expression de la distance radar-point brillant selon la variable u autour de x_i et en supposant $y_i \ll Y_c$, l'expression (B.2) peut être approchée par :

$$\begin{array}{rl} s_r(\omega,u) & \approx P(\omega)\sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath\frac{\omega}{c}\frac{(X_i-u)^2}{Y_c} - \jmath\frac{2\omega}{c}(Y_c+y_i)\right) \\ & \approx P(\omega)\exp(-\jmath\frac{2\omega}{c}Y_c)\sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath\frac{\omega}{c}\frac{(X_i-u)^2}{Y_c} - \jmath\frac{2\omega}{c}y_i\right) \end{array} \tag{B.3}$$

On peut exprimer la transformée de Fourier de la fonction cible selon la seule dimension y à partir des relations (I.22) et (I.23) :

$$F_y(u,k_y) = \sum_i \rho_i \exp(-\jmath k_y(Y_c+y_i))\delta(u-X_i) \tag{B.4}$$

ce qui nous permet d'écrire le signal reçu en fonction de $F(u, k_y)$ à partir de (B.3) :

$$s_r(\omega, u) \approx P(\omega) \left[F_y \left(u, \frac{2\omega}{c} \right) \right] * \left[\exp \left(-\jmath \frac{\omega u^2}{cY_c} \right) \right] \tag{B.5}$$

où l'opérateur $*$ décrit un produit de convolution selon la variable u. Par conséquent, la fonction $F_y(u, k_y)$ peut s'obtenir à partir de (B.5) et s'écrire :

$$F_y(u, k_y) \approx P^*(\omega) s_r(\omega, u) * \exp \left(\jmath \frac{\omega u^2}{cY_c} \right) \tag{B.6}$$

où $\omega = c\frac{k_y}{2}$. Nous effectuons alors les deux hypothèses simplificatrices du lobe étroit ($u \ll Y_c$) et des pulsations disponibles ω proches de la pulsation centrale ω_c ($|\omega_c - \omega| \ll \omega_c$) pour écrire que $\exp(\jmath \frac{\omega u^2}{cY_c}) \approx \exp(\jmath \frac{\omega_c u^2}{cY_c})$. Ainsi, on a :

$$F_y(u, k_y) \approx P^*(\omega) s_r(\omega, u) * \exp \left(\jmath \frac{\omega_c u^2}{cY_c} \right) \tag{B.7}$$

et par transformation inverse de Fourier selon y, on obtient avec $x = u$ et $y = \frac{ct}{2}$:

$$\tilde{f}(x, y) \approx [s_r(t, u) * p^*(-t)] * \exp \left(\jmath \frac{\omega_c u^2}{cY_c} \right) \tag{B.8}$$

Annexe C

Génération d'une image par *range stacking*

Soit une cible constituée d'un ensemble de points brillants de coordonnées (X_c+x_i, Y_i), telles que $x_i \in [-X_0; X_0]$ et $Y_i \in [Y_c - Y_0; Y_c + Y_0]$. Nous avons vu (Annexe B) que la transformée de Fourier selon la dimension t du signal radar reçu s'écrit (relation(B.2)) :

$$s_r(\omega, u) = P(\omega) \sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath \frac{2\omega}{c} \sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + Y_i^2}\right) \tag{C.1}$$

Ainsi, la transformée de Fourier de $s_r(\omega, u)$ selon la dimension u s'écrit :

$$S_r(\omega, k_u) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(\omega, u) \exp(-\jmath k_u u) du \tag{C.2}$$

ou encore

$$S_r(\omega, k_u) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(\omega) \sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath \frac{2\omega}{c} \sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + Y_i^2}\right) \exp(-\jmath k_u u) du \tag{C.3}$$

En utilisant le principe de la phase stationnaire (annexe A), la transformée de Fourier 2D du signal reçu s'exprime :

$$S_r(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_i \rho_i \exp(-\jmath k_u (X_c + x_i) - \jmath \sqrt{4k^2 - k_u^2} Y_i) \tag{C.4}$$

$$\tag{C.5}$$

pour $k_u \in [-2k; 2k]$, où $k = \frac{\omega}{c}$. Donc $S(\omega, k_u)$ devient :

$$S_r(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_i \rho_i \exp(-\jmath k_x(\omega, k_u)(X_c + x_i) - \jmath k_y(\omega, k_u) Y_i) \tag{C.6}$$

où

$$\begin{cases} k_x(\omega, k_u) = k_u \\ k_y(\omega, k_u) = \sqrt{4k^2 - k_u^2} \end{cases} \tag{C.7}$$

Finalement, on a :

$$S_r(\omega, k_u) = P(\omega) F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] \exp(-\jmath k_u X_c) \tag{C.8}$$

Il est intéressant de voir dans cette dernière équation que $F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)]$ peut s'exprimer comme le rapport de $S(\omega, k_u)$ sur $P(\omega)$. Mais, le signal émis étant à bande limitée, c'est-à-dire $P(\omega)$ est nul pour ω n'appartenant pas à B_d, on préfère l'exprimer de la façon suivante :

$$F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] = S_r(\omega, k_u) P^*(\omega) exp(+\jmath k_u X_c) \tag{C.9}$$

Cette expression n'est pas directement utilisable pour la reconstruction puisque la fonction $F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)]$ doit être exprimée pour des valeurs de (k_x, k_y) régulièrement espacées pour pouvoir appliquer la transformée de Fourier inverse (voir section I.3.3.3). D'après l'équation (I.23), on peut considérer $f(x, y)$ comme la transformée de Fourier inverse de $F(k_x, k_y)$:

$$f(x, y) = \int_{k_x} \int_{k_y} F(k_x, k_y) exp(\jmath k_x x + \jmath k_y y) dk_y dk_x \tag{C.10}$$

En utilisant les relations (C.7), cette équation s'exprime alors de la manière suivante :

$$f(x, y) = \int_{k_u} \int_{\omega} F(\omega, k_u) \exp(\jmath k_u x + \jmath \sqrt{4k^2 - k_u^2} y) J(\omega, k_u) dk_u d\omega \tag{C.11}$$

L'expression $J(\omega, k_u)$ est le Jacobien correspondant aux changements de variables et s'énonce avec $J(\omega, k_u) = \frac{4k}{c\sqrt{4k^2 - k_u^2}}$. Il peut être négligé par la suite puisqu'il a un effet lentement fluctuant sur l'amplitude. En réinjectant (C.9) dans cette dernière équation, nous obtenons :

$$f(x, y) = \int_{k_u} \int_{\omega} S_r(\omega, k_u) \exp(+\jmath k_u X_c) P^*(\omega) \exp(\jmath k_u x + \jmath \sqrt{4k^2 - k_u^2} y) dk_u d\omega \tag{C.12}$$

En supposant un point en (X_c, Y_i), la relation (C.8) permet d'écrire, à un facteur multiplicatif près, la transformée de Fourier 2D de l'écho provenant de ce point :

$$S_i(\omega, k_u) = P(\omega) \exp(-\jmath k_u X_c) \exp(-\jmath \sqrt{4k^2 - k_u^2} Y_i) \tag{C.13}$$

L'expression de la fonction cible en $(x,\ Y_i)$ s'écrit alors :

$$f(x, Y_i) = \int_{k_u} \int_{\omega} P^*(\omega) exp\left[\jmath \sqrt{4k^2 - k_u^2} Y_i\right] \exp(+\jmath k_u X_c) S_r(\omega, k_u) exp(\jmath k_u x) d\omega dk_u \tag{C.14}$$

Dans cette expression, le produit $P^*(\omega)exp\left[\jmath\sqrt{4k^2-k_u^2}Y_i\right]\exp(+\jmath k_u X_c)$ peut être remplacé par $S_i^*(\omega,k_u)$:

$$f(x,Y_i)=\int_{k_u}\Big[\int_{\omega}S_i^*(\omega,k_u)S_r(\omega,k_u)d\omega\Big]exp(\jmath k_u x)dk_u \tag{C.15}$$

Pour une valeur de Y_i donnée, nous retrouvons la fonction image associée. En répétant cette opération pour l'ensemble des valeurs de Y_i, la fonction cible $f(x,y)$ est calculée intégralement.

Annexe D

Génération d'une image par format polaire

Pour des points brillants dont les coordonnées $(X_c + x_i, Y_c + y_i)$, sont pris par rapport au centre de la cible (X_c, Y_c), la transformée de Fourier selon la dimension t du signal reçu s'écrit :

$$s_r(\omega, u) = P(\omega) \sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath 2k\sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Y_c + y_i)^2}\right) \tag{D.1}$$

Soit $s_0(t, u)$, le signal de référence construit comme étant le signal reçu attendu d'un point situé en (X_c, Y_c). Son expression dans le plan (ω, u) est :

$$s_0(\omega, u) = P(\omega) \exp\left(-\jmath 2k\sqrt{(X_c - u)^2 + Y_c^2}\right) \tag{D.2}$$

Le signal compressé $s_c(\omega, u)$ selon la dimension u est le produit du signal reçu (équation (D.1)) avec la forme conjuguée du signal de référence (équation (D.2)) :

$$\begin{aligned} s_c(\omega, u) &= s_r(\omega, u) s_0^*(\omega, u) \\ &= |P(\omega)|^2 \textstyle\sum_i \rho_i \exp\left(-\jmath 2k\sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Y_c + y_i)^2}\right) \\ &\exp\left(\jmath 2k\sqrt{(X_c - u)^2 + Y_c^2}\right) \end{aligned} \tag{D.3}$$

L'expression de la distance radar-cible est approchée par un développement en série de Taylor :

$$\begin{aligned} \sqrt{(X_c + x_i - u)^2 + (Y_c + y_i)^2} &= \sqrt{(X_c - u)^2 + Y_c^2 + 2X_c x_i + 2Y_c y_i + ...} \\ &= \sqrt{(X_c - u)^2 + Y_c^2} + \sin\theta_0(u) x_i + \cos\theta_0(u) y_i + ... \\ &\approx \sqrt{(X_c - u)^2 + Y_c^2} + \sin\theta_0(u) x_i + \cos\theta_0(u) y_i \end{aligned} \tag{D.4}$$

où $\theta_0(u) = arctan(\frac{X_c - u}{Y_c})$ est l'angle d'aspect en u par rapport au centre de la cible. Cette approximation peut être utilisée dans l'expression du signal compressé qui est alors considéré comme une estimation de la transformée de Fourier 2D de la fonction cible

$F(k_x, k_y)$:

$$s_c(\omega, u) \approx |P(\omega)|^2 \sum_i \rho_i exp\left(-\jmath k_x(\omega, u)x_i - \jmath k_y(\omega, u)y_i\right) \tag{D.5}$$

en posant

$$\begin{cases} k_x(\omega, u) & = 2k \sin\theta_0(u) \\ k_y(\omega, u) & = 2k \cos\theta_0(u) \end{cases} \tag{D.6}$$

Il est intéressant de constater que le couple $(2k, \theta_0(u))$ représente les coordonnées polaires du couple (k_x, k_y). Toutefois $\theta_0(u)$ n'étant pas une fonction linéaire de u, il est nécessaire d'effectuer d'autres approximations afin de réaliser une interpolation des données. La première est applicable dans l'hypothèse d'un faisceau étroit ($u \ll Y_c$). Dans ce cas, la fonction $\theta_0(u)$ est approchée par une fonction affine de la variable u :

$$\theta_0(u) \approx \theta_c - \frac{cos\theta_c}{R_c} u \tag{D.7}$$

où $\theta_c = arctan\frac{X_c}{Y_c}$ et $R_c = \sqrt{X_c^2 + Y_c^2}$ sont les coordonnées polaires du centre de la cible. Les relations (D.6) deviennent :

$$\begin{cases} k_x(\omega, u) & \approx 2k \sin(\theta_c - \frac{\cos\theta_c}{R_c} u) \\ k_y(\omega, u) & \approx 2k \cos(\theta_c - \frac{\cos\theta_c}{R_c} u) \end{cases} \tag{D.8}$$

Cette hypothèse d'un faisceau très étroit permet alors d'exprimer k_y indépendamment de u :

$$k_y \approx 2k \cos\theta_c \tag{D.9}$$

La seconde approximation requiert, en plus de l'hypothèse de faisceau étroit, une hypothèse de bande étroite. Cette technique vise à chercher une relation linéaire liant les variables (ω, u) aux variables (k_x, k_y). En effectuant un développement limité à l'ordre 0 pour les expressions $\cos\left(\frac{\cos\theta_c}{R_c} u\right)$ et $\sin\left(\frac{\cos\theta_c}{R_c} u\right)$, il est possible d'approcher k_x :

$$k_x \approx 2k(\sin\theta_c - \frac{\cos^2\theta_c}{R_c} u) \tag{D.10}$$

L'hypothèse de bande étroite $|\omega - \omega_c| \ll \omega_c$, nous permet alors d'écrire :

$$k_x \approx 2k \sin\theta_c - 2k_c \frac{\cos^2\theta_c}{R_c} u \tag{D.11}$$

Si maintenant on suppose que l'angle θ_c est très petit, k_x peut s'exprimer comme une fonction affine de u :

$$k_x \approx 2k_c \sin\theta_c - 2k_c \frac{\cos^2\theta_c}{R_c} u \tag{D.12}$$

Ainsi, les deux fréquences spatiales k_x et k_y s'expriment comme des fonctions affines respectivement des variables u et ω :

$$\begin{cases} k_x(u) & \approx 2k_c \sin\theta_c - 2k_c \frac{\cos^2\theta_c}{R_c} u \\ k_y(\omega) & \approx 2k \cos\theta_c \end{cases} \tag{D.13}$$

Par conséquent, à partir du signal compressé (D.5) dans le plan (ω, u), nous pouvons retrouver la fonction image par une transformée inverse de Fourier selon les deux dimensions.

Annexe E

Calcul du champ diffracté

Nous rappelons les équations de Maxwell :

$$\nabla \times \overrightarrow{E} + \frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t} = -\overrightarrow{M} \tag{E.1}$$

$$\nabla \times \overrightarrow{H} - \frac{\partial \overrightarrow{D}}{\partial t} = \overrightarrow{J} \tag{E.2}$$

$$\nabla . \overrightarrow{E} = \frac{\rho_e}{\epsilon} \tag{E.3}$$

$$\nabla . \overrightarrow{H} = \frac{\rho_m}{\mu} \tag{E.4}$$

et la relation de conservation :

$$\nabla . \overrightarrow{J} + \jmath\omega\rho_e = 0 \tag{E.5}$$

A partir de ces équations, et en notant $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$, nous déduisons l'expression suivante :

$$\triangle \overrightarrow{E} + k^2 \overrightarrow{E} = \frac{\jmath}{\omega\epsilon} \nabla . (\nabla . \overrightarrow{J}) + \jmath\omega\mu \overrightarrow{J} + \nabla \times \overrightarrow{M} \tag{E.6}$$

Or, la solution d'une équation de la forme $\triangle \overrightarrow{A} + k^2 \overrightarrow{A} = \overrightarrow{F}$, est $\overrightarrow{A} = G * \overrightarrow{F}$, où G est la fonction de Green :

$$G(x - x') = -\frac{e^{-\jmath k|x-x'|}}{4\pi|x - x'|} \tag{E.7}$$

x est une variable de $\mathbb{R}^3$ décrivant la position du point d'observation, alors que x', à valeurs dans $\mathbb{R}^3$, désigne un point d'intégration. Par conséquent, La solution de l'équation (E.6) à la position d'observation x, s'écrit :

$$E(x) = \frac{1}{\jmath 4\pi\epsilon\omega} \int (\nabla_x . \nabla_x + k^2)(G(x - x') \overrightarrow{J}(x') dx') - \frac{1}{4\pi} \int \nabla_x \times (\overrightarrow{M}(x') G(x - x')) dx' \tag{E.8}$$

L'indice x ajouté aux différents opérateurs, précise qu'ils s'appliquent selon cette variable. Nous pouvons alors faire les simplifications suivantes, puisque les vecteurs de courants

sont indépendants de la variable x :

$$\begin{aligned}
\nabla_x(G(x-x')\ \overrightarrow{J}(x')) &= G(x-x')\nabla_x \overrightarrow{J}(x') + \nabla_x G(x-x').\overrightarrow{J}(x') \\
&= \nabla_x G(x-x').\overrightarrow{J}(x') \\
\nabla_x \times (G(x-x')\ \overrightarrow{M}(x')) &= G(x-x')\nabla_x \times \overrightarrow{M}(x') + \nabla_x G(x-x') \times \overrightarrow{M}(x') \\
&= \nabla_x G(x-x') \times \overrightarrow{M}(x')
\end{aligned}$$

Après quelques simplifications, nous pouvons finalement écrire :

$$\nabla_x \nabla_x (G(x-x')\overrightarrow{J}(x')) = \left(\overrightarrow{J}(x').\nabla_x\right) \nabla_x G(x-x') \tag{E.9}$$

En posant $r = |x-x'|$ et $\hat{u} = \frac{x-x'}{r}$, le gradient de la fonction de Green s'exprime :

$$\nabla_x G(x,x') = -\left(\jmath k + \frac{1}{r}\right) G(r)\hat{u} \tag{E.10}$$

D'où

$$\nabla_x \nabla_x (G(x,x')\overrightarrow{J}(x')) = r\left(\frac{G(x-x')'}{r}\right)' (\overrightarrow{J}(x').\hat{u}).\hat{u} + \frac{G(x-x')'}{r}\overrightarrow{J}(x') \tag{E.11}$$

On en déduit enfin une expression exacte pour la solution de l'équation (E.6) :

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{E} = \frac{\jmath\omega\mu}{4\pi} \int\int \Bigg(&\left(1 + \frac{3}{\jmath kr} - \frac{3}{k^2r^2}\right)(\overrightarrow{J}.\hat{u}).\hat{u} - \\
&\left(1 + \frac{1}{\jmath kr} - \frac{1}{k^2r^2}\right)\overrightarrow{J} - \frac{\jmath k + \frac{1}{r}}{\jmath\omega\mu}\overrightarrow{M} \times \hat{u}\Bigg) \frac{\exp(-\jmath kr)}{r} dx'
\end{aligned} \tag{E.12}$$

Publications personnelles

Actes de colloques internationaux avec comité de lecture

- S. Méric, R. Giret, G. Chassay, *Investigations in SAR/ISAR processing for radar imaging of vehicles*, PSIP 2001, 23-24 Janv. 2001, Marseilles (France).
- R. Giret, S. Méric, G. Chassay, *Radar images of vehicles based on SAR/ISAR Processing*, 2001 IEEE AP-Symposium, 8-13 Juil. 2001, Boston (USA).
- R. Giret, S. Méric, G. Chassay, *Radar imaging in motorway context*, ICEAA'01, 10-14 Sept. 2001, Turin (Italie).
- R. Giret, S. Méric, G. Chassay, *2D Radar image of moving vehicles from 1D-signal using SAR processing*, EUSAR 2002, 4-6 Juin 2002, Cologne (Allemagne).

Actes de colloques nationaux avec comité de lecture

- R. Giret, S. Méric, G. Chassay, *Utilisation du traitement SAR/ISAR pour imagerie autoroutière*, JNM 2001, 16-18 Mai 2001, Poitiers.
- R. Giret, S. Méric, G. Chassay, C. Gervaise, *Estimation de la vitesse d'un véhicule à partir d'un signal radar CW*, JNM 2003, 19-21 Mai 2003, Lille.

Résumé

La gestion et la maîtrise du trafic autoroutier prend une importance particulière depuis cette dernière décennie de par l'augmentation constante du nombre de véhicules sur les routes. A cet égard, l'utilisation du télépéage est un moyen de fluidifier le trafic automobile aux abords des accès autoroutiers : les véhicules sont identifiés lorsque le badge à bord des véhicules est détecté par la balise de télépéage. L'objectif de l'étude présentée dans ce mémoire est l'ajout d'une fonction d'imagerie à un système de télépéage pour contrôler la nature du véhicule. La balise de télépéage émet un signal à ondes continues pour la détection du badge de l'usager. La cible (le véhicule), en passant sous la balise, crée le mouvement nécessaire à une synthèse d'ouverture. En effet, l'imagerie radar par synthèse d'ouverture permet l'obtention d'une image radar haute résolution. Dans l'axe distance (axe de propagation de l'onde émise), cette résolution peut être obtenue avec un signal impulsionnel et/ou modulé. La résolution dans l'axe azimut (sens de déplacement du radar ou de la cible) est atteinte grâce au mouvement relatif entre le radar et la cible.

Dans un premier chapitre, nous présentons le principe de l'imagerie radar par synthèse d'ouverture et nous décrivons les différentes techniques de traitement du signal pour la construction de l'image radar à partir de l'écho du signal émis sur la cible. La synthèse d'ouverture consiste en un filtrage adapté grâce à un signal de référence, construit à partir de la connaissance du mouvement relatif radar-cible.

Dans le deuxième chapitre, nous proposons un traitement à appliquer au signal reçu par la balise de télépéage pour générer une image radar 2D du véhicule en mouvement. Nous utilisons le principe de synthèse d'ouverture pour focaliser dans la direction de déplacement de la cible. Il est nécessaire pour cela d'estimer le mouvement de l'objet à imager : l'estimation de la vitesse est suffisante si nous supposons une trajectoire rectiligne et un déplacement uniforme. Nous proposons alors une méthode d'estimation de la vitesse du véhicule, mettant à profit la connaissance de la géométrie de la scène et l'estimation de la fréquence instantanée. La seconde dimension de l'image est donnée par l'utilisation d'une série de signaux de référence, créés pour chaque case distance.

Dans le troisième chapitre, des simulations électromagnétiques, basées sur l'Optique Physique permettent de valider notre traitement. Elles montrent que le manque de focalisation en distance conduit à des difficultés d'interprétation. Grâce à ces simulations, nous évaluons le mode de fonctionnement optimal du système, sa sensibilité aux erreurs d'estimation des paramètres et les performances de l'estimateur de vitesse. Des campagnes de mesures utilisant une balise de télépéage ont été menées, mettant ainsi en évidence les limites de ce système comme radar imageur.

Enfin, dans un dernier chapitre, nous proposons une évolution du système existant pour améliorer ses facultés d'imagerie sans altérer ses fonctions premières de détection de badge. La solution présentée est l'ajout d'une modulation au signal. Le traitement du signal radar est adapté à cette nouvelle forme de signal émis. Les images radar ainsi réalisées à partir de signaux simulés et de signaux mesurés montrent la nette amélioration apportée par ce nouveau système.

Mots clés : Imagerie radar par synthèse d'ouverture - Traitement du signal radar - Analyse temps-fréquence - Simulations électromagnétiques - Système radar FM-CW