

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

OUTILS POUR LA SYNTHÈSE DE FAISCEAUX ET L'ANALYSE DE
PERFORMANCE POUR RADARS À SYNTHÈSE D'OUVERTURE

MÉLANIE LAPOINTE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

NOVEMBRE 2003



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-612-89215-8

Our file Notre référence

ISBN: 0-612-89215-8

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

OUTILS POUR LA SYNTHÈSE DE FAISCEAUX ET L'ANALYSE DE
PERFORMANCE POUR RADARS À SYNTHÈSE D'OUVERTURE

présenté par: LAPOINTE Mélanie

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. GHANNOUCHI Fadhel, Ph.D., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. SÉGUIN Guy, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. MARTINS-CAMELO Luis, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Mes remerciements vont en premier lieu à M. Jean-Jacques Laurin et M. Guy Séguin, directeur et co-directeur de ce mémoire, pour avoir guidé mes travaux par leurs conseils éclairés.

Mes travaux ont été menés en partie à l'Agence Spatiale Canadienne au sein de la direction des Technologies Spatiales. Je tiens à remercier le personnel de l'Agence pour les outils mis à ma disposition pour poursuivre mes travaux. Je remercie plus particulièrement Ralph Girard et Patrick Plourde dont les compétences m'ont été d'une grande utilité.

Je tiens à remercier M. Fadhel Ghannouchi et M. Luis Martins-Camelo d'avoir accepté de participer au jury pour l'évaluation de ce mémoire.

Finalement, mes travaux ont été accomplis en partie grâce à une bourse du Conseil de Recherches en Sciences Naturelles et en Génie du Canada (CRSNG). Je remercie donc cet organisme pour son soutien financier.

RÉSUMÉ

Le diagramme de rayonnement de l'antenne joue un rôle majeur dans le calcul des performances des radars à synthèse d'ouverture (RSO). La synthèse de faisceaux et le calcul de performances radars sont habituellement faits en deux étapes lors de la conception de RSO. Le principal objectif de ce mémoire est de développer des outils de calcul des performances radars des RSO dans lesquels la synthèse de faisceaux en élévation est effectuée de façon à satisfaire les spécifications radars en une seule étape. Nous avons également comme objectif d'appliquer ces outils pour le calcul des performances atteignables par un petit satellite muni d'une antenne à membrane en bande L.

Les outils développés avec Matlab sont divisés en modules : orbite, antenne, transmission et réception, synthèse de faisceaux et performances (rapport signal sur bruit, ambiguïtés, taux de transfert de données, résolution). La méthode de synthèse des faisceaux en élévation utilise une spécification de faisceau déterminée par les outils de façon à optimiser les performances, principalement la directivité et les ambiguïtés en portée. La variation de courant d'un élément rayonnant à l'autre est limitée pour permettre l'obtention d'une distribution de courant réalisable en pratique. La méthode d'optimisation utilisée est une méthode de quasi-Newton traditionnelle : Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS).

Des faisceaux standards de Radarsat-1 et Radarsat-2 ont été synthétisés afin de valider les outils développés et d'évaluer la qualité des faisceaux obtenus avec la méthode développée dans ce mémoire. Une comparaison avec des données disponibles sur ces faisceaux nous permet d'affirmer que les faisceaux obtenus sont plus performants à divers égards. Pour Radarsat-1, nous observons un gain similaire, mais une diminution du rapport intégré des ambiguïtés en portée sur le signal de 2 dB, ainsi qu'une diminution de l'oscillation du gain de 0,05 dB. Une prévision des performances pour

cinq faisceaux standards d'un petit satellite avec une antenne à membrane en bande L a également été effectuée.

La méthode développée dans ce mémoire permet de réduire les étapes lors de la conception de RSO puisqu'elle fusionne le calcul des performances radars et la synthèse des faisceaux. Les résultats obtenus pour des cas connus, ainsi que pour un nouveau concept de RSO, nous permettent de conclure que la méthode génère des faisceaux de qualité avec, dans la plupart des cas, une grande rapidité de convergence.

ABSTRACT

The antenna radiation pattern plays an important role in the achievable performance of a spaceborne Synthetic Aperture Radar (SAR). Beam synthesis and SAR performance calculations are usually done in two steps in SAR design. The main objective of this thesis is to develop a SAR performance modeling software containing its own elevation beam synthesis algorithm. We also want to apply these modeling tools to estimate the achievable performance of a small satellite with a L-band membrane antenna.

The tools developed in Matlab consist of several parts: orbit, antenna, transmission and reception, beam synthesis and performance calculations (signal-to-noise ratio, ambiguities, data rate, resolution). The algorithm constructs a beam specification to optimize the performances of the beam, mainly the range ambiguity ratio and the directivity, instead of using a specified mask. The element-to-element current variation is implicitly constrained in the optimization algorithm, which allows to find viable solutions. A conventional quasi-Newton optimization algorithm is used (BFGS).

The method has been applied to known cases (Radarsat-1 and Radarsat-2) for comparison and validation purposes. The performance obtained with this modeling software was better for the two tested beams. For a Radarsat-1 standard beam, we observed a reduction of the integrated ambiguity ratio by 2 dB, a reduction of the gain ripple by 0.05 dB and a similar maximum gain. The use of the modeling tools to provide an estimation of the achievable performance for five standard beams of the small satellite has been described in details.

TABLE DES MATIÈRES

Liste des tableaux.....	xi
Liste des figures	xii
Liste des sigles et abréviations.....	xv
Liste des symboles	xvi
 Introduction.....	 1
 1. Théorie des radars à synthèse d'ouverture.....	 3
1.1 Calcul de l'orbite du satellite.....	4
1.2 Antenne et faisceaux en élévation et en azimuth.....	7
1.2.1 Généralités	7
1.2.2 Théorie des réseaux linéaires	9
1.2.3 Distribution d'amplitude en azimuth	10
1.3 Transmission, diffusion et réception.....	12
1.3.1 Choix du PRF et interférences	12
1.3.2 Diffusion par une cible étendue	15
1.4 Analyse des performances	16
1.4.1 Résolution géométrique	16
1.4.2 Directivité et gain.....	17
1.4.3 Rapport signal sur bruit.....	18
1.4.4 Ambiguïtés.....	19
1.4.4.1 Ambiguïtés en portée	20
1.4.4.2 Ambiguïtés en azimuth	21
1.4.5 Taux de transfert de données	23
2. Description du petit satellite avec RSO en bande L	24
2.1 Configuration de l'antenne à membrane.....	24
2.2 Mission d'interférométrie	25
2.2.1 Interférométrie RSO.....	27

2.2.2 Scénarios possibles	29
3. Conception des outils de modélisation	32
3.1 Organisation des outils de modélisation	32
3.2 Méthode de synthèse des faisceaux	34
3.2.1 Justification du choix de la méthode de synthèse	34
3.2.2 Description de la méthode de base.....	35
3.2.3 Ajouts à la méthode de base.....	38
3.2.3.1 Poids aux différentes régions du champ éloigné.....	38
3.2.3.2 Effet du diagramme d'élément et du plan métallique.....	39
3.2.3.3 Effet de la quantification de la phase et de l'amplitude.....	41
3.3 Utilisation des outils de modélisation.....	43
3.3.1 Définition des variables	43
3.3.2 Fonctionnement global du programme	44
4. Résultats des simulations	48
4.1 Validation des outils développés	48
4.1.1 Validation du calcul de performances.....	48
4.1.1.1 Calcul de directivité et du diagramme de rayonnement.....	48
4.1.1.2 Calcul d'orbite	49
4.1.2 Validation de la synthèse des faisceaux.....	50
4.1.2.1 Validation de la méthode d'optimisation	50
4.1.2.2 Validation des faisceaux synthétisés.....	52
4.2 Cas du petit satellite avec RSO en bande L	69
4.2.1 Type de faisceaux	70
4.2.2 Sélection du PRF.....	70
4.2.3 Performances radars obtenues.....	71
5. Effet du couplage mutuel	77
Conclusion	84
Références.....	86
Annexe A : Distribution de courant de Taylor.....	88

Annexe B : Étapes de la méthode d'optimisation quasi-Newton BFGS.	89
Annexe C : Définition des variables pour les outils de modélisation.	90
Annexe D : Position d'une région sondée par un RSO.....	95
Annexe E : Paramètres utilisés pour le calcul de performances de Radarsat-1 (S5).	96
Annexe F : Paramètres utilisés pour le calcul de performances de Radarsat-2 (S4).	98
Annexe G : Diagramme de rayonnement du faisceau S4 de Radarsat-2	100
Annexe H : Paramètres utilisés pour le calcul de performances du petit satellite (S3).	101

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Caractéristiques proposées pour l'antenne à membrane.....	24
Tableau 2.2 : Séparations nécessaires des satellites pour la configuration bi-statique..	29
Tableau 4.1 : Validation du calcul des diagrammes de rayonnement et de directivité..	49
Tableau 4.2 : Validation du calcul d'orbite.	49
Tableau 4.3 : Comparaison de méthodes d'optimisation (N=16).....	50
Tableau 4.4 : Comparaison de méthodes d'optimisation (N=32).....	51
Tableau 4.5 : Performances en fonction du poids accordé aux lobes secondaires.	58
Tableau 4.6 : Variation du PRF (Hz) pour les faisceaux standards de Radarsat-1.....	58
Tableau 4.7 : Performances et spécifications du faisceau S5 de Radarsat-1.	65
Tableau 4.8 : Performances du faisceau S4 de Radarsat-2.	68
Tableau 4.9 : Caractéristiques des faisceaux du petit satellite.....	71
Tableau 4.10 : Performances des faisceaux synthétisés pour le petit satellite (en réception).	72
Tableau C.1 : Définition des variables pour les outils de modélisation.....	90
Tableau E.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S5 de Radarsat-1.	96
Tableau F.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S4 de Radarsat-2.....	98
Tableau H.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S3 du petit satellite.	101

Liste des figures

Figure 1.1 : Directions importantes pour un faisceau de RSO.	3
Figure 1.2 : Orbite d'un satellite autour de la Terre.	5
Figure 1.3 : Définition des éléments orbitaux classiques.	5
Figure 1.4 : Réseau linéaire à espacements uniformes.	9
Figure 1.5 : Distribution d'amplitude pour une illumination de Taylor en azimuth.....	11
Figure 1.6 : Diagramme de rayonnement pour des illuminations uniforme et Taylor. .	12
Figure 1.7 : Illustration des portées distales et proximales.....	13
Figure 1.8 : Transmission, réception et écho du nadir.....	14
Figure 1.9 : Illustration des ambiguïtés en azimuth pour un RSO.....	22
Figure 2.1 : Antenne à membrane sous 2 configurations.....	25
Figure 2.2 : Mission d'interférométrie entre ALOS et le petit satellite.....	26
Figure 2.3 : Configuration bi-statique pour l'obtention de données d'interférométrie..	27
Figure 2.4 : Séparations d'interférométrie entre les satellites.....	29
Figure 2.5 : Illustration de deux satellites avec des plans orbitaux différents (Δi).....	30
Figure 2.6 : Séparation normale à la trajectoire B_{a-t} en fonction de la latitude.....	30
Figure 2.7 : Séparation normale à la trajectoire B_{a-t} maximale en fonction du temps...	31
Figure 3.1 : Liens entre les principales caractéristiques d'un RSO.....	33
Figure 3.2 : Effet d'un plan métallique sur le diagramme de rayonnement en élévation.	39
Figure 3.3 : Effet du plan métallique et du diagramme d'élément.	40
Figure 3.4 : Effet de la quantification de la phase sur un diagramme de rayonnement.	42
Figure 3.5 : Distribution d'amplitude pour des faisceaux de RSO (balayage de $8,5^0$ à $50,5^0$).....	42
Figure 3.6 : Effet de la quantification de l'amplitude sur le diagramme de rayonnement.	43
Figure 4.1 : Diagramme de rayonnement obtenu en comparaison avec ceux tirés de Buckley et de Orchard-Elliott.	53

Figure 4.2 : Distribution d'amplitude obtenue en comparaison avec celles tirées de Buckley et de Orchard-Elliott.	54
Figure 4.3 : Distribution de phase obtenue en comparaison avec celles tirées de Buckley et de Orchard-Elliott.	54
Figure 4.4 : RASR selon le poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës (W_{amb}).	56
Figure 4.5 : NESZ selon le poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës (W_{amb}).	57
Figure 4.6 : RASR en fonction du poids accordé aux régions de lobes secondaires par rapport au lobe principal (W_{sl}).	57
Figure 4.7 : Graphique d'interférence pour Radarsat-1 (S7) en altitude minimale.	59
Figure 4.8 : Graphique d'interférence pour Radarsat-1 (S7) en altitude maximale.	60
Figure 4.9 : Variation du RASR le long de l'orbite de Radarsat-1.	60
Figure 4.10 : Distribution d'amplitude fixe du faisceau S5 de Radarsat-1.	62
Figure 4.11 : Distribution de phase pour le faisceau S5 de Radarsat-1.	62
Figure 4.12 : Diagramme de rayonnement synthétisé pour le faisceau S5.	63
Figure 4.13 : Diagramme de rayonnement du faisceau S5 de Radarsat-1.	63
Figure 4.14 : Niveau d'ambiguïtés en portée du faisceau S5 de Radarsat-1.	64
Figure 4.15 : Gain en élévation du faisceau S5 de Radarsat-1.	64
Figure 4.16 : Distribution d'amplitude du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.	66
Figure 4.17 : Distribution de phase du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.	67
Figure 4.18 : Directivité (aller-retour) du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.	67
Figure 4.19 : RASR du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.	68
Figure 4.20 : Diagramme de rayonnement en élévation pour le faisceau no.3 du petit satellite.	72
Figure 4.21 : Diagramme de rayonnement en azimuth pour le faisceau no.3 du petit satellite.	73
Figure 4.22 : Distribution de phase pour le faisceau no. 3 du petit satellite.	73
Figure 4.23 : Distribution d'amplitude pour le faisceau no. 3 du petit satellite.	74

Figure 4.24 : Ambiguïtés en portée pour le faisceau no.3 du petit satellite.....	74
Figure 4.25 : Graphique d'interférence pour le faisceau no.3 du petit satellite.	75
Figure 5.1 : Circuit à N ports associé à un réseau d'antennes linéaire.	77
Figure 5.2 : Diagramme de rayonnement en élévation à partir de la normale au plan de l'antenne.....	79
Figure 5.3 : Diagramme de rayonnement en élévation à partir de la normale au plan de l'antenne.....	80
Figure 5.4 : Distribution de l'amplitude du courant dans l'ouverture d'une antenne....	81
Figure 5.5 : Diagramme de rayonnement en élévation obtenu par la méthode des moments.....	82
Figure 5.6 : Diagramme de rayonnement en azimuth obtenu par la méthode des moments.....	82
Figure D.1: Géométrie d'une région sondée par un satellite.	95
Figure G.1 : Directivité aller-retour (D^2) pour le faisceau S4 de Radarsat-2.	100
Figure G.2 : RASR pour le faisceau S4 de Radarsat-2.....	100

Liste des sigles et abréviations

AASR	Azimuth Ambiguity to Signal Ratio (rapport des ambiguïtés en azimut sur le signal)
AF	Array Factor (facteur de réseau)
ASC	Agence Spatiale Canadienne
BFGS	Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (algorithme d'optimisation)
DFP	Davidon-Fletcher-Powell (algorithme d'optimisation)
HA	Height of Ambiguities (hauteur des ambiguïtés)
MBC	Multiradius Bridge Current (logiciel d'analyse électromagnétique d'antennes ou de diffuseurs composés de fils minces)
NESZ	Noise Equivalent Sigma Zero (rapport du coefficient de rétrodiffusion sur le rapport signal sur bruit)
PRF	Pulse Repetition Frequency (fréquence de répétition des impulsions)
PSLR	Peak SideLobe Ratio (rapport du niveau maximum des lobes secondaires sur le niveau maximum du faisceau principal)
RASR	Range Ambiguity to Signal Ratio (rapport des ambiguïtés en portée sur le signal)
RF	Radio Frequency (fréquence radio)
RSO	Radar à Synthèse d'Ouverture (SAR : Synthetic Aperture Radar)
SLL	SideLobe Level (niveau de lobes secondaires)
SNR	Signal to Noise Ratio (rapport signal sur bruit)

Liste des symboles

Orbite

a	demi-axe majeur d'une ellipse.
b	demi-axe mineur d'une ellipse.
r_p	rayon du périée.
r_a	rayon de l'apogée.
V_{sat}	vitesse du satellite.
R_e	rayon de la Terre (6378.144 km).
i	inclinaison du plan orbital par rapport au plan équatorial.
e	excentricité orbitale.
μ	paramètre gravitationnel de l'orbite terrestre ($398600,5 \text{ km}^3/\text{s}^2$).
P	période orbitale.
$\dot{M}$	variation de l'anomalie moyenne.
$\dot{\omega}$	rotation apsidale (variation de l'argument du périée).
$\dot{\Omega}$	régression nodale (variation de la longitude nodale).

Antenne

W_a	largeur d'une antenne RSO (en élévation).
L_a	longueur d'une antenne RSO (en azimuth).
d_{cle}	distances entre les éléments rayonnants en élévation d'une antenne.
d_{az}	distances entre les éléments rayonnants en azimuth d'une antenne.
c	vitesse de la lumière dans le vide ($2,998 \times 10^8 \text{ m/s}$).
λ	longueur d'onde.
β	nombre d'onde ($=2\pi/\lambda$).
F	diagramme de rayonnement normalisé en champ lointain.
f	facteur de réseau normalisé d'un réseau d'antennes.
g	diagramme d'élément d'un élément rayonnant.
θ	angle par rapport à la normale au plan de l'antenne.

i_n	amplitude du courant des éléments rayonnants d'un réseau d'antennes.
Φ_n	phase du courant des éléments rayonnants d'un réseau d'antennes.
N	nombre d'éléments rayonnants dans un réseau d'antennes.
$\overline{G}_{az}$	diagramme de rayonnement en puissance normalisé (coupe azimutale).
$\overline{G}_{ele}$	diagramme de rayonnement en puissance normalisé (coupe d'élévation).

Transmission/réception/diffusion

R_N	portée proximale d'un faisceau.
R_F	portée distale d'un faisceau.
ΔR	différence entre les portées proximale et distale d'un faisceau.
W_g	largeur du faisceau au sol (fauchée).
R	distance cible-antenne (portée).
h	altitude du satellite.
τ_p	durée d'une impulsion.
τ_{rp}	temps de protection avant et après la transmission d'une impulsion.
θ_i	angle d'incidence.
σ^0	coefficient de rétrodiffusion par unité de surface.
σ	section efficace de rétrodiffusion.

Performances

B	largeur de bande.
δ_{az}	résolution en azimut.
δR_g	résolution en portée au sol.
D	directivité maximale d'un diagramme de rayonnement.
G	gain d'une antenne.
θ_0	angle de pointage du faisceau par rapport à la direction normale à l'antenne.
A_p	surface de l'antenne.
θ_e	angle d'élévation par rapport au nadir.

θ_B	angle d'élévation de la direction normale à l'antenne.
$\bar{P}$	puissance moyenne transmise par une antenne.
F_n	figure de bruit du récepteur.
k	constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$).
T_0	température de bruit de référence.
L	pertes du système.
T_i	temps d'illumination d'une cible ponctuelle.
f_D	décalage Doppler.
B_p	largeur de bande du processeur en azimuth
T_p	période entre deux impulsions ($=1/\text{PRF}$).

Interférométrie

B	distance entre deux satellites dans la direction normale à la propagation.
β	angle entre deux satellites à partir de l'horizontal.
θ	angle d'observation en élévation.
B_{perp}	projection de la distance B entre deux satellites sur l'axe perpendiculaire à la direction d'observation.
δz	erreur sur la hauteur.
B_{a-t}	séparation perpendiculaire à la trajectoire (horizontale).
B_{rad}	séparation radiale (verticale).

Synthèse de faisceaux

$R(\theta)$	ondulations du faisceau principal ("ripple").
$D(\theta)$	diagramme de rayonnement recherché.
$u(\theta)$	niveau maximum du faisceau principal.
$l(\theta)$	niveau minimum du faisceau principal.
$g_l(\theta)$	niveau maximal des lobes secondaires.
$W(\theta)$	poids dans la région des lobes secondaires par rapport au faisceau principal.

Introduction

La tendance dans le développement de nouveaux radars à synthèse d'ouverture pour l'observation de la Terre à partir de l'espace est d'obtenir des systèmes moins coûteux tout en améliorant les performances atteintes. De nombreux liens existent entre les différentes caractéristiques des RSO et il devient essentiel d'utiliser des outils performants pour modéliser les performances atteignables par ces systèmes lors de leur conception.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne de radar à synthèse d'ouverture joue un rôle important dans l'évaluation des performances de ce radar. Il est courant de procéder à la synthèse de ces diagrammes en utilisant une certaine spécification de faisceau, puis de calculer séparément les performances atteintes par le faisceau synthétisé. Le principal objectif de ce mémoire est de développer des outils de modélisation complets qui permettent de relier les parties système et antenne lors de la conception d'un RSO. Ainsi, la synthèse des faisceaux est réalisée tout en optimisant les performances radars du système. Ces outils ont été conçus en vue d'une éventuelle application à la conception d'un petit satellite avec RSO en bande L présentement sous considération par l'ASC. Celui-ci serait considérablement moins massif et moins volumineux que les RSO traditionnels, ce qui entraînerait une diminution importante des coûts reliés à l'envoi du satellite dans l'espace. De plus, il pourrait être utilisé en tandem avec un second radar à synthèse d'ouverture afin d'obtenir des cartes d'élévation et d'évolution de la surface.

Dans le premier chapitre, il est question de la théorie des radars à synthèse d'ouverture. Les différentes expressions mathématiques et les concepts qui régissent ce type de système y sont résumés. Nous décrivons dans le second chapitre le petit satellite avec une antenne à membrane et nous analysons la mission d'interférométrie qu'il pourrait être appelé à réaliser. Dans le Chapitre 3, nous traitons de la conception des outils de

modélisation, du choix de la méthode de synthèse utilisée et de l'utilisation des outils. Le Chapitre 4 présente les résultats d'une validation du calcul des performances et de la méthode de synthèse des faisceaux effectuée entre autres par une comparaison avec des faisceaux de Radarsat-1 et Radarsat-2. Les résultats des simulations effectuées sont ensuite présentés, ainsi qu'une discussion sur les performances atteignables pour le petit satellite. Une brève analyse des effets du couplage mutuel pour ce système est finalement effectuée dans le cinquième chapitre.

1. Théorie des radars à synthèse d'ouverture

Les radars à synthèse d'ouverture diffèrent des radars traditionnels par l'utilisation de l'information additionnelle apportée par le décalage de la fréquence par effet Doppler. En effet, deux cibles ponctuelles situées à des angles légèrement différents par rapport à la trajectoire d'un radar mobile ont des vitesses radiales relatives différentes par rapport à la plate-forme ($\Delta f/f = 2v_{\text{radiale}}/c = 2V_{\text{sat}}\cos\theta/c$), tel qu'illustré sur la figure 1.1. Ainsi, les impulsions rétrodiffusées par les deux cibles auront des fréquences distinctes et donc, même si ces deux cibles sont à une même distance et dans le même faisceau au même moment, elles peuvent être distinguées par une analyse des décalages Doppler des fréquences du signal de retour. Ce traitement permet d'obtenir une bonne résolution azimutale (dans la direction de propagation du satellite) avec une grandeur d'antenne acceptable, ce qui n'est pas possible avec des radars traditionnels à des altitudes aussi élevées.

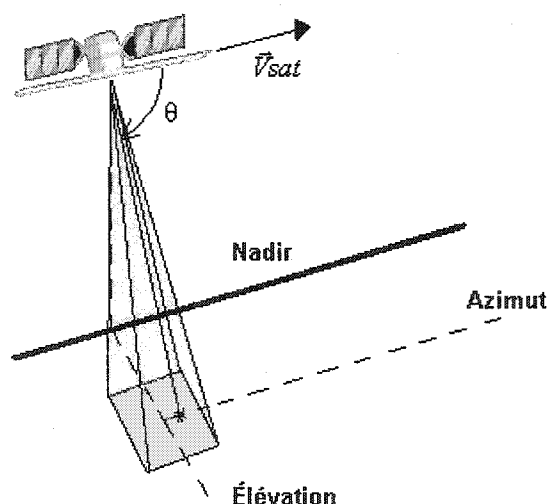


Figure 1.1 : Directions importantes pour un faisceau de RSO.

Dans les prochaines sections, nous allons résumer les formules mathématiques décrivant les principales caractéristiques des RSO. Ces formules nous seront utiles pour construire les outils de modélisation de ces systèmes.

1.1 Calcul de l'orbite du satellite

Plusieurs caractéristiques des radars à synthèse d'ouverture dans l'espace dépendent de la position du satellite par rapport à la région à observer sur la Terre. C'est pour cette raison qu'une étude de l'orbite du satellite autour de la terre est nécessaire dans le cadre de l'analyse des performances d'un RSO. Nous ne reproduirons pas ici la description complète de la mécanique orbitale des systèmes spatiaux, qu'il est possible de retrouver dans plusieurs ouvrages sur le sujet (Wertz 1999, Chapitre 6). Nous résumerons simplement les expressions mathématiques permettant de calculer les paramètres importants.

Si on considère la Terre et le satellite comme des masses sphériques, soumises à aucune autre force que l'attraction gravitationnelle, la trajectoire du satellite autour de la Terre est une ellipse et elle suit les lois de Kepler. L'orbite est complètement définie par 6 paramètres (5 constants, 1 variable) appelés les éléments orbitaux classiques (voir figures 1.2 et 1.3) :

- a : demi-axe majeur (décrit la dimension de l'ellipse)
- e : excentricité (décrit la forme de l'ellipse)
- i : inclinaison (angle entre le vecteur moment angulaire et l'axe z pointant vers le pôle nord)
- Ω : ascension droite du nœud ascendant (angle entre l'équinoxe vernal et le nœud ascendant; c'est-à-dire le point où le satellite passe à travers le plan équatorial du sud au nord)
- ω : argument du périégée (angle entre le nœud ascendant et le vecteur excentricité du satellite, le vecteur excentricité allant du centre de la Terre au périégée)
- v : vraie anomalie (angle entre le vecteur excentricité et le vecteur position du satellite).

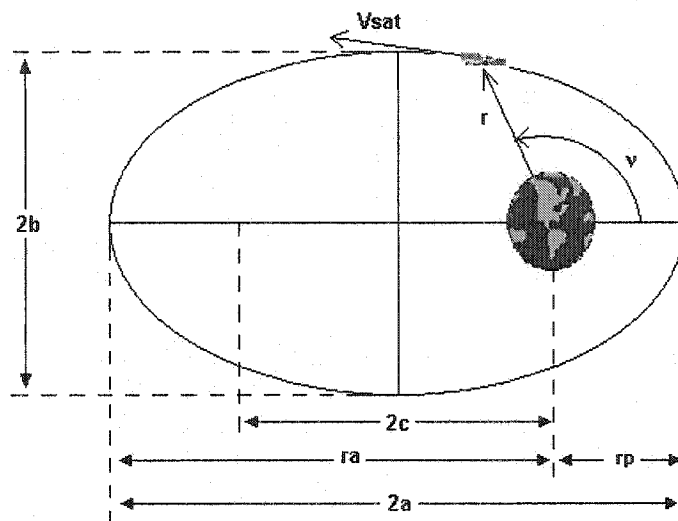


Figure 1.2 : Orbite d'un satellite autour de la Terre.

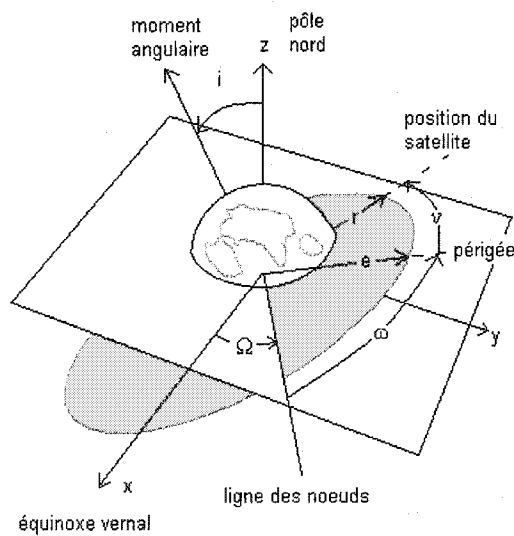


Figure 1.3 : Définition des éléments orbitaux classiques.

Les équations suivantes relient les paramètres de forme et de dimension de l'orbite :

$$r_a = a(1 + e) \quad (1.1)$$

$$r_p = a(1 - e) \quad (1.2)$$

$$b = r_p \sqrt{\frac{1+e}{1-e}} \quad (1.3)$$

La vitesse du satellite est alors donnée par l'équation suivante :

$$V_{\text{sat}} = \sqrt{\mu \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)} \quad (1.4)$$

où μ est la constante gravitationnelle terrestre ($=398600,5 \text{ km}^3\text{s}^{-2}$) et r est la distance entre le centre de la Terre et le satellite.

En réalité, d'autres forces viennent perturber le mouvement du satellite autour de la Terre, ce qui entraîne une variation des éléments orbitaux classiques. Ces variations peuvent être linéaires ou périodiques, mais on s'intéresse particulièrement aux variations linéaires (séculaires) puisqu'elles affectent l'orbite à long terme. Les principales forces perturbatrices sont celles dues à un troisième corps (Soleil ou Lune), à une distribution de masse non sphérique de la Terre, à la dérive atmosphérique et aux radiations solaires.

Les effets dominants de la distribution de masse non sphérique de la Terre sont la variation séculaire de l'ascension droite du nœud ascendant (Ω) et de l'argument du périégée (ω). Le modèle standard de propagation d'orbite appelé J_2 prend en considération ces effets en utilisant les expressions suivantes :

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2}{\rho^2} \dot{M} (2 - 2,5 \sin^2 i) \quad (\text{rotation apsidale}) \quad (1.5)$$

$$\dot{\Omega} = -\frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2}{\rho^2} \dot{M} \cos(i) \quad (\text{régression nodale}) \quad (1.6)$$

$$\dot{M} = \dot{M}_0 \left[1 + \frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2}{\rho^2} \sqrt{1-e^2} \left(1 - \frac{3}{2} \sin^2 i \right) \right] \quad (\text{variation de l'anomalie moyenne}) \quad (1.7)$$

$$P = \frac{2\pi}{\dot{M} + \dot{\omega}} \quad (\text{période}) \quad (1.8)$$

où

$$\rho = a \times (1 - e^2)$$

$$\dot{M}_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$$

$$\tau_0 = 2\pi \sqrt{\frac{a^3}{\mu}} \quad (\text{période d'une orbite de Kepler})$$

$$\frac{3}{2} J_2 = 1,6238235 \times 10^{-3}$$

Dans le cas d'orbites plus basses que les orbites géosynchrones, l'effet de J_2 domine sur l'effet de la Lune et du Soleil sur Ω et ω . Quant aux radiations solaires, elles causent des variations périodiques de tous les éléments orbitaux. Finalement, une étude plus poussée devrait tenir compte de l'effet de la dérive atmosphérique qui tend à pousser les satellites sur une orbite de plus en plus basse.

1.2 Antenne et faisceaux en élévation et en azimut

1.2.1 Généralités

Une antenne typique de radar à synthèse d'ouverture pour l'espace est un réseau planaire constitué d'un nombre variable d'éléments rayonnants. Ces éléments peuvent être des dipôles, des fentes dans un guide d'onde, des structures imprimées de type micro-ruban, etc.. Habituellement, on traite l'antenne comme deux réseaux linéaires indépendants en azimut et en élévation. La longueur de l'antenne L_a et la distance entre les éléments horizontaux d_{az} fixent le nombre d'éléments en azimut. Le faisceau en azimut sera alors déterminé par l'amplitude et la phase de chacun de ces éléments. Habituellement, en azimut, le faisceau est fixe; c'est-à-dire qu'il ne change pas d'un faisceau à l'autre, et l'amplitude est plus basse aux extrémités ("taper" en cosinus ou

selon une distribution de Taylor par exemple). La largeur de l'antenne W_a et la distance entre les éléments d_{ele} fixent le nombre d'éléments en élévation. La distribution d'amplitude des éléments en élévation est modifiée de façon à diminuer les lobes secondaires des faisceaux pour réduire les ambiguïtés en portée. Les ambiguïtés en portée correspondent à un signal parasite qui s'ajoute au signal principal lorsque les échos des lobes secondaires des impulsions précédentes et subséquentes retournent à l'antenne au même moment que le signal principal. De plus, on varie la distribution de phase des éléments rayonnants pour effectuer un balayage en élévation (jusqu'à environ 20° de la direction vers laquelle pointe l'antenne). Par exemple, une antenne orientée à un angle d'élévation de 30° pourrait imager une région allant de 10° à 50° à partir du nadir. Il faut cependant faire attention à l'apparition de lobes discordants ("grating lobes") lors du balayage du faisceau. La distance entre les éléments doit respecter l'inégalité 1.9 pour éviter l'apparition de ces lobes discordants, pour un angle θ_B de pointage mécanique de l'antenne.

$$\frac{d_{ele}}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin|\theta - \theta_B|} \quad (1.9)$$

Les amplitudes et les phases des éléments en élévation sont souvent obtenues par une synthèse de faisceau à partir d'un diagramme de rayonnement recherché maximisant les performances. Ceci doit être effectué en prenant en considération certaines contraintes. Par exemple, si on veut maximiser la puissance transmise par l'antenne, la distribution d'amplitude doit être constante en transmission, alors qu'elle peut être variable en réception. De plus, l'utilisation de décaleurs de phase et d'atténuateurs numériques entraîne la quantification des phases et des amplitudes.

1.2.2 Théorie des réseaux linéaires

Pour un réseau linéaire à espacements uniformes et en négligeant le couplage mutuel, le diagramme de rayonnement en champ lointain s'exprime par le produit du diagramme d'élément $g(\theta)$ et du facteur de réseau (AF) normalisé $f(\theta)$:

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta)$$

$$\text{où } AF = \sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{j\phi_n} e^{j\beta nd \sin \theta} \quad (1.10)$$

$$\text{et } f = \frac{AF}{\max|AF|}$$

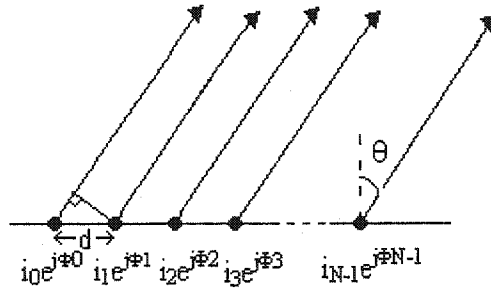


Figure 1.4 : Réseau linéaire à espacements uniformes.

Dans le cas où les excitations sont uniformes ($i_n = 1$ et $\phi_n = n\alpha$), le facteur de réseau normalisé devient :

$$f(\Psi) = \frac{\sin(N\Psi/2)}{N \sin(\Psi/2)} \quad (1.11)$$

$$\text{où } \Psi = \beta d \sin \theta + \alpha$$

Comme le nombre d'éléments rayonnants est élevé, l'antenne des RSO est parfois considérée comme une ouverture rectangulaire continue. Dans le cas où la distribution d'amplitude est uniforme, on retrouve les expressions suivantes pour les coupes en

élévation et en azimut du diagramme de rayonnement lointain en puissance (Stutzman 1998, Section 4.1) :

$$\overline{G}(\theta) = |F(\theta)|^2 \quad (1.12)$$

$$\overline{G}_{ele}(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi W_a (\sin \theta - \sin \theta_0)}{\lambda}\right)}{\frac{\pi W_a (\sin \theta - \sin \theta_0)}{\lambda}} \right|^2 \quad (1.13)$$

$$\overline{G}_{az}(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi L_a (\sin \theta - \sin \theta_0)}{\lambda}\right)}{\frac{\pi L_a (\sin \theta - \sin \theta_0)}{\lambda}} \right|^2 \quad (1.14)$$

où θ_0 est l'angle de balayage par rapport à la normale au plan de l'antenne dans chacune des directions.

1.2.3 Distribution d'amplitude en azimut

Dans les RSO typiques, la distribution d'amplitude en azimut ne change pas d'un faisceau à l'autre puisqu'il n'y a pas de balayage en azimut, mais celle-ci n'est pas uniforme, car les lobes secondaires seraient trop importants et en conséquence, les ambiguïtés en azimut également. Puisque le nombre d'éléments est assez élevé en azimut, on procède habituellement avec des distributions linéaires continues, telles que des distributions triangulaires, en cosinus ou des distributions de Taylor, puis on extrait les valeurs discrètes aux positions correspondant à chacun des éléments rayonnants.

La distribution de Taylor est la version continue de la distribution discrète de Dolph-Chebyshev. Elle permet d'obtenir le faisceau le plus étroit possible pour un certain niveau maximal de lobes secondaires. Cette méthode est décrite en détail dans la

Section 8.4.2 de Stutzman (1998). Les principales étapes pour trouver la distribution de courant sont résumées en Annexe A.

La figure 1.5 illustre la distribution d'amplitude de Taylor, alors que la figure 1.6 illustre la différence entre le diagramme obtenu avec cette distribution et celui obtenu avec une distribution uniforme. On remarque que la distribution uniforme donne un faisceau principal plus étroit, mais des lobes secondaires considérablement plus élevés. Les ambiguïtés correspondent à des signaux venant des lobes secondaires qui interfèrent avec le signal venant du lobe principal. Dans la direction azimutale, les ambiguïtés proviennent des régions de lobes secondaires dont le spectre Doppler se superpose à celui du faisceau principal et se calculent à partir du diagramme de rayonnement en azimut, de la fréquence de répétition des impulsions (PRF), de la longueur d'onde et de la vitesse du satellite tel que décrit dans la Section 1.4.4.2.

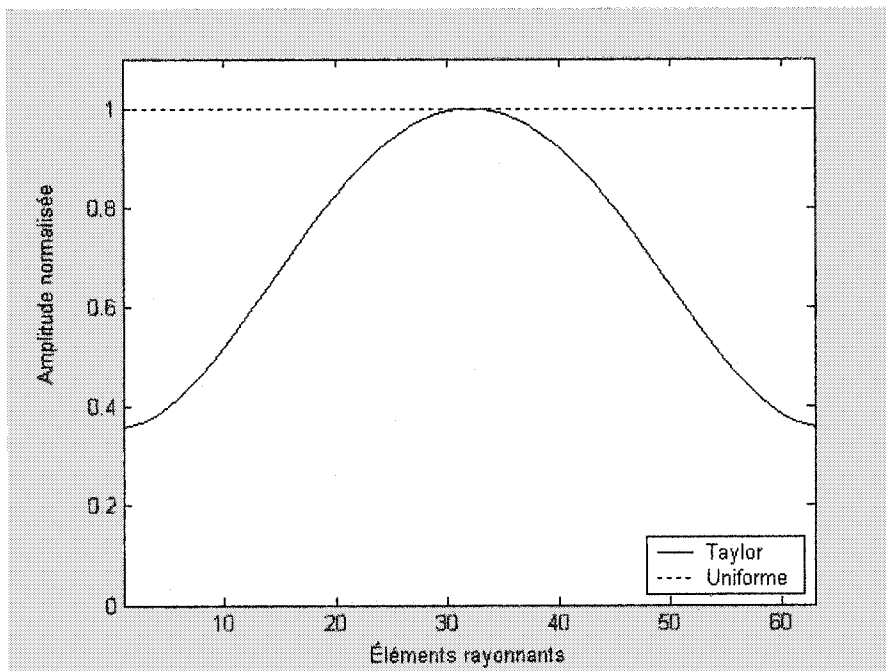


Figure 1.5 : Distribution d'amplitude pour une illumination de Taylor en azimut.

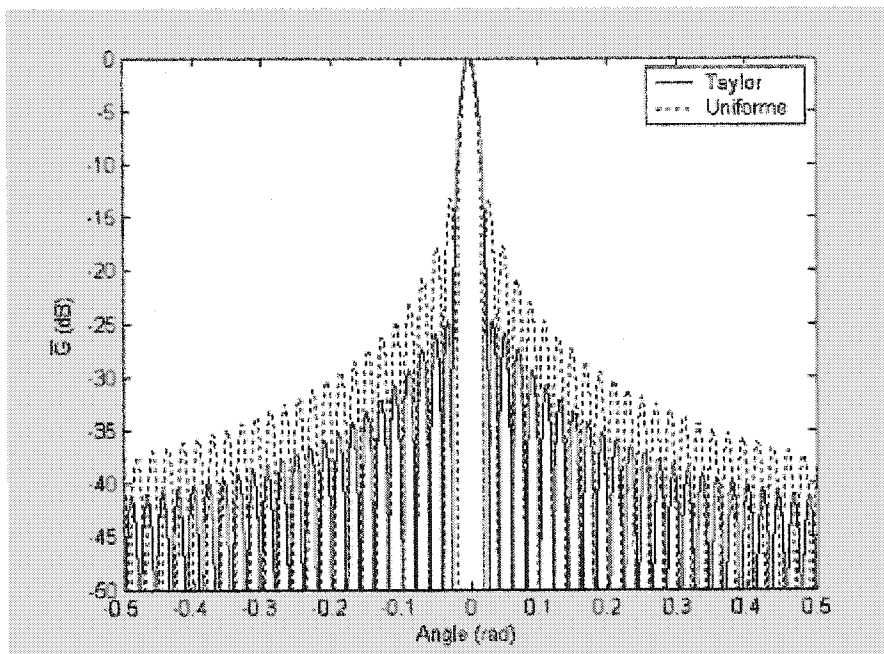


Figure 1.6 : Diagramme de rayonnement pour des illuminations uniforme et Taylor.

Nous avons calculé les ambiguïtés en azimuth pour chacun des deux diagrammes de rayonnement de la figure 1.6. Nous avons obtenu un rapport ambiguïtés sur signal de -46,2 dB pour l'illumination de Taylor et de -25,7 dB pour une illumination uniforme, en utilisant les paramètres suivants : $PRF=2200$ Hz, $V_{sat}=7509$ m/s, $\lambda=0,2362$ m. La diminution des ambiguïtés en azimuth est donc considérable avec la distribution de Taylor.

1.3 Transmission, diffusion et réception

1.3.1 Choix du PRF et interférences

La fréquence de répétition des impulsions (PRF) est un paramètre important dans la conception des RSO puisqu'il influence plusieurs indicateurs de performance. Le PRF est habituellement choisi entre deux valeurs limites. La borne supérieure nous assure que la partie distale d'une impulsion (celle venant de l'extrémité éloignée du faisceau)

arrive avant la partie proximale de l'impulsion suivante. La borne inférieure permet de conserver un niveau acceptable d'ambiguïtés azimutales, puisque celles-ci augmentent lorsque le PRF diminue.

$$PRF_{MIN} = \frac{2V_{sat}}{L_a} \quad (1.15)$$

$$PRF_{MAX} = \frac{c}{2\Delta R} \quad (1.16)$$

où $\Delta R = R_F - R_N$ = différence entre les portées distales et proximales (figure 1.7).

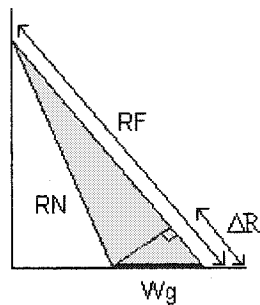


Figure 1.7 : Illustration des portées distales et proximales.

La sélection de la fréquence de répétition des impulsions dépend également de la présence d'interférences de nadir ou de transmission. Les interférences du nadir correspondent au signal qui provient de la région directement sous le satellite. On veut éviter que ce signal soit capté, car il est souvent très intense. Éviter les interférences de transmission est nécessaire dans le cas où une seule antenne est utilisée pour la transmission et la réception. Puisque plusieurs impulsions voyagent en tout temps, il est nécessaire d'intercaler les temps de transmission et de réception de façon adéquate pour éviter que les deux se produisent au même instant (voir figure 1.8). Pour chacun des faisceaux, on doit donc choisir un PRF exempt de toute interférence sur toute la largeur de fauchée W_g du faisceau (voir figure 1.7). Les expressions 1.17 et 1.18 tirées de Curlander (1991) permettent de calculer la position de ces zones d'interférences.

Finalement, la valeur du PRF est également choisie comme un compromis entre la qualité de l'image et la largeur de la fauchée au sol. En effet, un PRF élevé implique un rapport signal sur bruit plus élevé, mais également un taux de transfert de données élevé et donc la nécessité de diminuer la largeur de la fauchée.

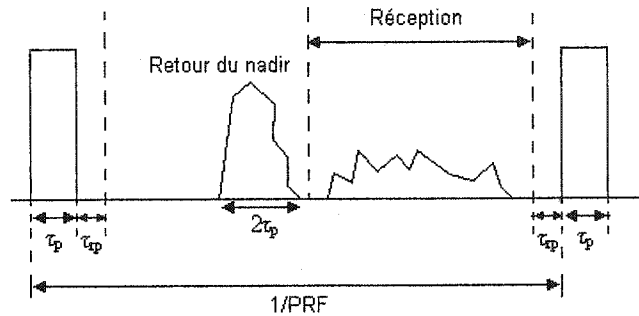


Figure 1.8 : Transmission, réception et écho du nadir.

Interférence du nadir :

$$\text{Mod}\left(\frac{2(R_N - h)}{c}, \frac{1}{f_p}\right) < 2\tau_p \quad (1.17)$$

Interférence de transmission :

$$\frac{\text{Frac}\left(\frac{2R_N f_p}{c}\right)}{f_p} < \tau_p + \tau_{rp} \quad (a)$$

ou

$$\frac{\text{Frac}\left(\frac{2R_F f_p}{c}\right)}{f_p} > \frac{1}{f_p} - \tau_{rp} \quad (b)$$

où $f_p = \text{PRF}$

τ_p = durée de l'impulsion transmise

τ_{rp} = temps de protection de la fenêtre de réception

h = altitude du satellite.

$\text{Frac}()$ = extrait la fraction de l'argument

$\text{Mod}(x, y)$ = modulo de x par y

1.3.2 Diffusion par une cible étendue

La puissance reçue par le RSO dépend de plusieurs paramètres, dont le coefficient de rétrodiffusion par unité d'aire (σ^0) du terrain observé. La valeur de ce coefficient dépend du type de terrain (rugosité et propriétés électriques), de l'angle d'incidence du faisceau, de la polarisation de l'onde incidente et de la fréquence du signal. Il existe des tables de coefficients de rétrodiffusion pour divers types de terrain, comme celles disponibles dans "Handbook of Radar Scattering Statistics for terrain" (Ulaby, 1989). Par contre, pour certains types de terrain comme les étendues d'eau, peu de données sont disponibles. Un modèle standard utilisé pour le calcul de performances de Radarsat-1 (niveau d'ambiguïtés en portée) est le suivant¹ :

$$\begin{aligned} \sigma_{dB}^0 &= 20 - \frac{6\theta_i}{7} && \text{pour } \theta_i \leq 35^\circ \\ \sigma_{dB}^0 &= -10 - \frac{2(\theta_i - 35)}{11} && \text{pour } \theta_i > 35^\circ \end{aligned} \quad (1.19)$$

Ce modèle sera utilisé pour le calcul des performances dans ce travail, mais les données tirées de Ulaby sont également disponibles sous forme de tableau pour une utilisation par les outils de modélisation (calcul de SNR et de RASR).

¹ Modèle tiré des spécifications d'un logiciel pour la vérification des performances de Radarsat-1 (SPAR Aerospace Limited). Courtoisie de l'Agence Spatiale Canadienne.

1.4 Analyse des performances

1.4.1 Résolution géométrique

La qualité des images obtenues avec un radar à synthèse d'ouverture dépend fortement de la taille d'une cellule de résolution. La résolution dans la direction d'élévation est grandement améliorée par une modulation en fréquence de l'impulsion.

$$\delta R_g = \frac{c}{2B} \frac{1}{\sin \theta_i} \quad (1.20)$$

où B : largeur de bande de l'impulsion modulée en fréquence

θ_i : angle d'incidence du faisceau

δR_g : résolution en portée au sol.

La résolution en azimuth est grandement améliorée par l'analyse du décalage Doppler, principe qui est à la base du fonctionnement des RSO. Dans le cas du mode d'opération standard, la résolution en azimuth s'exprime ainsi :

$$\delta_{az} = \frac{L_a}{2} \quad (1.21)$$

Elle peut être améliorée par l'utilisation du mode "Spotlight" pour lequel le temps où la cible est éclairée est plus grand, ou détériorée par l'utilisation du mode "ScanSar" où le temps passé sur chaque cible est diminué au profit d'une plus grande fauchée.

Les expressions des résolutions 1.20 et 1.21 correspondent aux meilleures résolutions théoriquement possible (mono-vues: pas de moyenne des données reçues). En pratique, elles deviennent plus élevées sous l'effet de divers facteurs, dont le traitement du signal reçu. En effet, les techniques de traitement de signal permettent d'obtenir une image

plus uniforme (diminution du "speckle"), en faisant une moyenne des signaux obtenus pour augmenter le nombre de vues, ce qui entraîne une détérioration de la résolution azimutale. L'application de fenêtres de compression (Kaiser, Hanning, etc.) est également utilisée pour réduire l'effet des lobes secondaires sur l'image finale, au détriment de la résolution.

1.4.2 Directivité et gain

La directivité maximale s'exprime sous la forme suivante :

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (1.22)$$

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi$$

Dans le cas d'une ouverture rectangulaire, il est également possible de séparer cette expression (Stutzman 1998, Section 7.3.1):

$$D = \pi D_x D_y \cos \theta_0 \quad (1.23)$$

où

D_x, D_y = directivité d'une ligne ayant la distribution de courant en azimut/élévation.

θ_0 = angle de pointage du faisceau par rapport à la direction normale à l'antenne.

Dans le cas d'une ouverture avec une illumination uniforme, la directivité maximale est donnée par :

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_p \quad (1.24)$$

où A_p est l'aire physique de l'antenne.

Le gain maximum est simplement calculé en soustrayant les pertes (ohmiques, diélectriques, de polarisation, de réflexion, etc.) à la directivité.

$$G \text{ (dB)} = D \text{ (dB)} - \text{pertes (dB)} \quad (1.25)$$

1.4.3 Rapport signal sur bruit

La formule utilisée pour calculer le rapport signal sur bruit (SNR) d'un RSO est l'équation 1.26 (Curlander 1991).

$$SNR = \frac{\bar{P} G^2(\theta) \lambda^3 \sigma^0 \delta R_g}{2(4\pi R)^3 V_{sat} L F_n k T_0} \quad (1.26)$$

où $\bar{P}$: Puissance moyenne émise par l'antenne
 F_n : Figure de bruit du récepteur
 k : Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K)
 T_0 : Température de bruit de référence
 L : Facteur de pertes (atmosphériques, ...).

Cette équation peut être retrouvée à partir de l'équation standard des radars (Hovanessian 1997) :

$$SNR = \frac{\bar{P} G^2 \lambda^2 \sigma T_i}{(4\pi)^3 k T_s R^4 L} \quad (1.27)$$

en faisant les substitutions suivantes :

$$\sigma = \delta x \delta R_g \sigma^0$$

$$\delta x = L_a / 2$$

$$T_i = \frac{R \lambda}{L_a V_{sat}}$$

où T_i est le temps d'illumination d'une cible ponctuelle.

La puissance moyenne transmise par l'antenne se calcule à partir de la puissance maximale P tel qu'indiqué par l'équation 1.28, alors que la puissance maximale peut être calculée à partir des caractéristiques des modules de transmission/réception de l'antenne (puissance et nombre) ainsi que de la distribution d'amplitude sur l'antenne en transmission, dans le cas d'une antenne avec modules T/R (équation 1.29).

$$\bar{P} = P \cdot PRF \cdot \tau_p \quad (1.28)$$

$$P = \frac{P_{\text{T/R module}} Nb_{\text{T/R module}}}{Nb_{\text{éléments rayonnants}}} \sum |a_{ij}|^2 \quad (1.29)$$

où a_{ij} = amplitudes normalisées de chacun des éléments rayonnants du réseau.

Le NESZ est souvent utilisé au lieu du SNR comme critère de performance puisqu'il ne tient pas compte du coefficient de rétrodiffusion du terrain et facilite ainsi les comparaisons.

$$NESZ = \frac{\sigma^0}{SNR} \quad (1.30)$$

1.4.4 Ambiguïtés

Les ambiguïtés d'un système RSO sont équivalentes à un bruit causé par les lobes secondaires des faisceaux qui interfèrent avec le faisceau principal, en élévation et en azimut.

1.4.4.1 Ambiguïtés en portée

Les ambiguïtés en portée se produisent lorsque les échos des impulsions précédentes et subséquentes retournent à l'antenne au même moment que le signal principal. Plus précisément, le signal des lobes secondaires arrivant au sol à un angle d'élévation plus élevé (temps de retour plus long) d'une impulsion précédente peut arriver au même moment que le signal du lobe principal, tout comme le signal des lobes secondaires à un angle d'élévation plus faible (temps de retour plus court) d'une impulsion subséquente.

Le signal ambigu provient nécessairement des distances suivantes, où j exprime le changement d'impulsion et i exprime la position le long de la fauchée du faisceau principal :

$$R_{ij} = R_i + \frac{jcT_p}{2} \quad (1.31)$$

où $T_p = 1/\text{PRF}$

R_i = portée du signal principal pour le $i^{\text{ème}}$ intervalle de temps en réception.

$j = -n_h, \dots, -1, 0, 1, \dots, n_h$ où n_h représente le nombre d'impulsions retournant au satellite.

Le rapport ambiguïtés en portée sur signal (RASR) est déterminé par le rapport de la somme de toutes les composantes du signal enregistré qui proviennent des impulsions précédentes et subséquentes (S_{ai}) et du signal principal (S_i) :

$$RASR_i = \frac{S_{ai}}{S_i} \quad (1.32)$$

En utilisant l'expression 1.26 du rapport signal sur bruit correspondant à ces signaux, tous les termes qui ne varient pas avec la position le long de la fauchée s'annulent dans le rapport 1.32. Les expressions 1.33 sont donc utilisées pour le calcul du rapport ambiguïtés en portée sur signal.

$$S_i = \sigma_{ij}^0 G_{ij}^2 / R_{ij}^3 \sin \theta_{ij} \quad \text{pour } j = 0 \quad (1.33)$$

$$S_{ai} = \sum_{\substack{j=-n_h \\ j \neq 0}}^{n_h} \sigma_{ij}^0 G_{ij}^2 / R_{ij}^3 \sin \theta_{ij} \quad \text{pour } j \neq 0$$

où θ_{ij} : angle d'incidence correspondant à la portée R_{ij} .

Ce rapport varie le long de la fauchée du faisceau. Il est parfois utile de connaître sa valeur intégrée (équation 1.34).

$$RASR_{\text{int}} = \frac{\sum_{i=1}^N S_{ai}}{\sum_{i=1}^N S_i} \quad (1.34)$$

1.4.4.2 Ambiguïtés en azimuth

Les ambiguïtés en azimuth proviennent de la répétition du spectre Doppler aux intervalles du PRF. Le spectre Doppler des RSO n'est pas à bande limitée à cause des lobes secondaires du diagramme de rayonnement en azimuth et donc le signal principal est contaminé par le signal provenant des lobes secondaires des spectres adjacents (voir figure 1.9).

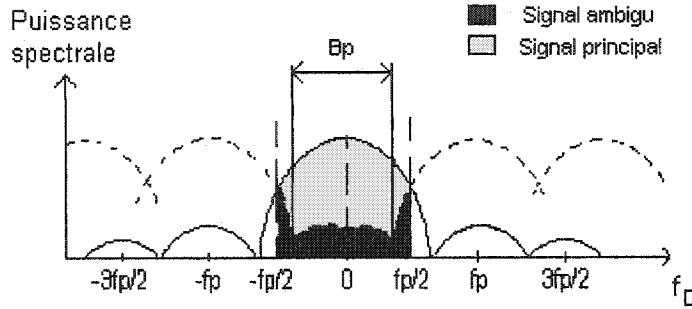


Figure 1.9 : Illustration des ambiguïtés en azimuth pour un RSO.

La puissance du signal ambigu en azimuth pour une fréquence Doppler f_D s'exprime de la façon suivante (Curlander 1991, Section 6.5.1) :

$$S_a(f_D) = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{m=+\infty} G^2(f_D + mf_p) \cdot \sigma^0(f_D + mf_p) \quad (1.35)$$

où G^2 : diagramme de rayonnement (en puissance) aller-retour de l'antenne.

Dans cette expression, il a été supposé que le couplage entre les ambiguïtés en portée et en azimuth était négligeable. Si on suppose également que la réflectivité de la cible est constante sur une coupe azimuthale dans un court intervalle de temps dans la fenêtre de réception, on obtient l'expression 1.36 pour le rapport ambiguïtés en azimuth sur signal (AASR) intégré sur la largeur de bande azimuthale du processeur (B_p) :

$$AASR \approx \frac{\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \int_{-B_p/2}^{B_p/2} G^2(f_D + mf_p) df_D}{\int_{-B_p/2}^{B_p/2} G^2(f_D) df_D} \quad (1.36)$$

Le décalage Doppler en fonction de l'angle en azimuth à partir de la normale à l'antenne s'exprime ainsi :

$$f_D = \frac{2V_{sat} \sin \theta}{\lambda} \quad (1.37)$$

Pour une illumination uniforme, le diagramme de rayonnement est donné par l'expression 1.14. Dans ce cas, le diagramme de rayonnement pour $\theta_0=0$ en fonction du décalage Doppler devient donc :

$$\bar{G}(f_D) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi L_a f_D}{2V_{sat}}\right)}{\frac{\pi L_a f_D}{2V_{sat}}} \right|^2 \quad (1.38)$$

1.4.5 Taux de transfert de données

Le taux de transfert de données des RSO pour l'espace est souvent assez élevé et la valeur maximale permise pour celui-ci doit donc être prise en considération lors de la conception de ces systèmes. L'expression pour le taux de transfert de données (DR) d'un RSO est la suivante (pour l'image seulement, excluant les données auxiliaires) :

$$DR = \underbrace{\text{fréquence d'échantillonnage} \times \text{nbits/échantillon}}_{\text{NbBits/seconde}} \times \frac{\text{Durée de réception}}{\text{Période impulsionnelle}} \quad (1.39)$$

$$DR = fs \cdot Nbits \cdot \frac{\left[\frac{2\Delta R}{c} \right]}{\left[\frac{1}{PRF} \right]}$$

Le taux de transfert de données est donc relié à plusieurs paramètres importants d'un RSO. Par exemple, si on veut améliorer la résolution de portée au sol en augmentant la largeur de bande, on doit augmenter la fréquence d'échantillonnage et donc le taux de transfert des données. De plus, augmenter la largeur de la fauchée au sol aura pour conséquence d'augmenter la durée de réception et donc le taux de transfert de données.

2. Description du petit satellite avec RSO en bande L

Les satellites dotés d'un radar à synthèse d'ouverture sont souvent très massifs et volumineux, ce qui rend les coûts associés à leur lancement très importants. Une antenne RSO plus légère et plus compacte avant son déploiement engendrerait des coûts moins importants et serait donc plus facile à rentabiliser. Il a été proposé de fabriquer un tel radar avec une antenne à membrane en bande L et de le faire opérer en tandem avec le satellite ALOS afin d'obtenir des données d'interférométrie. ALOS est un satellite d'observation de la Terre développé par le Japon et muni d'un RSO en bande L. Son lancement est prévu pour 2004.

2.1 Configuration de l'antenne à membrane

Nous décrivons ici un des concepts possibles d'antenne à membrane qui est présentement en développement à l'ASC. La dimension de cette antenne est de 3m x 12m en bande L et les modules de transmission/réception (modules T/R) sont localisés le long du milieu de l'antenne (2 par rangée). Le Tableau 2.1 résume différentes caractéristiques de ce concept.

Tableau 2.1 : Caractéristiques proposées pour l'antenne à membrane.

Fréquence centrale	1,27 GHz ($\lambda = 23,62$ cm)
Dimension de l'ouverture, élévation	3 m
Dimension de l'ouverture, azimuth	12 m
Nombre de rangées d'éléments	16
Séparation des éléments en élévation	$0,794\lambda$ (18,75 cm)
Nombre de colonnes d'éléments	64
Séparation des éléments en azimuth	$0,794\lambda$ (18,75 cm)
Nombre total d'éléments rayonnants (par polarisation)	1024
Nombre de sous-réseaux en azimuth	2
Nombre de modules T/R	32
Puissance maximale par module T/R	200 W

Le concept consiste en une antenne constituée de trois membranes séparées d'environ 5 cm : une couche supportant les éléments rayonnants, un plan de masse et un réseau d'alimentation. Les deux membranes extérieures sont reliées par des interconnexions RF flexibles, ce qui permet de relier le réseau d'alimentation à chacun des éléments rayonnants. Les lignes pour le réseau d'alimentation utiliseraient la technologie des guides d'ondes coplanaires (CPW), qui offrent une masse très faible (une seule couche) et de faibles pertes RF ($< 0,4$ dB/m). Cette antenne comprend également des perches télescopiques avec une structure de support pour le déploiement (voir figure 2.1).

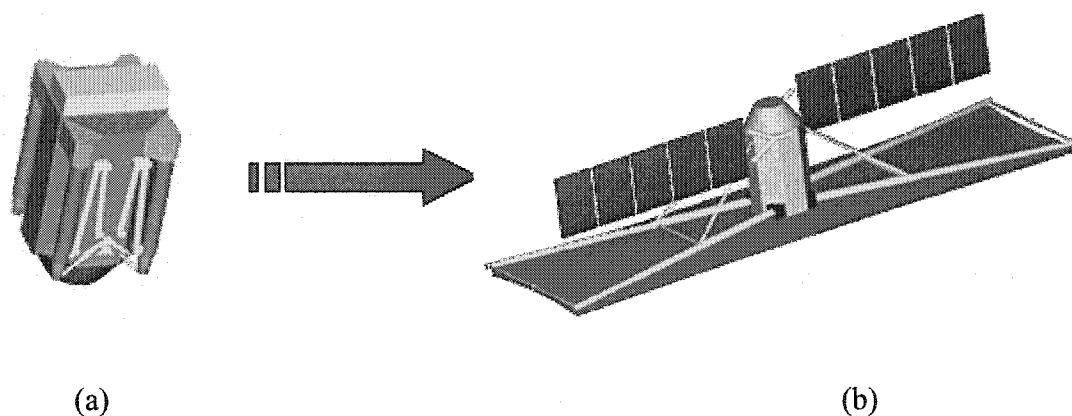


Figure 2.1 : Antenne à membrane sous 2 configurations.¹
(a) non déployée (b) déployée

2.2 Mission d'interférométrie

Une des missions qui pourrait être considérée pour le petit satellite avec une antenne à membrane est une mission d'interférométrie avec le satellite ALOS qui permettrait

¹ Illustration tirée de : SÉGUIN, G. 2003. "Small Satellite SAR". *ASAR Workshop 2003*. Courtoisie de l'Agence Spatiale Canadienne.

d'obtenir des images tri-dimensionnelles des pôles terrestres. ALOS agirait comme illuminateur principal (transmission et réception), alors que le petit satellite serait un récepteur passif positionné à quelques kilomètres de ALOS. Le choix de ALOS comme satellite principal dans cette configuration bi-statique est principalement dû au fait qu'il fonctionne en bande L et qu'il serait en opération au temps opportun. Nous ferons d'abord une analyse afin de déterminer la distance requise entre les deux satellites pour obtenir une précision satisfaisante sur les cartes d'élévation des pôles. Nous traiterons ensuite brièvement de scénarios possibles pour réaliser cette configuration.

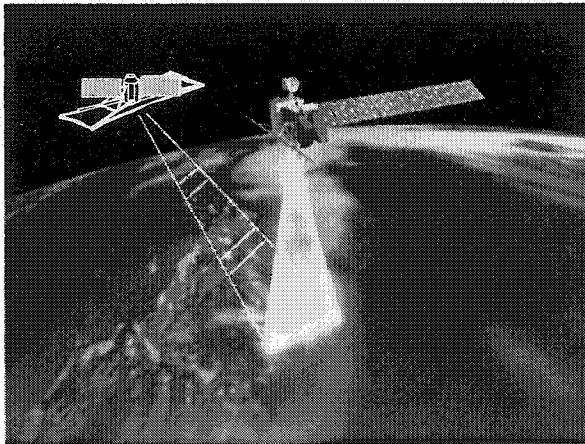


Figure 2.2 : Mission d'interférométrie entre ALOS et le petit satellite¹.

¹ Illustration tirée de PELLETIER, F. 2003. "Orbit Control Considerations for a Bistatic SAR Formation Flying Mission". *I-SAIRAS Conference Proceedings*, Nara, Japan. Courtoisie de l'Agence Spatiale Canadienne.

2.2.1 Interférométrie RSO

Le principe derrière la technique de l'interférométrie RSO est simplement d'obtenir la hauteur d'une cible en utilisant la différence de phase entre deux images d'une même cible obtenues avec des RSO placés à des angles légèrement différents (voir figure 2.3).

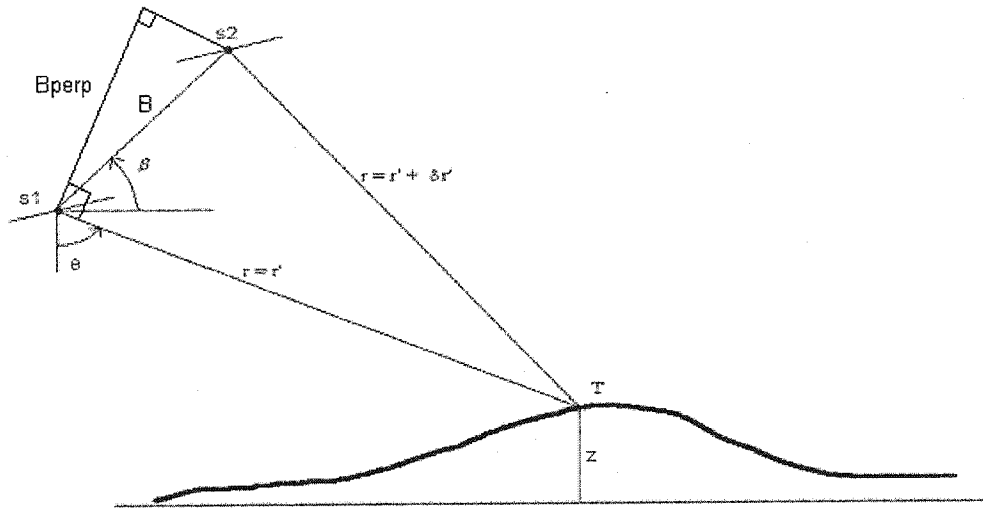


Figure 2.3 : Configuration bi-statique pour l'obtention de données d'interférométrie.

Nous ne présenterons ici que les formules importantes illustrant les performances obtenues avec cette configuration. Voir l'article de Rodriguez (1992) pour plus de détails.

Un paramètre important dans l'interférométrie RSO est la distance B_{perp} , qui représente la projection de la distance entre les deux satellites sur l'axe perpendiculaire à la direction d'observation (équation 2.1). Ce paramètre est important puisqu'il se retrouve dans l'expression de la hauteur d'une cible par rapport à la différence de phase enregistrée par les deux satellites.

$$B_{\text{perp}} = B \cos(\theta - \beta) \quad (2.1)$$

Une façon d'évaluer la performance de l'interférométrie RSO est de calculer la hauteur des ambiguïtés (HA), qui représente la hauteur requise pour produire une variation de phase de 2π entre les signaux reçus par les deux satellites. Celle-ci doit être aussi élevée que possible et elle donne une indication de la pente de terrain maximale mesurable sans ambiguïtés.

$$HA = \frac{R \sin \theta}{kB_{\text{perp}}} 2\pi \quad (2.2)$$

L'erreur sur la hauteur δz due à une erreur sur la phase donne quant à elle un aperçu de la résolution en hauteur atteignable.

$$\delta z = \frac{R \sin \theta}{kB_{\text{perp}}} \delta \phi \quad (2.3)$$

Ainsi, B_{perp} doit demeurer dans un certain intervalle : il doit être suffisamment grand pour éviter que l'erreur sur la hauteur ne soit trop importante, et suffisamment faible pour que la hauteur des ambiguïtés soit assez élevée.

Par exemple, pour ALOS :

$$R = 814 \text{ km}$$

$$\theta = 30^\circ$$

$$f = 1,27 \text{ GHz}$$

$$k = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c = 26,6 \text{ m}^{-1}$$

L'erreur sur la phase $\Delta\phi$ est causée principalement par une décorrélation entre les deux signaux reçus (décorrélations spatiale, Doppler, d'enregistrement, de bruit thermique). Cette décorrélation peut être modélisée par un bruit de phase avec une déviation

standard d'environ 30^0 ($\approx 0,5$ rad) (Franceschetti 1999, p. 171). Nous posons donc $\Delta\phi = 0,5$ rad.

Si on veut obtenir $HA > 40$ m, on obtient $B_{\text{perp}} < 2400$ m.

Si on veut obtenir $\delta z < 6$ m, on obtient $B_{\text{perp}} > 1275$ m.

Le Tableau 2.2 illustre les séparations nécessaires dans le cas où l'on réalise cette séparation B_{perp} avec une séparation radiale B_{rad} ($B_{\text{perp}}/\sin\theta$) ou avec une séparation perpendiculaire à la trajectoire B_{a-t} ($B_{\text{perp}}/\cos\theta$), configurations illustrées à la figure 2.4.

Tableau 2.2 : Séparations nécessaires des satellites pour la configuration bi-statique.

Orientations de la séparation	Radiale (B_{rad})	Perpendiculaire à la trajectoire (B_{a-t})
Distance maximale imposée par $HA > 40\text{m}$.	4800 m	2770
Distance minimale imposée par la précision sur la hauteur ($\delta z < 6\text{m}$).	2550 m	1470

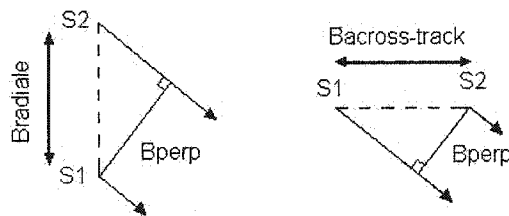


Figure 2.4 : Séparations d'interférométrie entre les satellites.

2.2.2 Scénarios possibles

Afin de réaliser la mission d'interférométrie proposée, il est nécessaire que la position des satellites respecte les contraintes établies dans la Section 2.2.1 lors de leur passage au-dessus des pôles et ce, tout en minimisant la consommation de carburant requise pour la mission. Une première façon serait de placer les deux satellites sur des plans orbitaux différents en leur donnant une inclinaison légèrement différente (voir figure 2.5). Ce scénario donnerait aux satellites une séparation perpendiculaire à la trajectoire

B_{a-t} aux deux pôles. Toutefois, la différence d'inclinaison entre les satellites entraînerait une dérive du petit satellite causée par les perturbations d'ordre J_2 (voir Section 1.1). Des corrections très fréquentes seraient alors nécessaires pour maintenir une séparation adéquate, ce qui nécessiterait une consommation de carburant beaucoup trop importante. Dans la figure 2.6, on observe que les distances limites sont respectées aux pôles ($\pm 60^\circ$) initialement, alors que la figure 2.7 nous permet d'observer la dérive du petit satellite dans le temps. Une correction de son orbite serait nécessaire environ tous les 4 jours selon cette simulation.

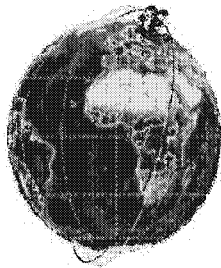


Figure 2.5 : Illustration de deux satellites avec des plans orbitaux différents (Δi).

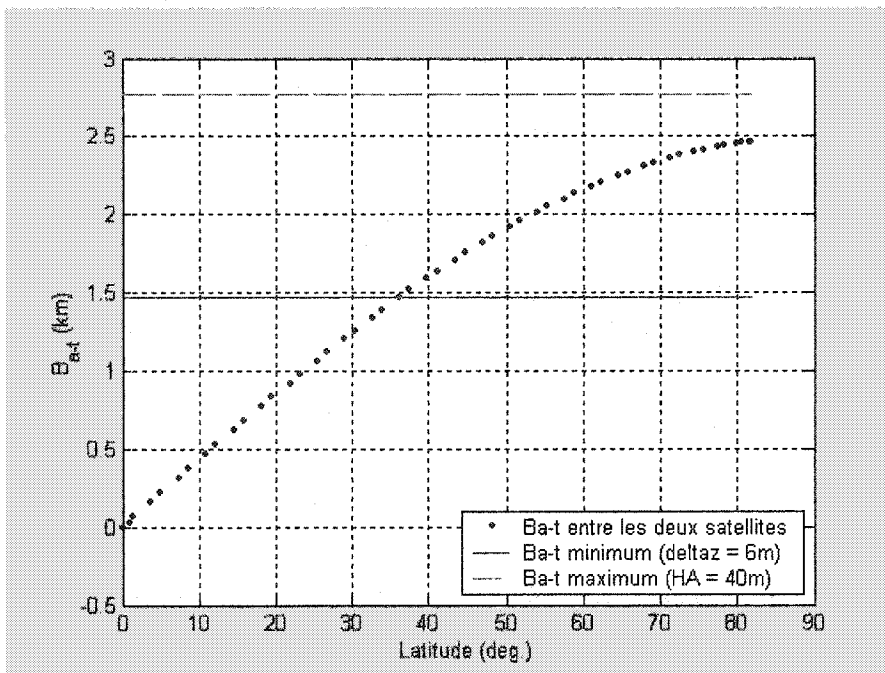


Figure 2.6 : Séparation normale à la trajectoire B_{a-t} en fonction de la latitude. ($\Delta i = 0,02^\circ$)

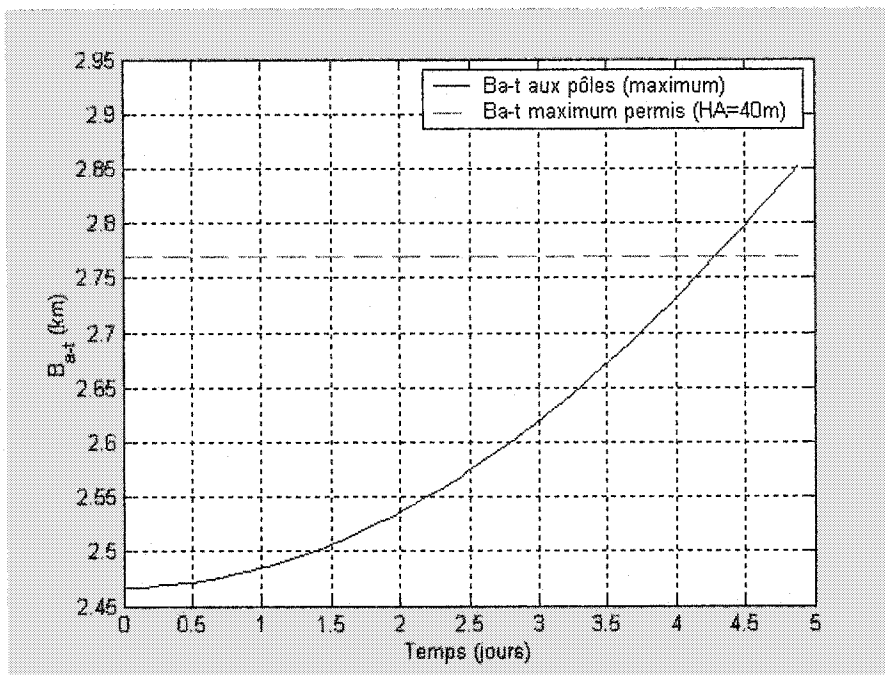


Figure 2.7 : Séparation normale à la trajectoire B_{a-t} maximale en fonction du temps.
 $(\Delta i = 0,02^\circ)$

Un scénario nécessitant une consommation de carburant plus raisonnable implique une séparation radiale introduite par une différence d'excentricité entre les orbites des satellites, qui seraient cette fois sur un même plan. Par exemple, une séparation radiale de 5 km nécessiterait une différence d'excentricité de 0,0007. Cette configuration est stable pour les perturbations d'ordres J_2 et J_3 , ce qui permet une consommation de carburant beaucoup plus faible pour la correction de l'orbite du petit satellite. Toutefois, la position des satellites pour laquelle on obtient la séparation radiale passe des pôles à l'équateur avec une période d'environ 120 jours et une couverture exclusive des pôles serait donc plus longue à réaliser. Les détails de ce dernier scénario, comprenant le placement du petit satellite sur cet orbite et la correction d'orbite autonome sont présentés par Pelletier (2003).

3. Conception des outils de modélisation

Maintenant que les expressions mathématiques et les concepts reliés à la conception de radars à synthèse d'ouverture ont été établis, nous les utilisons afin de créer des outils de modélisation qui faciliteront la conception de RSO pour l'espace en incorporant un module d'optimisation de faisceaux à des outils de calculs de performances. Nous présentons tout d'abord un diagramme illustrant les liens entre les différentes caractéristiques des radars à synthèse d'ouverture. Nous ferons ensuite le choix d'une méthode de synthèse de faisceaux d'antenne qui sera aisément adaptable à la partie système des outils de modélisation, puis nous décrirons cette méthode en détail. Le fonctionnement des outils sera ensuite illustré en définissant les différentes variables utilisées et en précisant les principales étapes des algorithmes développés.

3.1 Organisation des outils de modélisation

Le premier chapitre de ce mémoire nous permet de retracer les liens entre les différentes caractéristiques d'un radar à synthèse d'ouverture pour l'espace. Tout d'abord, certains modules peuvent être traités de façon indépendante. C'est le cas du calcul des paramètres de l'orbite suivie par le satellite. À partir d'une inclinaison, d'une excentricité et d'une altitude au périégée données, les autres caractéristiques de l'orbite peuvent être calculées (a , b , période, vitesse, etc.). Dans le cas de l'orbite comme dans celui des autres parties du système, nous avons tenté d'utiliser comme paramètres d'entrée les paramètres qui sont habituellement connus. Si ce n'est pas le cas, il faudra retourner au code source (ou aux formules du Chapitre 1) pour retrouver les paramètres d'entrée nécessaires à partir des paramètres connus. Le module correspondant aux caractéristiques de base de l'antenne (sans les faisceaux) peut également être traité de façon indépendante. Les résolutions et le gain en illumination uniforme peuvent par exemple être obtenus à partir des caractéristiques de base de l'antenne (dimensions, fréquence, largeur de bande, pertes). Les résultats des modules "orbite" et "antenne" seront ensuite utilisés, en plus de certaines données concernant la

transmission et la réception, pour calculer les faisceaux en azimut et en élévation. Ces résultats permettront ensuite le calcul des performances radars : NESZ, ambiguïtés, taux de transfert de données, etc.. La figure 3.1 illustre les liens entre ces différents paramètres.

Modélisation d'un radar à synthèse d'ouverture

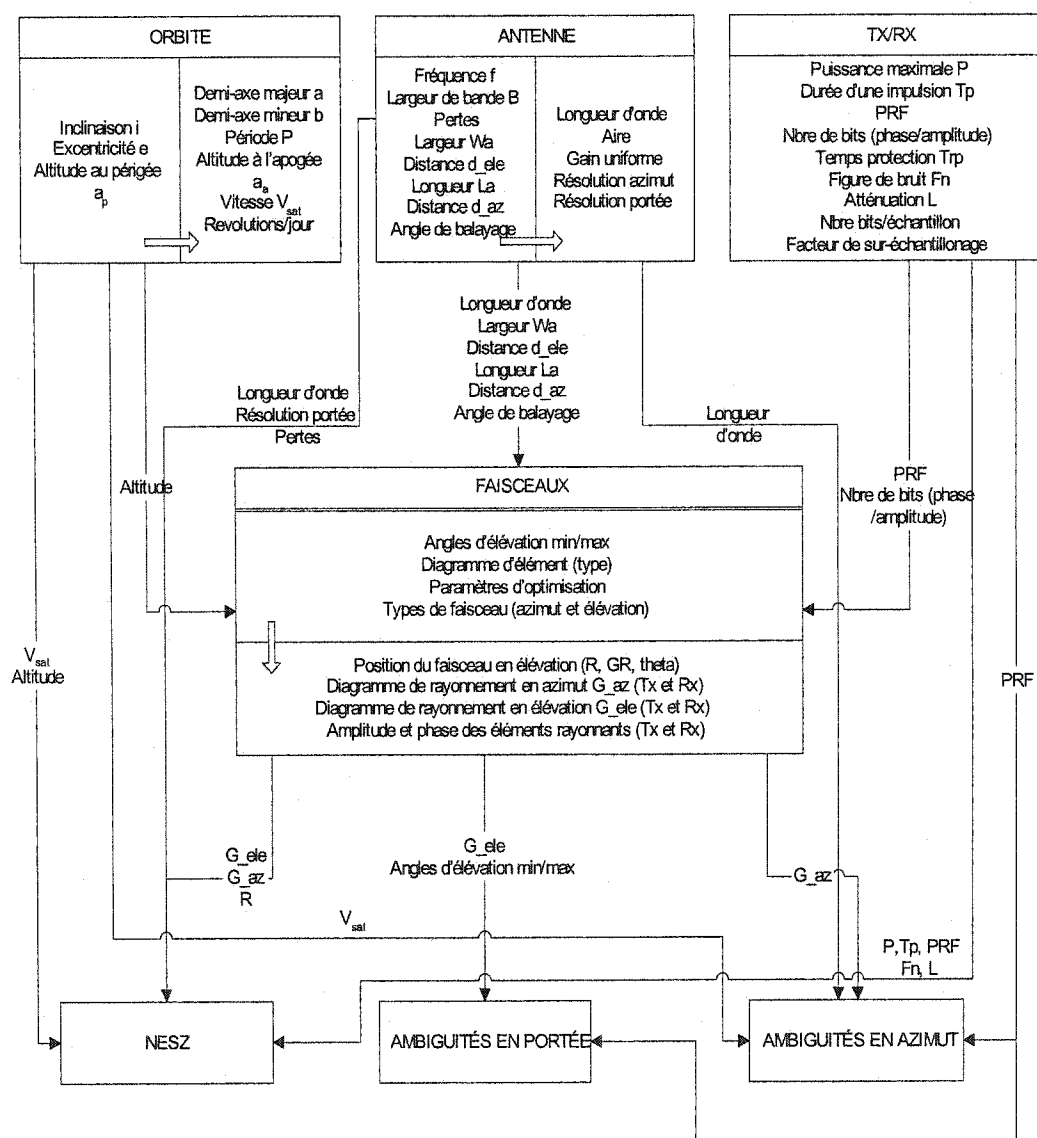


Figure 3.1 : Liens entre les principales caractéristiques d'un RSO.

3.2 Méthode de synthèse des faisceaux

3.2.1 Justification du choix de la méthode de synthèse

La synthèse de faisceaux consiste à déterminer l'ensemble des excitations (amplitudes et phases) de chacun des éléments rayonnants d'un réseau d'antennes de façon à obtenir un diagramme de rayonnement le plus près possible de celui spécifié. Dans le cas des RSO, cette synthèse est habituellement effectuée en une dimension (réseau linéaire), pour obtenir des performances intéressantes en élévation. Le faisceau idéal devrait pointer dans la direction voulue en élévation, avoir une bonne directivité et avoir des lobes secondaires minimisant les ambiguïtés en portée.

Afin d'incorporer de façon efficace cette synthèse de faisceau en élévation au calcul des performances, il serait préférable d'avoir une méthode de synthèse de convergence assez rapide et qui nécessite un nombre restreint de paramètres d'entrée. Deux catégories de méthodes de synthèse que nous avons envisagées sont celles utilisant un masque spécifiant le diagramme voulu et les méthodes optimisant directement les principales performances radars du RSO, comme le NESZ et les ambiguïtés. La deuxième méthode possède l'avantage d'optimiser directement les performances voulues, sans passer par le choix du diagramme de rayonnement qui doit être choisi de façon à optimiser les performances. Toutefois, le désavantage majeur est que la fonction à optimiser est souvent mal conditionnée, très non linéaire, non différentiable, etc.. Ceci implique que les méthodes d'optimisation traditionnelles présentent souvent des problèmes de convergence ou donnent des résultats qui ne sont pas des optimums globaux. L'utilisation de méthodes globales telles que les algorithmes génétiques est alors préférable, mais ces méthodes sont caractérisées par une très lente convergence. Ceci nous amène à choisir une méthode utilisant un masque spécifiant le faisceau. Afin de rendre l'utilisation des outils plus simple et efficace, nous voulons éviter que l'utilisateur doive spécifier le masque; c'est-à-dire le gain désiré pour plusieurs angles

d'élévation dans le champ lointain. Ainsi, une fonction incorporée à l'algorithme d'optimisation calcule ce masque, à partir de certaines spécifications (niveau de lobes secondaires, largeur du faisceau, angle de balayage, poids à attribuer aux différentes régions, etc.) de façon à optimiser les performances radars, c'est-à-dire principalement de maximiser la directivité et de minimiser les ambiguïtés en portée.

Il existe plusieurs types de méthodes de synthèse qui permettent d'obtenir le diagramme se rapprochant le plus possible d'un diagramme spécifié. Les deux méthodes principales pour synthétiser des faisceaux de réseaux linéaires sont la méthode de Woodward-Lawson et celle de Orchard-Elliott. Les distributions obtenues par la méthode de Woodward-Lawson dans le cas de réseaux linéaires avec plusieurs éléments sont souvent inefficaces et difficiles à réaliser (Buckley 1996). La méthode de Orchard-Elliott manipule la position des zéros du diagramme de rayonnement pour synthétiser le champ voulu. Plusieurs solutions sont obtenues, certaines réalisables, d'autres non (Orchard, Elliott et Stern, 1985). La méthode que nous avons choisie pour incorporer aux outils de modélisation de RSO est celle des courants contraints implicitement décrite dans un article de Buckley (1996). Celle-ci possède l'avantage de procurer la meilleure solution réalisable en pratique. En effet, une contrainte peut être imposée sur la variation de l'amplitude du courant d'un élément à l'autre ce qui permet d'obtenir une variation d'amplitude réalisable. De plus, malgré la contrainte imposée sur les courants, une méthode d'optimisation traditionnelle sans contrainte peut être utilisée puisque ces contraintes sont implicites. Ceci évite d'avoir recours à des méthodes d'optimisation avec contraintes explicites souvent plus laborieuses et moins bien développées.

3.2.2 Description de la méthode de base

Nous décrirons ici la méthode de synthèse tirée de Buckley qui nous a servi de base pour construire notre algorithme de synthèse de faisceaux en élévation. Si on suppose

que les éléments rayonnants sont isotropes, le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire à espacements uniformes en champ lointain s'exprime ainsi :

$$f(\theta) = 10 \log_{10} \left| \frac{\sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{-j\phi_n} e^{j\beta n d_{ele} \sin \theta}}{\sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{-j\phi_n} e^{j\beta n d_{ele} \sin \theta_{\max}}} \right|^2 \quad (3.1)$$

où i_n et ϕ_n sont l'amplitude et la phase du courant de chaque élément rayonnant.

Dans la région du faisceau principal, le faisceau doit être entre deux valeurs limites : $u(\theta)$ et $l(\theta)$. Si $R(\theta)$ représente la valeur maximale permise pour les ondulations du faisceau principal ("ripple") et $D(\theta)$ représente le champ lointain désiré, la fonction à minimiser pour la région centrale est :

$$f_s = \sum_{\theta} [h_s(\theta)]^2 \quad (3.2)$$

où

$$h_s(\theta) = \begin{cases} f(\theta) - u(\theta) & \text{si } f(\theta) > u(\theta) \\ 0 & \text{si } l(\theta) \leq f(\theta) \leq u(\theta) \\ f(\theta) - l(\theta) & \text{si } f(\theta) < l(\theta) \end{cases}$$

et

$$u(\theta) = D(\theta) + R(\theta)$$

$$l(\theta) = D(\theta) - R(\theta)$$

Dans la région des lobes secondaires, le diagramme doit être inférieur à une valeur maximale permise $g_l(\theta)$. La fonction à minimiser dans cette région est donc :

$$f_l = \sum_{\theta} [h_l(\theta)]^2 \quad (3.3)$$

où

$$h_l(\theta) = \begin{cases} f(\theta) - g_l(\theta) & \text{si } f(\theta) \geq g_l(\theta) \\ 0 & \text{si } f(\theta) < g_l(\theta) \end{cases}$$

Ainsi, la fonction totale à minimiser est :

$$f_t = f_s + f_l \quad (3.4)$$

Afin de rendre implicite la contrainte de faible variation d'amplitude des courants d'éléments voisins, l'optimisation se fait sur les variables P_i au lieu des amplitudes. Ces variables P_i s'expriment en fonction des courants et des variables a et b qui fixent la variation maximale à la hausse ou à la baisse du courant d'un élément à l'autre tel que $bi_{k-1} \leq i_k \leq ai_{k-1}$, où $0 \leq b < 1$ puisque cette variable exprime la contrainte sur la diminution du courant par rapport à l'élément précédent, et $a > 1$ puisque cette variable exprime la contrainte sur l'augmentation du courant par rapport à l'élément précédent. Les équations 3.5 montrent de façon explicite la relation entre ces variables.

$$\begin{aligned} i_1 &= 1.0 \\ i_2 &= i_1 [a - (a-b) \sin^2(P_1)] \\ i_3 &= i_2 [a - (a-b) \sin^2(P_2)] \\ &\dots \\ i_N &= \prod_{m=1}^{N-1} [a - (a-b) \sin^2(P_m)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

Puisque $0 \leq \sin^2(P_i) \leq 1$, on retrouve aisément $bi_{k-1} \leq i_k \leq ai_{k-1}$, ce qui justifie le choix de ces expressions. Ainsi, les variables d'optimisation sont les variables ($P_1, P_2, \dots, P_{N-1}, \Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$), mais à chaque itération, les courants correspondant aux variables P_i sont évalués avec les expressions 3.5 de façon à pouvoir calculer le diagramme de rayonnement. Il y a ainsi une contrainte explicite sur les courants, mais pas sur les variables d'optimisation P_i .

Afin de minimiser la fonction f_i , on utilise la fonction *fminunc* de l'"Optimization Toolbox" de Matlab¹. Cette fonction permet de trouver le minimum d'une fonction multi-variables sans contrainte en utilisant une méthode d'optimisation quasi-Newton appelée BFGS. Le principe de cette méthode est simple : minimisations successives en une dimension selon une direction déterminée à l'aide de la valeur de la fonction objective et de son gradient en un point. Les principales étapes de cette méthode, décrites en détail dans "Numerical Recipes in Fortran: The Art of Scientific Computing" (Press, 1992), sont résumées en Annexe B.

3.2.3 Ajouts à la méthode de base

La méthode décrite par Buckley est une méthode de base pour la synthèse de faisceaux de tous genres. Nous l'avons modifiée afin de l'adapter à la synthèse de faisceaux de RSO performants.

3.2.3.1 Poids aux différentes régions du champ éloigné

Nous avons tout d'abord modifié la méthode de façon à pouvoir affecter un poids $W(\theta)$ différent pour les régions de lobes secondaires par rapport au faisceau principal. L'expression 3.3 devient alors :

$$f_i = \sum_{\theta} W(\theta) [h_i(\theta)]^2 \quad (3.6)$$

L'utilisateur peut spécifier le poids de la région des lobes secondaires par rapport à celle du faisceau principal, ainsi que le poids des régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës. Les régions ambiguës sont les régions des lobes secondaires dont l'écho d'une impulsion précédente ou subséquente revient au même moment que l'écho

¹ Matlab 6.1, The MathWorks, Inc.

principal (voir Section 1.4.4.1). Les lobes secondaires de ces régions doivent donc être faibles si on veut diminuer le niveau d'ambiguïtés en portée. Une fonction a été développée afin de calculer le masque, c'est-à-dire les différents paramètres requis pour l'optimisation : $u(\theta)$, $l(\theta)$, $g_l(\theta)$ et $W(\theta)$, à partir de paramètres spécifiés par l'utilisateur (niveau de lobes secondaires, poids, oscillations du gain, etc.).

3.2.3.2 Effet du diagramme d'élément et du plan métallique

Nous avons tenu compte du fait que les éléments rayonnants ne sont pas isotropes en exprimant le diagramme de rayonnement par le produit du facteur de réseau et du diagramme d'élément (en négligeant le couplage mutuel) :

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta) \quad (3.7)$$

où dans le cas d'un dipôle de longueur $\lambda/2$ avec une distribution sinusoïdale :

$$g(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\cos \theta} \quad (3.8)$$

Si une plaque métallique est présente sous les éléments rayonnants, comme c'est le cas pour l'antenne à membrane décrite dans le Chapitre 2, on en tient compte en utilisant la théorie des images tel qu'illustré à la figure 3.2.

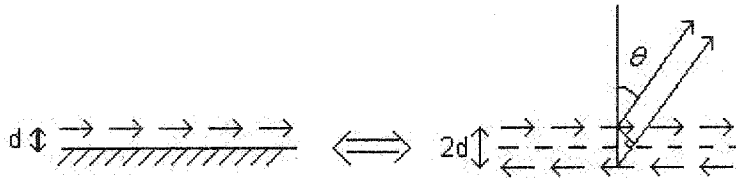


Figure 3.2 : Effet d'un plan métallique sur le diagramme de rayonnement en élévation.

Le facteur de réseau en une dimension (sans plan métallique) doit donc être multiplié par le facteur de réseau de deux éléments déphasés de 180° (Stutzman, Chapitre 3) :

$$f_m(\theta) = \cos(\psi/2) \quad (3.9)$$

où $\psi = \beta(2d)\cos\theta - \pi$

Dans le cas où le plan métallique est à $d=\lambda/4$ des éléments rayonnants comme c'est le cas pour l'antenne à membrane décrite dans le Chapitre 2, on obtient l'expression 3.10.

$$f_m(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{2}(\cos\theta - 1)\right) \quad (3.10)$$

L'effet du diagramme d'élément et du plan métallique sur un faisceau uniforme est illustré à la figure 3.3. On remarque que l'effet principal est de diminuer l'amplitude du diagramme de rayonnement loin de la direction perpendiculaire à l'antenne. De plus, si l'on néglige les effets de diffraction sur les bords du plan, le champ dans la région derrière l'antenne sera nul à cause du plan métallique.

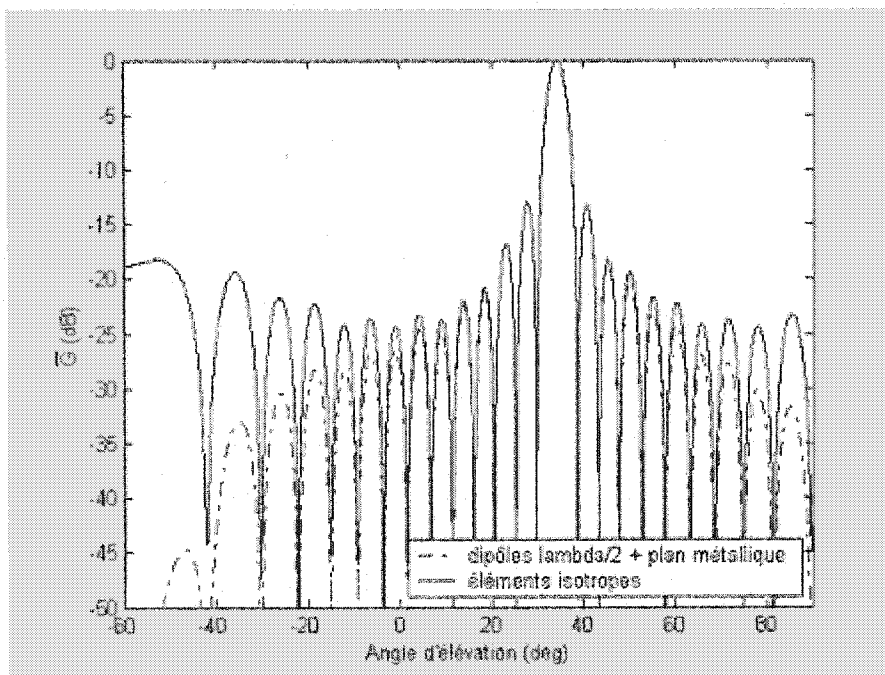


Figure 3.3 : Effet du plan métallique et du diagramme d'élément.
(dipôles $\lambda/2$ et plan métallique à $d=\lambda/4$)

3.2.3.3 Effet de la quantification de la phase et de l'amplitude

Les amplitudes et les phases trouvées par la méthode de synthèse ne sont pas réalisables de façon exacte. En effet, la phase et l'amplitude des signaux excitant chacun des éléments rayonnants sont ajustées respectivement par des décaleurs de phases et des atténuateurs numériques. Ceci entraîne une quantification des phases et amplitudes permises, dont l'effet dépend du nombre de bits disponible pour chacun des dispositifs.

Dans le cas de l'antenne à membrane décrite dans le Chapitre 2, le nombre de bits est estimé à 6 pour chacun des dispositifs ($N_{\text{bits}} = 6$). Pour les décaleurs de phase, ceci implique l'écart suivant entre les angles possibles :

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= 2\pi/2^{N_{\text{bits}}} \\ &\approx 0,1 \text{ rad} \quad (5,625^\circ)\end{aligned}\tag{3.11}$$

L'effet sur un diagramme de rayonnement typique de RSO (Section 4.2, faisceau no.4) est illustré à la figure 3.4. La courbe sans quantification correspond à la quantification permise par la limite de précision de l'ordinateur (64 bits). On y remarque que l'effet de la quantification de la phase est négligeable pour $N=6$ bits.

En ce qui a trait à la quantification de l'amplitude due aux atténuateurs, l'effet est encore moins important pour $N=6$ bits. Prenons l'exemple d'un ensemble de faisceaux en réception synthétisés pour des élévations allant de $8,5^\circ$ à $50,5^\circ$ pour le petit satellite décrit dans le Chapitre 2. L'amplitude normalisée varie environ de 0,3 à 1,00 pour l'ensemble des faisceaux en réception (voir figure 3.5), ce qui implique une atténuation de $-10,5$ dB. L'effet de la quantification sur le diagramme de rayonnement est quasi inexistant, tel qu'illustré sur la figure 3.6. L'identification des faisceaux fait référence aux faisceaux décrits dans la Section 4.2.

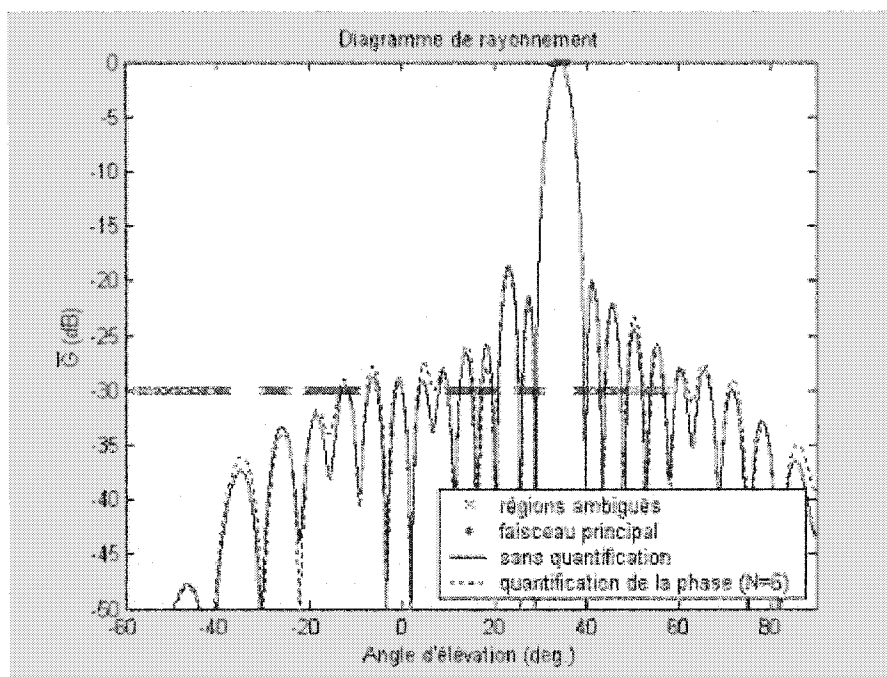


Figure 3.4 : Effet de la quantification de la phase sur un diagramme de rayonnement.
($N_{\text{bits}}=6$)

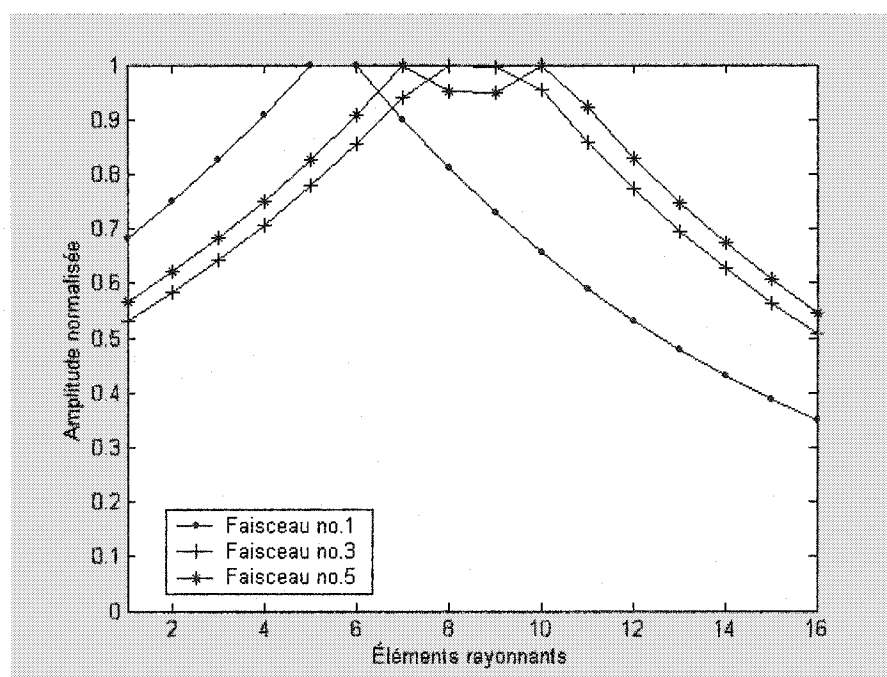


Figure 3.5 : Distribution d'amplitude pour des faisceaux de RSO (balayage de $8,5^\circ$ à $50,5^\circ$).

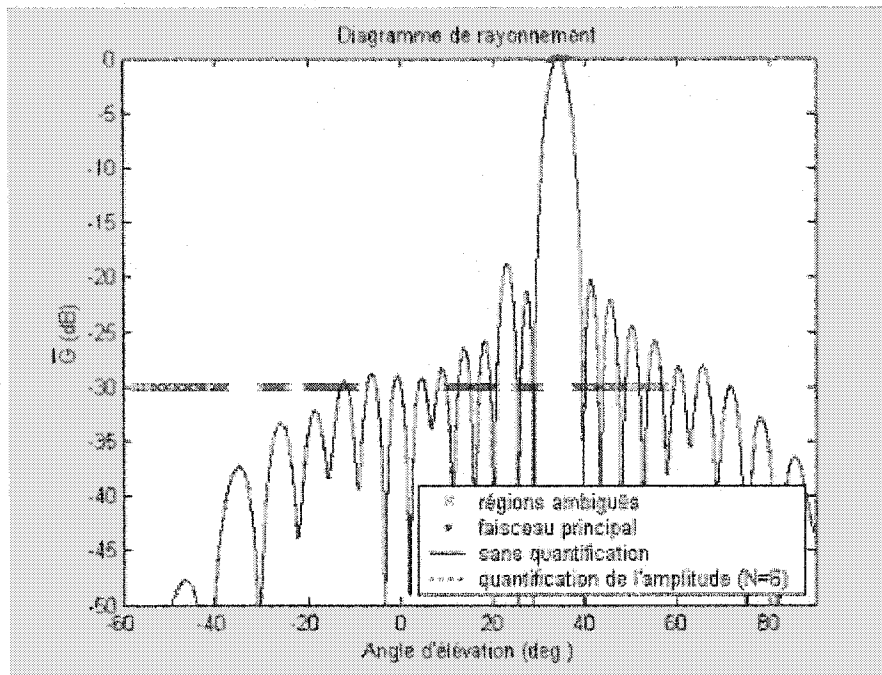


Figure 3.6 : Effet de la quantification de l'amplitude sur le diagramme de rayonnement.
($N_{\text{bits}} = 6$)

Ainsi, pour l'antenne à membrane décrite dans le Chapitre 2, la quantification de la phase et de l'amplitude n'a qu'un impact mineur sur le diagramme de rayonnement en réception. Nous n'avons donc pas inclus cette quantification dans la routine d'optimisation des faisceaux, mais l'effet est pris en considération une fois les amplitudes et les phases optimisées. Ceci permet l'utilisation d'une technique d'optimisation standard, tout en incluant la quantification dans le calcul final des diagrammes de rayonnement et des performances radars.

3.3 Utilisation des outils de modélisation

3.3.1 Définition des variables

Les outils de modélisation peuvent être utilisés en spécifiant la valeur des paramètres en entrée directement dans le code Matlab. Il suffit de modifier les paramètres en entrée

dans le fichier script principal et de faire exécuter ce fichier. Les variables en sortie se présentent alors sous la forme de graphiques et de structures de données contenant les paramètres en entrée et les paramètres calculés. Le tableau de l'Annexe C donne les définitions des différentes variables utilisées dans le programme ainsi que les unités. La structure *orbit* contient les paramètres reliés à l'orbite suivie par le satellite. Elle contient entre autres une altitude moyenne et une vitesse moyenne du satellite dans son orbite, valeurs pour lesquelles les performances radars sont évaluées. La structure *antenna* contient les caractéristiques de base de l'antenne du satellite (longueur, largeur, distances inter-éléments, fréquence, etc.) ainsi que les résolutions mono-vues calculées. Les structures *tx* et *rx* contiennent divers paramètres relatifs aux signaux transmis et reçus par l'antenne, dont le PRF qui doit être spécifié par l'utilisateur et qui doit correspondre au PRF moyen le long de l'orbite (à une altitude moyenne). Les structures *beam*, *beam_ele* et *beam_az* contiennent les performances calculées relatives respectivement au faisceau global, à la coupe d'élévation et à la coupe azimutale.

3.3.2 Fonctionnement global du programme

Les principales étapes du fonctionnement des outils de modélisation des RSO sont énumérées dans cette section. Plusieurs d'entre elles font référence aux expressions développées dans le Chapitre 1.

- Entrée des paramètres d'orbite
- Calcul des paramètres d'orbite (*fix_orbit*)
Les équations utilisées sont décrites dans la Section 1.1.
- Entrée des paramètres de transmission/réception
- Entrée et calcul des paramètres d'antenne

Les équations utilisées sont décrites dans la Section 1.4.1.

- Entrée des paramètres de faisceau
- Calcul des faisceaux et des performances (*fix_beam*)

- o Faisceaux en azimuth (*pattern_az*)

Les faisceaux sont calculés en transmission et en réception séparément. L'illumination peut être uniforme (Section 1.2.2) ou de Taylor (Section 1.2.3) selon le choix de l'utilisateur.

- o Faisceaux en élévation (*pattern_ele*)

La synthèse se fait de façon différente selon le choix de l'utilisateur :

- Illumination uniforme.
- Synthèse en phase, amplitude fixe selon un fichier. La synthèse en phase est effectuée selon la méthode décrite dans la Section 3.2. Le faisceau en transmission est identique au faisceau en réception.
- Synthèse en phase, amplitude fixe selon une fonction. La synthèse en phase est effectuée selon la méthode décrite dans la Section 3.2. Le faisceau en transmission est identique au faisceau en réception.
- Synthèse en phase et amplitude. La synthèse en phase et amplitude est effectuée selon la méthode décrite dans la Section 3.2. Le faisceau en transmission est identique au faisceau en réception.
- Synthèse en phase en transmission, synthèse en phase et amplitude en réception. En transmission, l'amplitude est constante et la synthèse est effectuée en phase seulement selon la méthode décrite dans la Section 3.2. En réception, la synthèse est effectuée en phase et en amplitude selon la même méthode.

Dans tous les cas, les valeurs de départ données à la routine d'optimisation sont soit uniformes (amplitude constante et phase linéaire pour que le faisceau pointe à $\theta_{\max}$ spécifié par l'utilisateur) ou spécifiées par l'utilisateur par l'entremise d'un fichier texte.

- Graphiques des faisceaux et des coefficients d'excitation
Les graphiques disponibles sont les suivants en transmission et en réception : coupe azimutale et coupe en élévation des diagrammes de rayonnement, amplitudes et phases des coefficients d'excitation des éléments rayonnants.
- Calcul de la directivité et du gain (*directivity*)
Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.2.
- Calcul de la puissance maximale transmise (*prad*)
Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.3.
- Calcul des PRF minimum et maximum et graphique d'interférence (*interference_graph*)
Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.3.1.
- Calcul du SNR et NESZ
Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.3. Le coefficient de diffusion utilisé pour le calcul du SNR est le coefficient standard décrit dans la Section 1.3.2.
- Calcul du taux de transfert de données
Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.5.
- Calcul des ambiguïtés en azimut (*ambiguity_az2*)

Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.4.2.

- Calcul des ambiguïtés en portée (*ambiguity_rg_sigma*)

Les formules utilisées sont décrites dans la Section 1.4.4.1. Le coefficient de diffusion utilisé est le coefficient standard décrit dans la Section 1.3.2.

Les outils de modélisation peuvent être utilisés tel que décrit, mais la majorité des fonctions peut également être utilisée individuellement afin de calculer uniquement certaines performances ou catégories de performances. Par exemple, les fonctions permettant d'exprimer la position d'une région sur la Terre de diverses façons sont utilisées couramment de façon individuelle. Ces fonctions permettent de transformer un angle d'élévation en portée ou en angle d'incidence à partir de l'altitude du satellite, tout dépendant du type de valeur nécessaire pour une certaine application. Ces fonctions sont décrites dans l'Annexe D.

4. Résultats des simulations

Nous procéderons tout d'abord à diverses étapes de validation des outils de modélisation décrits dans le chapitre précédent. Le calcul de certaines performances sera d'abord validé, puis la méthode de synthèse de faisceaux sera évaluée, à travers une analyse de la méthode d'optimisation utilisée, ainsi qu'une analyse de la qualité des faisceaux synthétisés. Finalement, nous ferons la synthèse d'une série de faisceaux en réception pour le cas du petit satellite décrit dans le Chapitre 2, ce qui nous permettra d'illustrer l'utilisation des outils développés dans ce travail.

4.1 Validation des outils développés

4.1.1 Validation du calcul de performances

Le calcul de la directivité, du diagramme de rayonnement et de l'orbite sera validé en comparant les résultats obtenus à des résultats connus.

4.1.1.1 Calcul de directivité et du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est calculé à partir des amplitudes et phases des éléments rayonnants tel que décrit dans la Section 1.2.2. La directivité est calculée à partir de la formule 1.23 dans la Section 1.4.2. Nous avons obtenu des faisceaux et calculé leur directivité pour diverses illuminations en utilisant un grand nombre d'éléments ($N=200$) et une illumination uniforme en azimut afin de pouvoir comparer les résultats avec les valeurs théoriques pour une ouverture rectangulaire (Curlander 1991, Tableau 2.1). Les résultats obtenus correspondent très bien à la théorie tel qu'illustré dans le Tableau 4.1. Dans ce tableau, D_0 correspond à la directivité obtenue avec une illumination uniforme, PSLR représente la valeur absolue du niveau maximal des lobes secondaires pour un diagramme de rayonnement normalisé et θ_{3dB} représente la largeur à -3dB du faisceau principal.

Tableau 4.1 : Validation du calcul des diagrammes de rayonnement et de directivité.

Illumination	$(L/\lambda)\theta_{3dB}$ (rad)		PSLR (dB)		D/D_0	
	Curlander	Logiciel	Curlander	Logiciel	Curlander	Logiciel
Uniforme	0,89	0,884	13	13,3	1,0	1,00
$1-(2x/L)^2$	1,15	1,16	21	21,3	0,83	0,831
$\cos(\pi x/L)$	1,20	1,19	23	23,0	0,81	0,808
$\cos^2(\pi x/L)$	1,45	1,44	32	31,5	0,67	0,665

4.1.1.2 Calcul d'orbite

Le calcul d'orbite se fait en utilisant le modèle standard J_2 décrit dans la Section 1.1. Nous avons comparé certains paramètres orbitaux obtenus avec ceux calculés par un logiciel commercial (STK¹). Les résultats obtenus sont très similaires. La faible différence pour la valeur du demi-axe majeur peut être expliquée par l'utilisation d'un modèle terrestre différent.

Tableau 4.2 : Validation du calcul d'orbite.

Paramètres orbitaux	STK	Outils de modélisation
a (km)	7178,14065	7178,148
e	0,001115	0,001115
i (degrés)	98,5817²	98,5817
Altitude à l'apogée (km)	808,0073	808,0073
Altitude au périgée (km)	792,0000	792,0000
Vitesse à l'apogée (km/s)	7,44353	7,44353
Vitesse au périgée (km/s)	7,46014	7,46015

¹ Satellite Tool Kit 5.0 développé par AGI.

² Les chiffres en caractères gras sont les paramètres d'entrée.

4.1.2 Validation de la synthèse des faisceaux

4.1.2.1 Validation de la méthode d'optimisation

La méthode d'optimisation utilisée pour la synthèse de faisceaux est une méthode de quasi-Newton décrite dans la Section 3.2.2. Nous voulons ici comparer les résultats obtenus avec cette méthode avec ceux obtenus avec une autre méthode d'optimisation reconnue pour sa robustesse, de façon à s'assurer que la méthode utilisée trouve des minimums satisfaisants (globaux ou quasi-globaux). La méthode de Levenberg-Marquardt est reconnue pour sa grande robustesse et est un standard pour l'optimisation de moindres carrés. Elle est décrite en détail dans "Numerical Recipes in Fortran: The Art of Scientific Computing" (Press 1992, Section 15.5). Nous avons utilisé la version codée en Matlab de cette méthode, qui est disponible avec la fonction *lsqnonlin* de l'"Optimization Toolbox". Cette méthode est construite pour l'optimisation de moindres carrés, qui consiste en trouver la valeur de x qui minimise la somme de fonctions au carrés, fonctions représentant la différence entre la valeur recherchée et la valeur évaluée pour un ensemble de m points :

$$\min f(x) = f_1(x)^2 + f_2(x)^2 + \dots + f_m(x)^2 \quad (4.1)$$

La synthèse de faisceaux peut facilement être transformée en optimisation de moindres carrés, puisqu'elle minimise la somme des différences au carré pondérées entre le masque et le champ obtenu. Les Tableaux 4.3 et 4.4 illustrent les résultats obtenus par les deux méthodes pour l'optimisation d'une fonction à 31 variables ($N=16$ éléments rayonnants) et d'une fonction à 63 variables ($N=32$ éléments rayonnants). Les masques utilisés sont les masques générés par les algorithmes décrits dans la Section 3.2.3.1.

Tableau 4.3 : Comparaison de méthodes d'optimisation ($N=16$).

	Quasi-Newton	Levenberg-Marquardt
$\min f(x)$	22,32	22,34
Nombre d'itérations	49	54

Tableau 4.4 : Comparaison de méthodes d'optimisation (N=32).

	Quasi-Newton	Levenberg-Marquardt
$\min f(x)$	32,0	32,8
Nombre d'itérations	168	215

La méthode de quasi-Newton utilisée trouve un meilleur minimum que la méthode de Levenberg-Marquardt pour les deux synthèses en phase et amplitude. La valeur de la fonction coût optimisée est en effet légèrement plus faible et est trouvée en un nombre inférieur d'itérations. Nous avons également comparé les résultats obtenus avec des valeurs de départ uniformes (amplitude constante et phase linéaire) et des valeurs de départ aléatoires. Nous avons observé que de façon générale, pour des réseaux de 16 et 32 éléments, le résultat final de l'optimisation ne dépend pas des valeurs de départ pour l'amplitude, alors qu'il en dépend parfois pour la phase. Par contre, lorsque des distributions de phases légèrement différentes sont trouvées, elles correspondent à une fonction coût optimisée similaire. La méthode d'optimisation utilisée pour la synthèse de faisceaux nous apparaît donc suffisamment robuste pour obtenir des distributions de phases et d'amplitudes qui se rapprochent le plus possible du diagramme maximisant les performances radars.

Nous avons toutefois observé qu'à de rares occasions, des problèmes de convergence subviennent pour un grand nombre d'éléments et pour certaines combinaisons particulières de paramètres d'optimisation. Ce problème de convergence est bien connu lors de l'optimisation de fonctions non linéaires avec un grand nombre de variables par des méthodes impliquant le calcul de gradients. Dans tous les cas rencontrés, il suffisait d'augmenter l'espacement entre les points d'évaluation du diagramme de rayonnement en champ lointain pour régler le problème. Le nombre de contraintes du problème d'optimisation était ainsi réduit, ce qui facilitait la convergence. De façon plus précise, nous avons remarqué qu'un espacement de 1° pour les points des régions de lobes secondaires et de $0,1^\circ$ pour les points de la région du faisceau principal étaient des valeurs adéquates pour des réseaux de 32 éléments. Si les problèmes de convergence persistaient, l'utilisation de points de départ différents, plus rapprochés de

la solution finale, pourrait probablement contourner le problème de convergence. Des méthodes d'optimisation globales telles que les algorithmes génétiques ou le recuit simulé pourraient alors être utilisées pour évaluer ce nouveau point de départ.

4.1.2.2 Validation des faisceaux synthétisés

La validité de la méthode globale de synthèse de faisceaux sera ici évaluée de diverses façons. La méthode de base, sans le masque généré pour maximiser les performances d'un RSO, sera d'abord testée par une comparaison directe avec l'article de Buckley. Nous vérifierons ensuite la validité de l'optimisation des performances en variant les différents paramètres d'optimisation et en observant l'effet sur le faisceau synthétisé. La synthèse de faisceau étant réalisée pour un PRF fixe, nous analyserons l'effet de la variation du PRF sur les performances du faisceau généré. Finalement, nous ferons la synthèse d'un faisceau de Radarsat-1 et d'un faisceau de Radarsat-2 et nous comparerons la qualité des faisceaux obtenus avec des données disponibles sur ces faisceaux.

4.1.2.2.1 Comparaison avec la littérature (Buckley)

La méthode développée pour la synthèse des faisceaux pour les RSO est basée sur la méthode générale des courants implicitement contraints décrite par Buckley. Afin de vérifier la validité de la partie de notre méthode reliée à l'optimisation par rapport à un faisceau recherché, nous avons modifié notre méthode afin d'utiliser un masque identique à celui utilisé dans l'article de Buckley au lieu du masque généré pour maximiser les performances d'un RSO et nous avons comparé les résultats obtenus. Dans l'article de Buckley, on reproduit un exemple tiré d'un article de Orchard et Elliott (1985) afin d'illustrer le fait que la méthode des courants implicitement contraints permet d'obtenir un faisceau similaire avec une variation de courant d'un élément à l'autre qui est plus contrôlée. Les figures 4.1, 4.2 et 4.3 illustrent les résultats obtenus par Orchard et Elliott, par Buckley, ainsi que par notre méthode qui est basée sur la méthode de Buckley, pour le diagramme de rayonnement recherché suivant :

$$f(\theta) = \begin{cases} \csc^2 \theta \cos \theta & \text{pour } -50^\circ \leq \theta \leq -10^\circ \\ -30\text{dB} & \text{pour } 0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ \\ -20\text{dB} & \text{pour } 20^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \text{ et } -90^\circ \leq \theta \leq -60^\circ \end{cases} \quad (4.2)$$

$N = 16$

$d = 0,5\lambda$

$R = \pm 1,5 \text{ dB}$

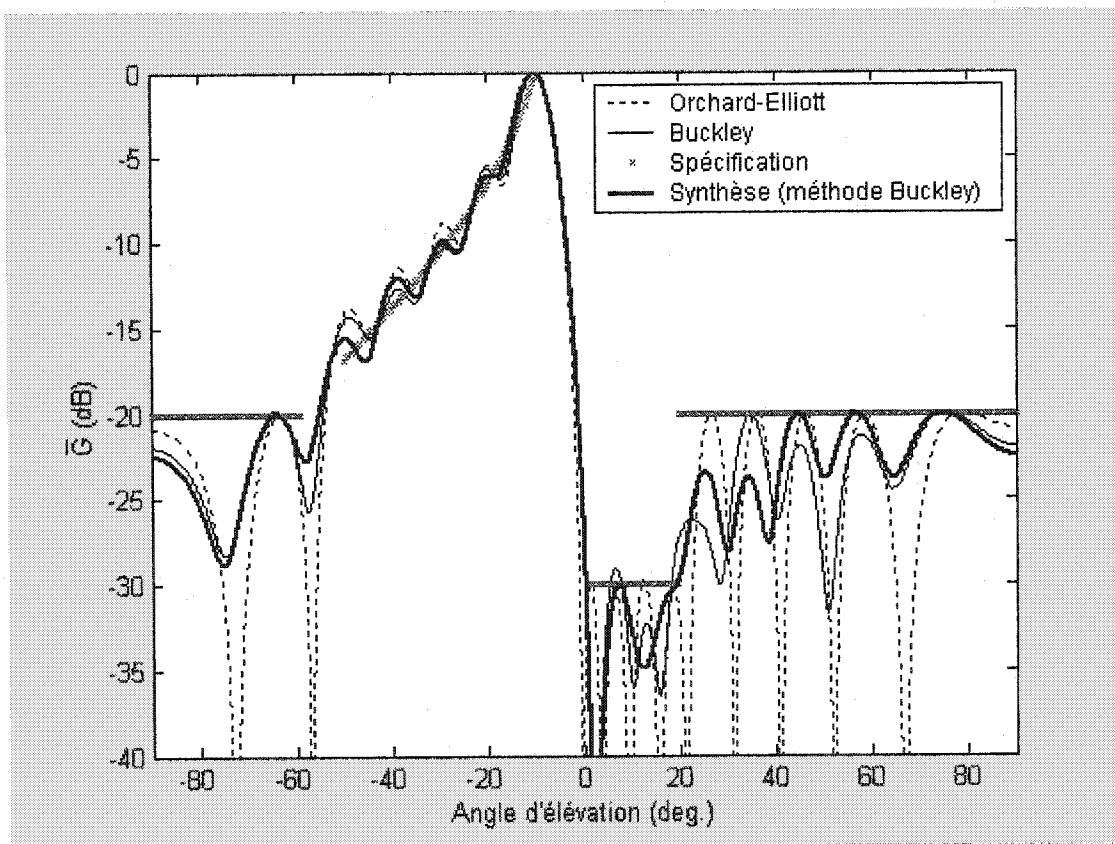


Figure 4.1 : Diagramme de rayonnement obtenu en comparaison avec ceux tirés de Buckley et de Orchard-Elliott.

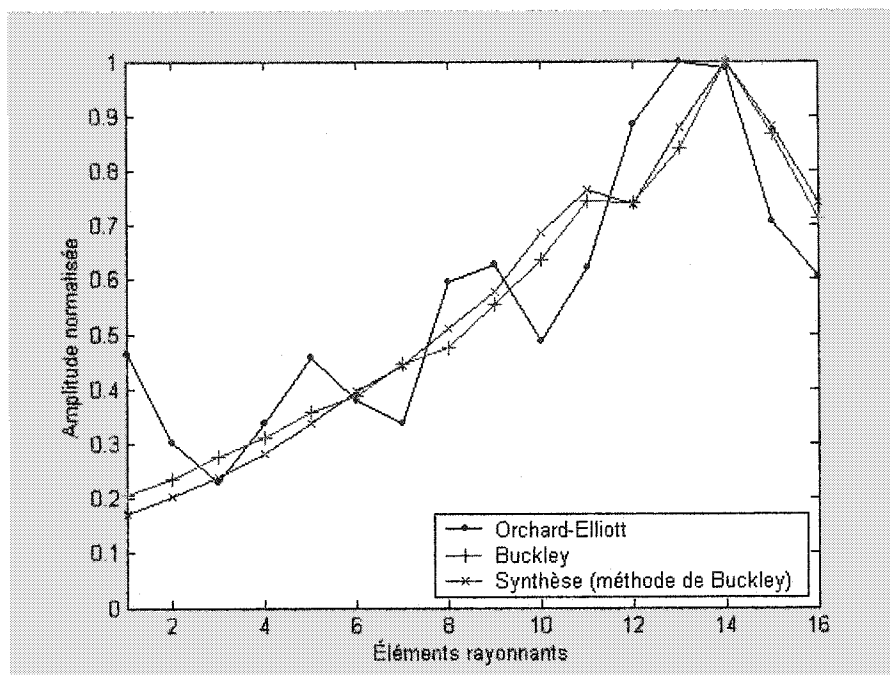


Figure 4.2 : Distribution d'amplitude obtenue en comparaison avec celles tirées de Buckley et de Orchard-Elliott.

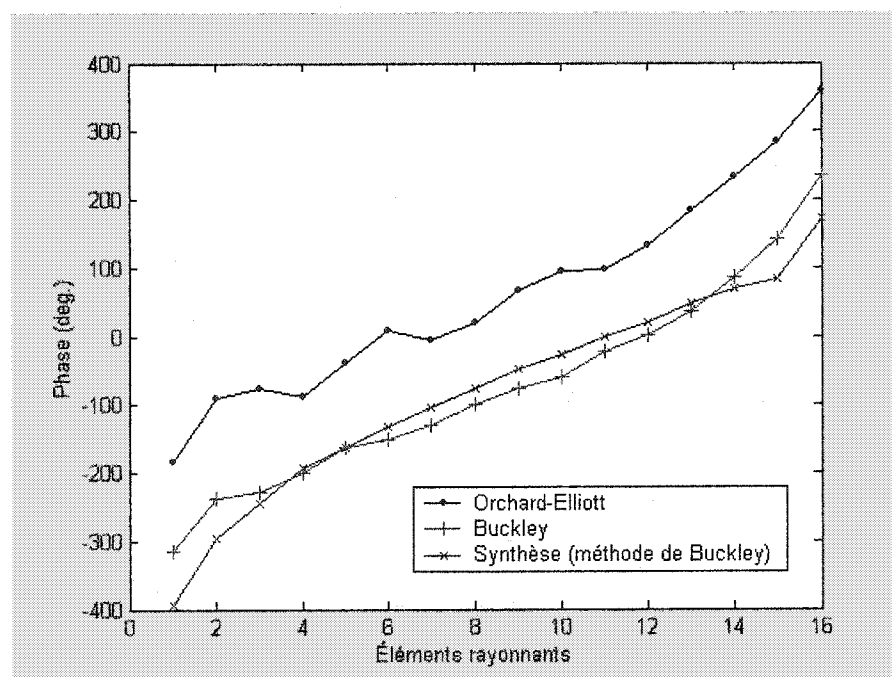


Figure 4.3 : Distribution de phase obtenue en comparaison avec celles tirées de Buckley et de Orchard-Elliott.

Les figures 4.2 et 4.3 montrent que les distributions obtenues pour l'amplitude et la phase sont très similaires à celles tirées de l'article de Buckley. En conséquence, le diagramme de rayonnement de la figure 4.1 l'est également. Les faibles différences s'expliquent par le fait que les données présentées dans l'article de Buckley ont dû être extraites d'un graphique avec une faible précision, et par le fait que la valeur des paramètres a et b qui fixent les limites de la variation du courant d'un élément à l'autre a été déterminée à partir des variations d'amplitude obtenues ($a=1,19$, $b=0,84$), puisque les valeurs utilisées par Buckley ne sont pas mentionnées dans l'article. Mentionnons également qu'il est clair sur la figure 4.1 que contrairement à la méthode de Orchard-Elliott, la méthode de Buckley ne force pas de zéros dans le diagramme de rayonnement, ce qui lui procure une plus grande flexibilité pour rencontrer les spécifications du faisceau.

Ainsi, la partie de notre méthode qui est reliée à l'optimisation pour l'obtention d'un diagramme de rayonnement recherché nous apparaît valide. Il reste à analyser la capacité de la méthode à synthétiser des faisceaux performants pour les RSO.

4.1.2.2 Variation des performances et modification des paramètres d'optimisation

Le masque utilisé pour la synthèse des faisceaux décrit dans la Section 3.2.3 est conçu pour l'obtention d'un faisceau qui entraîne les performances radars requises pour une certaine application. Plusieurs paramètres permettent de contrôler ces performances lors de l'optimisation, les deux plus importants étant le poids accordé aux lobes secondaires par rapport au faisceau principal et le poids accordé aux régions de lobes secondaires non ambiguës par rapport aux régions de lobes secondaires ambiguës. Un poids moins important aux lobes secondaires permet d'obtenir un faisceau principal avec un gain plus constant ("ripple" plus faible), mais les lobes secondaires plus élevés entraînent un niveau d'ambiguïtés plus important. Un poids moins élevé aux régions non ambiguës permet de réduire au maximum le niveau d'ambiguïtés, mais diminue la directivité et donc le gain maximum puisqu'une plus grande quantité d'énergie se

retrouve alors dans ces régions de lobes secondaires non ambiguës. Nous avons effectué des synthèses de faisceaux en faisant varier ces paramètres d'optimisation pour des caractéristiques d'orbite et d'antenne correspondant au cas du petit satellite décrit dans le Chapitre 2.

Les figures 4.4 et 4.5 illustrent bien la tendance prédite dans le cas de la variation du poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës (W_{amb}). En effet, un plus faible poids diminue globalement le RASR, mais diminue également la directivité et donc la valeur absolue du NESZ. La figure 4.6 et le Tableau 4.5 illustrent bien le fait qu'une augmentation du poids accordé aux régions de lobes secondaires par rapport au lobe principal (W_{sl}) diminue globalement le RASR, mais diminue également la largeur du faisceau à -3dB et augmente ainsi l'oscillation du gain.

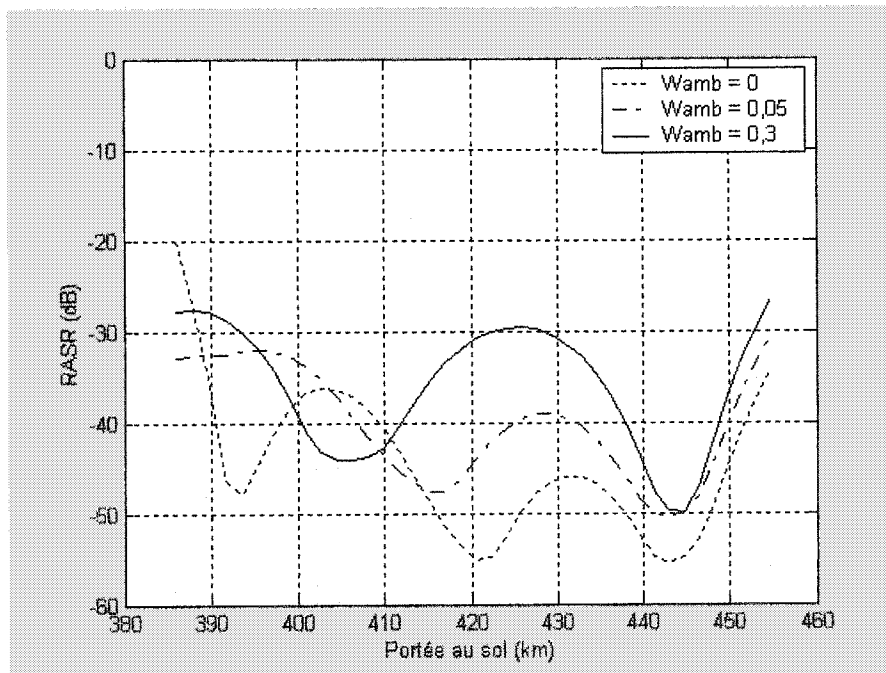


Figure 4.4 : RASR selon le poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës (W_{amb}).

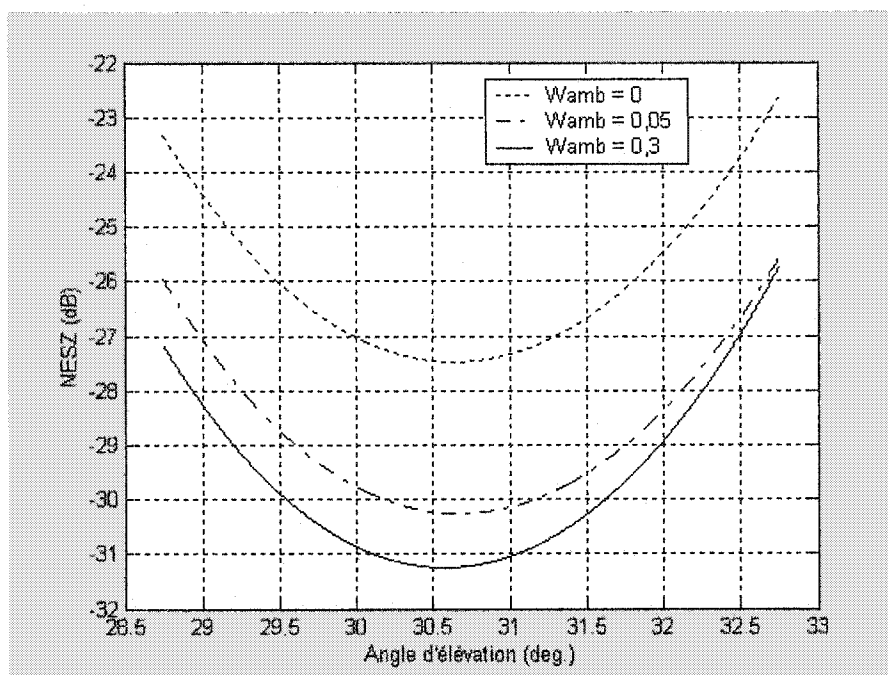


Figure 4.5 : NESZ selon le poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës (W_{amb}).

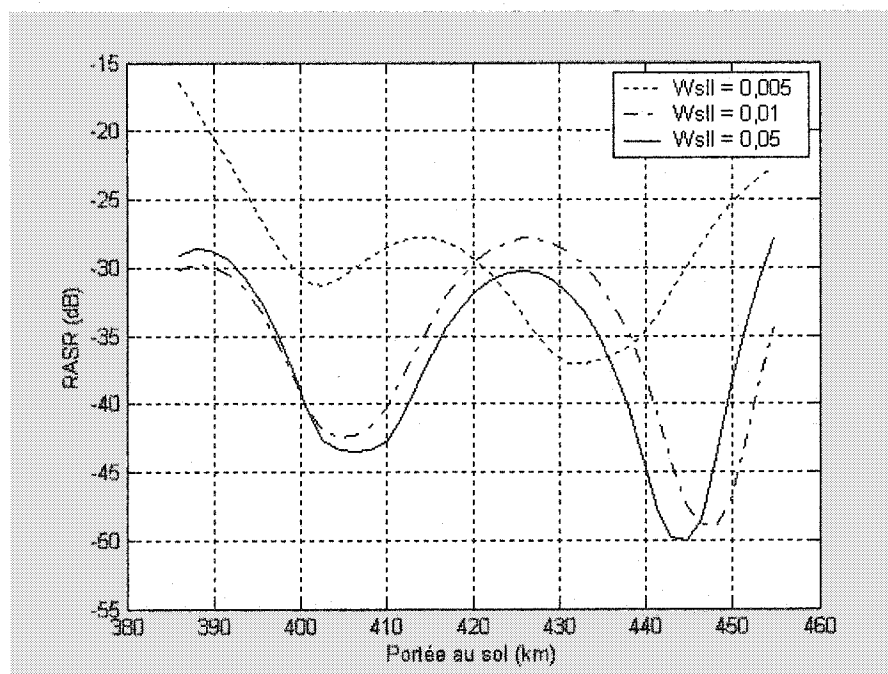


Figure 4.6 : RASR en fonction du poids accordé aux régions de lobes secondaires par rapport au lobe principal (W_{sll}).

Tableau 4.5 : Performances en fonction du poids accordé aux lobes secondaires.

Wsl1	Largeur du faisceau à -3 dB (km)	RASR _{int} (dB)
0,005	113	-25,1
0,01	78,2	-32,3
0,05	77,1	-33,6

Donc, les variations de performances observées correspondent bien à ce qui était attendu et nous constatons ainsi que la méthode utilisée nous permet d'optimiser les faisceaux de façon à rencontrer certaines spécifications de performances.

4.1.2.2.3 Variation des performances avec le PRF

La synthèse de faisceaux est effectuée à une fréquence de répétition des impulsions moyenne fixée par l'utilisateur. En effet, la synthèse utilise la position des zones d'ambiguïtés en portée qui elle dépend de la valeur du PRF. Par contre, cette fréquence varie habituellement au cours de l'orbite du satellite afin de tenir compte de la variation de l'altitude (orbite elliptique et Terre ellipsoïde). Ainsi, le faisceau synthétisé est optimal à une certaine fréquence de répétition des impulsions, mais il convient de s'assurer que les performances ne se détériorent pas le long de l'orbite du satellite. Nous prendrons en exemple le cas de Radarsat-1. Le Tableau 4.6 illustre le changement de PRF en fonction de l'altitude pour les différents faisceaux standards de Radarsat-1.

Tableau 4.6 : Variation du PRF (Hz) pour les faisceaux standards de Radarsat-1.

No. du faisceau standard	Altitude minimale (792 km)	Altitude maximale (813 km)
S1	1337,5	1307,5
S2	1300,0	1265,0
S3	1375,0	1345,0
S4	1337,5	1305,0
S5	1297,5	1265,0
S6	1360,0	1322,0
S7	1300,0	1265,0

Le PRF maximal correspond à l'altitude minimale et vice-versa. La variation du PRF avec l'altitude permet de conserver l'espacement entre la transmission et la réception du signal et évite ainsi l'interférence de transmission (voir Section 1.3.1). Les deux graphiques suivants illustrent ceci pour le faisceau S7 de Radarsat-1. Dans ces graphiques, les zones d'interférences de transmission et de nadir sont illustrées. Il faut choisir le PRF du faisceau de façon à ce que ces interférences ne se produisent pas sur toute sa largeur (portée au sol).

Donc, si on fait la synthèse de faisceau à un PRF moyen et une altitude moyenne pour ce faisceau, il est important de s'assurer que le niveau d'ambiguïtés en portée n'est pas dégradé pour les cas limites. La figure 4.9 illustre la variation du RASR pour le cas moyen pour lequel la synthèse a été effectuée et pour les cas extrêmes dans le cas du faisceau S5.

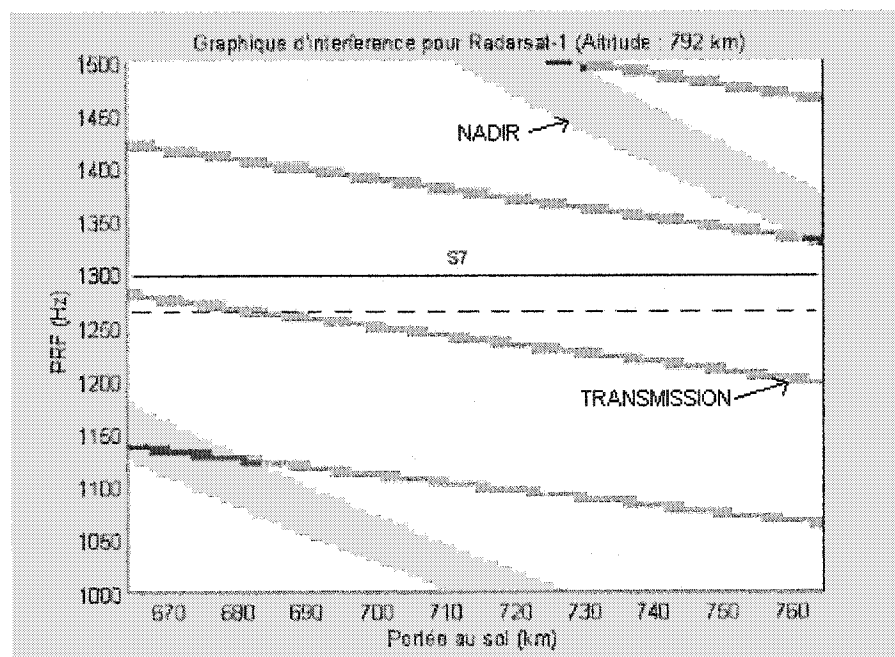


Figure 4.7 : Graphique d'interférence pour Radarsat-1 (S7) en altitude minimale.

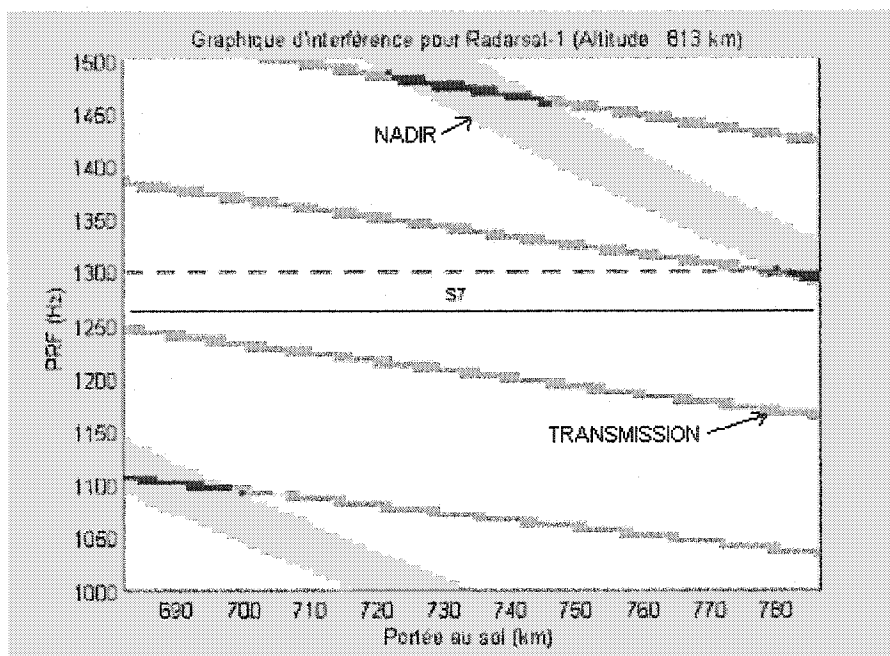


Figure 4.8 : Graphique d'interférence pour Radarsat-1 (S7) en altitude maximale.

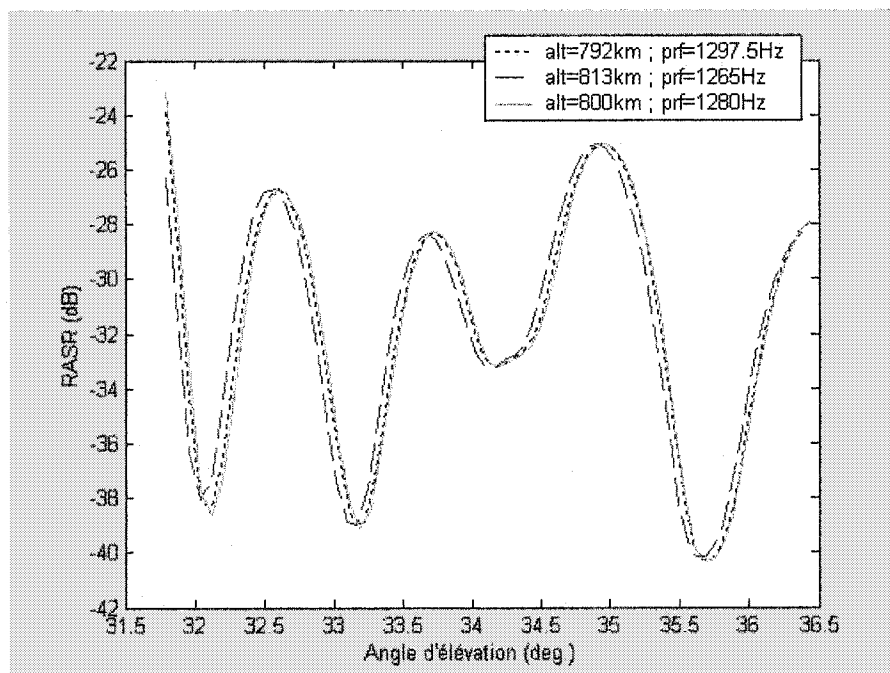


Figure 4.9 : Variation du RASR le long de l'orbite de Radarsat-1.

Ainsi, le fait de faire la synthèse du faisceau pour un PRF moyen et une altitude moyenne n'entraîne pas de problèmes importants pour le niveau d'ambiguïtés qui ne varie que très peu. Les autres performances (NESZ, taux de transfert de données, etc.) varient également avec le PRF, mais la méthode d'optimisation n'utilise pas ces performances directement et ne risque donc pas d'introduire de problèmes à ce niveau.

4.1.2.2.4 Comparaison avec un faisceau de Radarsat-1

Afin d'évaluer la qualité des faisceaux synthétisés, nous comparons dans cette section les résultats obtenus pour un faisceau standard de Radarsat-1 avec les données disponibles concernant ce faisceau¹. Les faisceaux de Radarsat-1 sont identiques en transmission et en réception et la distribution d'amplitude est fixe. Nous utilisons le type de synthèse de faisceaux en phase seulement avec une amplitude fixée selon un fichier texte (type no.2 du tableau en Annexe C). La figure 4.10 illustre la distribution d'amplitude fixe utilisée pour la synthèse (faisceau S5) et la figure 4.11 illustre la distribution de phase synthétisée superposée à celle de Radarsat-1.

Les diagrammes de rayonnement résultants de ces excitations sont illustrés dans les figures 4.12 et 4.13. Les principaux paramètres utilisés pour la synthèse et le calcul des performances radars de ce faisceau sont disponibles en Annexe E.

Les principales performances résultant de ces diagrammes de rayonnement sont illustrées dans les figures 4.14 et 4.15 et sont résumées dans le Tableau 4.7.

¹ Données tirées d'un rapport sur l'antenne de Radarsat-1 (1987). Courtoisie de l'Agence Spatiale Canadienne.

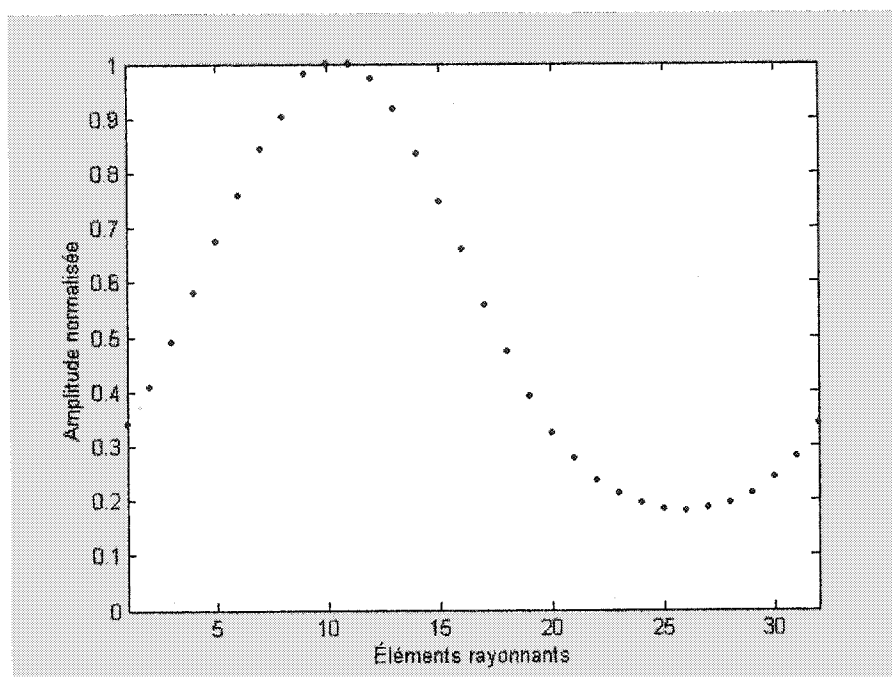


Figure 4.10 : Distribution d'amplitude fixe du faisceau S5 de Radarsat-1.

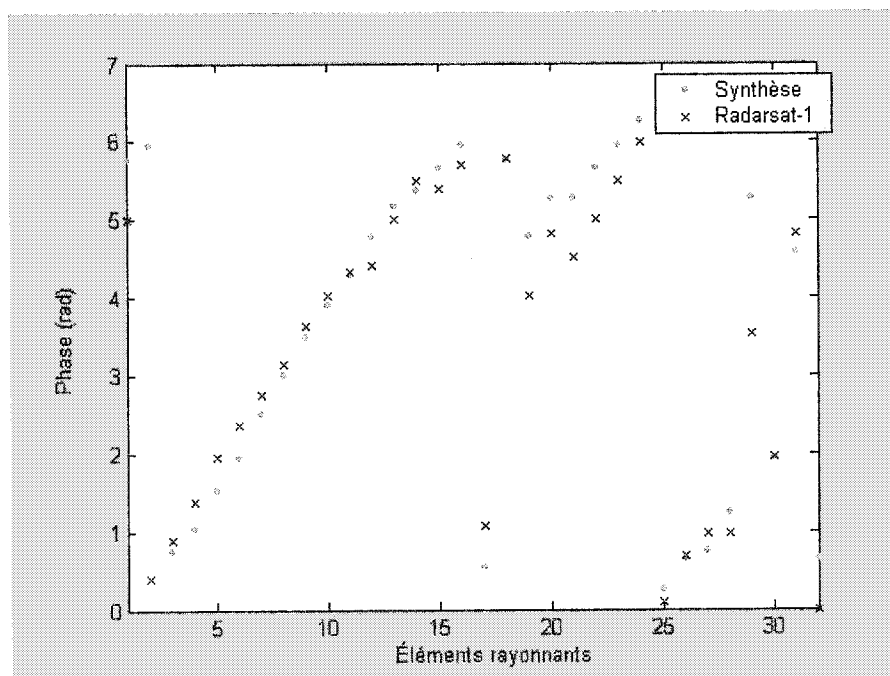


Figure 4.11 : Distribution de phase pour le faisceau S5 de Radarsat-1.

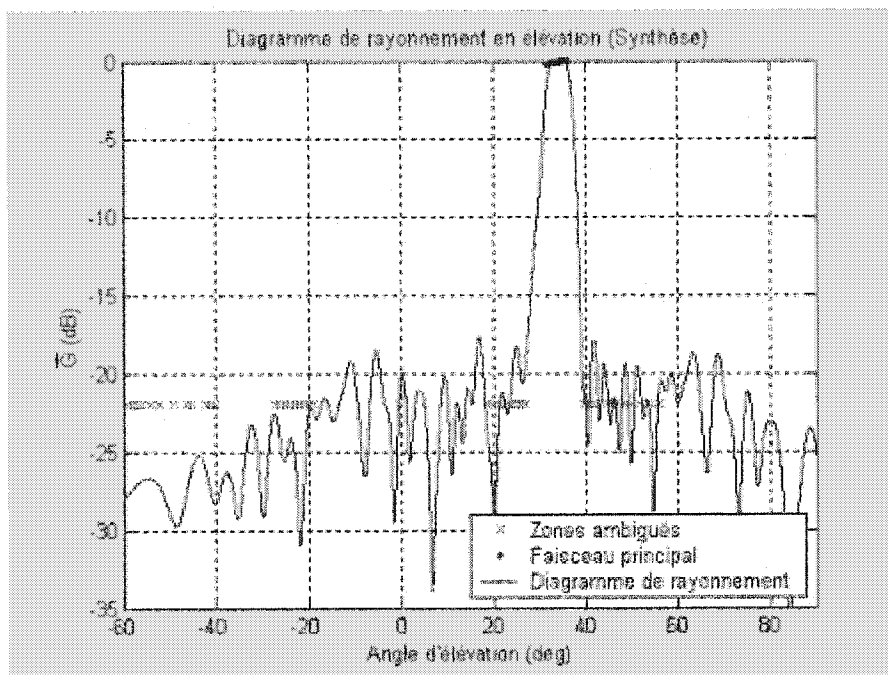


Figure 4.12 : Diagramme de rayonnement synthétisé pour le faisceau S5.

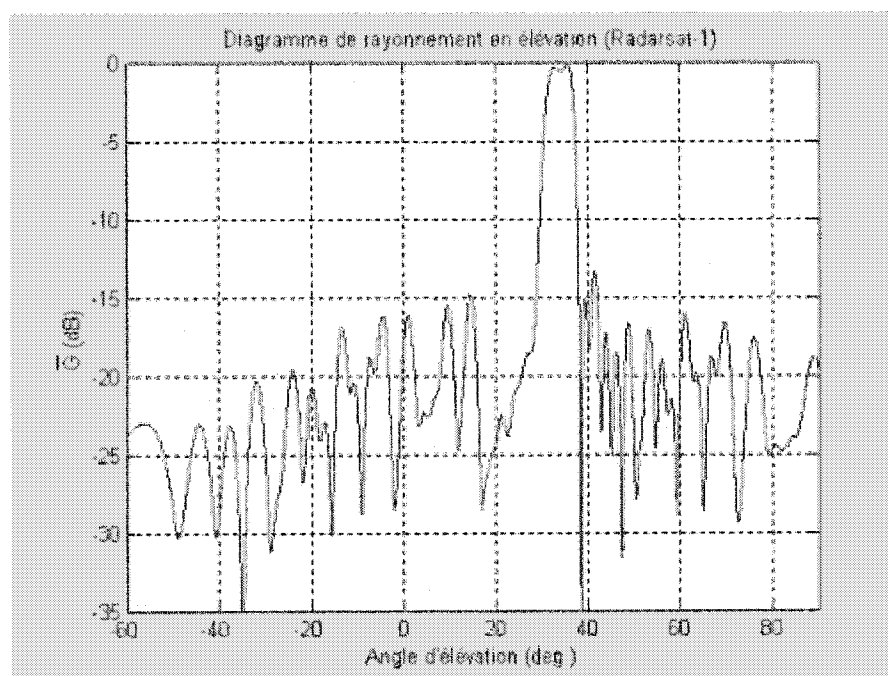


Figure 4.13 : Diagramme de rayonnement du faisceau S5 de Radarsat-1.

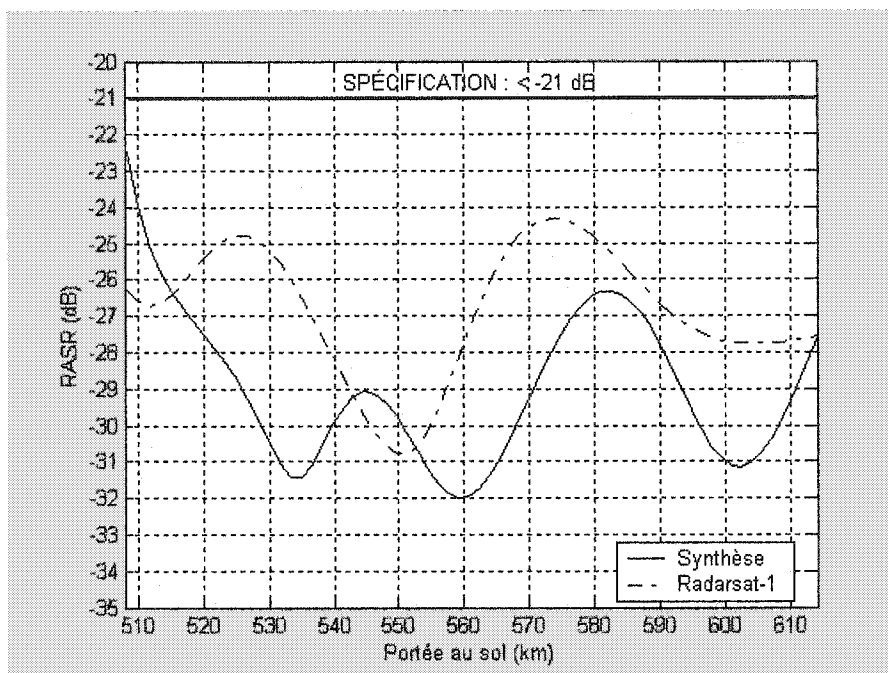


Figure 4.14 : Niveau d'ambiguïtés en portée du faisceau S5 de Radarsat-1.

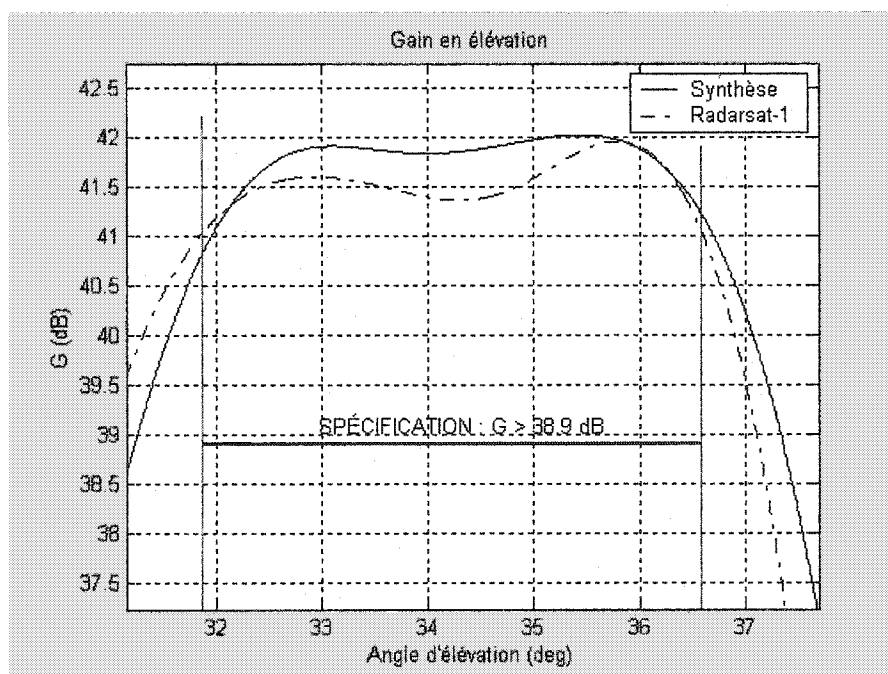


Figure 4.15 : Gain en élévation du faisceau S5 de Radarsat-1.
(Spécification pour $31.86^\circ \leq \theta \leq 36.58^\circ$)

Tableau 4.7 : Performances et spécifications du faisceau S5 de Radarsat-1.

	Synthèse	Radarsat-1	Spécifications de Radarsat-1
Pente du gain ("gain slope")	0,04 dB/°	0,12 dB/°	< 0,8 dB/° (90%) < 1,5 dB/° (100%)
Oscillation du gain ("gain ripple")	± 0,50 dB	± 0,55 dB	< ±1 dB
Gain	Max : 42,03 dB Min : 40,81dB	Max : 41,96 dB Min : 41,03 dB	> 38,9 dB
RASR	-22,5 à -32,0 dB	-24,5 à -30,5 dB	< -21 dB
RASR _{mi}	-28,6 dB	-26,5 dB	-----
Largeur à -3 dB	137 km	138 km	-----

En somme, le faisceau synthétisé a une pente et une oscillation du gain plus faible, ce qui est favorable. Son gain maximum est plus élevé, mais son gain minimum plus faible, tout en restant toujours au-dessus de la spécification. Le niveau d'ambiguïtés en portée est parfois plus élevé et parfois plus faible dans la fauchée du faisceau, mais est globalement plus faible d'environ 2 dB et demeure toujours sous la spécification. Le faisceau synthétisé nous apparaît donc globalement plus performant que le faisceau de Radarsat-1 décrit dans la référence mentionnée.

4.1.2.2.5 Comparaison avec un faisceau de Radarsat-2

La section précédente nous a permis d'évaluer la qualité des faisceaux générés par la méthode développée pour le cas d'une synthèse en phase seulement avec une amplitude fixe. Dans cette section, nous ferons la synthèse d'un faisceau en transmission en phase seulement (amplitude constante) et d'un faisceau en réception en phase et amplitude. Cette configuration est celle des faisceaux de Radarsat-2 et permet de maximiser la puissance transmise avec une distribution d'amplitude constante en transmission et permet une plus grande flexibilité en réception en variant la phase et l'amplitude. Le diagramme de rayonnement équivalent utilisé pour le calcul des performances du RSO est alors la racine carrée du produit des deux faisceaux. Les principaux paramètres utilisés pour la synthèse du faisceau S4 de Radarsat-2 sont présentés en Annexe F. Aussi, les graphiques de la directivité du diagramme de rayonnement aller-retour (D^2)

et du RASR correspondant au faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé par EMS Technologies sont disponibles en Annexe G pour fins de comparaison. La distribution d'amplitude et de phase de ce faisceau n'étant pas disponible, il nous a été impossible de reproduire ce faisceau et de calculer ses performances avec nos outils de modélisation comme nous l'avons fait pour le faisceau de Radarsat-1. Une comparaison directe des performances obtenues sera alors plus difficile, mais nous donnera tout de même une indication de la qualité du faisceau généré. Les figures 4.16 et 4.17 illustrent les distributions d'amplitude et de phase en transmission et en réception pour ce faisceau, et la figure 4.18 illustre la directivité du faisceau aller-retour synthétisé. La figure 4.19 montre le rapport d'ambiguïtés en portée sur le signal, pour deux modèles de coefficients de rétrodiffusion, soit un coefficient constant et le modèle standard décrit dans la Section 1.3.2. Finalement, le Tableau 4.8 résume les performances obtenues.

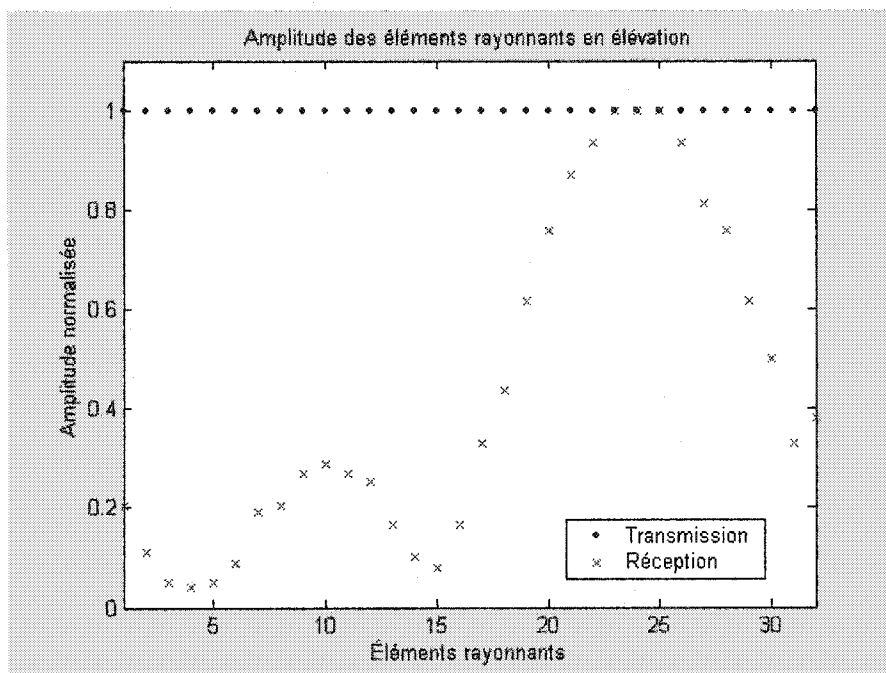


Figure 4.16 : Distribution d'amplitude du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.

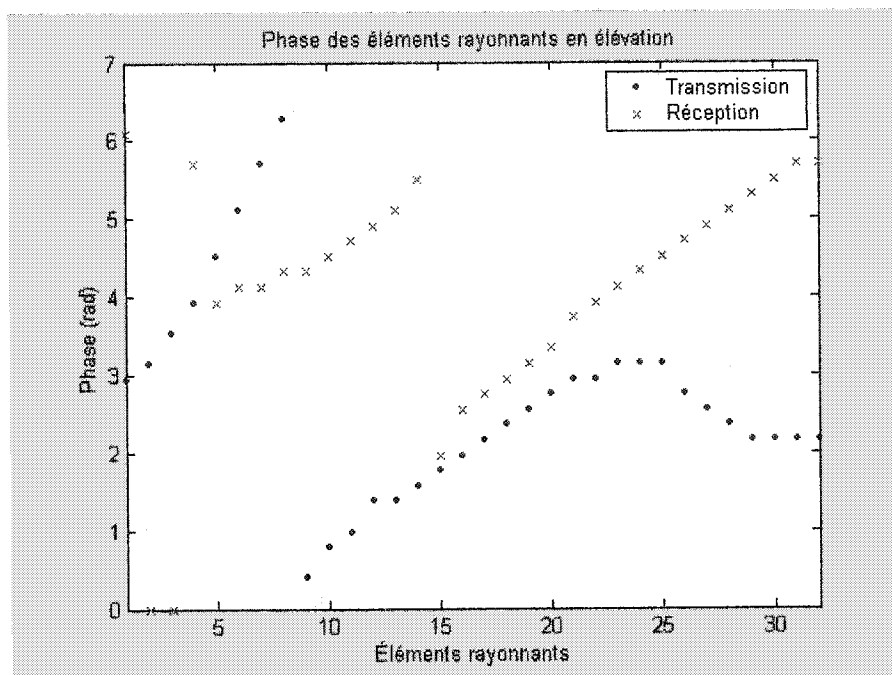


Figure 4.17 : Distribution de phase du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.

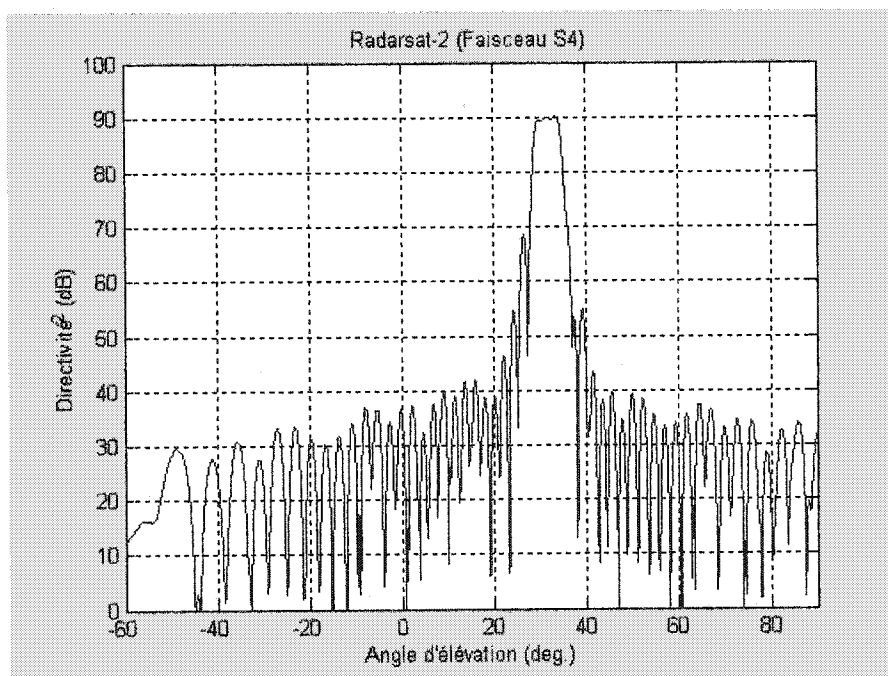


Figure 4.18 : Directivité (aller-retour) du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.

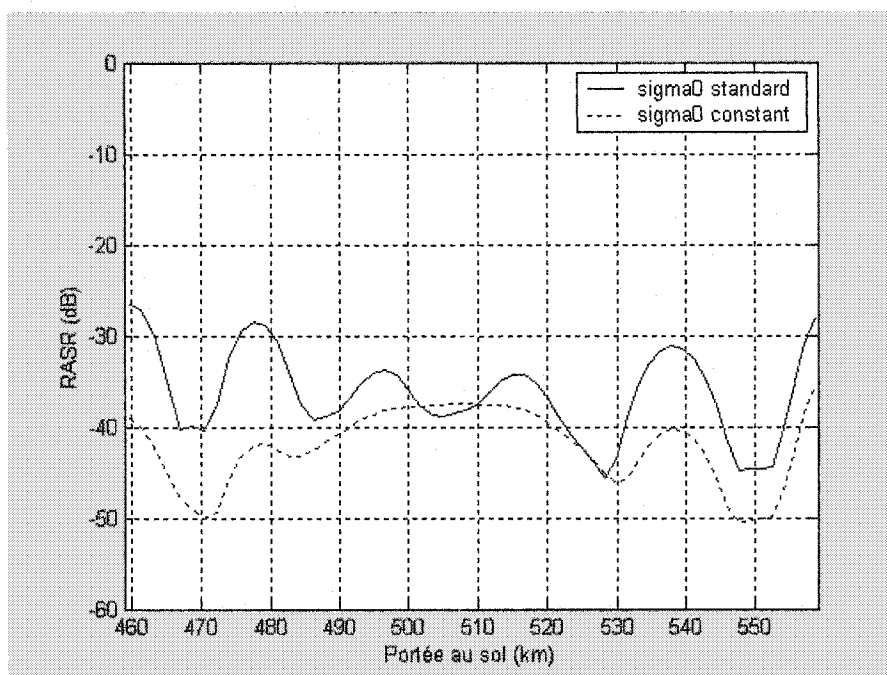


Figure 4.19 : RASR du faisceau S4 de Radarsat-2 synthétisé.

Tableau 4.8 : Performances du faisceau S4 de Radarsat-2.

	Synthèse	Radarsat-2 (EMS)
D ² maximale (dB)	90,2	86,0
Oscillations ("ripple") (dB)	± 0,40	± 0,55
Largeur à -3dB (km)	126,5	110
Largeur de fauchée (km)	100	100
RASR (dB)	-26,5 à -45,5	-28 à -38

Le faisceau synthétisé semble avoir une meilleure directivité et donc un meilleur gain, ainsi que de plus faibles oscillations du gain. Aussi, le niveau d'ambiguïtés en portée est parfois plus élevé, parfois plus faible, mais est globalement plus faible sur toute la fauchée du faisceau. Toutefois, la validité de ces comparaisons est limitée. Premièrement, la valeur de la directivité maximale dépend du diagramme de rayonnement en azimuth qui n'est pas exactement le même dans les deux cas en réception (distribution uniforme en transmission dans les deux cas). De plus, la valeur du RASR dépend du modèle de coefficient de rétrodiffusion tel qu'illustré par la figure 4.19 et nous avons assumé que le modèle utilisé par EMS Technologies était le même que pour Radarsat-1, ce qui n'est pas nécessairement le cas. Néanmoins, nous croyons

pouvoir affirmer que la méthode développée semble avoir généré un faisceau intéressant du point de vue des performances radars.

Il convient de mentionner que lors de la synthèse de faisceaux différents en transmission et en réception, la synthèse se fait séparément pour les deux faisceaux. Or, puisque c'est le faisceau équivalent aller-retour qui est important pour le calcul des performances, une synthèse combinée transmission/réception serait plus appropriée (une synthèse sur $3N$ variables au lieu de 2 synthèses sur respectivement N et $2N$ variables). Toutefois, nous avons remarqué que cette façon de procéder résultait en un faisceau en transmission avec des lobes secondaires très élevés, ce qui diminuait beaucoup la quantité d'énergie dans la direction principale (très faible directivité en transmission). De plus, les problèmes de convergence mentionnés dans la Section 4.1.2.1 devenaient plus fréquents, le nombre de variables d'optimisation étant plus élevé. Nous avons donc choisi une synthèse en transmission et en réception séparée pour ce mode de faisceau.

Finalement, nous avons appliqué une contrainte sur la variation du courant d'un élément à l'autre ($0,5i_{k-1} \leq i_k \leq 2i_{k-1}$) pour cette synthèse. Cette contrainte n'a toutefois pas un impact significatif sur la distribution d'amplitude obtenue dans ce cas-ci. Un relâchement de cette contrainte ou l'application d'une contrainte plus restrictive n'influence que très peu la distribution d'amplitude et donc le diagramme de rayonnement obtenu.

4.2 Cas du petit satellite avec RSO en bande L

Maintenant que les outils de synthèse de faisceaux et de calcul de performances radars ont été validés, nous pouvons les appliquer au cas du petit satellite à antenne à membrane décrit dans le Chapitre 2. Les principaux objectifs de cette section sont d'estimer les performances possibles pour ce radar à synthèse d'ouverture et de montrer

avec un exemple simple l'ensemble des résultats que nous procurent les outils de modélisation.

4.2.1 Type de faisceaux

Comme le scénario envisagé implique que le petit satellite vole en tandem avec le satellite ALOS (Chapitre 2), nous avons sélectionné une série de faisceaux similaires à ceux du satellite japonais pour cet exemple (nous négligeons ici la différence de position entre les deux satellites). Puisque les spécifications pour ces faisceaux ne sont pas encore connues, les paramètres d'optimisation pour la synthèse des faisceaux en élévation ont été ajustés de façon à obtenir des faisceaux dont les caractéristiques semblaient être un bon compromis entre le niveau d'ambiguïtés en portée et le gain. La synthèse a été effectuée en phase et en amplitude pour le faisceau en réception. Étant donné que le faisceau en transmission (celui de ALOS) n'est pas connu, nous avons supposé qu'il était identique au faisceau en réception pour l'estimation des performances atteintes. Les diagrammes de rayonnement en azimuth ont été générés à partir d'une distribution de Taylor (Section 1.2.3). Les autres paramètres de simulation ont été déduits des caractéristiques de l'orbite et de l'antenne décrites dans le Chapitre 2.

4.2.2 Sélection du PRF

Les fréquences de répétition des impulsions ont été choisies selon la procédure suivante, en prenant en considération qu'elles sont situées entre 1500 Hz et 2500 Hz pour les faisceaux de ALOS. Le PRF doit d'abord être compris entre les valeurs extrêmes décrites par les équations 1.15 et 1.16. Ensuite, on choisit le PRF entre ces deux limites en tenant compte de son influence sur les performances suivantes :

- Ambiguïtés en azimuth
- NESZ

- Taux de transfert de données

Il faut également s'assurer de l'absence d'interférences : transmission et retour du nadir.

Nous avons utilisé cette procédure afin de sélectionner le PRF de cinq faisceaux similaires à ceux de ALOS (deux faisceaux aux extrémités et trois faisceaux centraux), tel que décrit dans le Tableau 4.9.

Tableau 4.9 : Caractéristiques des faisceaux du petit satellite.

Faisceau	Élévation (deg.)	Largeur de fauchée (km)	PRF (Hz)
1	8,5 – 14,1	71	2200
2	26,7 – 30,9	70	1975
3	28,8 – 32,8	70	1725
4	32,5 – 36,1	69	2200
5	49,5 – 50,5	39	1700

4.2.3 Performances radars obtenues

Nous avons calculé les principales performances des faisceaux du Tableau 4.9 en utilisant les outils de modélisation de RSO incluant la synthèse en phase et amplitude en élévation. Les performances sont résumées dans le Tableau 4.10 et les graphiques illustrant ces performances en détail pour le faisceau no.3 correspondent aux figures 4.20 à 4.25. Les paramètres utilisés pour la simulation du faisceau no.3 sont disponibles en Annexe H.

Tableau 4.10 : Performances des faisceaux synthétisés pour le petit satellite (en réception).

Faisceau	Largeur à -3dB (km)	Gain (dB)	NESZ (dB)	RASR (dB)	AASR (dB)	Résolution (mono-vue)		Taux de transfert des données ¹ (Mbits/s)
						δ_{az} (m)	δR_g (m)	
1	91	34,1 – 32,4	-29,0- -33,7	-65,5- -69,0	-48,1	6	25	58
2	76	36,8 – 33,8	-27,4- -32,7	-25,0- -47,0	-38,4	6	10	126
3	77	37,1 – 34,6	-26,7 – -32,2	-27,0- -50,0	-28,1	6	9,5	117
4	86	37,3 – 35,3	-28,1 – -32,5	-16,0- -39,0	-48,1	6	8,6	163
5	181	37,3 – 37,0	-25,4- -26,2	-2,5 – -5,5	-27,2	6	6,3	96

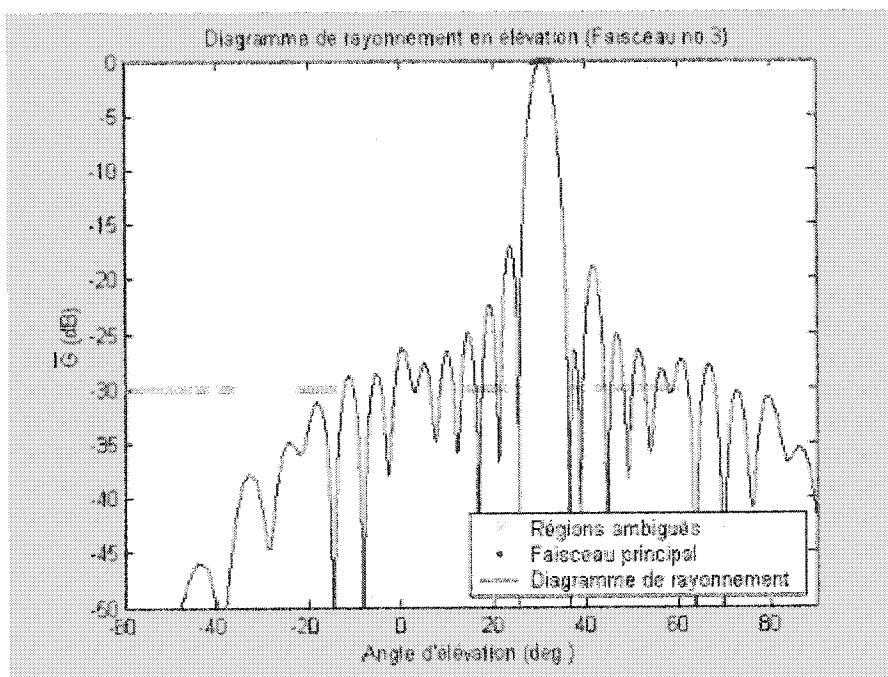


Figure 4.20 : Diagramme de rayonnement en réception pour le faisceau no.3 du petit satellite.

¹ Proportionnel au nombre de bits utilisé pour représenter chaque échantillon. Calculé pour 8 bits/échantillon (I+Q) dans ce tableau.

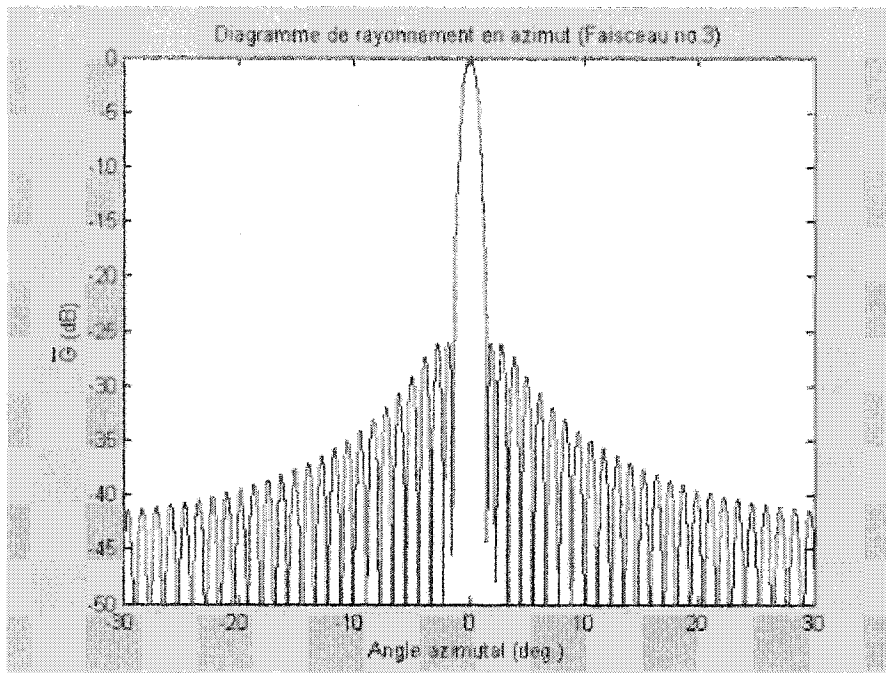


Figure 4.21 : Diagramme de rayonnement en azimut pour le faisceau no.3 du petit satellite.

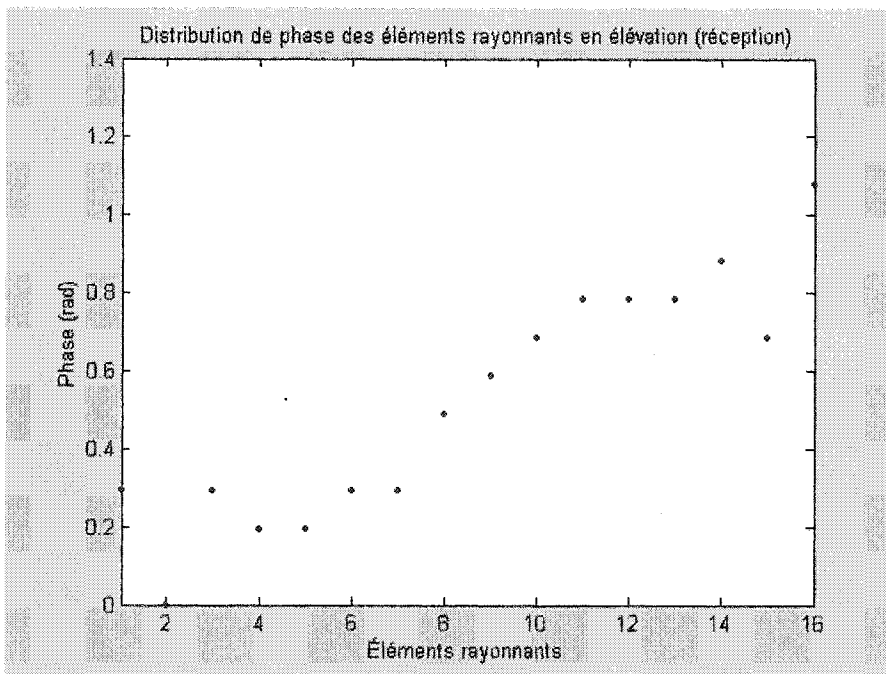


Figure 4.22 : Distribution de phase pour le faisceau no. 3 du petit satellite.

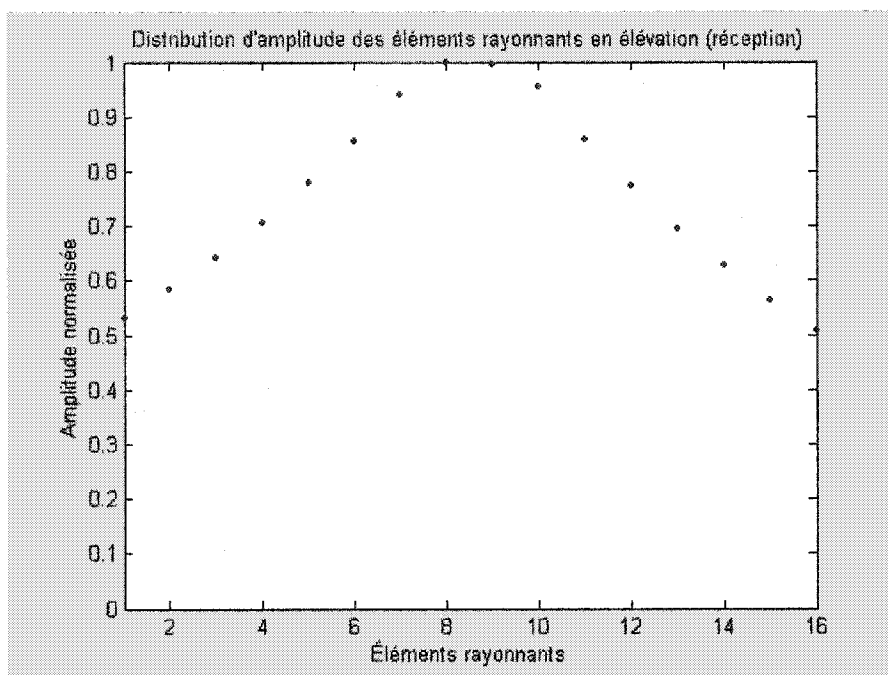


Figure 4.23 : Distribution d'amplitude pour le faisceau no. 3 du petit satellite.

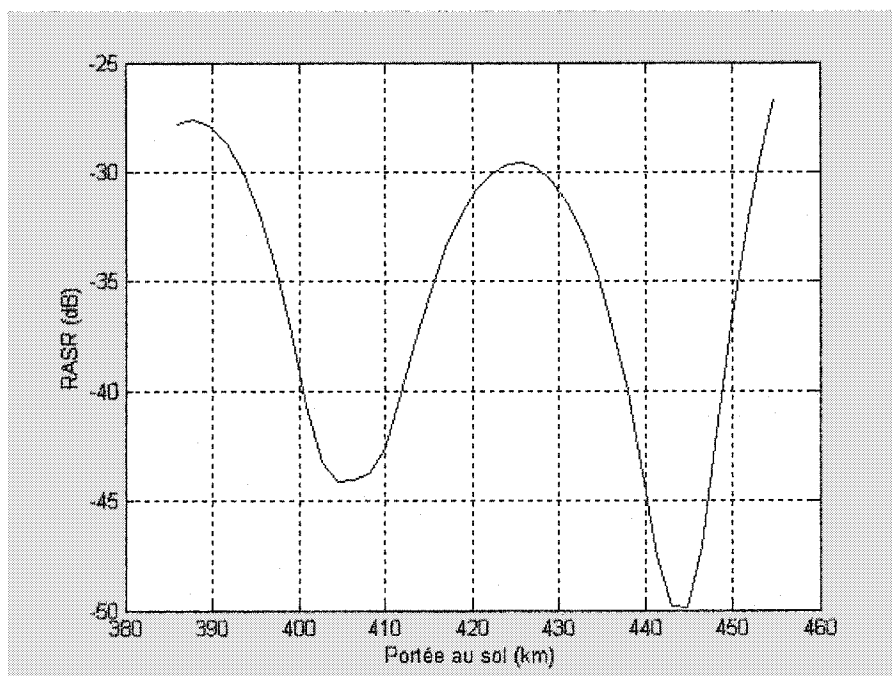


Figure 4.24 : Ambiguïtés en portée pour le faisceau no.3 du petit satellite.

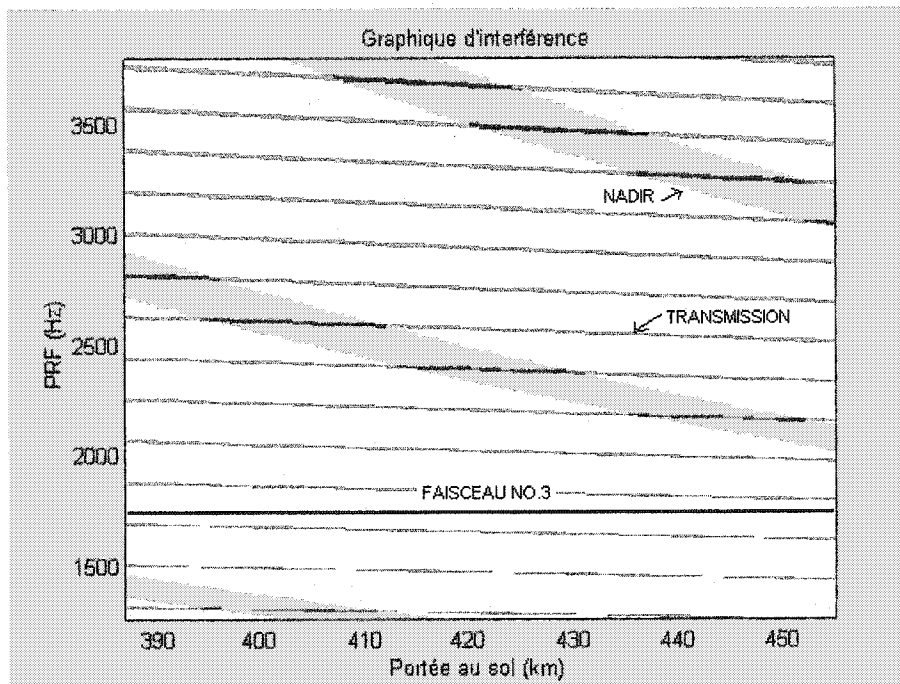


Figure 4.25 : Graphique d'interférence pour le faisceau no.3 du petit satellite.

Nous terminerons le chapitre par quelques commentaires sur les résultats du Tableau 4.10. Tout d'abord, le gain est plus faible que dans le cas de Radarsat-1 et 2 (37 dB à 32 dB). Ceci s'explique par la fréquence qui est environ quatre fois plus faible pour le petit satellite (Bande L au lieu de Bande C). On remarque également que le niveau d'ambiguïtés en azimuth est le même pour deux faisceaux dont le PRF est identique (faisceaux no.1 et no.4), tel qu'attendu puisque les autres paramètres dont dépend le AASR, c'est-à-dire la longueur d'onde, la vitesse du satellite et le diagramme de rayonnement en azimuth, sont constants d'un faisceau à l'autre. De plus, on observe que le taux de transfert de données augmente avec l'angle d'élévation pour les faisceaux d'une même fauchée (≈ 70 km) puisque la valeur de $(R_F - R_N)$ augmente (voir Section 1.4.5). D'ailleurs, la fauchée du faisceau no.5 est réduite à 39 km pour éviter que le taux de transfert de données ne devienne trop élevé. Finalement, en ce qui concerne les ambiguïtés en portée, on remarque que celles du faisceau no.5 sont très élevées (-2,5 dB à -5,5 dB). Ceci s'explique par le fait que ce faisceau est tellement balayé vers l'extérieur qu'un lobe discordant ("grating lobe") apparaît dans une zone d'ambiguïtés

vers -40° . Le faisceau no.1 est également assez balayé pour entraîner l'apparition d'un lobe discordant, mais celui-ci n'est pas dans une zone ambiguë, ce qui explique que le taux d'ambiguïtés demeure faible. Afin d'éviter l'apparition de lobes discordants, pour une distance entre les éléments rayonnants de $0,794\lambda$ et un angle d'élévation de 30° pour la direction normale à l'antenne ($\theta_B = 30^\circ$), les angles de balayage maximum sont : $\theta_{\min} = 15^\circ$, $\theta_{\max} = 45^\circ$ (voir équation 1.9).

5. Effet du couplage mutuel

Lors du calcul du diagramme de rayonnement du réseau d'antenne, nous n'avons pas tenu compte du couplage mutuel entre les éléments rayonnants. Nous avons donc supposé que le courant alimentant chaque élément rayonnant était proportionnel à son excitation, et que chaque élément du réseau avait la même distribution de courant. Or, dans un réseau d'antennes réel, les éléments interagissent entre eux et les courants, et donc les impédances, sont différents de ce qu'ils seraient si les éléments étaient isolés. Dans certains cas, ces effets peuvent avoir des répercussions importantes sur le diagramme de rayonnement. Nous allons donc tenter d'évaluer l'importance de ces effets afin de voir s'il est justifié ou non de les négliger. Un premier effet du couplage mutuel est la modification du facteur d'élément isolé $g(\theta)$ pour le calcul du diagramme de rayonnement. Dans l'environnement des autres dipôles, celui-ci devient plutôt $g_a(\theta)$, le facteur d'élément actif. Celui-ci est différent d'un élément à l'autre et correspond au champ lointain produit par l'élément rayonnant actif en présence des autres éléments qui sont passifs (sans source, avec une charge adaptée). Un second effet vient du fait que l'impédance d'entrée de chaque élément dépendra de la distribution de courant de chaque faisceau réalisé avec une même antenne, comme l'illustre le système d'équations 5.1, qui représente un réseau de N éléments représenté comme un circuit à N ports.

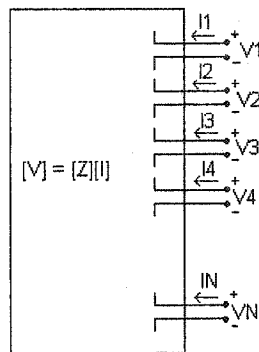


Figure 5.1 : Circuit à N ports associé à un réseau d'antennes linéaire.

$$\begin{aligned}
V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \dots + Z_{1N}I_N \\
V_2 &= Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots + Z_{2N}I_N \\
&\vdots \\
V_N &= Z_{1N}I_1 + Z_{2N}I_2 + \dots + Z_{NN}I_N
\end{aligned} \tag{5.1}$$

Ainsi, l'impédance d'entrée du $m^{\text{ième}}$ élément en présence des autres éléments du réseau devient :

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = Z_{m1} \frac{I_1}{I_m} + Z_{m2} \frac{I_2}{I_m} + \dots + Z_{mN} \frac{I_N}{I_m} \tag{5.2}$$

On remarque la dépendance de Z_m sur le profil d'excitation du réseau.

Les effets du couplage mutuel peuvent être évalués en utilisant la méthode des moments pour déterminer le diagramme de rayonnement d'une antenne. En effet, cette méthode permet de déterminer la distribution de courant sur chaque dipôle d'un réseau, courant résultant de sources de tension alimentant le réseau. Nous avons tout d'abord utilisé le programme MBC¹ qui utilise la méthode des moments pour faire des analyses électromagnétiques d'antennes ou de diffuseurs composés de fils minces. Ce programme utilise l'approximation des fils minces et des fonctions de bases et de poids sinusoïdales par morceaux.

Puisque l'antenne à membrane étudiée comporte 16x64 éléments rayonnants (voir Tableau 2.1), nous avons tout d'abord fait une simulation dans les mêmes proportions,

¹ MBCPF164 : (M)ultiradius (B)ridge (C)urrent formulation of the electromagnetic moment method. (P) : point input format. (F) : full double precision. Version 164. Programme développé par M.A. Tilston et basé sur celui de J.H. Richmond. Référence : TILSTON, M.A., BALMAIN, K.G. 1990. "A multiradius, reciprocal implementation of the thin-wire moment method". *IEEE Trans. Antennas Propagat.* AP-38. 1636-1644.

mais avec moins d'éléments (4x16). Une représentation très simplifiée de l'antenne à membrane a été utilisée : dipôles $\lambda/2$ alimentés au centre par une source de tension. La configuration du réseau utilisée est celle décrite dans le Tableau 2.1. Nous avons tout d'abord alimenté chaque dipôle $L=\lambda/2$ avec une source de 1 volt. Le diagramme résultant en élévation est illustré à la figure 5.2. Les diagrammes de rayonnement pour une et sept fonctions de base par dipôle y sont illustrés, en plus du diagramme prédit par la théorie sans tenir compte du couplage mutuel (réseau linéaire avec 4 éléments rayonnants à espacements uniformes). On remarque que le nombre de fonctions de base ne semble pas influencer de façon significative le diagramme de rayonnement et donc qu'il y a convergence pour une seule fonction de base. De plus, la différence entre la théorie sans couplage mutuel et les résultats des simulations est minime.

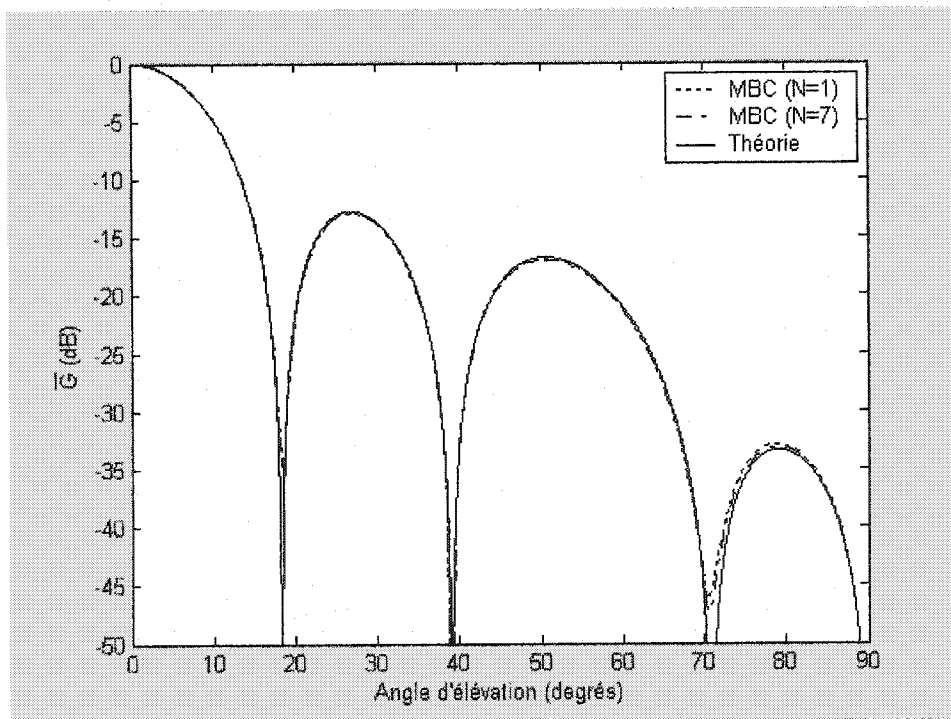


Figure 5.2 : Diagramme de rayonnement en élévation à partir de la normale au plan de l'antenne
(réseau 4x16, $d_{az}=d_{cle}=0,794\lambda$, $L=\lambda/2$, $\alpha=0$, $R=0\Omega$).

Nous avons ensuite ajouté une résistance de 100Ω (impédance approximative des lignes coplanaires alimentant les dipôles) en série avec les sources de tension, puis ajusté les phases en élévation de façon à obtenir un faisceau balayé à 20 degrés. Ce balayage correspond environ au plus grand balayage prédit pour l'antenne à membrane ($20^\circ + 30^\circ = 50^\circ$ à partir du nadir). La figure 5.3 illustre les résultats obtenus.

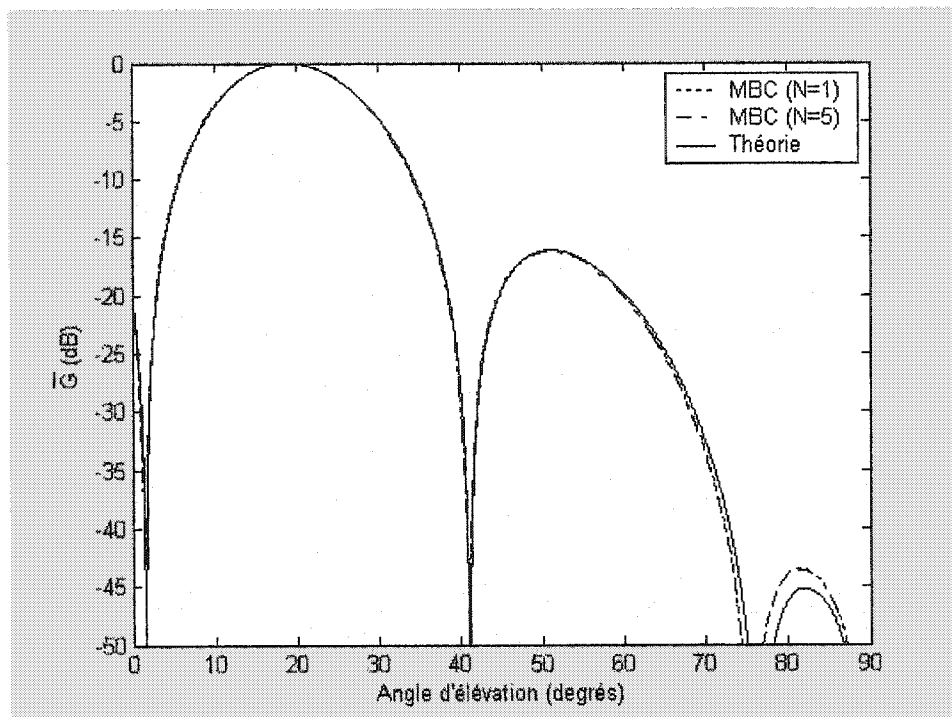


Figure 5.3 : Diagramme de rayonnement en élévation à partir de la normale au plan de l'antenne.

(réseau 4×16 , $d_{az} = d_{ele} = 0,794\lambda$, $L = \lambda/2$, $\alpha = -1,706$, $R = 100\Omega$).

Dans ce cas, l'effet du couplage mutuel est un peu plus marqué, mais il reste tout de même négligeable, surtout pour le faisceau principal et le premier lobe secondaire.

À la lumière des résultats précédents, il semble qu'une seule fonction de base par dipôle soit suffisante pour la méthode des moments dans le cas de cette configuration de réseau. Il serait donc possible d'ajouter aux outils de modélisation une fonction calculant la distribution de courant sur une ouverture en utilisant une distribution

sinusoïdale sur chaque dipôle ($N=1$). Cette fonction calcule la matrice d'impédance mutuelle de la méthode des moments et, en supposant une alimentation uniforme (source de tension de 1 volt à chaque dipôle), trouve la distribution de courant et le diagramme de rayonnement (coupes en azimut et en élévation). Les figures suivantes illustrent ces résultats pour l'antenne à membrane décrite dans le Chapitre 2, soit un réseau de 16×64 dipôles, en supposant des impédances de 100Ω à la source de chaque élément.

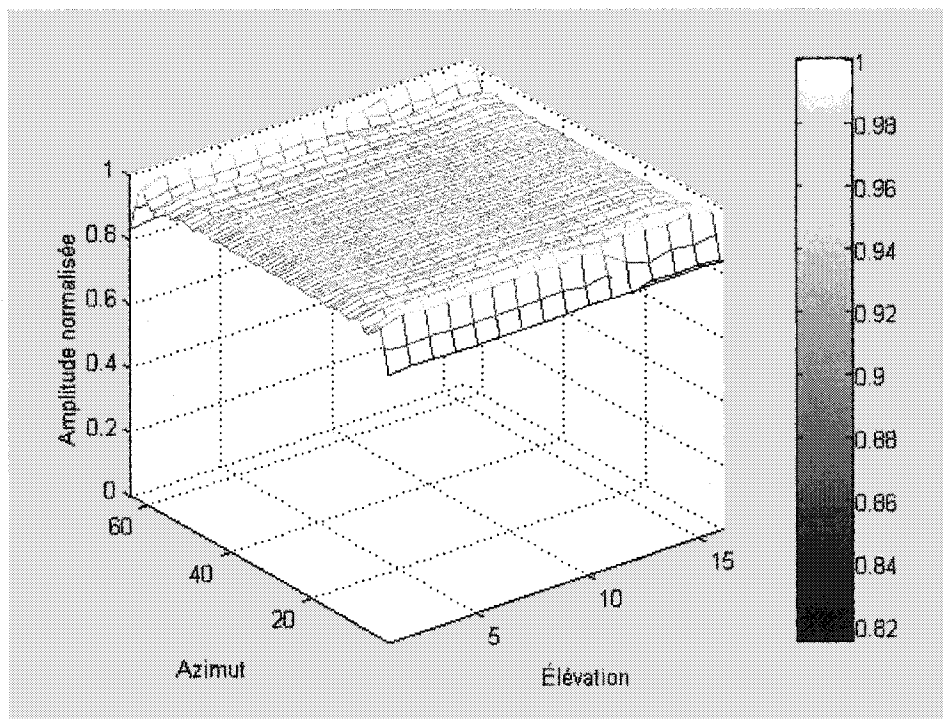


Figure 5.4 : Distribution de l'amplitude du courant dans l'ouverture d'une antenne. (16×64 dipôles, sources de tensions uniformes, $R=100\Omega$)

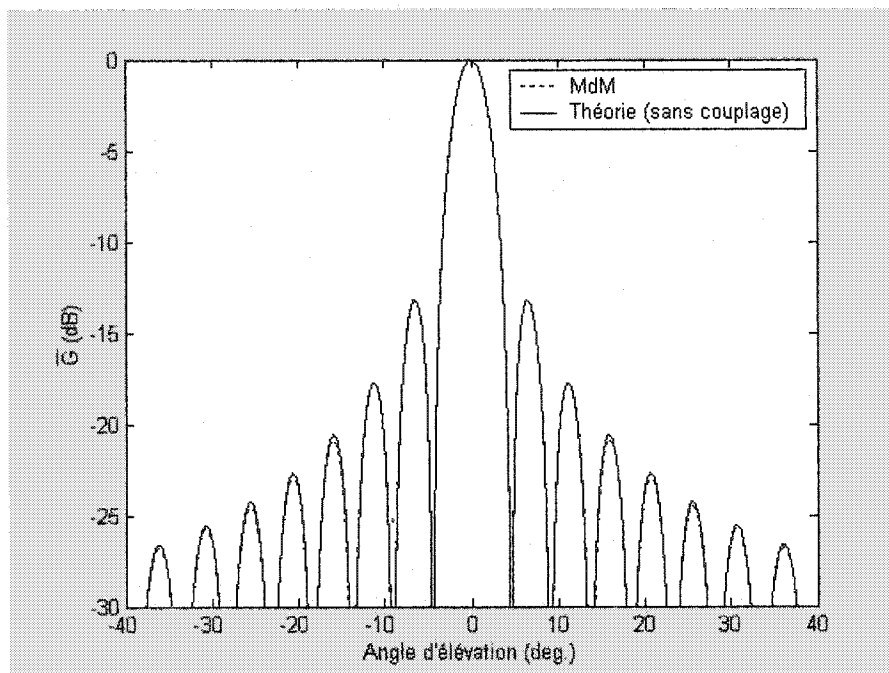


Figure 5.5 : Diagramme de rayonnement en élévation obtenu par la méthode des moments.
($N=1$, réseau 16×64 , $R=100\Omega$)

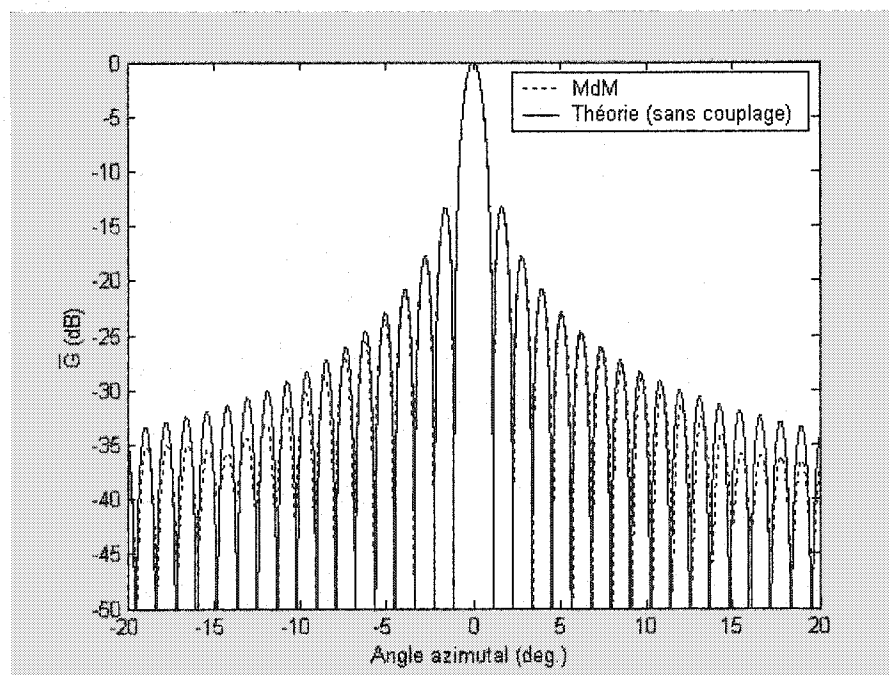


Figure 5.6 : Diagramme de rayonnement en azimut obtenu par la méthode des moments.
($N=1$, réseau 16×64 , $R=100\Omega$)

On remarque sur la figure 5.4 que tel que prédit, une alimentation uniforme (sources de tension) n'entraîne pas une distribution de courant uniforme à cause du couplage mutuel. La variation du courant est plus élevée en azimut qu'en élévation, ce qui se répercute directement sur le diagramme de rayonnement. En effet, le couplage mutuel n'influence que très peu le diagramme de rayonnement en élévation (figure 5.5). Il entraîne une très légère augmentation des deux premiers lobes secondaires et une très faible diminution des autres lobes secondaires. Le faisceau principal est pratiquement identique. Pour la coupe en azimut, la même tendance est observée, mais les différences sont plus importantes. Finalement, selon cette étude préliminaire du couplage mutuel, il semble justifié de le négliger dans les outils de modélisation décrits dans le Chapitre 3, surtout que ce calcul est très fastidieux pour un réseau d'une telle ampleur. Il n'y a que pour le diagramme en azimut que les différences observées ne sont pas négligeables, mais elles nous semblent tout de même acceptables puisque l'allure du diagramme demeure la même et la diminution des lobes secondaires ne détériore pas les performances calculées avec ce diagramme, au contraire. Toutefois, une analyse plus poussée du couplage mutuel serait nécessaire pour pouvoir affirmer ceci avec certitude. La représentation de l'antenne à membrane était en effet très simplifiée et nous n'avons tenu compte que d'une seule polarisation (plan E en élévation). De plus, les simulations effectuées supposent un plan de masse infini. Ceci peut affecter les lobes secondaires surtout aux extrémités, mais en général, l'effet de troncature du plan sur les impédances mutuelles est très faible.

Mentionnons que l'effet du couplage mutuel n'a pas été étudié pour les cas de Radarsat-1 et Radarsat-2 traités dans le Chapitre 4, car les éléments rayonnants de ces RSO ne peuvent être modélisés avec précision avec le programme utilisé (MBC).

Conclusion

La principale contribution de ce travail est le développement d'un ensemble d'outils de modélisation des radars à synthèse d'ouverture qui réunit la synthèse de faisceaux et le calcul de performances radars. Ces outils permettent de faire en une seule étape ce qui est habituellement fait en deux étapes lors de la conception de RSO. En effet, la synthèse de faisceaux en élévation est effectuée de façon à optimiser directement les performances radars, au lieu d'utiliser un masque spécifié par l'utilisateur comme il est courant de le faire. La méthode utilisée pour la synthèse de faisceaux est basée sur une méthode présentée dans la littérature minimisant la variation du courant d'un élément rayonnant à l'autre, méthode que nous avons adaptée au cas des radars à synthèse d'ouverture en calculant la position des régions ambiguës au cours de l'optimisation. Ces outils nous ont permis de générer des faisceaux standards de qualité pour des cas connus : Radarsat-1 et Radarsat-2. Les performances atteignables par un petit satellite avec une antenne à membrane en bande L ont également pu être estimées. À court terme, une fois que les spécifications de la mission seront connues de façon plus précise, les outils développés pourront être utilisés à l'Agence Spatiale Canadienne pour la synthèse de faisceaux et le calcul des performances d'un RSO de ce type.

Une limite des outils développés est l'apparition occasionnelle de problèmes de convergence lors de l'optimisation d'un très grand nombre de variables (par exemple 63 variables pour le cas de Radarsat-2 en réception), problèmes pouvant probablement être expliqués par l'utilisation d'une méthode d'optimisation traditionnelle basée sur le calcul des gradients n'étant pas à l'abri d'une stagnation près de minimums locaux de la fonction objective. Ce problème peut être réglé par une diminution du nombre de points d'évaluation en champ lointain, ce qui diminue le nombre de contraintes pour l'optimisation. L'utilisation d'un point de départ d'optimisation plus près de la solution finale est une autre façon de contourner le problème de convergence.

Les synthèses de faisceaux en transmission et en réception ont été effectuées séparément pour permettre l'utilisation d'une méthode d'optimisation traditionnelle avec une convergence rapide (deux optimisations (N et $2N$ variables) au lieu d'une optimisation à $3N$ variables). Il serait intéressant dans des travaux futurs d'utiliser une méthode d'optimisation globale, par exemple la méthode du recuit simulé, de façon à pouvoir effectuer une synthèse combinée en transmission et réception et constater si une amélioration notable des performances radars pourrait être atteinte de cette façon.

Références

- BUCKLEY, M.J. 1996. "Synthesis of shaped beam antenna pattern using implicitly constrained current elements". *IEEE Transactions on antenna and propagation*. 44:2. 192-197.
- CURLANDER, J.C., MCDONOUGH, R.N. 1991. *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*. John Wiley&Sons. 647p.
- FRANCESCHETTI, G., LANARI, R. 1999. *Synthetic aperture radar processing*. CRC Press LLC. 307p.
- HOVANESEAN, S.A., JOCIC, L.B., LOPEZ, J.M. 1997. "Spaceborne radar design equations and concepts". *IEEE Aerospace Conference Proceedings*. Vol.1. 125-136.
- JAMES, P. 1995. "Synthesis of SAR radiation patterns incorporating mutual coupling by using genetic methods". *IEE Antennas and Propagation*. 4:7. 383-386.
- MARTINS-CAMELO, L., PATENAUDE, Y., SEGUIN, G. 1986. "Linear array beam shaping using Fletcher-Powell Optimization". *IEEE AP-S*. Vol.1. 385-398.
- ORCHARD, H.J., ELLIOTT, R.S., STERN, G.J. 1985. "Optimising the synthesis of shaped beam antenna patterns". *IEEE Proceedings*. 132:1. 63-68.
- PELLETIER, F., SÉGUIN, G. LAPOINTE, M. 2003. "Orbit Control Considerations for a Bistatic SAR Formation Flying Mission". *I-SAIRAS Conference Proceedings*, Nara, Japan.
- PRESS, W.H et al. 1992. *Numerical Recipes in Fortran : The Art of Scientific Computing*. 2nd ed. Cambridge University Press. 963p.
- RODRIGUEZ, E., MARTIN, J.M. 1992. "Theory and design of interferometric synthetic aperture radars". *IEE Proceedings-F*. 139:2. 147-159.
- SÉGUIN, G. 2003. "Small Satellite SAR". *ASAR Workshop 2003 Proceedings*.
- STUTZMAN, W.L., THIELE, G.A. 1998. *Antenna theory and design*. 2nd ed. John Wiley&Sons. 648p.
- TILSTON, M.A., BALMAIN, K.G. 1990. "A multiradius, reciprocal implementation of the thin-wire moment method". *IEEE Trans. Antennas Propagat*. AP-38. 1636-1644.

ULABY, F.T., DOBSON, G. 1989. *Handbook of Radar Scattering Statistics for terrain*. Artech House.

WERTZ, J.R., LARSON, W.J. 1999. *Space mission analysis and design*. 3rd ed. CA: Microcosm Press. 969p.

Annexe A : Distribution de courant de Taylor

Voici les principales étapes pour trouver la distribution de courant pour une distribution de Taylor.

On pose :

$$R = 10^{-SLL/20}$$

$$A = \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} R$$

$$\sigma = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + (\bar{n} - \frac{1}{2})^2}}$$

où SLL est le niveau maximal de lobes secondaires permis (variable négative en dB) et $\bar{n}$ détermine le nombre de zéros positionnés selon la ligne de Taylor idéale.

La position des racines du polynôme est alors donnée par :

$$x_n = \begin{cases} \pm \sigma \sqrt{A^2 + (n - \frac{1}{2})^2} & 1 \leq n < \bar{n} \\ \pm n & \bar{n} \leq n < \infty \end{cases}$$

On trouve le diagramme de rayonnement à partir de la position des zéros :

$$f(x, A, \bar{n}) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \frac{1 - (x/x_n)^2}{1 - (x/n)^2}$$

La distribution de courant requise pour produire ce diagramme est donnée par l'expression suivante :

$$i(s) = \frac{\lambda}{L} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} f(n, A, \bar{n}) \cos(2\pi \frac{\lambda}{L} ns) \right]$$

où les coefficients $f(n, A, \bar{n})$ sont des échantillons du diagramme de la ligne continue pour $x=n$ et $n < \bar{n}$ et peuvent être trouvés à partir de l'expression suivante.

$$f(n, A, \bar{n}) = \begin{cases} \frac{[(\bar{n}-1)!]^2}{(\bar{n}-1+n)! (\bar{n}-1-n)!} \prod_{m=1}^{\bar{n}-1} (1 - \frac{n^2}{x_m^2}) & |n| < \bar{n} \\ 0 & |n| \geq \bar{n} \end{cases}$$

Annexe B : Étapes de la méthode d'optimisation quasi-Newton BFGS.

La fonction à optimiser $f(x)$ est approximée par une série de Taylor :

$$f(x) = f(x_i) + (x - x_i) \cdot \nabla f(x_i) + \frac{1}{2} (x - x_i) \cdot A \cdot (x - x_i)$$

Minimum de $f(x) \rightarrow$ gradient = 0

$$\rightarrow x - x_i = -A^{-1} \cdot \nabla f(x_i)$$

$$\text{où } [A]_{ij} \equiv \left. \frac{\partial^2 f}{\partial x_i \partial x_j} \right|_p$$

Dans les méthodes quasi-Newton (BFGS et DFP), on détermine la valeur de A par l'inverse d'une approximation de la matrice hessienne H . La formule de mise à jour de la matrice hessienne de $f(x)$ pour la méthode BFGS est la suivante :

$$H_{i+1} = H_i + \frac{(x_{i+1} - x_i) \otimes (x_{i+1} - x_i)}{(x_{i+1} - x_i) \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)} - \frac{[H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)] \otimes [H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)]}{(\nabla f_{i+1} - \nabla f_i) \cdot H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)} \\ \dots + \frac{[(\nabla f_{i+1} - \nabla f_i) \cdot H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)] \mu \otimes u}{(x_{i+1} - x_i) \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i) - \frac{H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)}{(\nabla f_{i+1} - \nabla f_i) \cdot H_i \cdot (\nabla f_{i+1} - \nabla f_i)}}$$

Principales étapes :

- Calcul de la valeur initiale de la fonction $f(x)$ et de son gradient.
- Initialisation de la matrice hessienne (H) à une matrice identité.
- Calcul du vecteur de direction initiale (-gradient).
- Tant que la tolérance sur la convergence n'est pas atteinte :
 - o Minimisation 1-D selon la direction courante.
 - o Mise à jour du point courant.
 - o Calcul du nouveau gradient.
 - o Calcul de la nouvelle matrice hessienne ($H \approx A^{-1}$).
 - o Calcul de la nouvelle direction ($x = x_i - H \cdot \text{gradient}$).

Annexe C : Définition des variables pour les outils de modélisation.

Tableau C.1 : Définition des variables pour les outils de modélisation.

Nom de la variable	Type (Entrée/ Sortie)	Unité	Définition
<i>orbit*</i>			
eccentricity	E	---	Excentricité orbitale (e).
inclination	E	degrés	Inclinaison du plan orbital par rapport au plan équatorial (i).
semi_major_axis	S	km	Demi-axe majeur de l'orbite (a).
semi_minor_axis	S	km	Demi-axe mineur de l'orbite (b).
period	S	s	Période orbitale (P).
altitude_ap	S	km	Altitude du satellite à l'apogée.
altitude_pe	E	km	Altitude du satellite au périgée.
altitude	S	km	Altitude moyenne du satellite.
velocity_ap	S	km/s	Vitesse du satellite à l'apogée.
velocity_pe	S	km/s	Vitesse du satellite au périgée.
vsat	S	m/s	Vitesse moyenne du satellite.
rev_day	S	---	Nombre de révolutions par jour du satellite autour de la Terre.
apsr	S	rad/s	Rotation apsidale de l'orbite du satellite ($\dot{\omega}$).
nodr	S	rad/s	Régression nodale de l'orbite du satellite ($\dot{\Omega}$).
mav	S	rad/s	Variation de l'anomalie moyenne de l'orbite du satellite ($\dot{M}$).
<i>antenna</i>			
freq	E	Hz	Fréquence du signal émis par le RSO (f).
band	E	Hz	Largeur de bande du signal émis par le RSO (B).
losses	E	dB	Pertes de l'antenne (L).
width	E	m	Largeur de l'antenne du RSO (W_a).
boresight	E	rad	Angle d'élévation entre le nadir et la direction perpendiculaire à l'antenne du RSO.
d_ele	E	---	Distance entre les éléments rayonnants en élévation de l'antenne du RSO en unité de λ .

* Les variables en italique représentent les structures de données et les variables en caractère normal représentent les champs associés à ces structures.

			(d_{ele}).
length	E	m	Longueur de l'antenne du RSO (L_a).
d_az	E	---	Distance entre les éléments rayonnants en azimut de l'antenne du RSO en unité de λ (d_{az}).
wavelength	S	m	Longueur d'onde du signal émis par le RSO (λ).
azres	S	m	Résolution en azimut (δ_{az}).
rgres	S	m	Résolution en portée au sol (δR_g).
area	S	m ²	Surface de l'antenne du RSO.
gain_unif	S	dB	Gain maximum de l'antenne en supposant une illumination uniforme (G_{unif}).
<i>tx</i>			
pp_trmodules	E	W	Puissance maximale des modules de transmission/réception.
nb_trmodules	E	---	Nombre de modules transmission/réception.
tp	E	μs	Durée des impulsions transmises (τ_p).
prf	E	Hz	Fréquence de répétition des impulsions (PRF).
nbits_phase	E	bits	Nombre de bits disponibles pour les décaleurs de phases numériques.
peakpower	S	W	Puissance maximale.
step	E	dB	Écart entre les valeurs d'amplitudes permises par les atténuateurs numériques.
att_range	E	dB	Portée de l'atténuation permise ("dynamic range").
<i>rx</i>			
trp	E	μs	Durée de la période de protection avant et après la transmission de l'impulsion.
noise_figure	E	dB	Figure de bruit du récepteur.
line_att	E	dB	Perte de puissance dans la ligne de transmission du système.
bits_per_sample	E	bits	Nombre de bits utilisés pour chaque échantillon.
oversampling_factor	E	---	Facteur de sur-échantillonnage.
<i>beam</i>			
dir_tx	S	dB	Directivité du faisceau en transmission.
dir_rx	S	dB	Directivité du faisceau en réception.
eff_tx	S	---	Efficacité de l'illumination en transmission.
eff_rx	S	---	Efficacité de l'illumination en réception.
gain_tx	S	dB	Gain du faisceau en transmission.
gain_rx	S	dB	Gain du faisceau en réception.
duty_cycle	S	---	Rapport de la durée d'une impulsion sur le

			temps entre deux impulsions ($\tau_p \times \text{PRF}$).
average_power	S	W	Puissance moyenne émise ($\bar{P}$).
snr	S	dB	Rapport signal sur bruit (SNR).
nesz	S	dB	Rapport du coefficient de rétrodiffusion sur le rapport signal sur bruit (NESZ).
nesz_min	S	dB	NESZ minimum sur la fauchée.
meandatarate	S	Mbits/s	Taux moyen de transfert de données.
meanincidence	S	degrés	Angle d'incidence moyen du faisceau.
AASR	S	dB	Rapport des ambiguïtés en azimut sur le signal.
RASR	S	dB	Rapport des ambiguïtés en portée sur le signal.
RASRmin	S	dB	Valeur minimale du rapport des ambiguïtés en portée sur le signal.
<i>beam_ele</i>			
type	E	---	Type de synthèse de faisceau 0 : uniforme 1 : phase seulement (amplitude fichier) 2 : phase seulement (amplitude fonction) 3 : phase et amplitude 4 : tx : phase seulement et amplitude constante rx : phase et amplitude.
elemmin	E	degrés	Angle d'élévation minimum du faisceau.
elemax	E	degrés	Angle d'élévation maximum du faisceau.
elp_type	E	---	Type de diagramme d'élément rayonnant 0 : isotrope 1 : dipôle $L=\lambda/2$ + distribution sinusoïdale 2 : dipôle $L=\lambda/2$ + distribution sinusoïdale + plan métallique à $d=\lambda/4$. 3 : Radarsat-1 (fentes dans un guide d'onde).
file_amp	E	---	Nom du fichier contenant les amplitudes dans le cas d'une synthèse de type 1.
<i>init</i>			
type	E	---	Type de valeurs de départ pour l'optimisation 0 : uniformes 1 : selon des fichiers
file_amp	E	---	Nom du fichier contenant les amplitudes dans le cas d'une optimisation de type 1.
file_phase	E	---	Nom du fichier contenant les phases dans le

			cas d'une optimisation de type 1.
<i>step</i>			
mb	E	degrés	Espacement des angles du diagramme de rayonnement pour le faisceau principal lors de la synthèse.
sl	E	degrés	Espacement des angles du diagramme de rayonnement pour les lobes secondaires lors de la synthèse.
<i>weight</i>			(pour le faisceau en réception seulement dans le cas d'une synthèse de type 4)
sl	E	---	Poids accordé à la région des lobes secondaires par rapport à la région principale lors de la synthèse.
amb	E	---	Poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës lors de la synthèse.
<i>weight_tx</i>			(pour le faisceau en transmission seulement dans le cas d'une synthèse de type 4)
sl	E	---	Poids accordé à la région des lobes secondaires par rapport à la région principale lors de la synthèse
amb	E	---	Poids accordé aux régions non ambiguës par rapport aux régions ambiguës lors de la synthèse.
sll	E	dB	Niveau de lobes secondaires désiré.
sll2	E	dB	Niveau du diagramme de rayonnement désiré sur les deux côtés du faisceau principal.
R	E	dB	Niveau d'ondulation du faisceau principal toléré.
slope	E	dB ⁰	Pente du faisceau principal.
optia	E	---	Limite supérieure de la variation de l'amplitude du courant permise lors de la synthèse ($a > 1$).
optib	E	---	Limite inférieure de la variation de l'amplitude du courant permise lors de la synthèse ($0 \leq b < 1$).
phase_tx	S	rad	Phase du courant des éléments rayonnants en élévation (transmission).
amp_tx	S	---	Amplitude du courant des éléments rayonnants en élévation (transmission).
phase_rx	S	rad	Phase du courant des éléments rayonnants en élévation (réception).
amp_rx	S	---	Amplitude du courant des éléments

			rayonnants en élévation (réception).
G_tx	S	dB	Diagramme de rayonnement normalisé en élévation (transmission).
G_rx	S	dB	Diagramme de rayonnement normalisé en élévation (réception).
G	S	dB	Diagramme de rayonnement normalisé équivalent (aller-retour) en élévation.
swath_width3db	S	km	Largeur au sol à -3dB du faisceau synthétisé.
theta	S	degrés	Angles d'élévation par rapport au nadir pour lesquels sont exprimées plusieurs caractéristiques des RSO (diagramme de rayonnement, NESZ, RASR, etc.)
<i>beam_az</i>			
type_tx	E	---	Type d'illumination en azimuth (transmission) : 0 : uniforme 1 : Taylor.
type_rx	E	---	Type d'illumination en azimuth (réception): 0 : uniforme 1 : Taylor.
sll	E	dB	Niveau de lobes secondaires désiré pour une illumination de type Taylor.
ntaylor	E	---	Valeur du paramètre $\bar{n}$ pour une illumination de type Taylor.
phase_tx	S	rad	Phase du courant des éléments rayonnants en azimuth (transmission).
amp_tx	S	---	Amplitude du courant des éléments rayonnants en azimuth (transmission).
G_tx	S	dB	Diagramme de rayonnement normalisé en azimuth (transmission).
phase_rx	S	rad	Phase du courant des éléments rayonnants en azimuth (réception).
amp_rx	S	---	Amplitude du courant des éléments rayonnants en azimuth (réception).
G_rx	S	dB	Diagramme de rayonnement normalisé en azimuth (réception).
theta	S	rad	Angles pour lesquels le diagramme de rayonnement en azimuth (tx et rx) est exprimé.

Annexe D : Position d'une région sondée par un RSO

La position d'un faisceau d'un satellite peut s'exprimer par divers paramètres qui sont tous reliés entre eux :

- gr : portée au sol (km)
- R : portée (km)
- θ : élévation (deg.)
- θ_i : incidence (deg.)
- ν : angle de la terre (deg.)

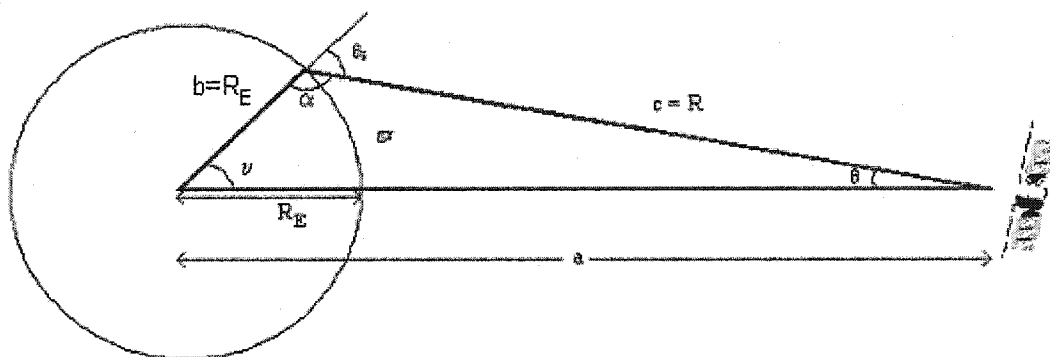


Figure D.1: Géométrie d'une région sondée par un satellite.

On utilise les lois des sinus et des cosinus pour relier ces distances et ces angles :

$$a = \text{altitude} + R_E$$

$$b = R_E$$

$$c = R$$

$$\alpha = 180^\circ - \theta_i$$

$$\sin(\alpha)/a = \sin(\theta)/b = \sin(\nu)/c$$

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab\cos(\nu)$$

$$a^2 = b^2 + c^2 - 2bc\cos(\alpha)$$

$$b^2 = a^2 + c^2 - 2ac\cos(\theta)$$

Annexe E : Paramètres utilisés pour le calcul de performances de Radarsat-1 (S5).

Tableau E.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S5 de Radarsat-1.

Nom de la variable	Valeur
<i>orbit</i>	
eccentricity	0,001115
inclination	98,58173 deg.
altitude_pe	792 km
<i>antenna</i>	
freq	5,3e9 Hz
band	11,58e6 Hz
losses	3 dB
width	1,45 m
boresight	29,8*(pi/180) rad
d_ele	0,802
length	15
d_az	0,802
<i>tx</i>	
tp	42 µs
prf	1280 Hz
peakpower	3500 W
<i>rx</i>	
trp	2 µs
noise_figure	3,1 dB
line_att	4,4 dB
bits_per_sample	8 bits
oversampling_factor	1,117
<i>beam_ele</i>	
type	1
elemmin	31,86 degrés
elemmax	36,58 degrés
elp_type	3
<i>init</i>	
type	0
<i>step</i>	
mb	0,1 degré
sl	1 degré
<i>weight</i>	
sl	0,03

amb	0,3
sll	22 dB
sll2	3 dB
R	0,01 dB
slope	0,05 dB/ ⁰
<i>beam_az</i>	
type_tx	1
type_rx	1
sll	25 dB
ntaylor	3

Annexe F : Paramètres utilisés pour le calcul de performances de Radarsat-2 (S4).

Tableau F.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S4 de Radarsat-2.

Nom de la variable	Valeur
<i>orbit</i>	
eccentricity	0,001115
inclination	98,58173 deg.
altitude_pe	792 km
<i>antenna</i>	
freq	5,405e9 Hz
band	11,58e6 Hz
width	1,5 m
boresight	29,8*(pi/180) rad
d_ele	0,8445
length	15
d_az	0,8445
<i>tx</i>	
tp	42 μ s
prf	1337,5 Hz
nbits_phase	5 bits
pp_trmodules	10
nb_trmodules	512
step	0,5
att_range	28,2
<i>rx</i>	
trp	2 μ s
bits_per_sample	8 bits
oversampling_factor	1,117
<i>beam_ele</i>	
type	4
elemin	29,6 degrés
elemax	34,4 degrés
elp_type	3
<i>init</i>	
type	0
<i>step</i>	
mb	0,1 degré
sl	1 degré
<i>weight</i>	

sl	0,03
amb	0,1
<i>weight tx</i>	
sl	0,01
amb	1
sll	30 dB
sll2	20 dB
R	0,001 dB
slope	0,1 dB/ ⁰
optia	2
optib	0,5
<i>beam az</i>	
type_tx	0
type_rx	1
sll	25 dB
ntaylor	3

Annexe G : Diagramme de rayonnement du faisceau S4 de Radarsat-2

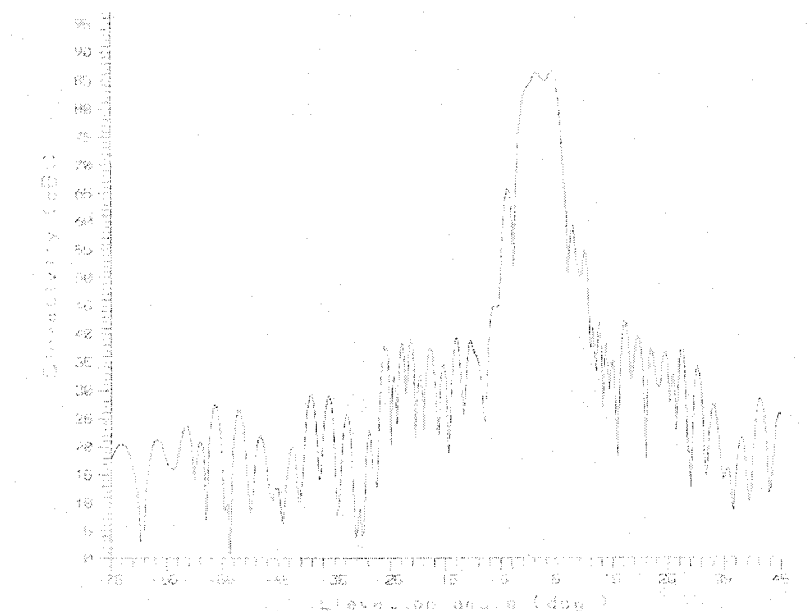


Figure G.1 : Directivité aller-retour (D^2) pour le faisceau S4 de Radarsat-2.

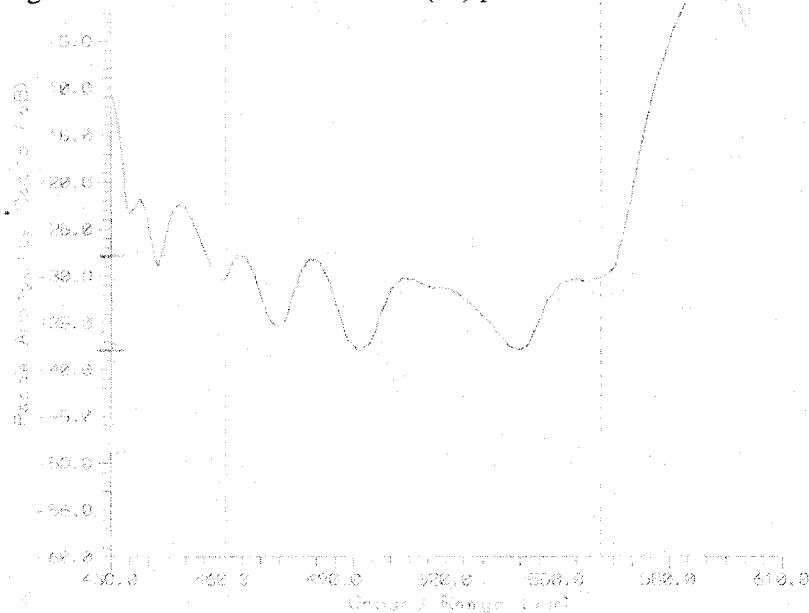


Figure G.2 : RASR pour le faisceau S4 de Radarsat-2.¹

¹ Les figures G.1 et G.2 sont une courtoisie de EMS Technologies et MacDonald, Dettwiler and Associates Ltd. (MDA).

Annexe H : Paramètres utilisés pour le calcul de performances du petit satellite (S3).

Tableau H.1 : Paramètres utilisés pour le faisceau S3 du petit satellite.

Nom de la variable	Valeur
<i>orbit</i>	
eccentricity	0,0
inclination	98,16 deg.
altitude_pe	691,65 km
<i>antenna</i>	
freq	1,27e9 Hz
band	28e6 Hz
losses	2 dB
width	3 m
boresight	$30 \cdot (\pi/180)$ rad
d_ele	0,794
length	12
d_az	0,794
<i>tx</i>	
tp	27 μ s
prf	1725 Hz
nbits_phase	6 bits
peakpower	2000 W (ALOS)
<i>rx</i>	
trp	2 μ s
noise_figure	2,5 dB
line_att	2 dB
bits_per_sample	8 bits
oversampling_factor	1,15
<i>beam_ele</i>	
type	3
elemin	28,8 degrés
elemax	32,8 degrés
elp_type	2
<i>init</i>	
type	0
<i>step</i>	
mb	0,1 degré
sl	0,5 degré
<i>weight</i>	

sl	0,12
amb	0,3
sll	30 dB
sll2	20 dB
R	0,01 dB
slope	0,05 dB/ ^o
optia	1,1
optib	0,9
<i>beam_az</i>	
type_tx	1
type_rx	1
sll	25 dB
ntaylor	3