



**HAL**  
open science

# Étude et mise en oeuvre d'estimateurs pour l'altimétrie par réflectométrie GNSS

Jean-Christophe Kucwaj

► **To cite this version:**

Jean-Christophe Kucwaj. Étude et mise en oeuvre d'estimateurs pour l'altimétrie par réflectométrie GNSS. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université du Littoral Côte d'Opale, 2016. Français. NNT : 2016DUNK0425 . tel-01522651

**HAL Id: tel-01522651**

**<https://theses.hal.science/tel-01522651v1>**

Submitted on 15 May 2017

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

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

# THÈSE

présentée et soutenue publiquement le 5 Décembre 2016

pour l'obtention du grade de

**Docteur de l'Université du Littoral Côte d'Opale**

(Discipline : Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal)

par

Jean-Christophe KUCWAJ

## Etude et mise en oeuvre d'estimateurs pour l'altimétrie par réflectométrie GNSS



### Composition du jury

- Rapporteurs :* **Olivier Michel**  
Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble  
**Philippe Courmontagne**  
Enseignant-Chercheur HDR ISEN-Toulon
- Examineurs :* **Manuel Martín-Neira**  
Chercheur European Space Agency  
**Vincent Devlaminck**  
Professeur à l'Université Lille 1
- Directeurs de Thèse :* **Serge Reboul**  
Professeur à l'Université du Littoral Côte d'Opale  
**Mohammed Benjelloun**  
Professeur à l'Université du Littoral Côte d'Opale



## Remerciements

A l'occasion de la fin de mon travail de thèse, je tiens à remercier les membres de mon équipe au sein du Laboratoire d'Informatique, Signal et Image de la Côte d'Opale (LISIC) de l'Université du Littoral Côte d'Opale (ULCO). Ces derniers m'ont accueilli et ont permis à ces travaux de se dérouler dans des conditions plus que favorables. Je pense tout d'abord à Serge Reboul, dont j'ai continuellement apprécié l'encadrement pendant ces trois années, tant d'un point de vue humain que scientifique. Ce fut un réel plaisir de travailler à ses côtés et de participer à un projet de recherche aussi intéressant. Merci à lui également pour m'avoir proposé cette thèse et de m'avoir fait confiance pour mener cette dernière à bien. Je tiens également à remercier Mohammed Benjelloun qui a su, à chaque étape-clé, me placer dans les meilleures conditions pour poursuivre mon travail. Je tiens également à remercier Jean-Bernard Choquel pour ses compétences, aussi bien humaines et techniques, ainsi que pour sa connaissance du monde scientifique. Ce dernier fut toujours à l'écoute, et les diverses expérimentations n'auraient pas pu réussir sans son aide. Je tiens aussi à remercier Georges Stienne, avec qui j'ai mené mes travaux de recherche sur la réflectométrie des signaux GNSS. En plus de ses indéniables qualités scientifiques, je tiens tout particulièrement à le remercier pour ses qualités humaines et à souligner son humour. C'est avant tout à ces quatre personnes que je dois mes connaissances concernant le traitement des signaux GNSS et surtout que je dois d'avoir pris plaisir dans ce travail de thèse.

Je tiens également à remercier l'ensemble des membres de mon jury de thèse. Je pense bien sûr ; à Messieurs Olivier Michel et Philippe Courmontagne, qui m'ont été d'une grande aide par leur travail précis et constructif de rapporteurs. Je tiens également à remercier Monsieur Manuel Martín-Neira pour son aide dans le cadre de mes travaux de recherche et monsieur Vincent Devlaminck d'avoir accepté d'endosser la responsabilité d'être président du jury.

Pour finir je tiens également à remercier les diverses personnes qui ont travaillé à un moment ou à un autre à mes côtés : Florian Beaubois, qui fut un parfait voisin de bureau pendant ces trois années ; Ikhlas Selmi dont la présence durant ma 2ème année de thèse a permis de rehausser le niveau intellectuel du bureau des doctorants ; et à Baptiste Kouzoundjian qui est un voisin de bureau dissipé et surtout très dissipant... Je tiens également à remercier Clement Dorffer qui, bien que m'ayant rarement apporté son soutien, fut un vaillant et assidu collègue et "copinou" de pause café. Je remercie de plus les diverses personnes qui m'ont accueilli, soutenu, conseillé ou encore distrait (uniquement au sens positif du terme...), durant cette thèse, au sein du Laboratoire d'Informatique, Signal et Image de la Côte d'Opale et de l'Ecole d'Ingénieurs Littoral Côte d'Opale (EILCO).

Je profite également de ces quelques lignes pour exprimer toute ma reconnaissance et mon amour à ma famille pour son affection et son soutien. Une pensée toute particulière va à ma petite soeur et à mes parents.

Je souhaite enfin exprimer ma gratitude au Pôle métropolitain Côte d'Opale (anciennement Syndicat Mixte de la Côte d'Opale), qui a fait le choix de financer mon travail de thèse.



# Table des matières

<b>Glossaire</b>	<b>1</b>
<b>Abréviations</b>	<b>5</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>7</b>
<b>Chapitre 1 - Altimétrie et réflectométrie GNSS</b>	<b>11</b>
1.1 Introduction . . . . .	11
1.2 Mesures altimétriques en observation de la Terre . . . . .	13
1.2.1 Principe de l'altimétrie radar par satellite . . . . .	13
1.2.2 Altimètre radar conventionnel . . . . .	19
1.2.3 Altimètre SAR/Doppler . . . . .	27
1.2.4 Altimètre interféromètre SAR . . . . .	31
1.3 Altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS . . . . .	37
1.3.1 Systèmes GNSS et structure des signaux . . . . .	37
1.3.2 Réflectométrie GNSS : principe et application . . . . .	44
1.3.3 Altimétrie par réflectométrie GNSS spatiale . . . . .	52
1.3.4 Altimétrie par réflectométrie terrestre . . . . .	54
1.4 Conclusion . . . . .	56
<b>Chapitre 2 - Estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie par réflexion des signaux GNSS</b>	<b>61</b>
2.1 Introduction . . . . .	61
2.2 Construction des observables GPS . . . . .	62
2.2.1 Signal GPS après numérisation par un récepteur . . . . .	62
2.2.2 Acquisition . . . . .	63
2.2.3 Boucle de poursuite en code et en phase . . . . .	65
2.2.4 Mesure de pseudo-distance . . . . .	69

2.3	Estimateur des pseudo-distances par mesure de code et de phase . . . . .	72
2.3.1	Modélisation de la mesure GPS et estimation précise du délai de code . . . . .	72
2.3.2	Modèle statistique . . . . .	77
2.3.3	Modèle discret . . . . .	81
2.3.4	Application à l’altimétrie au sol . . . . .	84
2.4	Evaluation de l’estimateur proposé . . . . .	89
2.4.1	Estimation des pseudo-distances satellites-récepteur sur signaux synthétiques . . . . .	90
2.4.2	Estimation de la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi sur signaux synthétiques . . . . .	92
2.4.3	Faisabilité sur signaux réels . . . . .	93
2.5	Conclusion . . . . .	97

**Chapitre 3 - Estimation normalisée appliquée à l’altimétrie par Interference Pattern**

<b>Technique</b>		<b>99</b>
3.1	Introduction . . . . .	99
3.2	Altimétrie par Interference Pattern Technique . . . . .	99
3.2.1	Principe de la mesure altimétrique et observables GNSS utilisés . . . . .	100
3.2.2	Durée de la mesure . . . . .	102
3.3	Estimateur proposé . . . . .	105
3.3.1	Normalisation des observables GNSS utilisés par Interference Pattern Technique . . . . .	105
3.3.2	Estimation de la hauteur par mesure de la fréquence d’oscillation de l’amplitude du signal GNSS . . . . .	107
3.3.3	Système de mesures proposé dédié à l’altimétrie sur une surface de réflexion simulée . . . . .	109
3.4	Evaluation des performances de l’estimateur . . . . .	112
3.4.1	Evaluation des performances de la mesure altimétrique à partir de l’étude des bornes de Cramér-Rao . . . . .	112
3.4.2	Evaluation des performances de l’estimateur proposé sur données synthétiques . . . . .	117
3.5	Conclusion . . . . .	121

**Chapitre 4 - Estimateur circulaire appliqué à l’altimétrie GNSS-R** **123**

4.1	Introduction . . . . .	123
-----	------------------------	-----

4.2	Altimétrie GNSS-R par la mesure de phase . . . . .	124
4.2.1	Architecture matérielle du récepteur . . . . .	124
4.2.2	Construction de l'observable de délai de phase entre les signaux direct et le signal réfléchi . . . . .	125
4.3	Estimation par régression linéaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi . . . . .	129
4.3.1	Problématique du déroulement de la phase . . . . .	130
4.3.2	Déroulement de la phase par pondération circulaire . . . . .	131
4.3.3	Régression linéaire sur mesures de phase déroulées . . . . .	134
4.4	Estimation par régression circulaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi . . . . .	135
4.4.1	Modélisation du problème dans le domaine circulaire . . . . .	136
4.4.2	Définition d'une fonction de contraste à partir de la vraisemblance des mesures . . . . .	138
4.4.3	Maximisation de la fonction de contraste par descente de gradient stochastique . . . . .	140
4.4.4	Maximisation de la fonction de contraste par l'algorithme de Newton-Raphson . . . . .	141
4.4.5	Initialisation des algorithmes de maximisation . . . . .	142
4.5	Évaluation sur signaux synthétiques . . . . .	143
4.5.1	Durée de mesure et comparaison entre la régression linéaire et la régression circulaire . . . . .	143
4.5.2	Influence de l'élévation . . . . .	146
4.6	Conclusion . . . . .	147
<b>Chapitre 5 - Expérimentations dédiées à l'altimétrie au sol</b>		<b>149</b>
5.1	Introduction . . . . .	149
5.2	Présentation du dispositif expérimental pour l'altimétrie au sol . . . . .	150
5.2.1	Géométrie du dispositif expérimental pour l'altimétrie au sol sur une surface de réflexion réelle . . . . .	150
5.2.2	Géométrie du banc de mesure expérimental dédié à l'altimétrie sur une surface de réflexion simulée . . . . .	152
5.2.3	Présentation du matériel utilisé . . . . .	153
5.3	Résultats sur réflexion simulée . . . . .	155



5.3.1	Résultats de l'estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie sur réflexion simulée . . . . .	155
5.3.2	Résultats de l'estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT sur réflexion simulée . . . . .	160
5.3.3	Résultats de l'estimateur par régression circulaire appliqué à l'altimétrie par mesure de phase sur réflexion simulée . . . . .	164
5.4	Expérimentations sur réflexion réelle . . . . .	168
5.4.1	Résultats de l'estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie sur réflexion réelle . . . . .	169
5.4.2	Résultats de l'estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT sur réflexion réelle . . . . .	172
5.4.3	Résultats de l'estimateur circulaire appliqué à l'altimétrie par mesure de phase sur réflexion réelle . . . . .	174
5.5	Conclusion . . . . .	179
	<b>Conclusion générale</b>	<b>181</b>
	<b>Annexe A - Calcul de la différence de chemins géométriques pour le banc de mesure altimétrique</b>	<b>185</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>189</b>
	<b>Table des figures</b>	<b>193</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>199</b>

# Glossaire

## Signaux GNSS et construction des observables

$S_s^e$	: Signal émis par le satellite $s$
$CA_s$	: Code PRN du satellite $s$
$f_{L1}$	: Fréquence de la porteuse L1
$S_s$	: Signal reçu en provenance du satellite $s$
$D_s$	: Message de navigation
$A_s$	: Amplitude du signal reçu en provenance du satellite $s$
$\tau_s$	: Délai de code du signal reçu en provenance du satellite $s$
$\theta_s$	: Délai de phase du signal reçu en provenance du satellite $s$
$f_s$	: Fréquence du signal reçu en provenance du satellite $s$
$f_s^d$	: Fréquence Doppler du signal en provenance du satellite $s$
$T_c$	: Période d'un code CDMA (code GPS civil C/A)
$T_I$	: Durée d'intégration cohérente ( $N.T_c$ )
$f_e$	: Fréquence d'échantillonnage
$f^{OL}$	: Fréquence de l'oscillateur local du récepteur
$p_s^I/p_s^Q$	: Répliques locales en phase / en quadrature du signal reçu pour le satellite $s$
$\Lambda$	: Fonction de d'autocorrélation du code du signal GNSS
$C/N_0$	: Rapport signal sur densité de bruit
$I/Q$	: Composantes en phase / en quadrature du signal
$E/P/L$	: Répliques du code reçu en avance / en phase / en retard
$C$	: Vitesse de la lumière dans le vide
$\lambda_{L1}$	: Longueur d'onde du signal (signal GPS-L1)
$t_s^{TOW}$	: Datation Time Of Week du signal en provenance du satellite $s$
$\rho_s$	: Pseudo-distance entre satellite $s$ et le récepteur GNSS (mesure de code)
$\Delta\tau_s$	: Variation en délai de code de la distance récepteur-satellite $s$
$\phi_s$	: Pseudo-distance entre satellite $s$ et le récepteur GNSS (mesure de phase)
$\Delta\phi_s$	: Variation en pseudo-distance mesurée par la phase de la distance récepteur-satellite $s$

- $v_s$  : Vitesse relative récepteur-satellite  $s$   
 $\Delta\theta_s$  : Variation en délai de phase de la distance récepteur-satellite  $s$

### Réflexométrie GNSS

- $\cdot^D$  : Notation pour les paramètres GNSS du signal direct  
 $\cdot^R$  : Notation pour les paramètres GNSS du signal réfléchi  
 $\delta\rho_s$  : Différence de chemin entre le signal direct et le signal réfléchi  
 $\delta\theta_s$  : Différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi  
 $\theta_s^{el}$  : Angle d'élévation du satellite  $s$   
 $h$  : hauteur à observer

### Estimateur sub-résolution de délai de code

- $c$  : Résolution de la fonction de corrélation du récepteur  
 $\lfloor \cdot \rfloor_c$  : Troncature en  $c$  (fonction qui affiche la valeur entière inférieure)  
 $\lceil \cdot \rceil_c$  : Troncature en  $c$  (fonction qui affiche la valeur entière supérieure)  
 $b_s(0)$  : Biais sur la mesure initiale de la pseudo-distance obtenue par l'observable de code  
 $\Delta_s$  : Différence de pseudo-distances en code et en phase tronquée  
 $T$  : Période de  $\Delta_s$   
 $\nu$  : Bruit blanc gaussien centré en zéro de mesure  
 $V_s$  : Variable aléatoire, associée à la réalisation de  $\Delta_s$   
 $erf(\cdot)$  : Fonction d'erreur  
 $erfc(\cdot)$  : Fonction d'erreur complémentaire  
 $\Delta_s^\rho$  : Différence de pseudo-distances directe et réfléchie mesurées par l'observable de code  
 $b_s^D(0)$  : Biais sur la mesure initiale de la pseudo-distance directe obtenue par l'observable de code  
 $b_s^R(0)$  : Biais sur la mesure initiale de la pseudo-distance réfléchie obtenue par l'observable de code

### Estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT

---

$S_s^G$	: Combinaison des signaux direct et réfléchi en provenance du satellite $s$
$\Delta\theta_s^{el}$	: Variation en élévation du satellite $s$
$A_s^G$	: Amplitude du signal GNSS issu de la combinaison des signaux direct et réfléchi en provenance du satellite $s$
$A_{s,min}^G$	: Minimum de l'amplitude du signal $S_s^G$
$A_{s,max}^G$	: Maximum de l'amplitude du signal $S_s^G$
$dh$	: Variation en hauteur pour la calibration des signaux
$y_s$	: Mesure de l'amplitude $A_s^G$
$A_s^{G,model}$	: Modèle de l'amplitude $A_s^G$
$\delta\theta_s^{model}$	: Modèle de la différence de phase $\delta\theta_s$
$f_N$	: Densité de probabilité de la distribution Gaussienne
$L(\cdot)$	: Fonction de vraisemblance de l'estimateur pour une distribution gaussienne

### Estimateur circulaire

$S_s^{G,l}$	: Combinaison du signal direct et réfléchi retardé par une ligne à retard
$S_s^{R,l}$	: Signal réfléchi retardé par une ligne à retard
$\tau^l$	: Délai de code additionnel lié à l'utilisation d'une ligne à retard
$p_s^{I,D} / p_s^{Q,D}$	: Répliques locales en phase / en quadrature du signal direct
$I_s^\theta / Q_s^\theta$	: Composantes en phase / en quadrature de la réplique du signal direct appliquée sur le signal réfléchi
$y_s$	: Mesure de $\delta\theta_s$
$\beta$	: Pente d'évolution de $\delta\theta_s$
$h_s^p$	: Valeur de hauteur ambiguë
$\Delta y_s$	: Terme d'innovation
$y_s^u$	: Estimation de $y_s$ déroulé
$\eta$	: Bruit de von Mises de moyenne nulle correspond au bruit de mesure
$\kappa$	: Paramètre de concentration
$\psi_f$	: Opérateur de fusion de données circulaires
$\kappa_Q$	: Paramètre de pondération du modèle
$\Delta y_s^{\psi_f}$	: Terme d'innovation avec pondération circulaire
$f_{CN}$	: Densité de probabilité de la distribution de von Mises
$I_0$	: Fonction de Bessel modifiée de la première espèce, d'ordre 0
$\delta\theta_s^{\alpha,\beta}$	: Modèle linéaire circulaire de $\delta\theta_s$
$\alpha$	: Ordonnée à l'origine

$\beta$	: Pente d'évolution de $\delta\theta_s$ (Coefficient directeur)
$x_s^{el}$	: Sinus de l'élévation du satellite $s$
$L_{CN}()$	: Fonction de vraisemblance de l'estimateur (von Mises)
$l_{CN}()$	: Log-vraisemblance de l'estimateur pour une distribution de de von Mises
$W_s^{\alpha,\beta}()$	: Fonction de contraste

### Expérimentations

$\Delta H$	: Différence de hauteur entre l'antenne RHCP et l'antenne LHCP
$B$	: Biais de mesure instrumental
$M_s$	: Biais de propagation du signal en provenance du satellite $s$
$\delta\rho_s^{exp}$	: Différence de trajets entre deux signaux GNSS reçus en provenance d'un même satellite $s$ (banc de test expérimental)
$\Delta\theta_s^{Az}$	: Différence d'angle d'horizontal entre la direction du dispositif expérimental et l'azimut du satellite $s$ (banc de test expérimental)
$\theta^{exp}$	: Angle entre les deux antennes dans le plan vertical (banc de test expérimental)
$\Delta x$	: Distance entre les deux antennes dans le plan horizontal (banc de test expérimental)
$h_{ref}$	: Hauteur de référence
$\hat{h}^{lin}$	: Hauteur estimée par régression linéaire sur $\delta\theta_s$
$\hat{h}^{circ}$	: Hauteur estimée par régression circulaire sur $\delta\theta_s$

# Abréviations

AVISO	: Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic
Bande C	: bande de fréquence 4-8 GHz (3.75-7.5 cm)
Bande Ka	: bande de fréquence 26.5-40 GHz (0.75-1.1 cm)
Bande Ku	: bande de fréquence 12-18 GHz (1.67-2.4 cm)
Bande L	: bande de fréquence 1-2 GHz (15-30 cm)
Bande S	: bande de fréquence 2-4 GHz (7.5-15 cm)
Bande X	: bande de fréquence 8-12 GHz (2.4-3.75 cm)
CDMA	: Code Division Multiple Access
cGNSS-R	: Conventional GNSS-R
CNSA	: China National Space Administration
CNES	: Centre National d'Etudes Spatiales
CYGNSS	: CYclone Global Navigation Satellite System
DDA	: Delay-Doppler Altimetry
DDM	: Delay-Doppler Map
DLL	: Delay Lock Loop
DORIS	: Doppler Orbitography and Radiopositioning Integrated by Satellite
ESA	: European Space Agency
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FLL	: Frequency Lock Loop
GLONASS	: GLObalnaya Navigatinnaya Spoutinkovaya Sistema
GNSS	: Global Navigation Satellite System
GNSS-R	: Global Navigation Satellite System-Reflectometry
GPS	: Global Positioning System
iGNSS-R	: Interferometric GNSS-R
InSAR	: Interferometric synthetic aperture radar
IPT	: Interference Pattern Technique
ISRO	: Indian Space Research Organization
I&D	: Filtre Integrate-and-Dump

## *Abréviations*

---

LHCP	: Left Hand Circular Polarization
LISIC	: Laboratoire Informatique Signal et Image de la Côte d'Opale
LEO	: Low Earth Orbit
LRM	: Low Resolution Mode
MEO	: Medium Earth Orbit
NASA	: National Aeronautics and Space Administration
PARIS	: PAssive Reflectometry and Interferometry System
PARIS-IoD	: PARIS In-orbit Demonstrator
PLL	: Phase Lock Loop
Radar	: RAdio Detection And Ranging
RHCP	: Right Hand Circular Polarization
SAR	: Synthetic Aperture Radar
SSH	: Sea Surface Height
SWH	: Significant Wave Height
TDS-1	: Technology Demonstration Satellite-1 (TechDemoSat-1)
TLM	: TeLeMetry word
TOW	: Time Of Week
UK-DMC	: United Kingdom - Disaster Monitoring Constellation
UKSA	: United Kingdom Space Agency
ULCO	: Université du Littoral Côte d'Opale
UPC	: Universitat Politècnica de Catalunya
US Navy	: United State Navy

# Introduction générale

La réflectométrie GNSS (GNSS-R : Global Navigation Satellite System - Reflectometry) est une technique radar passive utilisant les signaux d'opportunité transmis par les satellites des constellations GNSS pour caractériser l'environnement (informations d'humidité des sols, de rugosité de surface, de température d'eau, ...). Dans cette approche, ce sont les surfaces qui réfléchissent les signaux GNSS qui sont étudiées. Les propriétés de ces surfaces sont déterminées en comparant le signal en provenance directe d'un satellite et après réflexion. Les systèmes de réflectométrie GNSS mis en oeuvre sont généralement composés d'antennes permettant la réception des signaux GNSS directs et réfléchis et d'un récepteur GNSS-R doté d'algorithmes de traitement dédiés. L'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS a pour objectif de géolocaliser la surface de réflexion. La position estimée est obtenue en mesurant la différence de chemins entre les signaux direct et réfléchi en provenance d'un même satellite. La surveillance du niveau des eaux à l'interface Terre-Mer est l'une des applications d'un tel dispositif et s'inscrit dans les axes de recherche du Groupement d'Intérêt Scientifique Campus de la Mer, ainsi que dans le cadre des activités scientifiques du Syndicat Mixte de la Côte d'Opale, porteur de projets pour l'aménagement du littoral Côte d'Opale.

Le sujet de recherche développé dans cette thèse porte sur l'étude et le traitement des signaux GNSS appliqués à l'altimétrie par réflectométrie. Ce travail s'inscrit dans un projet de recherche qui a pour objectif de définir des techniques de mesures altimétriques à basse altitude par réflectométrie GNSS-R qui pourront être à terme embarquées à bord d'un drone.

Un signal GPS est composé d'un code à étalement de spectre multiplié par une porteuse, dont l'amplitude varie en fonction des conditions de sa propagation dans l'atmosphère. Les mesures du retard de code et de phase du signal permettent d'estimer la distance satellite-récepteur, tandis que la valeur de la fréquence porteuse du signal reçu fournit la vitesse relative satellite-récepteur. Les techniques d'altimétrie par réflectométrie GNSS reposent traditionnellement sur l'estimation de trois paramètres essentiels, à savoir le délai de code, la phase et la puissance (amplitude) des signaux GNSS. Ces trois observables permettent, par différentes techniques, de mesurer la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi, et ainsi d'en dé-



duire la hauteur séparant les antennes réceptrices et la surface de réflexion. Trois estimateurs appliqués à l'altimétrie seront proposés dans ce manuscrit de thèse, chacun étant associé à l'un des trois observables du signal GNSS : un estimateur de délai de code par intégration des observations de code et de phase pour l'estimation des pseudo-distances (observable de code), un estimateur normalisé de l'évolution de la puissance pour l'Interference Pattern Technique (observable de la puissance du signal), un estimateur circulaire de l'évolution du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi (observable de phase). Chacun de ces estimateurs seront appliqués à l'altimétrie GNSS-R. Les travaux de ce doctorat seront présentés dans cinq chapitres. Le premier chapitre est un chapitre bibliographique, il est suivi de trois chapitres décrivant les estimateurs développés dans la thèse. Le cinquième et dernier chapitre présente l'application des méthodes proposées sur des signaux réels.

Dans le premier chapitre, il est présenté le principe de fonctionnement des différentes catégories d'altimètres radars embarqués à bord de satellites. On y décrit ensuite le principe de l'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS. Dans ce contexte, on présentera les différentes catégories d'altimètre radar utilisées de nos jours et les principales caractéristiques des missions satellitaires d'altimétrie. L'objectif de cette présentation succincte est de fournir une vue d'ensemble sur les méthodes de mesures altimétriques pour l'observation de la Terre et le suivi des niveaux des océans. Une présentation des systèmes d'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS sera ensuite réalisée. On exposera de manière détaillée le fonctionnement général d'un système GNSS ainsi que la structure des signaux GNSS. Le principe et les applications de la réflectométrie des signaux GNSS, ainsi que les différentes techniques de traitement des signaux GNSS, seront présentées. On s'intéressera plus particulièrement, aux techniques permettant de faire des mesures d'altitude. Enfin, une présentation des missions spatiales qui utilisent la réflectométrie GNSS sera réalisée dans le but de montrer l'apport et la complémentarité des futures constellations de satellites GNSS-R pour l'étude des océans par mesure altimétrique. La conclusion qui clôt ce chapitre montrera l'apport des techniques GNSS-R pour l'altimétrie en complémentarité des missions existantes.

Le second chapitre est consacré à un nouvel estimateur de pseudo-distance utilisant, comme observation indépendante, la différence entre les mesures de délai de code obtenues par acquisitions successives et la phase du signal GNSS. On montre qu'en intégrant les mesures de pseudo-distance, observées par le code et par la phase du signal GNSS, il est possible de dépasser la résolution limite de la fonction d'auto-corrélation. On parle alors d'estimateur sub-résolution du délai de code. Une étude des propriétés statistiques de l'estimateur sub-résolution de délai de code et de sa précision est présentée. On montre par des expérimentations sur données réelles et

synthétiques la bonne correspondance entre le modèle théorique de notre estimateur et la réalité. L'application de notre estimateur adapté à l'altimétrie GNSS-R est présentée au Chapitre 5.

Dans le troisième chapitre, on présente le développement d'un estimateur dédié à l'altimétrie GNSS-R par Interference Pattern Technique (IPT). L'IPT est une technique GNSS-R fournissant des estimations de hauteur d'eau, avec une précision centimétrique, par la mesure du rapport signal à bruit  $C/N_0$ . Dans ce cas, l'évolution du  $C/N_0$  présente des oscillations dont la fréquence est proportionnelle à la différence de chemin entre le signal direct et réfléchi. Pour cette approche, les signaux perçus par l'antenne recevant les signaux directs et par l'antenne recevant les signaux réfléchis sont mélangés puis traités par un récepteur GNSS monovoie classique. Nous proposons dans ce chapitre un estimateur de l'évolution de la puissance normalisée du signal reçu qui permet de diminuer notablement le temps d'observation nécessaire pour ce type de méthode. Une étude des bornes de Cramer-Rao, complétée par une évaluation sur données synthétiques, permet de lier les performances de l'estimateur proposé à la configuration géométrique des satellites GNSS observés. Ces travaux ont été menés dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire LISIC et le laboratoire ESPLAB (Electronics and Signal Processing Laboratory, de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne). Des résultats expérimentaux sur signaux réels seront également présentés au Chapitre 5.

Dans le quatrième chapitre, on propose une nouvelle technique de mesures altimétriques par interférométrie entre la phase du signal direct et la phase du signal réfléchi. La mesure du délai de phase, obtenue par cette méthode, suit une évolution linéaire dans le référentiel de temps du sinus de l'élévation du satellite. Un premier estimateur des moindres carrés dans le domaine circulaire est proposé pour le déroulement de la mesure de phase. La mesure altimétrique est ensuite obtenue par régression linéaire sur les mesures du délai de phase déroulé. Un second estimateur, visant à s'affranchir des problèmes d'ambiguïté de  $2\pi$  sur la mesure de phase est également proposé. Il s'agit d'un estimateur circulaire qui effectue une régression dans le domaine circulaire. Ces estimateurs sont évalués sur signaux synthétiques, en vue de prévoir les performances en temps d'intégration et en précision qui peuvent être atteintes dans le cas réel. On montre que les techniques proposées permettent d'atteindre des précisions centimétriques pour l'altimétrie. Ces résultats seront confirmés sur signaux réels au chapitre 5.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la présentation des systèmes altimétriques développés dans les travaux de recherche de cette thèse. Ces expérimentations seront l'occasion de présenter une réalisation pratique de l'ensemble des estimateurs proposés dans les Chapitre 2, 3 et 4. Les expérimentations présentées dans ce chapitre portent uniquement sur signaux réels

et ont été réalisées dans le cadre de mesures de réflectométrie GNSS statique et au sol, sur signaux GPS L1. Deux dispositifs expérimentaux seront utilisés, le premier correspondra à un banc de test permettant de simuler une réflexion du signal GPS, afin de démontrer la faisabilité et les performances intrinsèques des estimateurs utilisés. Le second dispositif expérimental sera constitué d'une série d'expérimentations sur surface de réflexion réelle réalisées dans des bassins artificiels se situant dans la zone portuaire de Calais.

Une conclusion générale viendra finalement dresser le bilan des travaux décrits dans cette thèse et proposera des perspectives.

A ce jour, deux des apports de ce travail de thèse ont été publiés dans des revues internationales avec comité de lecture :

- l'estimateur sub-résolution du Chapitre 2 [54]
- l'estimateur de la puissance normalisée du signal IPT du Chapitre 3 [81]

L'ensemble des travaux présentés dans cette thèse ont été publiés dans des congrès internationaux avec comité de lecture [52] [51] [55] [53].

# Chapitre 1

## Altimétrie et réflectométrie GNSS

### 1.1 Introduction

Depuis les années 70 et les premiers concepts d'altimètre radar dédiés à l'observation des océans, de nombreux satellites scrutent la Terre dans le but de collecter des données permettant d'accroître notre compréhension et notre connaissance des mécanismes régissant le comportement des océans. Comparés aux méthodes d'observation océanique sur site (mesure de marée, jauge, balise GPS pour mesurer le niveau des océans), les altimètres radars embarqués à bord d'une plateforme spatiale ou aérienne fournissent une couverture globale et ainsi permettent une étude des phénomènes océaniques à grande échelle sans avoir à déployer un réseau d'instruments denses et contraignants. On dénombre plus d'une quinzaine de missions satellitaires dédiées à la mesure du niveau des océans par altimétrie radar sur ces 30 dernières années. Parmi elles nous pouvons notamment citer les missions historiques Seasat, ERS, Topex/Poseidon, Envisat, Jason, qui furent couronnées de succès. Les données altimétriques ainsi obtenues sont encore actuellement traitées par la communauté scientifique et représentent une source d'informations précieuses.

La plupart des altimètres radars utilisés en observation de la Terre émettent une onde électromagnétique vers la surface terrestre et analysent la forme de l'onde après réflexion sur cette dernière. On parle alors de radar actif, ce qui signifie que l'instrument radar émet lui-même sa propre onde électromagnétique. L'écho ainsi obtenu permet d'en déduire la distance séparant le satellite de la surface de réflexion à partir du temps mis par l'onde pour effectuer le trajet d'aller-retour et ainsi fournir des mesures altimétriques. Les altimètres radars permettent également de collecter un certain nombre de paramètres physiques propres à la surface de réflexion (rugosité et état de mer, taux d'humidité, coefficient de rétro-diffusion...). Suivant le besoin des observations et des données à collecter, ils sont généralement accompagnés de nombreux autres

capteurs tels que des GPS de précision permettant de déterminer la position du satellite, ou bien encore des radiomètres pour mesurer le taux d'humidité dans l'atmosphère, ces derniers pouvant impacter le temps d'aller-retour de l'onde radar émise.

Depuis le milieu des années 90 [65], la communauté scientifique développe une approche radar passive utilisant des signaux de radionavigation comme signaux d'opportunité : la réflectométrie GNSS (GNSS-R : Global Navigation Satellite System - Reflectometry). La réflectométrie GNSS est une technique de type radar utilisant les signaux en provenance de satellites de radionavigation, principalement la constellation GPS, comme signaux d'opportunité. Dans cette approche, les surfaces qui réfléchissent les signaux GNSS sont caractérisées pour en extraire un maximum d'informations sur l'environnement du récepteur (humidité des sols, rugosité de la surface de réflexion du signal GNSS, ...). En effet, la comparaison entre le signal direct en provenance du satellite et le signal réfléchi permet d'obtenir certaines propriétés physiques associées à la surface de réflexion. Contrairement aux méthodes de télédétection radar classiques décrites précédemment, où un signal spécifique est émis par le dispositif radar afin de caractériser une cible, la réflectométrie des signaux GNSS exploite l'ensemble des signaux de radionavigation déjà présents dans l'environnement. De tels dispositifs sont généralement composés d'antennes passives, et sont totalement indépendants des sources d'émission. De plus, l'utilisation des signaux GNSS présente un avantage compte tenu des informations portées par ces derniers. En effet, les signaux GNSS sont précisément datés et, de par la multitude de constellation en activité, il est possible d'observer de manière simultanée un grand nombre de réflexions. L'intérêt de cette approche d'observation est qu'elle nécessite peu d'investissement, car elle utilise une infrastructure déjà existante, celle des systèmes GNSS. De plus, on dispose par cette méthode d'une couverture globale permanente et de la possibilité d'effectuer avec le même récepteur le positionnement et la datation précise du signal sans apport d'informations ou de capteurs supplémentaires. L'altimétrie appliquée à la surveillance du niveau des eaux est l'une des applications possibles d'un tel dispositif, et constitue l'objet de cette thèse.

Le but de ce premier chapitre bibliographique est de fournir une vision globale des missions satellites altimétriques dédiées à la mesure du niveau des océans. Dans un premier temps, section 1.2 nous présenterons de façon succincte le fonctionnement des principales catégories d'altimètres radars conventionnels et les principales missions satellites d'observation de la Terre ayant pour objectif la mesure du niveau des océans. Puis, dans un second temps, une présentation des systèmes d'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS sera réalisée. La structure des signaux GNSS ainsi que leur traitement et les différentes techniques dédiées à l'altimétrie seront présentées. Une présentation des missions spatiales usant de la réflectométrie GNSS pour

l'observation de la Terre sera réalisée, ainsi qu'une comparaison avec les missions spatiales d'altimétrie traditionnelle. Enfin, dans le cadre de mes travaux de thèse, les différents estimateurs développés étant dédiés à l'altimétrie au sol par GNSS-R, un rapide aperçu des méthodes d'altimétrie GNSS-R terrestres ayant été mises en oeuvre à ce jour sera présenté. Le chapitre sera clôt par une conclusion visant à démontrer l'apport de la réflectométrie GNSS pour l'altimétrie en observation de la Terre.

## 1.2 Mesures altimétriques en observation de la Terre

Les systèmes d'observation de la Terre par satellite, et plus particulièrement des océans, ont été imaginés et développés au début des années 70. Embarqué à bord de la station internationale Skylab, l'altimètre radar S-193 [70] [96] fut le premier à être utilisé en tant que démonstrateur pour la mesure du niveau des océans. Ce dernier avait une précision rudimentaire de l'ordre d'une dizaine de mètre. Depuis, plus d'une quinzaine de satellites d'observation embarquant des altimètres radars ont été lancés dans le but d'observer le comportement des océans et d'en déduire les mécanismes régissant son fonctionnement. De nos jours, les altimètres radars embarqués à bord de satellites ont une précision annoncée de l'ordre du centimètre. Le but de cette section est d'introduire les principales familles d'altimètres radars utilisés en observation de la Terre par satellite, et de décrire les principales missions associées, ainsi que leur précision.

### 1.2.1 Principe de l'altimétrie radar par satellite

La plupart des altimètres radars dédiés à l'observation de la Terre utilisent des techniques radars actives. Le principe des techniques radars consiste à émettre une onde électromagnétique en direction d'une surface à sonder et d'analyser son écho afin d'étudier la surface ciblée. On parle alors de système radar "actif", le dispositif gérant lui même l'émission des ondes électromagnétiques utilisés pour sonder son environnement. Si la même antenne est utilisée pour l'émission et la réception, on parle de système monostatique. Si l'antenne de réception est différente, on parle alors de système bi-statique ou multi-statique (dans le cas où un grand nombre d'antennes sont utilisées). De manière générale, la puissance de l'écho radar est définie par des caractéristiques propres au matériel utilisé et à la zone étudiée (gain des antennes, rugosité de la surface, ...). Elle est modélisée par l'équation radar [102] représentée par la formule suivante :

$$P^r = P^e \frac{G^e G^r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^e{}^2 R^r{}^2} \quad (1.1)$$

avec  $P^r$  la puissance de l'écho radar,  $P^e$  la puissance du signal radar émis,  $\lambda$  la longueur d'onde du signal radar utilisé et  $\sigma$  le coefficient de rétrodiffusion de la cible. Les termes  $G^e$  et  $G^r$  représentent respectivement le gain des antennes émettrice et réceptrice, tandis que les termes  $R^e$  et  $R^r$  correspondent à la distance radiale antenne émettrice-cible et à la distance cible-antenne réceptrice. L'équation 1.1 est simplifiée pour un radar n'utilisant qu'une unique antenne pour l'émission et la réception, ce qui est le cas des altimètres radars conventionnels qui sont des radars actifs. Dans le cadre d'un système radar actif et monostatique, il est possible de simplifier l'équation 1.1 et définir un gain d'antenne  $G$  tel que  $G = G^e = G^r$ , et  $R$  la distance radiale radar-surface tel que  $R = R^e = R^r$ .

Pour la mesure altimétrique du niveau des océans, la distance entre l'altimètre radar et la surface de réflexion est généralement calculée en mesurant le temps d'aller-retour de l'onde électromagnétique émise. La Figure 1.1 illustre le principe de la mesure du niveau des océans par des altimètres radars, embarqués à bord de satellites d'observation de la Terre. La mesure repose sur le principe de l'écho radar [34]. Une impulsion radar est émise au nadir, c'est-à-dire avec un angle d'incidence quasi-nul, et la durée de son trajet d'aller-retour est mesurée afin de déterminer la distance séparant le satellite de la surface réfléchie, en l'occurrence la surface de l'océan comme illustré Figure 1.1. La distance satellite-surface mesurée  $R$  est donc proportionnelle à la durée d'aller-retour  $\Delta t_R$  de l'impulsion radar émise soit :

$$R = \frac{C \Delta t_R}{2} \quad (1.2)$$

où  $C$  représente la vitesse de propagation de l'impulsion radar émise, en première approximation la vitesse de la lumière dans le vide.

La mesure de distance satellite-surface permet de déterminer la hauteur du niveau des océans [73] [85]. Pour cela, il est nécessaire de définir une référence de hauteur arbitraire. Cette référence est calculée à partir d'une ellipsoïde qui est une approximation mathématique du géoïde terrestre, la surface équipotentielle du champ de gravité terrestre coïncidant avec le niveau moyen des mers. Par conséquent, comme illustré Figure 1.1, la hauteur du niveau de la mer, ici notée  $h$ , est égale à la différence entre la distance satellite-surface  $R$  et l'altitude du satellite, notée  $H_{sat}$  par rapport à l'ellipsoïde de référence, soit :

$$h = H_{sat} - R \quad (1.3)$$

Comme sous-entendu équation 1.3, les mesures de distance satellite-océan obtenues par un altimètre radar ne sont pas directement exploitables et il convient de replacer ces dernières dans un référentiel commun. Par conséquent, une bonne connaissance de l'altitude du satellite,  $H_{sat}$ ,

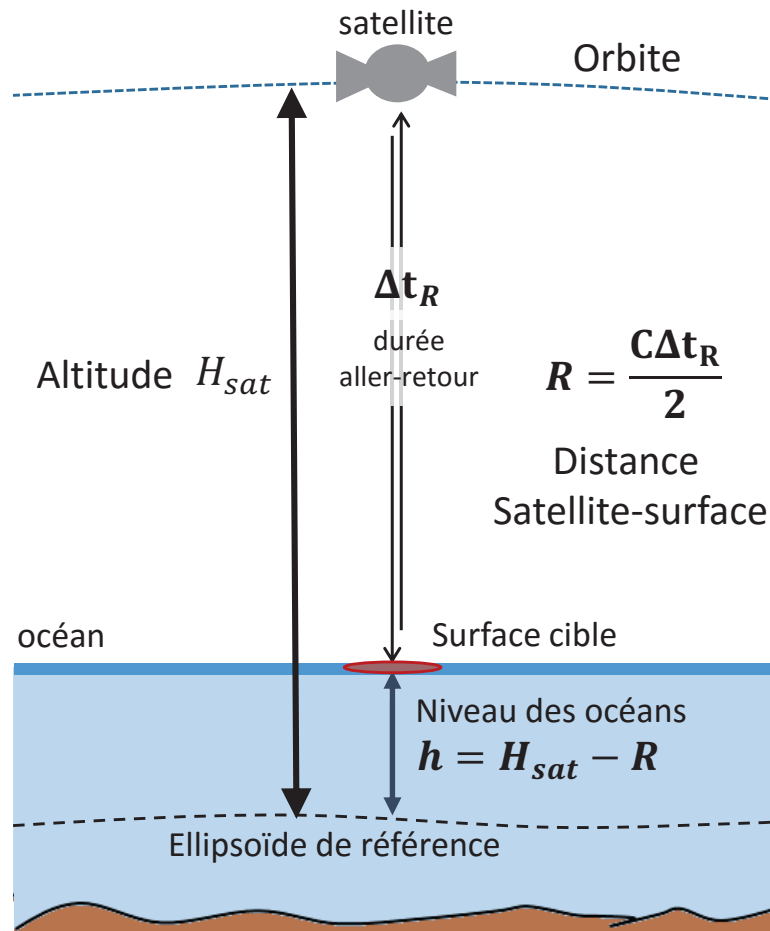


FIGURE 1.1 – Principe de l’altimétrie radar pour la mesure du niveau des océans

joue donc un rôle primordial dans l’estimation du niveau des océans. Pour cela, la trajectoire de l’orbite du satellite se doit d’être déterminée de manière précise, par rapport à l’ellipsoïde terrestre ou tout autre référentiel. L’orbitographie précise du satellite est généralement réalisée en combinant plusieurs systèmes de positionnement tels que des système GNSS (GPS, Glonass...), des altimètres Laser, ainsi que le système de positionnement DORIS (développé par le CNES, réseau de balises au sol et réparties de par le monde, permettant une localisation et une orbitographie précise). De manière générale, les satellites de télédétection sont majoritairement placés en orbite terrestre basse (orbite LEO inférieure à 2000 km) ce qui implique une période de révolution autour de la Terre de quelques heures (environ 2 heures pour les principales missions d’observation des océans).

On ajoutera que l’orbite du satellite embarquant l’altimètre radar, en plus d’influer lourdement sur la précision des mesures de hauteur d’eau, est un paramètre critique dans la conception des missions spatiales [11] [12]. En effet, le choix de l’orbite du satellite définit la résolution tempo-



relle et spatiale des mesures altimétriques au sol (localisation des empreintes au sol et fréquence des mesures d'altimétrie en un point donné). Pour une mission d'observation de la Terre par satellite, le choix de l'orbite est donc défini pour obtenir une couverture la plus complète possible de la surface de la Terre. L'inclinaison de l'orbite correspond à la latitude maximale parcourue par la trace au sol du satellite, c'est-à-dire la projection verticale de la position du satellite sur la surface terrestre, et par conséquent la latitude maximale d'observation (en supposant un instrument radar avec visée verticale au sol, c'est-à-dire au nadir). La période de répétitivité de l'orbite, ou cycle d'orbite, correspond au temps nécessaire pour que le satellite repasse sur une même trace au sol. Il donne une information sur l'échantillonnage temporel et la couverture spatiale de l'altimètre radar sur la surface du globe. Plus le cycle de l'orbite est long, meilleur est la couverture spatiale à la surface du globe, mais moins bonne est la résolution temporelle en un point de mesure donné. Ainsi, pour une répétitivité d'une dizaine de jours la résolution spatiale entre deux traces au sol à l'équateur est de l'ordre de  $2.8^\circ$  en longitude, soit près de 310 kilomètres (caractéristique de l'orbite des missions Topex-Poseidon et Jason-1/2/3). Pour une période d'orbite de 35 jours, la résolution spatiale entre deux traces au sol à l'équateur est de l'ordre de  $0.72^\circ$  en longitude ce qui correspond à une inter-trace au sol de 80 kilomètres (caractéristique des orbites de ERS-1/2, Envisat et SARAL). La Figure 1.2 représente la trace au sol, avec fauché de l'instrument radar pour le satellite Jason-2 (visée au nadir avec une taille d'empreinte de 30 km).

Enfin, il est important de noter que l'estimation de la distance satellite-récepteur, basée sur la mesure de  $\Delta t_R$ , le temps d'aller-retour, satellite-surface puis surface-satellite, est faussé à travers l'atmosphère et l'ionosphère. Il est donc nécessaire, en plus des biais instrumentaux inhérents à toute mesure (biais instrumentaux, calibration interne...), d'appliquer un certain nombre de corrections à la mesure de distance satellite récepteur. Le choix des fréquences utilisées par l'altimètre radar devient ainsi un paramètre important dans la précision des mesures. En effet, en combinant plusieurs bandes de fréquences il devient alors possible d'estimer ces effets inhérents à la propagation du signal. Pour l'altimétrie, les bandes de fréquences utilisées sont dans le domaine des micro-ondes et correspondent aux bandes *S* (2-4 GHz, soit 7.5-15 cm de longueur d'onde), *C* (4-8 GHz, soit 3.75-7.5 cm de longueur d'onde), *Ku* (12-18 GHz, soit 1.67-2.4 cm de longueur d'onde), et *Ka* (26.5-40 GHz, soit 0.75-1.1 cm de longueur d'onde). Les bandes *Ku* et *Ka* sont les bandes de fréquences les plus couramment utilisées pour effectuer des mesures d'altimétrie, les bandes *S* et *C* étant utilisées en supplément pour corriger les retards sur la propagation de l'impulsion radar émise. Par exemple l'altimètre radar RA-2, utilisé par le satellite ENVISAT, est un altimètre radar bi-fréquence fonctionnant à l'aide d'une fréquence principale à 13.575 GHz (*Ku*-Band) et d'une fréquence secondaire à 3.2 GHz (*S*

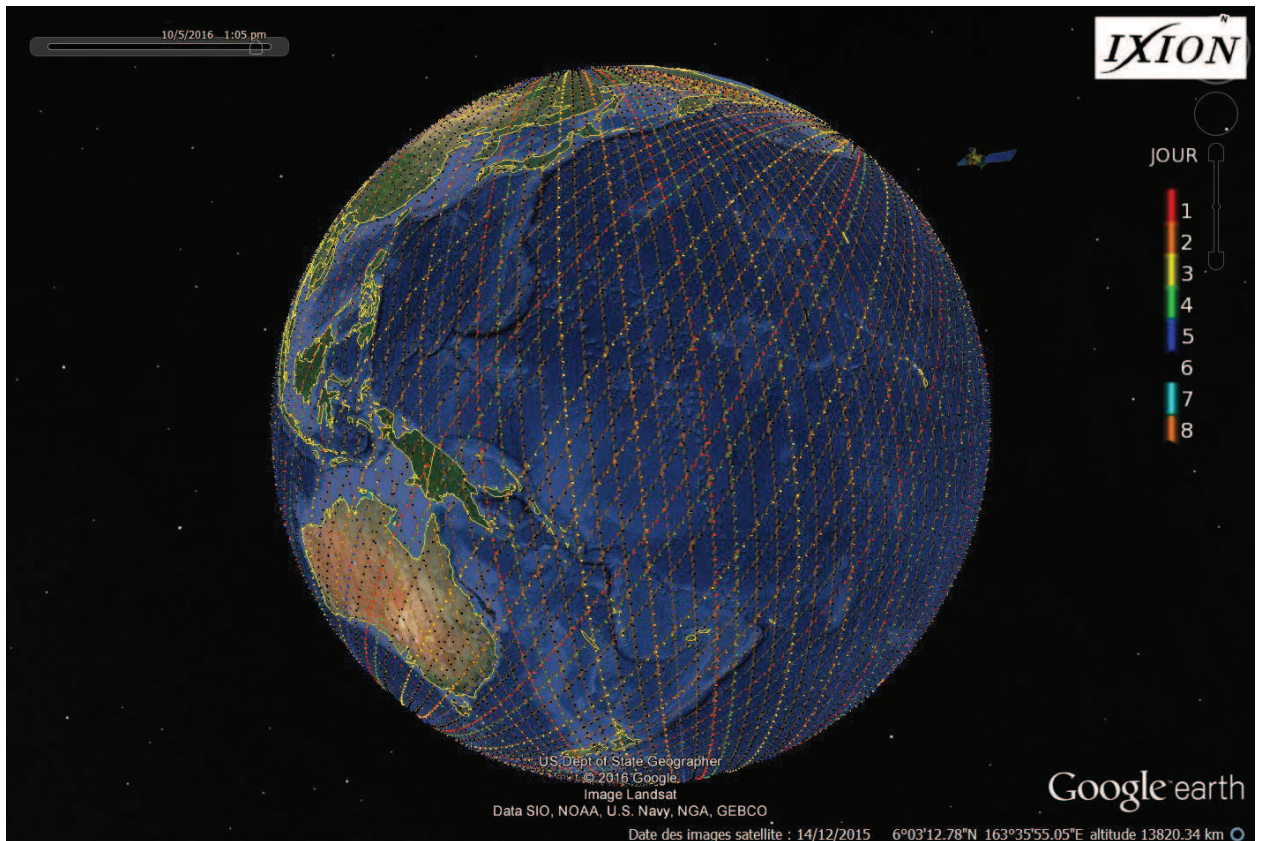


FIGURE 1.2 – Trace au sol du satellite Jason-2 pour 10 jours, avec fauché au nadir de 30km (simulation à partir des paramètres orbitaux de Jason-2 et du logiciel IXION [62])

Band) permettant de fournir le retard de propagation de l’impulsion radar dû à la traversée de la ionosphère (correction ionosphère sur la mesure de distance estimée par l’altimètre). Des corrections complémentaires peuvent être également obtenues par d’autres systèmes embarqués tel qu’un radiomètre micro-onde pour mesurer le taux d’humidité.

En tenant compte des erreurs associées à la détermination précise des paramètres orbitaux, des différentes corrections correspondant aux effets de propagation de l’impulsion radar, et des multiples corrections associées aux effets de marées, la mesure du niveau des mers est aujourd’hui calculée avec une précision centimétrique. La hauteur du niveau des océans par rapport à l’ellipsoïde de référence est communément appelée *SSH*, pour “Sea Surface Height”, par la communauté scientifique. L’observation des océans par satellites, donnant accès à une couverture globale de la cartographie du niveau des océans, est une source majeure d’informations pour la communauté océanographique. La Figure 1.3 montre un exemple de carte globale du niveau des océans, construite à partir de mesures altimétriques obtenues par la mission Topex/Poseidon [19]. Cependant, compte tenu de la résolution spatiale des mesures altimétriques par satellite,

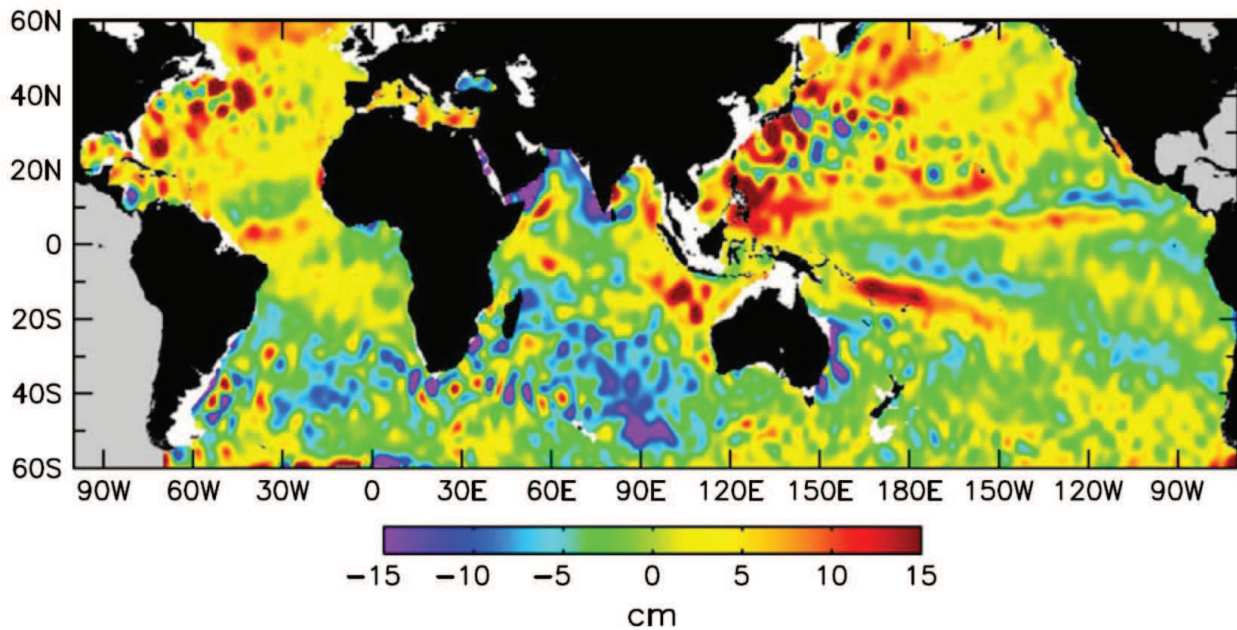


FIGURE 1.3 – Exemple de cartographie globale du niveau des océans (*SSH*) construit à partir des mesures d’altimétrie issues de la mission Topex/Poseidon le 28 aout 1996 (Source : [19]).

l’altimétrie conventionnelle ne permet pas d’observer et de reconstruire des processus océaniques ayant une structure inférieure à 200 km. On rappellera que les processus régissant la dynamique des océans ont des échelles spatiales comprises entre 400 km à 10 km (courant marin) s’étalant sur des durées allant de quelques jours à plusieurs mois.

Il est possible de distinguer trois familles d’altimètres radars. Les altimètres radars dits “à impulsion”, qui constituent la première génération d’altimètres et sont les plus couramment utilisés. Les altimètres radars SAR/Doppler, qui constituent la seconde génération et apportent une augmentation en résolution de l’écho radar le long de la trace au sol. Enfin, bien qu’utilisée à des fins d’étude topographique, une troisième famille de radars est appelée à être utilisée dans les années futures, l’Interférométrie SAR (InSAR).

## 1.2.2 Altimètre radar conventionnel

Les altimètres radars “conventionnels” (ou en mode LRM pour Low Resolution Mode) mesurent le temps d’aller-retour d’une impulsion électromagnétique émise en direction d’une surface cible. Comme illustré Figure 1.4, un altimètre radar émet de courtes impulsions électromagnétiques, ou “pulse radar”, à une fréquence très élevée (plus de 1700 fois par seconde) vers la surface terrestre. La surface ciblée réfléchissant le signal radar, l’altimètre reçoit un écho. La puissance de l’écho retour, appelé également “forme d’onde”, est représentée Figure 1.4.a dans un cas idéal où la surface de réflexion est plane [44]. Les différentes parties et caractéristiques principales de la forme d’onde sont également représentées. L’amplitude de la puissance de l’écho radar en fonction du temps peut se décomposer en trois étapes, les empreintes au sol correspondant à chacune de ces étapes sont illustrées Figure 1.4.b, 1.4.c et 1.4.d.

La première étape, Figure 1.4.b, correspond à l’écho radar observé par l’altimètre avant la réflexion de l’impulsion radar émise. L’amplitude du signal reçu correspond au bruit thermique du capteur, on n’observe aucun écho radar. La seconde étape, Figure 1.4.c, correspond à une augmentation de l’amplitude du signal réfléchi, dû au fait que le pulse radar émis par l’altimètre atteint la surface de l’océan (front de montée). La puissance de l’écho est proportionnelle à l’aire d’intersection pulse-surface. Ce dernier va alors croître jusqu’à atteindre une valeur palier. L’aire de l’intersection entre la surface de réflexion et le pulse radar émis par l’altimètre est alors conservée et se propage, accompagnée d’une diminution de l’amplitude de l’écho radar, comme représenté Figure 1.4.d. Il s’en suit une étape où l’intensité de l’amplitude du signal radar réfléchi décroît au cours du temps.

Le milieu du front de montée permet de déterminer le temps de trajet aller-retour  $\Delta t_R$ , soit la mesure de distance altimétrique  $R$  exprimée équation 1.2. La résolution  $dR$  sur l’estimation de la distance satellite-surface  $R$  est logiquement définie par la durée du pulse-radar. Cependant, la compression en impulsion du pulse-radar émis (ou “full deramp technique”) permet d’accroître la précision de l’altimètre (et de diminuer la durée du pulse radar) en modulant une variation linéaire en fréquence sur l’impulsion radar émise [85]. Pour une modulation ayant une bande de fréquence  $B_f$ , le pulse-radar “effectif”  $\tau_p$  de l’altimètre devient :

$$dR = \frac{C \tau_p}{2} \quad \text{avec} \quad \tau_p = \frac{1}{B_f} \quad (1.4)$$

De manière générale, l’ensemble des altimètres étant utilisés de nos jours exploitent la compression d’impulsion et ont une durée d’impulsion “effective” de l’ordre de quelques nanosecondes. Le satellite démonstrateur Seasat [91], qui fut lancé en 1978 par la Nasa, faisant suite à la mis-

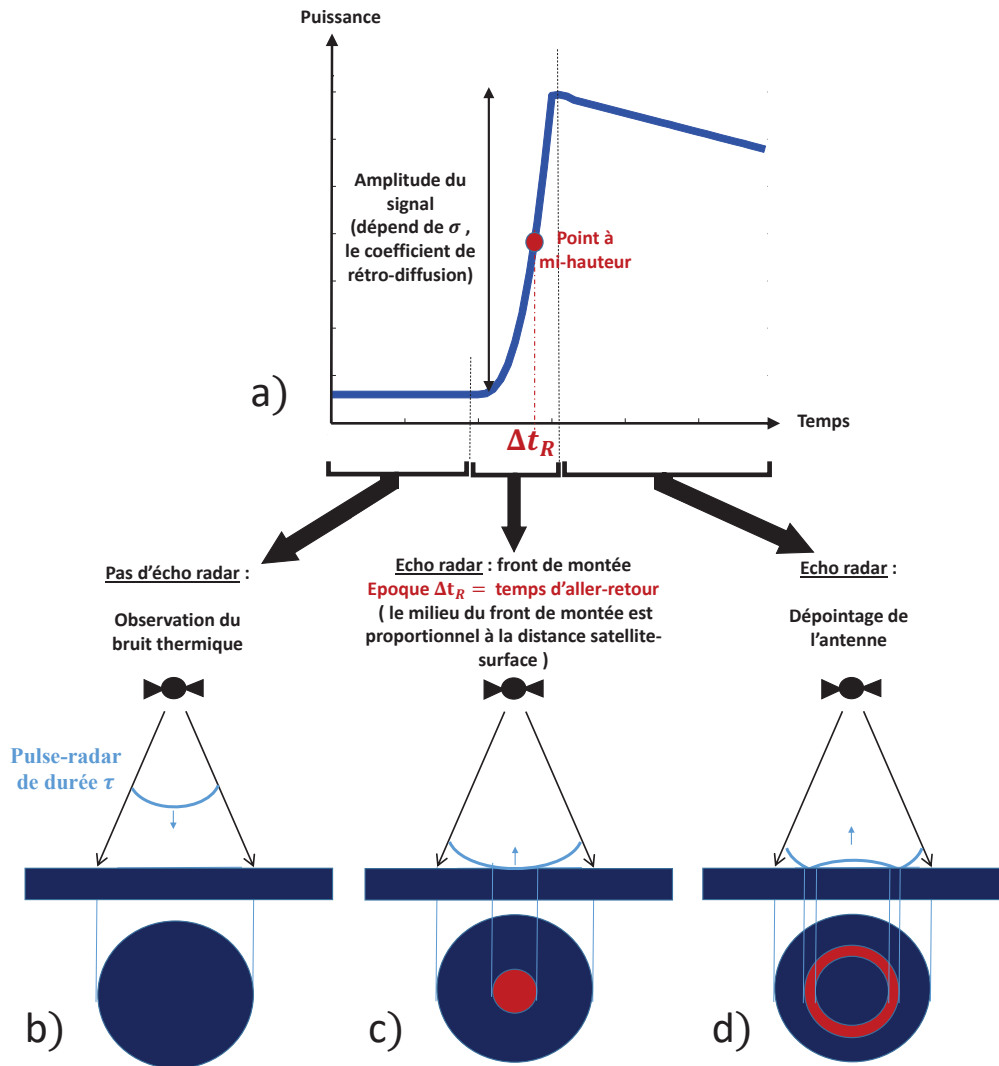


FIGURE 1.4 – Analyse de la forme d’onde d’un altimètre RADAR et empreinte au sol : cas idéal d’une surface plane

sion Skylab, fut la première mission spatiale d’observation de la Terre utilisant un altimètre usant de la compression d’impulsion. Seasat ne fut en activité que très peu de temps, mais permis de démontrer la faisabilité du système [29]. La largeur de la bande de fréquence utilisée pour la compression en fréquence des impulsions radar est généralement  $B_f = 320\text{MHz}$ , soit  $\tau_p = 3.125\text{ns}$  (se reporter aux Tableaux 1.1 et 1.2).

La mesure de distance entre le radar et la surface de réflexion, n’est pas la seule caractéristique exploitable en analysant la forme d’onde. L’amplitude de la puissance du signal est proportionnelle au coefficient de rétro-diffusion  $\sigma$ , et la pente du front de montée permet d’obtenir un certain nombre d’informations sur la hauteur des vagues et l’état de la mer. En effet, dans le cas

d'une surface plane, comme représenté Figure 1.4, la puissance de l'écho radar est augmentée de manière abrupte. Dans le cadre d'une surface océanique agitée, l'impulsion radar émise par l'altimètre atteint les vagues en surface de manière non-homogène, cela ayant pour effet d'augmenter l'amplitude de l'écho de manière progressive, la pente du front de montée est alors plus faible, comme illustré Figure 1.5. La pente du front de montée est ainsi reliée à la hauteur significative des vagues ou  $SWH$  pour "Significant Wave Height".

Compte tenu des multiples réflexions de surface et du bruit de mesure, il s'avère généralement nécessaire de moyenner un grand nombre de pulses radar pour augmenter le rapport signal à bruit de la forme d'onde. Ces derniers doivent également être suffisamment espacés afin d'éviter la corrélation entre les échos radar. Les altimètres radars sont également utilisables sur les surfaces continentales, les formes d'ondes observées présentant des formes beaucoup plus complexes qui ne seront pas traitées dans cette thèse. Quelques exemples de formes d'onde réelles, issus des mesures du satellite TOPEX-Poseidon, sont présentés Figure 1.6 à titre d'illustration.

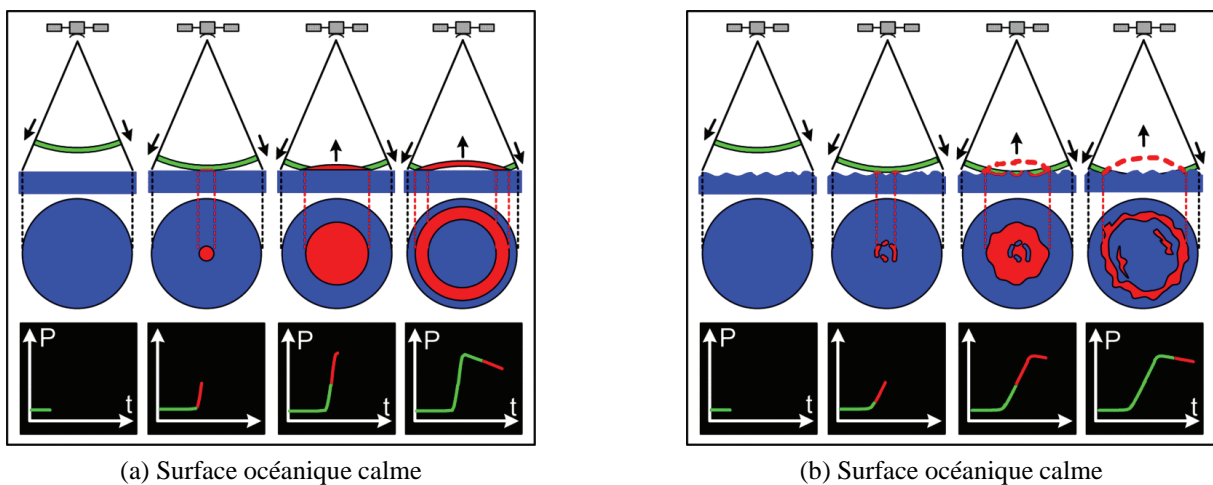


FIGURE 1.5 – Influence de l'état de la mer sur la forme d'onde. Source [3] : AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic).

L'un des inconvénients de cette technique radar réside dans la taille des empreintes au sol. Ces dernières ont une dimension minimale de l'ordre de la dizaine de km de diamètre, ce qui rend l'étude du milieu littoral terre-mer non valide. La taille de la tache au sol  $D_{sol}$  (ou "Beam-limited footprint") ne dépend que des caractéristiques orbitales et de la taille de l'antenne émettrice. Pour des altimètres avec visée au nadir, et de manière indépendante au mode de fonctionnement, la zone d'observation (rayonnement) du satellite  $D_{sol}$  est calculée selon la

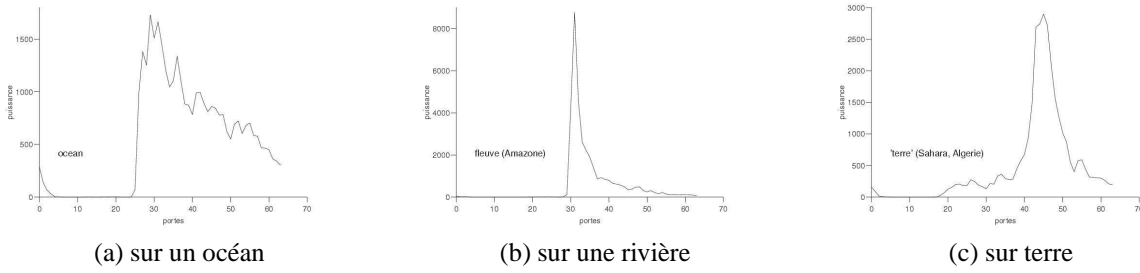


FIGURE 1.6 – Exemples de formes d’onde réelles de l’altimètre Topex. Source : AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic).

relation suivante (formule de diffraction classique) :

$$D_{sol} = 1.22 \frac{\lambda R}{d_{ant}} \cong \theta_D R \quad (1.5)$$

où  $d_{ant}$  représente la taille de l’antenne radar émettrice, en mètre, et  $\lambda$  la longueur d’onde utilisée par l’altimètre. L’angle  $\theta_D = 1.22 \frac{\lambda}{d_{ant}}$  correspond à l’étalement angulaire de l’émission du radar, ce qui permet d’estimer la zone d’observation couverte par le satellite.

L’empreinte au sol effective, c’est-à-dire le diamètre de l’empreinte du pulse radar  $D_{pulse}$  (ou “Pulse-limited footprint” en mode LRM), dépend de la résolution  $\tau_p$  de l’altimètre et de l’état de mer relié à la hauteur significative des vagues  $SWH$ , soit[75] :

$$D_{pulse} = 2 \sqrt{\frac{R [(C \tau_p)^2 + (2h_{SWH})^2]^{0.5}}{(1 + R/R_T)}} \quad (1.6)$$

avec  $h_{SWH}$ , qui représente la hauteur significative des vagues et  $R_T = 6371\text{km}$  le rayon de la Terre. La hauteur des vagues de la zone ciblée par l’altimètre radar a un impact majeur sur la dimension de l’empreinte radar. Par exemple, pour une impulsion radar de  $\tau_p = 3.125\text{ns}$  (soit  $B_f = 320\text{MHz}$ ) et une altitude de  $H_{sat} = 1335\text{km}$  (orbite des missions Topex/Poseidon, Jason 1, 2 et 3), la dimension de l’empreinte effective est de 2 km pour  $h_{SWH} = 0\text{m}$ . L’empreinte  $D_{pulse}$  atteint 5.5 km pour  $h_{SWH} = 3\text{m}$ , puis 9.6 km pour  $h_{SWH} = 10\text{m}$ . Il est donc impossible, dans de telles conditions, d’effectuer une étude des milieux littoraux et des côtes par altimétrie spatiale.

Les Tableaux 1.1 et 1.2 répertorient l’ensemble des missions spatiales dédiées à l’observation des océans par des altimètres radars “conventionnels” (de type LRM). Les paramètres principaux décrivant et caractérisant les altimètres radars décrits dans cette section sont également

représentés.

Lancée par l'armée américaine (US Navy) en 1985 et faisant suite au démonstrateur Seasat (1978), la mission Geosat [38] fut la première mission d'observation du niveau des océans embarquant un altimètre radar de haute précision (moins de 5 cm d'erreur sur la distance satellite-océan). Geosat fut le premier satellite à collecter plusieurs années de données, de 1985 à 1990. Elle fut suivie par les missions ERS-1 et ERS-2. Lancées respectivement en 1991 et 1995 par l'ESA (European Space Agency), les deux satellites ERS (European Remote Sensing) eurent pour objectif d'observer l'environnement Terrestre dans son intégralité. L'objectif de la mission comprenait l'observation des océans (dont une partie dédiée à l'altimétrie), des calottes polaires, des zones côtières et l'observation du géoïde marin (application géodésique). ERS-1 et ERS-2 ont partagé le même orbite (fonctionnement en tandem entre 1995 et 1996) ainsi que les mêmes capteurs (seul des capteurs atmosphériques furent rajoutés sur ERS-2). En complément de l'altimètre RA-1 décrit Tableau 1.1, les deux satellites ont embarqué une charge utile quasiment identique [27] [28] constituée d'un radiomètre infrarouge (observations sur la température de surface et mesure d'humidité de l'atmosphère) et d'un instrument combinant les fonctions d'un imageur SAR (voir section 1.2.4) et d'un diffusiomètre (mesure de la vitesse et de la direction des vents).

La mission Envisat, en se positionnant sur le même orbite (785 km, cycle d'orbite de 35 jours), a permis d'assurer la continuité des missions ERS (notamment en fonctionnant en tandem avec ERS-2). Lancé par l'ESA en 2001, Envisat embarquait près d'une dizaine d'instruments [26] dédiés à l'observation de la Terre. Parmi ces instruments, nous citerons le système d'orbitographie et de localisation DORIS qui, couplé avec l'altimètre RA-2, a permis d'augmenter la précision des mesures de niveau des océans ; et un radiomètre micro-onde afin de mesurer le contenu en vapeur d'eau de l'atmosphère permettant de corriger le ralentissement du signal altimétrique durant sa propagation. La mission Envisat a également embarqué à son bord un imageur SAR, un diffusiomètre et divers instruments dédiés à l'étude de l'atmosphère terrestre.

Enfin, sur une orbite commune à ERS-1/2 et Envisat on notera également la présence de la mission HY-2 et Saral. Lancé par la Chine en 2011, HY-2 (HaiYang pour "océan") fait partie d'une série de satellites océanographiques. Le satellite HY-2 [47], dédié à l'étude de la dynamique des océans, comprend un altimètre bi-fréquence en bandes Ku et C, un diffusiomètre et un radiomètre micro-onde. Il comprend également un instrument DORIS pour l'orbitographie. La mission Saral, lancée en 2013, est quand à elle issue d'une collaboration entre l'Inde et la France [90]. La mission Saral embarque à son bord un altimètre-radiomètre AltiKa (pour Altimeter in Ka-Band) afin de démontrer les capacités des altimètres en bande Ka pour les ap-



plications à haute résolution qui seront développées pour la future mission Swot (voir section 1.2.4). La Bande Ka permettant une meilleure observation dans les zones côtières et les eaux continentales.

Pour finir, issue d'un partenariat entre la NASA et le CNES, la mission Topex/Poseidon fut lancée en Octobre 1992 et resta en activité jusqu'en Janvier 2006, ce qui à ce jour constitue un exemple de durabilité. Dédié à l'altimétrie de précision des surfaces océaniques, Topex/Poseidon avait pour objectif d'observer et comprendre les processus régissant la circulation océanique. On notera qu'il s'agit du premier altimètre bi-fréquence en Bande Ku et C (afin de corriger les effets de propagation du signal altimétrique à travers la ionosphère) et bénéficiant du système Doris pour effectuer une détermination précise de son orbite (estimé à 2-3 cm). La mission embarquait également un radiomètre pour la mesure d'humidité de l'atmosphère et pour augmenter la précision des mesures du niveau des océans. Topex/Poseidon marque une révolution dans l'étude océanographique en rendant possible une couverture globale et quasi-continue de la surface du globe avec un cycle d'environ 10 jours (contre 35 précédemment).

La succession de la mission Topex/Poseidon fut assurée par la constellation de satellites Jason-1 (2001-2013), Jason-2 (2008) et Jason-3 (2016). L'ensemble des satellites de la constellation Jason étant placé sur la même orbite afin de produire une continuité dans les mesures. Contrairement à Topex/Poseidon, qui était considérée comme une mission satellitaire expérimentale, les satellites de la constellation Jason sont considérés comme opérationnels pour fournir des mesures altimétriques de haute précision afin de déterminer le niveau des océans (mesure du SSH et ses dérivées). Il faut noter que les principales différences entre les générations de satellites Jason résident dans l'amélioration des différents instruments embarqués (altimètre, radiomètre), ces derniers héritant des progrès technologiques et de l'expérience des précédentes missions (cf. les altimètres Poseidon-2/3/3B Tableau 1.2).

<b>Mission</b> (agence)	<b>Seasat</b> (NASA)	<b>Geosat</b> (US NAVY)	<b>ERS-1</b> (ESA)	<b>Topex/Poseidon</b> (NASA / CNES)		<b>ERS-2</b> (ESA)	<b>Jason-1</b> (NASA / CNES)
<b>Dates</b>							
lancement	Juil. 1978	Mars 1985	Juil. 1991	Oct. 1992		Avr. 1995	Dec. 2001
fin de vie	Oct. 1978	Jan. 1990	Mai 1996	Oct. 2005		Juil. 2011	Juil. 2013
<b>Orbites</b>							
altitude	800 km	800 km	785 km	1336 km		785km	1336 km
inclinaison	108°	108.1°	98.52°	66°		98.52°	66°
répétitivité	17 jours	17 jours	35 jours	9.9156 jours		35 jours	9.9156 jours
précision	≈100cm	≈30-50cm	8-15 cm	2-3 cm		7-8 cm	2-3 cm
<b>Altimètre</b>							
instrument	<b>ALT</b>	<b>GRA</b>	<b>RA-1</b>	<b>NRA</b>	<b>Poseidon-1</b>	<b>RA-1</b>	<b>Poseidon-2</b>
fréquence émise	Bande Ku 13.56 GHz	Bande Ku 13.5 GHz	Bande Ku 13.8 GHz	Bande Ku et C 13.57 et 5.3 GHz	Bande Ku 13.65 GHz	Bande Ku 13.8 GHz	Bande Ku et C 13.57 et 5.3 GHz
largeur de bande	320 MHz	320 MHz	330 MHz	320 MHz	320 Mz	330 MHz	320 Mz
précision mesure	10 cm	5 cm	3 cm	2-3 cm	2-3 cm	3 cm	2 cm
diamètre antenne	1 m	1.04 m	1.2 m	1.5 m	1.5 m	1.2 m	1.2
empreinte au sol	21 km	29 km	18 km	24 et 62 km	25 km	18 km	30 et 80 km
(étalement ang.)	(1.6°)	(2.0°)	(1.3°)	(1.1° et 2.7°)	(1.1°)	(1.3°)	(1.28° et 3.4°)
empreinte du pulse min.	1.7 km	1.7 km	1.6 km	2.2 km	2.2 km	1.6 km	2 km

TABLE 1.1 – Liste et caractéristiques des principaux satellites dédiés à l’altimétrie fonctionnant en mode LRM pour l’observation des océans (lancement entre 1978 et 2001)

<b>Mission</b> (agence)	<b>Envisat</b> (ESA)	<b>Jason-2</b> (NASA / CNES)	<b>HY-2</b> (CNSA)	<b>Saral</b> (ISRO / CNES)	<b>Jason-3</b> (NASA / CNES)
<b>Dates</b> lancement fin de vie	Mars 2002 Mai 2012	Juin 2008 —	août 2011 —	Feb. 2013 —	Jan. 2016 —
<b>Orbites</b> altitude inclinaison répétitivité précision	782-800 km 98.55° 30-35 jours 2-3 cm	1336 km 66° 9.9156 jours 2-3 cm	971 km 99.3° 14 et 168 jours <5 cm	800 km 98.538° 35 jours 2 cm	1336 km 66° 9.9156 jours 2 cm
<b>Altimètre</b> instrument fréquence émise largeur de bande précision mesure diamètre antenne empreinte au sol (étalement ang.) empreinte du pulse min.	<b>RA-2</b> Bande Ku et S 13.575 et 3.2 GHz 320 MHz 2-3 cm 1.2 m 18 et 77 km (1.29° et 5.5°) 1.7 km	<b>Poseidon-3</b> Bande Ku et C 13.57 et 5.3 GHz 320 MHz 2 cm 1.2 m 30 et 80 km (1.28° et 3.4°) 2 km	<b>RA</b> Bande Ku et C 13.58 et 5.25 GHz 320 MHz 2 cm 1.4m 19 et 48 km (1.1° et 2.8°) 1.8 km	<b>AltiKa</b> Bande Ka 35.75 GHz 500 MHz 2 cm 1.0 m 8 km (0.59°) 1.3 km	<b>Poseidon-3B</b> Bande Ku et C 13.57 et 5.3 GHz 320 MHz 2cm 1.2 m 30 et 80 km (1.28° et 3.4°) 2km

TABLE 1.2 – Liste et caractéristiques des principaux satellites dédiés à l’altimétrie fonctionnant en mode LRM pour l’observation des océans (lancement depuis 2002 et mission en cours)

### 1.2.3 Altimètre SAR/Doppler

Les altimètres radar SAR/Doppler permettent d'obtenir, de manière similaire aux techniques SAR (Synthetic Aperture Radar), une meilleure résolution le long de la trace au sol. Pour rappel, les imageurs SAR (radar à synthèse d'ouverture) exploitent le déplacement du satellite afin d'effectuer une combinaison entre plusieurs prises de vues acquises successivement et construire une image de la zone observée par le satellite. De manière similaire, les altimètres SAR/Doppler combinent plusieurs échos radar successifs pour augmenter la résolution des empreintes au sol. Contrairement aux altimètres conventionnels, décrits dans le paragraphe précédent, les altimètres SAR/Doppler émettent des impulsions par paquets successifs de manière à introduire une corrélation entre les échos radars successifs ainsi observés et augmenter la résolution de l'empreinte au sol [78]. En effet, les altimètres radars conventionnels ont un inter-

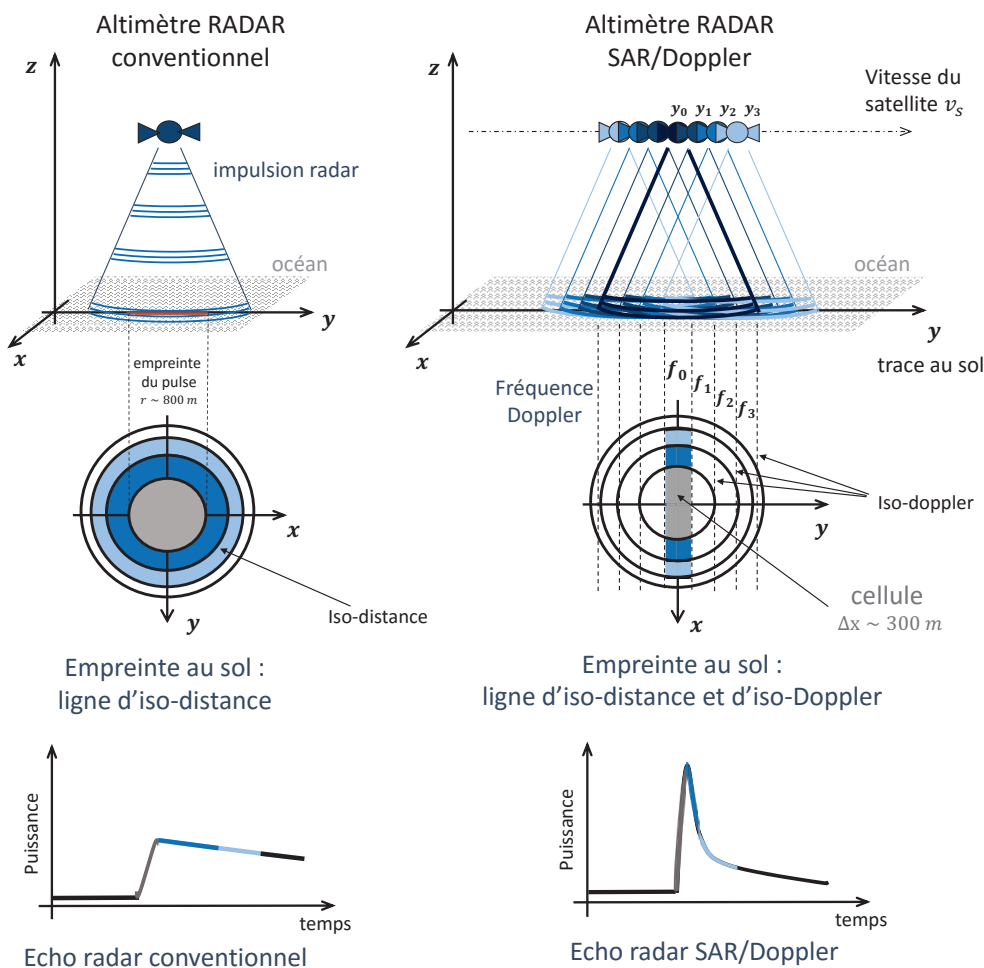


FIGURE 1.7 – Principe de l’altimétrie SAR/Doppler et comparaison avec l’altimétrie classique (cas idéal d’une impulsion radar émise au nadir sur une surface plane)

valle entre chaque impulsion de l'ordre de 500 microsecondes, tandis que les radars altimètres SAR/Doppler émettent des rafales d'impulsions dont les intervalles sont de l'ordre de seulement 50 microsecondes. Les échos sont donc traités, de façon cohérente, par groupe et en utilisant l'information contenue dans la fréquence Doppler propre au déplacement du satellite (modification en fréquence du signal radar dû au mouvement satellite-récepteur). Il devient possible d'obtenir une résolution au sol de l'ordre de quelques centaines de mètres seulement.

La Figure 1.7 présente le principe de l'altimétrie SAR/Doppler et sa comparaison avec l'altimétrie classique pour le cas idéal d'une impulsion radar émettant au nadir sur une surface plane. En altimétrie conventionnelle l'intégration se fait sur tout le cercle, on parle alors de cercles d'iso-distances correspondant aux points de réflexion pour lesquels la distance parcourue par l'impulsion radar est constante. En altimétrie SAR/Doppler, l'utilisation de l'effet Doppler permet d'introduire une dimension supplémentaire dans l'empreinte au sol. De manière analogue aux iso-distances, on définit alors des lignes d'iso-Doppler correspondant aux points de réflexion pour lesquels la fréquence Doppler est identique. On parle alors d'altimétrie Delay-Doppler (ou DDA). L'intégration se fait alors à l'intersection de chacune des bandes Doppler avec les cercles iso-distances, ce qui permet d'augmenter la résolution de l'empreinte au sol [43]. Comme illustré Figure 1.7, il est possible d'augmenter la résolution azimutale au sol des mesures altimétriques. En traçant les formes d'ondes obtenues le long de chaque courbe d'iso-Doppler, on obtient ce que l'on appelle des cartes de Délai-Doppler, ou Delay-Doppler Map (DDM). Ces cartes représentent l'intensité du signal reçu en fonction des iso-distances, et des fréquences iso-Doppler. La Figure 1.8 montre un exemple de carte DDM ainsi que sa construction par rapport aux lignes d'iso-distance et d'iso-Doppler.

Dans le cadre des altimètres radars en mode SAR/Doppler, la résolution spatiale de l'empreinte au sol  $\Delta x$  s'estime à l'aide de la relation suivante :

$$\Delta x = \frac{R \lambda}{2 N_p v_s} PRF \quad (1.7)$$

Avec  $PRF$  la fréquence de répétition du pulse (ou Doppler Beams),  $N_p$  le nombre d'émissions durant une rafale de pulses (ou nombre d'iso-Dopplers observables), et  $v_s$  la vitesse du satellite émetteur par rapport à la surface observée. Comparée avec les altimètres radars conventionnels qui ont une résolution au sol de l'ordre de 10 km (2km minimum pour Jason-3, et 1.7 km pour l'empreinte effective des satellites ERS par mer calme  $h_{SWH} = 0m$ ), la résolution au sol d'un altimètre SAR/Doppler est de l'ordre de 250-300 mètres [79] [95]. Il devient alors possible d'obtenir des échos radar côtiers valides.

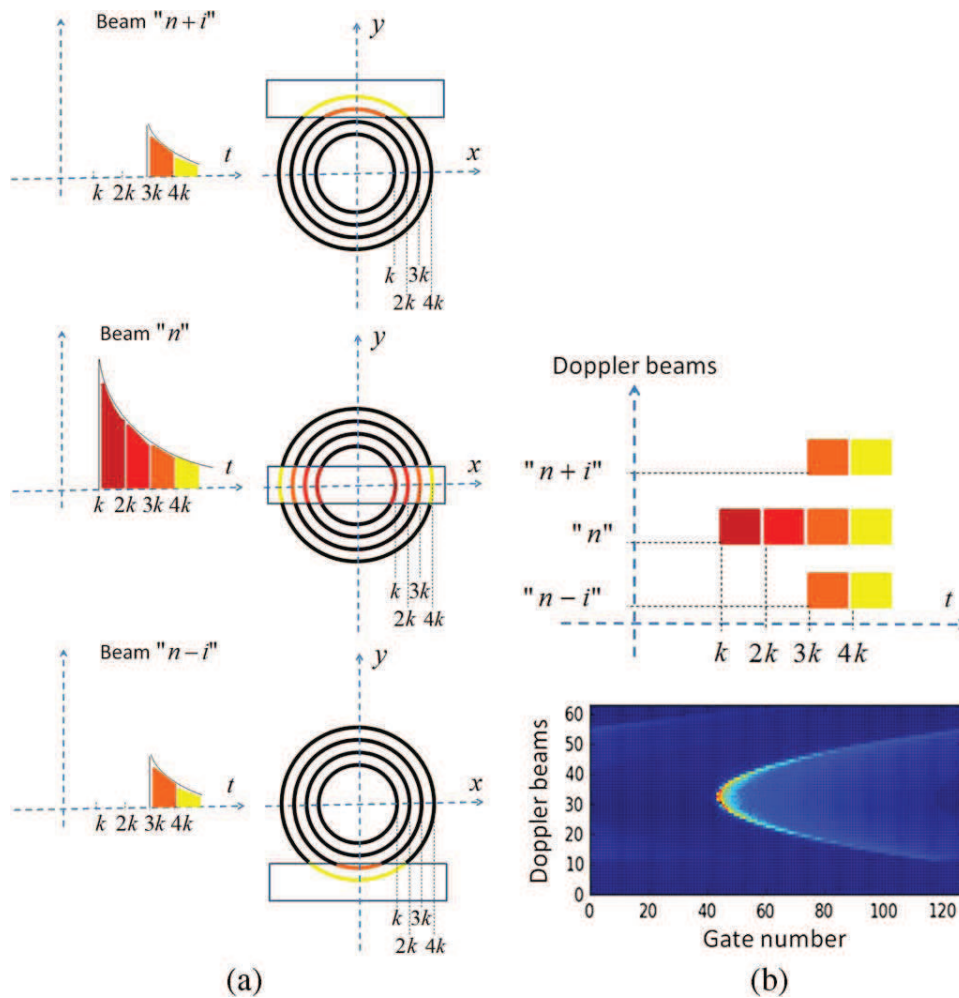


FIGURE 1.8 – Création d'une carte DDM (Source :[43]).

Le satellite Sentinel-3 est le premier satellite opérationnel utilisant un altimètre radar de haute résolution le long de la trace au sol (Altimètre SAR/Doppler). Il fut lancé en 2016 par l'ESA dans le cadre du programme Copernicus (Commission Européenne). Les principales caractéristiques de la mission Sentinel-3 sont indiquées dans le Tableau 1.3. L'altimètre SRAL (Pour "SAR Radar Altimeter"), embarqué à bord de Sentinel-3 [95] [69] [59], est issu de l'altimètre embarqué par le satellite Cryosat [77] [80] (lancé en 2010, voir section 1.2.4) et hérite de nombreuses caractéristiques en provenance de l'altimètre Poseidon-3 utilisé par la constellation Jason. En effet, la fréquence principale utilisée pour la mesure de la distance satellite-surface au nadir est en bande Ku, et une seconde fréquence est utilisée en bande C afin de corriger les effets de propagation du signal altimétrique à travers la ionosphère. L'altimètre SRAL fonctionne selon deux modes. Le premier mode, le mode basse résolution (ou mode LRM) est basé sur un fonctionnement semblable à celui d'un altimètre conventionnel décrit section 1.2.2. Le mode LRM est utilisé pour observer des surfaces homogènes comme les océans ou de grandes étén-

dues comme les calottes polaires. Le second mode est dit de haute résolution (ou mode SAR) et fonctionne sur le principe du radar altimètre SAR/Doppler décrit précédemment. Il est dédié à l'étude des zones côtières, des glaces de mers. L'altimètre SRAL de la mission Sentinel-3 possède une résolution le long de la trace de 300 m [60] et une précision altimétrique annoncée de l'ordre de 3 cm. La mission Sentinel-3 sera la première mission satellite fournissant une couverture de l'ensemble de la surface de la Terre en utilisant un altimètre de haute résolution SAR/Doppler. Son orbite est proche des orbites utilisées par les missions ERS, Envisat et Saral en se situant à 815 km pour un cycle d'orbite de 27 jours. Il embarque également un radiomètre micro-onde afin de fournir directement le contenu de vapeur d'eau présent dans l'atmosphère et améliorer la mesure altimétrique. Son successeur sera Jason-CS/Sentinel-6. Prévu pour un lancement en 2020, son altimètre Poseidon-4 travaillera en mode LRM et en mode SAR et permettra ainsi d'assurer une continuité dans les mesures d'altimétrie.

<b>Mission</b> (agence)	<b>Sentinel-3</b> (ESA)	
<b>Dates</b> lancement fin de vie	Février 2016 —	
<b>Orbites</b> altitude inclinaison répétitivité précision	814.5 km 98.65° 27 jours 3 cm	
<b>Altimètre</b> instrument fréquence émise précision mesure diamètre antenne empreinte du pulse min. répétition du pulse durée du pulse largeur de bande résolution	<b>SRAL</b> Bande Ku et C 13.575 et 5.41 GHz 3 cm 1.2 <b>mode LRM</b> <b>mode SAR</b> 1.9 kHz                              17.8 kHz ~50 $\mu$ s                      ~50 $\mu$ s (64 Ku-Band) 350 MHz                              350 MHz 800 m (rayon)                      300 m	

TABLE 1.3 – Caractéristiques du satellite Sentinel-3

## 1.2.4 Altimètre interféromètre SAR

Bien que n'étant pas considéré comme des altimètres radars à part entière, il existe d'autres méthodes satellitaires permettant de produire des mesures d'altitude et pouvant être appliquées à l'observation des océans. L'interférométrie radar InSAR est l'une de ces méthodes.

Pour rappel, les imageurs SAR utilisent la combinaison de plusieurs images acquises lors du déplacement de l'antenne radar embarquée à bord du satellite pour synthétiser une antenne de grande dimension et obtenir des images radar à haute résolution (en 2-Dimensions). Chaque pixel de l'image SAR formée est associé à une cellule qui contient des informations d'amplitude et de phase qui sont rétrodiffusées par la zone observée. Pour les radars SAR, les bandes *L* (1-2 GHz, soit 15-30 cm de longueur d'onde), *C* (4-8 GHz, soit 3.75-7.5 cm de longueur d'onde), et *X* (8-12 GHz, soit 2.4-3.75 cm de longueur d'onde) sont les bandes de fréquences les plus utilisées [72]. Dans la pratique au sein d'une image SAR, seule l'information d'amplitude du signal rétrodiffusé est utilisable. Cette dernière dépend de la surface sur laquelle le signal est rétrodiffusé (rugosité), tandis que l'information concernant la phase contenue dans une image SAR semble aléatoire d'un pixel à l'autre en raison de l'énorme rapport entre la dimension du pixel (dimension de la cellule) et la longueur d'onde utilisée par l'imageur SAR. Par exemple, pour le satellite ERS-1, la résolution spatiale des cellules est de l'ordre de la dizaine de mètres tandis que la longueur d'onde du signal utilisé par l'imageur SAR est de 5,6 cm (5.3 GHz en bande *C*), ce qui implique une mesure en phase ambiguë à 5.6 cm (la mesure de phase étant  $2\pi$ -périodique). La phase observée n'est donc pas cohérente d'un pixel à l'autre et n'est d'aucune utilité pratique. Moyennant des traitements en interférométrie radar SAR, ou InSAR, il est possible d'obtenir l'information de phase portée par les images SAR et ainsi produire des images en 3-Dimensions pour calculer l'altitude de la surface ciblée à partir d'une altitude de référence.

L'interférométrie SAR consiste à analyser la différence de phase entre deux images SAR acquises à deux positions légèrement décalées (obtenues de manière simultanée ou successive). En supposant la surface observée inchangée (stabilité de la perception et conservation de l'état de surface) d'une prise de vue à l'autre, la contribution "aléatoire" de la phase se conserve alors sur un même pixel à partir de deux images SAR. Cela permet ainsi de générer une carte de la hauteur de surface relative en étudiant les différences de phase obtenues pour chaque cellule de l'image interférométrique nouvellement formée. La Figure 1.9 présente la géométrie d'un tel dispositif. La différence de phase  $\Delta\psi$  entre les deux images SAR utilisées pour réaliser l'interférométrie, ou phase interférométrique, est proportionnelle à la différence de chemin parcouru  $\delta R$  entre les deux ondes radars émises [31]. La phase interférométrique étant définie  $2\pi$  pé-



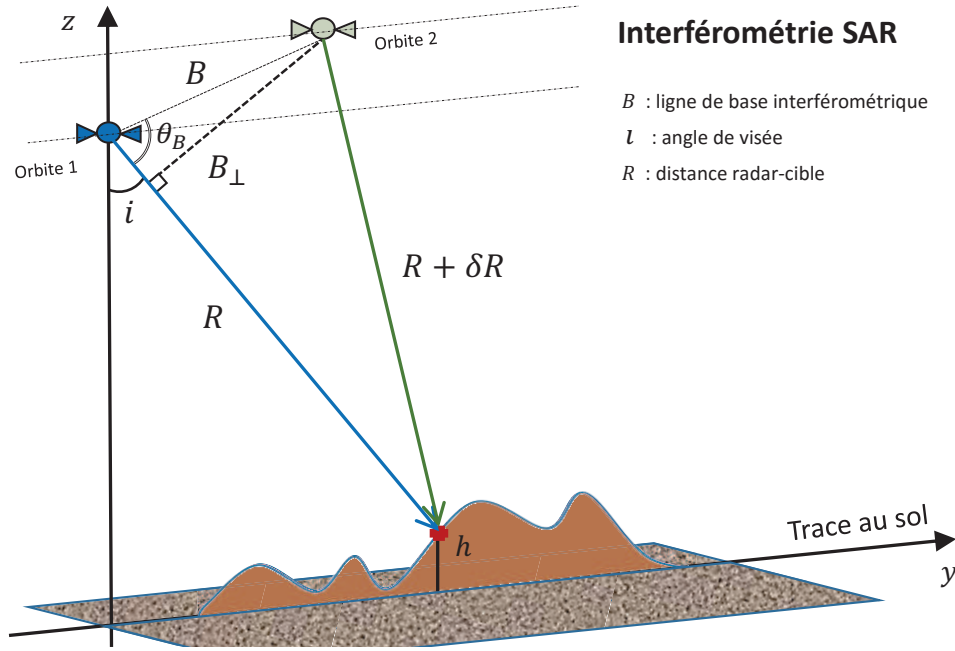


FIGURE 1.9 – Principe de l’interferométrie SAR (InSAR)

riodique, et en supposant que la surface observée n’évolue pas entre les deux prises de vues utilisées (pas de déformation au sol), on peut exprimer la phase interférométrique comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta\psi &= \left( \frac{2\pi}{\lambda} \delta R \right) \text{mod}[2\pi] \\ &= \left( -\frac{4\pi}{\lambda} B \cos \theta_B - 4\pi \frac{h}{2 h_a} \right) \text{mod}[2\pi] \end{aligned} \quad (1.8)$$

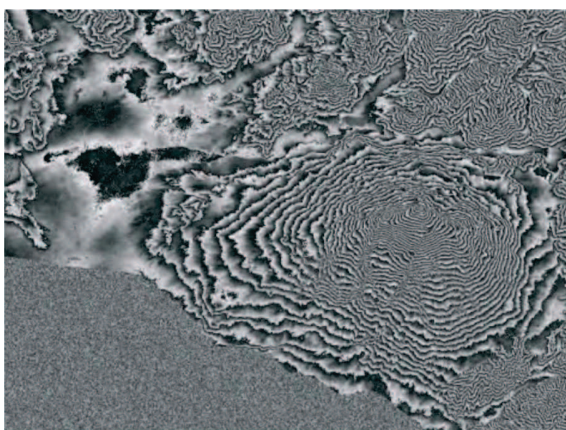
avec  $R$  la distance radiale satellite-cible,  $B$  la ligne de base interférométrique (distance séparant les deux prises de vues),  $\theta_B$  l’angle entre la ligne de base interférométrique et l’axe radial satellite-cible, et  $h$  la hauteur à observer. Le paramètre  $h_a$  correspond à l’altitude d’ambiguïté qui est définie comme la hauteur qui génère un changement de  $2\pi$  dans la phase interférométrique, et est définie par la relation suivante [72] :

$$h_a = \frac{\lambda R \sin i}{2B_{\perp}} \quad (1.9)$$

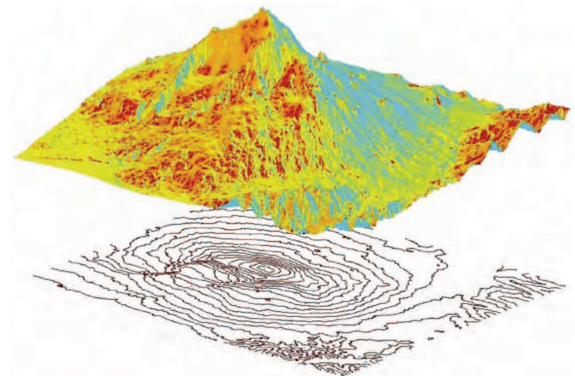
Cette dernière ne dépend en pratique que de la géométrie du système avec  $i$  l’angle de visée par rapport au nadir (angle d’incidence) et  $B_{\perp}$ , la projection perpendiculaire de  $B$  le long de l’axe radial satellite-cible. Ces deux paramètres sont précisément connus et définissables dans le cadre d’une mission spatiale. En effet, l’angle de visée du satellite est connu et il est facile de modifier les orbites afin d’ajuster la valeur de  $B_{\perp}$ .

Ainsi, à partir de la détermination précise des orbites, le premier terme de l'équation 1.8 peut être considéré comme connu et ainsi le second terme de l'équation 1.8 peut être directement estimé à partir de la phase interférométrique. Il est alors possible de générer une image à partir de la différence de phase, qui est proportionnelle à l'altitude relative du terrain observé, par rapport à un point de référence. La mission ERS fut la première mission à réaliser de l'interférométrie SAR à l'aide de deux satellites fonctionnant en tandem (ERS-1 et ERS-2, voir section 1.2.2). Sachant que la fréquence utilisée pour l'imageur SAR a une longueur d'onde de 5.6 cm (5.3 GHz en bande *C*), un angle d'incidence  $i$  de  $23^\circ$  pour l'imageur SAR, une ligne de base perpendiculaire  $B_\perp$  de 500 mètres entre l'orbite de ERS-1 et ERS-2, et connaissant les paramètres de la constellation telle que la distance radar-cible  $R$  d'environ 800 km (Tableau 1.1); la phase interférométrique change de  $2\pi$  pour une différence de hauteur de  $h_a = 18m$  (altitude d'ambiguïté). En théorie, plus la ligne de base est élevée, plus la précision en altitude relative est importante, cependant avec l'augmentation en distance entre les différentes prises de vues, l'image formée en Interferométrie SAR perd sa cohérence de phase. Il est donc nécessaire de choisir un bon compromis concernant la ligne de base d'interferométrie en lien avec la variation de la topologie de la surface observée (c'est-à-dire les variations en hauteur).

La Figure 1.10 présente une image radar obtenue par interférométrie de deux images SAR acquises par la mission ERS (tandem ERS-1 / ERS-2) pour le mont Etna [31]. La ligne de base perpendiculaire entre la position des deux imageurs SAR utilisés est de 115 mètres, ce qui correspond à une altitude d'ambiguïté de 82 mètres. La phase interférométrique est représentée Figure 1.10a On observe des franges d'interférence correspondant à la variation en altitude de



(a) Phase interférométrique observée



(b) Modèle numérique de terrain (InSAR)

FIGURE 1.10 – Exemple de mesures d'altitude par interférométrie de deux images SAR acquises par la mission ERS pour le mont Etna [31]. La ligne de base perpendiculaire entre la position des deux imageurs SAR utilisés est de 115 mètres, soit 82 mètres d'ambiguïté.

la zone observée. En effet, conformément à la relation 1.8, la variation de phase entre deux points de cellule fournit une information sur la variation en altitude de la surface observée. La nature  $2\pi$ -périodique de la mesure implique une ambiguïté de mesure correspondant à  $h_a$ , ici 82 mètres. Les  $2\pi$  transitions en phase sont très clairement visibles Figure 1.10a et forment des lignes de contour (transition blanc-noir). Les variations réelles en altitude de la scène observée sont déduites après déroulement de la phase interférométrique. Le déroulement de la phase (“phase unwrapping”) consiste à résoudre l’ambiguïté d’altitude en ajoutant un multiple entier de  $2\pi$  (ce qui correspond à un nombre entier de  $h_a$ ) afin de correspondre à la variation d’altitude réelle. Ce processus a fait l’objet de nombreuses recherches [41] [31].

La Figure 1.10b présente une vue en perspective du modèle numérique de terrain (MNT) obtenue après application d’un algorithme de déroulement de la phase sur la Figure 1.10a (c’est-à-dire en tenant compte des  $2\pi$  transitions) et utilisation d’une ellipsoïde de référence. Le contour de lignes de  $2\pi$ -transition est représenté en dessous du modèle de terrain. La précision verticale sur une telle image est de l’ordre de 10 mètres.

L’interférométrie SAR est classiquement utilisée pour étudier les déformations de surface ou réaliser des modèles numériques de terrain [73]. Pourtant, l’interférométrie SAR est amenée à être utilisée pour les prochaines générations de satellites dédiés à l’altimétrie pour l’observation des océans. Ainsi, la mission Cryosat [22] [71], lancée en 2010, embarque à son bord un altimètre-interféromètre nommé SIRAL. Cet altimètre de nouvelle génération fonctionne selon 3 modes : un mode LRM, un mode SAR/Doppler [80] et enfin un mode Insar [2]. Il s’agit du premier altimètre-interféromètre embarqué dans le cadre d’une mission spatiale et fait office de démonstrateur pour les futures générations d’altimètres. La ligne de base interférométrique correspond à la distance entre les deux antennes embarquées par le satellite Cryosat pour l’Interférométrie SAR (environ 1.2 m entre les deux antennes) et dépend de l’orientation du satellite. Le Tableau 1.4 détaille ses principales caractéristiques [104] [35] [22]. L’objectif de Cryosat est l’étude des glaces continentales et de la mer, son orbite permettant de couvrir une partie des zones polaires, avec une inclinaison autour de  $92^\circ$ . Son altitude est de 717 km. Contrairement aux autres satellites altimétriques, il n’embarque pas de radiomètre.

<b>Mission</b> (agence)	<b>Cryosat-2</b> (ESA)																	
<b>Dates</b> lancement fin de vie	Avril 2010 —																	
<b>Orbites</b> altitude inclinaison répétitivité précision	717 km 92° 369 jours (sous-cycle de 30 jours) 3 cm																	
<b>Altimètre</b> instrument fréquence émise précision mesure diamètre antenne empreinte du pulse min. répétition du pulse durée du pulse largeur de bande résolution	<b>SIRAL</b> Bande Ku 13.575 GHz 3 cm 1.2m x 1.1 m (x2), séparer par 1.2m <table border="0"> <tr> <td><b>mode LRM</b></td> <td><b>mode SAR</b></td> <td><b>mode INSAR</b></td> </tr> <tr> <td>1.9 kHz</td> <td>17.8 kHz</td> <td>17.8 kHz</td> </tr> <tr> <td>~500 <math>\mu</math>s</td> <td>~50 <math>\mu</math>s (64 Ku-Band)</td> <td>—</td> </tr> <tr> <td>350 MHz</td> <td>350 MHz</td> <td>350 MHz</td> </tr> <tr> <td>800 m (rayon)</td> <td>50 m</td> <td>250 m</td> </tr> </table>			<b>mode LRM</b>	<b>mode SAR</b>	<b>mode INSAR</b>	1.9 kHz	17.8 kHz	17.8 kHz	~500 $\mu$ s	~50 $\mu$ s (64 Ku-Band)	—	350 MHz	350 MHz	350 MHz	800 m (rayon)	50 m	250 m
<b>mode LRM</b>	<b>mode SAR</b>	<b>mode INSAR</b>																
1.9 kHz	17.8 kHz	17.8 kHz																
~500 $\mu$ s	~50 $\mu$ s (64 Ku-Band)	—																
350 MHz	350 MHz	350 MHz																
800 m (rayon)	50 m	250 m																

TABLE 1.4 – Caractéristiques du satellite Cryosat-2

La future mission satellite SWOT (Surface Water Ocean Topography), dont le lancement est prévu en 2020 (NASA/CNES), aura comme instrument principal un altimètre-interferomètre [32]. Ce dernier, nommé KaRIN (pour Ka-band Radar Interferometer) se constitue de deux antennes SAR en bande *Ka*, placées chacune aux extrémités opposées de deux mâts de 10 mètres. Les paramètres géométriques du dispositif étant modifiés en conséquence afin d'être dédiés à l'altimétrie [5] : une ligne de base de 20 m entre les deux antennes émettrices, ainsi qu'un angle d'incidence proche du nadir (inférieur à 4.8°). En complément un altimètre radar avec visée au nadir sera également embarqué par le satellite SWOT. Les performances annoncées de ce dispositif sont une résolution au sol de 2x10 mètres et une résolution inférieure à la dizaine de centimètres pour la mesure du niveau des eaux [4] [5]. Cette nouvelle génération d'altimètres-interféromètres permettra d'effectuer des relevés du niveau des océans avec une grande précision, ainsi qu'une étude des rivières et retenues d'eau ayant une largeur supérieure ou égale à une centaine de mètres, cela permettra de passer outre les limitations des altimètres actuels. Son temps

de revisite sera d'environ 10 jours dans les hautes latitudes et 20 jours dans les basses latitudes. La Figure 1.11 illustre le fonctionnement du satellite SWOT.

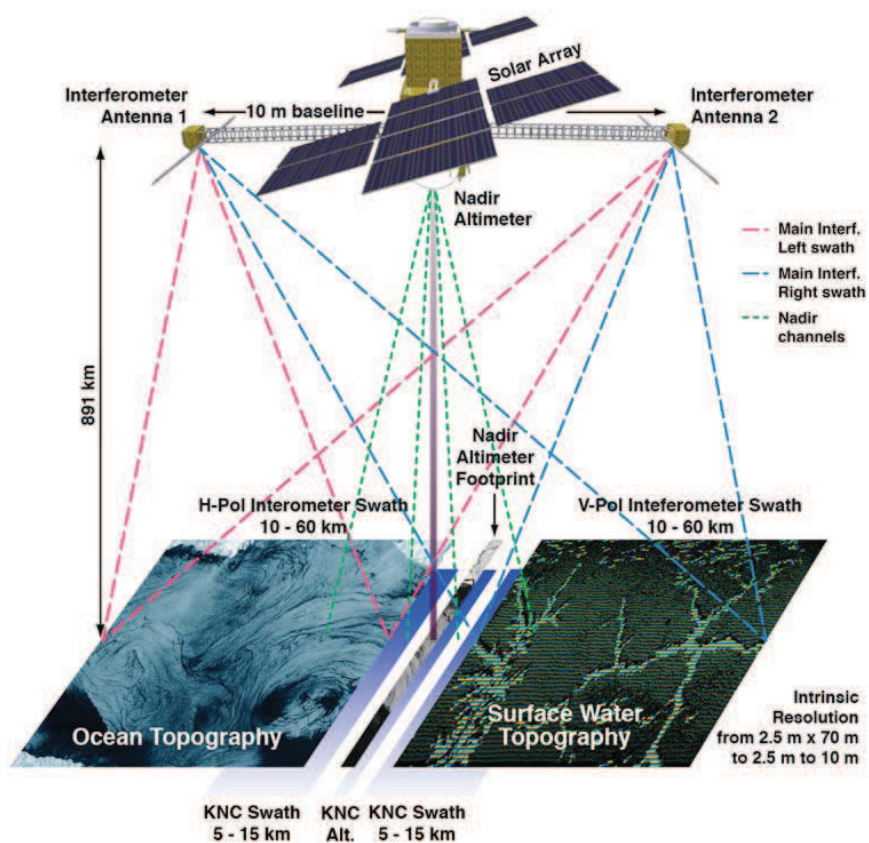


FIGURE 1.11 – Schéma de fonctionnement de SWOT (Source : CNES).

## 1.3 Altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS

Comme décrit précédemment, l'altimétrie radar dédiée à l'observation des océans se fait de manière active, ce qui indique que le système radar émet lui-même son propre signal afin de sonder son environnement. Dans le cadre de la réflectométrie GNSS, le principe est totalement différent puisqu'il s'agit d'un système passif qui utilise, comme signaux d'opportunité, les signaux en provenance des nombreuses constellations de satellites GNSS (GPS, Glonass, Galileo). L'émission du signal radar est donc ici totalement indépendante du dispositif de réception. Cette approche permet d'étudier les surfaces qui réfléchissent les signaux GNSS d'une manière similaire aux techniques radars qui ont été décrites précédemment. Le principe de la réflectométrie GNSS repose sur la comparaison entre un signal GNSS en provenance directe du satellite émetteur, et ce même signal après réflexion sur une surface. L'intérêt des signaux GNSS pour l'observation de la Terre est leur résistance aux conditions climatiques, leur grande précision (synchronisation par horloge atomique après correction par une référence de temps internationale), leur disponibilité en tous lieux et leur grande performance pour le positionnement tant de l'émetteur (le satellite) que du récepteur.

Le but de cette section est de décrire le principe de fonctionnement de la réflectométrie GNSS et son application aux mesures d'altimétrie. Les traitements nécessaires à l'utilisation des signaux GNSS pour la réflectométrie seront présentés de manière succincte (se rapporter au Chapitre 2 pour une description plus détaillée du fonctionnement d'un récepteur GPS hors ligne), ainsi qu'une rapide description des missions satellitaires appliquées à l'altimétrie par GNSS-R et leur apport par rapport au système d'altimétrie satellitaire traditionnel, décrit précédemment. Enfin, un rapide aperçu des applications terrestres de la réflectométrie GNSS sera réalisé, afin de situer et mettre en perspective les travaux de thèse présentés dans les chapitres suivants.

### 1.3.1 Systèmes GNSS et structure des signaux

Les systèmes GNSS (pour Global Navigation Satellite System) reposent sur des constellations de satellites conçues pour fournir à leurs utilisateurs des informations concernant leurs positions, leurs vitesses, et une mesure de temps de manière globale en tout point de la surface terrestre (datation précise fournissant des informations de synchronisation). Les constellations GNSS sont généralement constituées de près d'une trentaine de satellites en orbite autour de la Terre à environ 20 000 km d'altitude (Orbite MEO) et ayant une période d'orbite de près de 12 heures, cela permet d'avoir au moins 6 à 8 satellites visibles en provenance d'une même constellation en tous points de la Terre. Actuellement, les systèmes GNSS pleinement opérationnels sont le système américain GPS (Global Positioning System) et le système Russe GLONASS. Les systèmes Européen Galileo et Chinois Compass sont dans leurs premières phases de mise

en service.

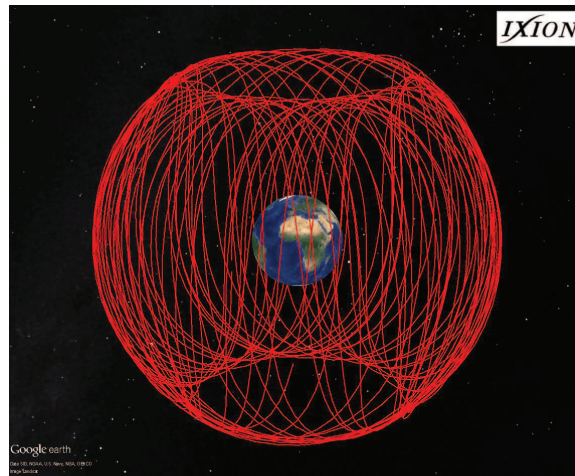


FIGURE 1.12 – Orbites de l’ensemble des satellites de les constellations GPS dans le référentiel Terrestre (simulation sur 24h, réalisée à l’aide du logiciel IXION [62]).

<b>Mission</b>	GPS	GLONASS
Nb. Sat. opérationnel	≈30	≈24 (28)
<b>Orbites</b>		
Altitude	20180 km	19140 km
Période Orbitale	11h58m	11h15m
Inclinaison	55°	64.8°
Nombre de plans d’orbite	6	3

TABLE 1.5 – Caractéristiques orbitales des constellations GPS et Glonass

Le Tableau 1.5 répertorie les principales caractéristiques des orbites utilisées par les constellations GNSS opérationnelles que sont la constellation GPS et GLONASS. La Figure 1.12 est une représentation graphique de l’ensemble des orbites utilisées par la constellation GPS (tracé sur 24 heures à l’aide du logiciel d’orbitographie IXION [62]). On observe que l’utilisation de l’ensemble des satellites GPS permet une couverture globale de l’ensemble de la surface terrestre.

Les satellites d’une constellation GNSS émettent en continu, et de manière synchronisée, des signaux de radionavigation contenant la date d’émission du signal et des paramètres permettant de calculer les coordonnées de la position du satellite émetteur. La Figure 1.13 illustre le principe de fonctionnement d’un système GNSS. Le calcul de la position d’un récepteur GNSS repose sur le principe d’une triangulation. Si l’on suppose connues les coordonnées  $(x_s, y_s, z_s)$  de la position des satellites émetteurs et les distances les séparant du récepteur GNSS, alors on peut connaître les coordonnées  $(X, Y, Z)$  de la position du récepteur en question. L’émission

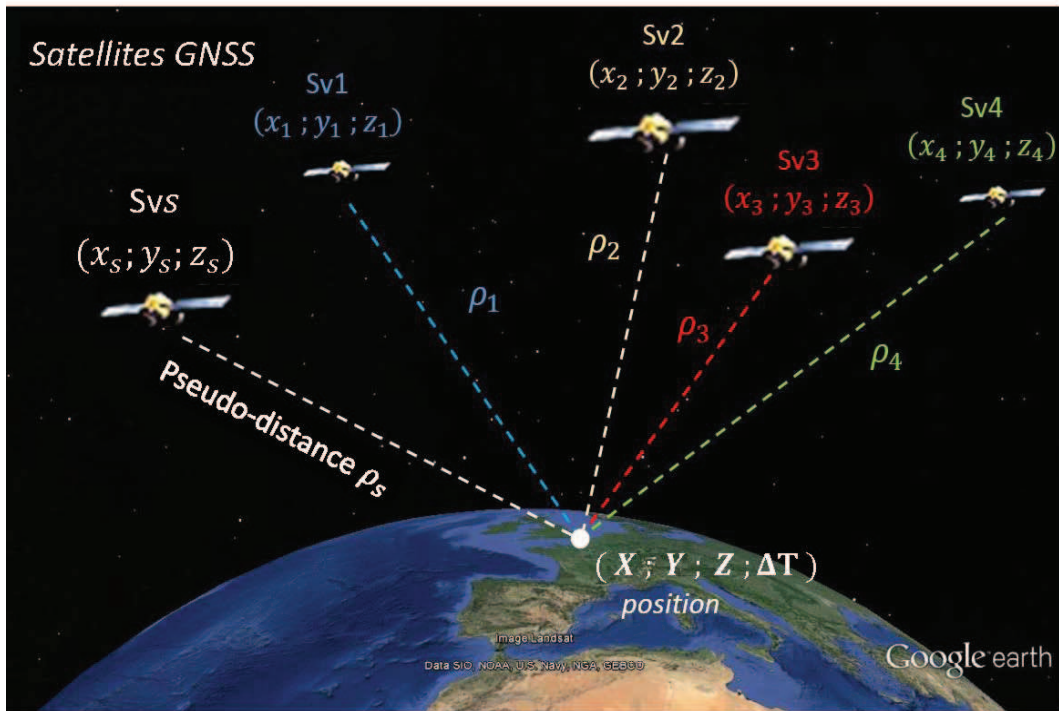


FIGURE 1.13 – Principe du positionnement à l'aide d'un système GNSS.

des signaux GNSS se fait en bande L, entre 1 et 2 GHz (soit une longueur d'onde de 15 à 30 cm), sur laquelle est modulé un message binaire à l'ensemble de la constellation de satellites et comportant des informations de navigation. Ce dernier est également multiplexé par un ou plusieurs codes pseudo-aléatoire PRN (Pseudo Random Noise) propres à chaque satellite et permettant d'identifier le satellite émetteur. Cette technique d'identification est connue sous le nom de technique CDMA (pour Code Division Multiple Access). Elle est utilisée par la totalité des constellations GNSS (GPS, Galileo, Compass), exceptée la constellation GLONASS qui est un cas particulier utilisant, historiquement, la méthode FDMA (Frequency Division Multiple Access) où c'est la fréquence porteuse du signal qui permet de reconnaître le satellite émetteur. Les codes PRN d'identification permettent d'accéder aux informations portées par le message de navigation. Ces informations concernent la datation de l'émission du signal, le positionnement des satellites émetteurs (éphémérides et almanachs), ainsi que des informations de correction d'horloge pour la datation précise du signal et des informations de correction ionosphérique [49]. La structure complète du message de navigation est fournie dans les documents de spécification propre à chaque constellation [42] [40].

Afin d'estimer les coordonnées  $(X, Y, Z)$  d'un récepteur GNSS, la mesure de distance satellite-récepteur est déduite de la différence entre l'instant d'émission  $t_s^e$  du signal par le satellite et



l'instant de réception  $T^{rec}$  par le récepteur. L'horloge locale du récepteur n'étant pas synchronisée avec le temps de référence de la constellation GNSS, l'estimation du temps de parcours est entachée d'un biais de mesure. On parle alors de mesure de "pseudo-distance", notée  $\rho_s$ , et l'erreur d'horloge, notée  $\Delta T$ , entre le récepteur et les satellites émetteurs peut être considérée comme une inconnue supplémentaire à estimer. Pour chaque satellite visible, et en supposant que la vitesse de propagation du signal est proche de la vitesse de la lumière dans le vide  $C$ , on a donc :

$$\rho_s = C (T^{rec} - t_s^e) = \sqrt{(x_s - X)^2 + (y_s - Y)^2 + (z_s - Z)^2} + C \cdot \Delta T \quad (1.10)$$

Les inconnues à estimer deviennent les coordonnées  $(X, Y, Z)$  du récepteur GNSS (dans le même référentiel que celui du satellite) et l'erreur d'horloge  $\Delta T$  due à l'absence de synchronisation entre l'horloge du récepteur et celle des satellites GNSS. Un minimum de quatre mesures de pseudo-distance  $\rho_s$ , soit quatre satellites en visibilité, est donc nécessaire pour pouvoir se positionner. La disponibilité d'un nombre plus important de satellites visibles permet d'augmenter la précision du positionnement. La résolution de ce système non-linéaire peut se faire par moindres carrés [76] [49] ou par l'utilisation de filtres non-linéaires tels que le filtre de Kalman étendu. A cela s'ajoutent différentes sources d'erreurs venant perturber la mesure : des erreurs de propagation du signal dues à la traversée de l'atmosphère (retards troposphériques et ionosphériques), des erreurs dues à une dérive des horloges satellites, des effets relativistes, etc... En pratique, il existe des modèles d'erreur pour évaluer une grande partie de ces effets. L'ensemble des corrections sont transmises directement par le message de navigation et permettent de corriger la mesure. Des récepteurs bi-fréquences permettent de corriger les effets de propagation à travers l'ionosphère.

Enfin, il est possible d'augmenter la précision du positionnement par des traitements en temps différé ou différentiel (Positionnement ponctuel précis, Positionnement différentiel). Ces thématiques ne seront pas traitées dans ce manuscrit de thèse.

Durant la suite de ce manuscrit de thèse, nous nous limiterons à la présentation du principe de fonctionnement du positionnement par les signaux civils GPS. Cette dernière est représentative du fonctionnement des systèmes GNSS et de la structure de leurs signaux.

Les satellites de la constellation GPS émettent tous, de manière synchronisée, un code binaire et un code pseudo-aléatoire sur la même fréquence porteuse. Le signal ainsi émis par le  $s^{ieme}$  satellite peut donc être exprimé par la relation suivante :

$$S_s^e(t) = A_s^e D_s^e(t) C A_s(t) \sin(2\pi f_{L1} t) \quad (1.11)$$

avec :

- $A_s^e$  l'amplitude du signal émis.
- $CA_s(t)$  le code pseudo-aléatoire civil Coarse/Acquisition, ayant une fréquence de code de 1.023 Mhz (périodique toutes les millisecondes avec 1023 bit/ms). Le code  $CA_s$  agit comme une carte d'identification pour chaque satellite émetteur de la constellation [42]. On note  $T_c = 1$  ms, la durée d'une période de code.
- $f_{L1}$  la fréquence de la porteuse du signal GPS civil, à savoir 1575.42 MHz (dont la longueur d'onde est de 19.03 cm).
- $D_s^e(t)$  le message de navigation cadencé à 50 bit/s et dont chaque bit dure 20 millisecondes. Dans le cadre du système GPS, la transmission de toutes ces informations dure 12 minutes et 30 secondes avant qu'un nouveau message ne commence. Toutes les 6 secondes, une succession de bits appelée TLM (TeLeMetry word, séquence 10001011) est transmise pour permettre au récepteur au sol de se synchroniser. Le TLM est suivi d'une information de datation, appelée le TOW (Time Of Week), qui permet de retrouver l'heure d'émission de chaque période de code  $CA_s$ .

Enfin, on notera que les signaux GPS sont émis avec une polarisation circulaire droite RHCP (pour Right-Hand Circular Polarization). Lorsque les signaux sont réfléchis par une surface quelconque, ce qui survient notamment dans des environnements fortement urbanisés (réflexion sur des bâtiments), cela implique un biais dans la mesure des pseudo-distances et un changement en polarisation circulaire gauche LHCP (pour Left Hand Circular Polarization). La mesure de pseudo-distance ainsi obtenue ne correspond plus à la distance satellite-récepteur, une distance supplémentaire induite par la réflexion vient s'ajouter à la mesure, et dégrade fortement la capacité du récepteur à fournir une position correcte. Afin de ne pas prendre en compte les effets de multitrajet, les antennes réceptrices utilisées classiquement ne sont sensibles qu'aux signaux ayant une polarisation RHCP.

Les signaux GPS reçus par le récepteur subissent des modifications en puissance et en fréquence par rapport à l'émission (atténuation de l'amplitude du signal et effet Doppler). Le code PRN et la phase du signal GPS émis sont également impactés par la propagation satellite-récepteur et subissent un décalage. La composante civile du signal en réception par le récepteur GPS (ou en sortie d'antenne réceptrice) peut donc être modélisée par la relation suivante :

$$S_S(t) = \sum_{s \in S} A_s D_s(t) CA_s(t + \tau_s(t)) \sin(2\pi f_s(t_0) t + \theta_s(t)) + \nu_s(t) \quad (1.12)$$

avec :

- $s \in S$  définissant l'ensemble des satellites visibles  $S$ . En effet, le signal reçu par le

- récepteur GPS comprend l'ensemble des signaux GPS en visibilité.
- $A_s$  l'amplitude du signal reçu.
  - $D_s$  le message de navigation reçu, décalé dans le temps par rapport au message de navigation à l'émission  $D_s^e$ .
  - $\tau_s$  le décalage du code  $CA_s$  à la réception du signal, ou délai de code. Le décalage  $\tau_s$  correspond à l'intervalle de temps entre la réception du premier bit de code et le début d'une période de code, inférieur donc à une milliseconde.
  - $f_s$  la fréquence de réception du signal GPS telle que  $f_s = f_{L1} + f_s^d$ . La fréquence reçue par l'antenne du récepteur GPS diffère de la fréquence d'émission  $f_{L1}$  du fait de l'effet Doppler qui implique un décalage en fréquence  $f_s^d$  (variation en fréquence associée au mouvement relatif émetteur-récepteur).
  - $\theta_s$  la phase du signal reçu, ou délai de phase. De la même manière que le délai de code  $\tau_s$ , le délai de phase  $\theta_s$  dépend de l'instant de réception du signal GPS. La variation en phase est  $2\pi$  périodique (on rappelle que la longueur d'onde de la fréquence porteuse  $f_{L1}$  est de 19.03 cm).
  - $\nu_s$  le bruit sur le signal, comprenant ici les perturbations dues à la propagation du signal, à sa réception par l'antenne, mais également la partie militaire du signal.  $\nu_s$  est modélisé par un bruit blanc gaussien centré.

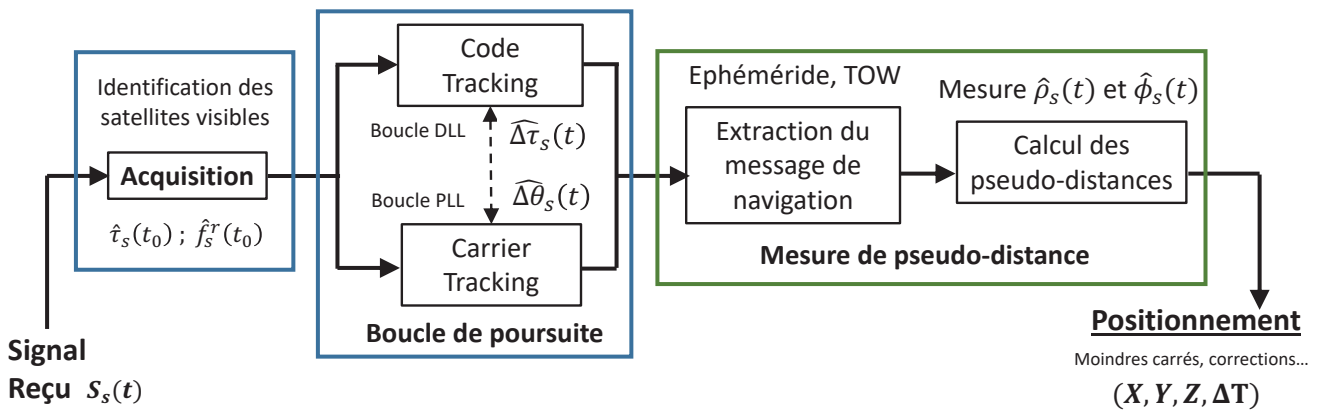


FIGURE 1.14 – Vue d'ensemble des traitements associés à un récepteur GPS

La Figure 1.14 présente les différentes étapes de fonctionnement d'un récepteur GPS permettant de lire le message de navigation et d'estimer les pseudo-distances satellites-récepteur nécessaires au positionnement. Les mesures de pseudo-distance sont calculées, à l'aide d'une réplique locale du signal reçu générée par le récepteur. Cette dernière utilise la fréquence du signal reçu  $f_s$ , le décalage de code  $\tau$  et la phase  $\theta$  du signal reçu pour chaque satellite visible  $s$  afin d'évaluer les différents paramètres  $\hat{f}_s$ ,  $\hat{\tau}_s$ ,  $\hat{\theta}_s$ . Le récepteur initialise ces paramètres pour chaque satellite visible dans une étape d'acquisition puis estime leurs variations au cours du

temps dans une étape de poursuite. La mesure en délai de code  $\widehat{\tau}_s$  implique une résolution temporelle minimale de 1 ms pour chaque mesure afin de pouvoir réaliser une corrélation sur le code PRN  $CA$ .

La première étape correspond à l'étape dite d'acquisition. Cette étape permet d'identifier les satellites visibles, et de déterminer le décalage initial, à l'instant  $t_0 = 0$ , en code  $\widehat{\tau}_s(t_0)$  et en fréquence  $\widehat{f}_s(t_0)$  du signal reçu par rapport au signal émis. Cette recherche se fait en corrélant le signal reçu avec une réplique locale, en code et en porteuse, du signal reçu. Après identification d'un satellite visible, l'estimation en décalage se fait via un balayage en fréquence et sur l'ensemble des décalages possibles de code  $CA_s$ . L'étape d'acquisition est détaillée section 2.2.2. La seconde étape, dite de "poursuite" du signal, consiste à estimer les variations en code  $\widehat{\Delta\tau}_s(t)$  et en phase  $\widehat{\Delta\theta}_s(t)$  (ou en fréquence  $\widehat{\Delta f}_s(t)$ ). Cette étape de poursuite est généralement réalisée à l'aide d'une boucle DLL (pour Delay Lock Loop) pour la mesure du code  $\widehat{\tau}_s$  et une boucle PLL (pour Phase Lock Loop) pour la mesure en phase  $\widehat{\theta}_s$ . Elle est détaillée section 2.2.3. Une fois ces paramètres estimés, il devient alors possible pour le récepteur de générer une réplique locale du signal GPS reçu pour chaque satellite et d'extraire le message de navigation en démodulant le signal reçu avec sa réplique locale. L'extraction des informations contenues dans le message de navigation permet d'estimer l'instant d'émission pour chaque période de code  $CA_s$  reçu en provenance d'un satellite donné, ainsi que la position de chaque satellite de la constellation. La mesure de pseudo-distance  $\widehat{\rho}_s$  est alors possible. Elle permet de déterminer la position du récepteur en résolvant l'équation 1.10 pour au minimum quatre satellites observables. Les mesures de pseudo-distance peuvent se faire soit par le code, noté  $\rho_s$  ou par la phase, notée  $\phi_s$ .

Les mesures de pseudo-distance par le code sont définies en mesurant l'évolution du décalage  $\widehat{\tau}_s(t)$  du code PRN  $CA_s$  (due aux mouvement relatif satellite-récepteur). On note  $t_s^{TOW}(t_0)$ , l'instant d'émission du signal en provenance du satellite  $s$  (retrouvé par le message de navigation) pour la mesure effectuée par le récepteur à l'instant  $t_0$ . Soit :

$$\widehat{\rho}_s(t) = (t_0 - t_s^{TOW}(t_0) + \tau_s(t)) C \quad (1.13)$$

avec  $\widehat{\tau}_s$ , le délai de code exprimé en seconde, défini par :

$$\widehat{\tau}_s(t) = \widehat{\tau}_s(t_0) + \int_{t_0}^t \widehat{\Delta\tau}_s(z) dz \quad (1.14)$$

La mesure en code est absolue mais peu précise, de l'ordre du mètre dans l'estimation des pseudo-distances (délai de code).

Les mesures de pseudo-distance par la phase  $\widehat{\phi}_s(t)$  (en mètre) se font en mesurant le délai de phase du signal  $\widehat{\Delta\theta}_s(t)$ , pour une fréquence reçue  $\widehat{f}_s(t)$ . Soit :

$$\widehat{\phi}_s(t) = \widehat{\phi}_s(t_0) + \int_{t_0}^t \widehat{\Delta\phi}_s(z) dz \quad (1.15)$$

avec  $\widehat{\Delta\phi}_s$  la variation de distance (en mètre) :

$$\widehat{\Delta\phi}_s(t) = -\frac{\lambda_{L1}}{2\pi} \left( \widehat{\Delta\theta}_s(t) + 2\pi \widehat{f}_s(t) T_c \right) \quad (1.16)$$

Le terme  $\widehat{\phi}_s(t_0)$  correspond à la première mesure de pseudo-distance satellite-récepteur par la mesure de phase du signal. Cette dernière est ambiguë à 19.03 cm près (ce qui correspond à la longueur d'onde de la fréquence porteuse  $f_{L1}$  des signaux GPS) car les mesures de phase sont  $2\pi$ -périodiques. Le terme  $\widehat{\Delta\phi}_s(t)$  mesure la variation de distance satellite récepteur, mesurée par la boucle PLL, et est obtenue avec une précision centimétrique. Cette dernière est très précise et équivaut à l'évolution en fréquence du signal reçu. La phase  $\widehat{\theta}_s(t)$  du signal reçu étant obtenu par :

$$\widehat{\theta}_s(t) = \widehat{\theta}_s(t_0) + \int_{t_0}^t \widehat{\Delta\theta}_s(z) dz \quad (1.17)$$

Un modèle discret pour les mesures de pseudo-distances par la phase et par le code sera présenté section 2.2.3, dans le cadre des traitements des signaux GPS hors ligne effectués durant la thèse.

### 1.3.2 Réflectométrie GNSS : principe et application

Contrairement à de nombreuses autres méthodes de télédétection en observation de la Terre, la réflectométrie GNSS (ou GNSS-R) est une technique radar passive qui utilise l'ensemble des signaux GNSS émis (issus des constellations GPS, GLONASS, Galileo,...) comme signaux d'opportunité pour caractériser l'environnement terrestre. Un récepteur dédié à la réflectométrie GNSS est généralement composé de deux antennes, permettant la réception et le traitement des signaux GNSS direct et réfléchi, issus d'un même satellite de radionavigation. Les antennes réceptionnant le signal en provenance directe du satellite émetteur ont généralement une polarisation circulaire droite, tandis que les antennes dédiées aux signaux GNSS réfléchis ont une polarisation circulaire gauche. L'un des intérêts majeur de la réflectométrie GNSS se situe en termes de coût, le dispositif émetteur n'étant pas à développer car les constellations GNSS assurent de manière permanente et globale l'émission de signaux résistants aux conditions climatiques, stables et précisément datés (et surtout totalement gratuit). Cette approche d'observation nécessite donc peu d'investissement, car elle utilise l'infrastructure existante des systèmes

GNSS. La géométrie d'un tel système présente également un second avantage, comparé au dispositif de télédétection conventionnel qui "sonde" une zone cible (altimètre avec visée au nadir), un unique récepteur GNSS-R rend possible simultanément l'observation de plusieurs zones de réflexion. La Figure 1.15 est une illustration du principe de fonctionnement pour un système GNSS-R. La comparaison entre le signal en provenance directe d'un satellite GNSS et de ce même signal après réflexion sur la surface terrestre permet de déduire un certain nombre de propriétés associées à la surface de réflexion : humidité des sols [50] [58] [86], rugosité de la surface de réflexion et état de mer [36] [37], profondeur de la couverture neigeuse [7], observation des glaces de mers [30] [94]... Le Tableau 1.6 décrit les différentes observations possibles pour un tel dispositif suivant qu'il soit embarqué dans un satellite, un avion ou un système au sol [106]. L'altimétrie appliquée à la surveillance du niveau des eaux est l'une des principales applications de la réflectométrie GNSS [65] [82] [57] [61] [100] [66] [68].

Application	au sol	aéroporté	Satellite
Altimétrie (océan)	oui	oui	oui
Rugosité de surface (océan)	oui	oui	oui
humidité des sols	oui	oui	incertain
salinité et température (océan)	incertain	incertain	incertain
profondeur des neiges	oui	oui	incertain
Glace de mer	oui	oui	oui
Troposphère et Ionosphère	non	non	incertain

TABLE 1.6 – Applications de la réflectométrie GNSS et faisabilité en fonction des plate-formes d'observation (Source : [106])

De manière analogue à l'équation radar décrite équation 1.1, la puissance d'un signal GPS en provenance d'un satellite  $s$  et réceptionné après sa réflexion sur une surface est modélisée [39] [106] [107] par la relation suivante (équation radar bi-statique appliquée à la réflectométrie GNSS) :

$$P_s^r(\widehat{\tau}_s, \widehat{f}_s) = \frac{T_I^2 P_s^e \lambda^2}{(4\pi)^3} \int_A \frac{G^e G^r \sigma}{R_s^e R_s^r} \Lambda^2(\widehat{\tau}_s^R - \tau_s^R) \text{sinc}^2(\widehat{f}_s^R - f_s^R) dA \quad (1.18)$$

avec :

- $P_s^r$  la puissance du signal réfléchi reçu concernant le signal GPS en provenance du satellite visible  $s$ .
- $P_s^e$  la puissance du signal émis concernant le signal GPS en provenance du satellite visible  $s$ .
- $\lambda$  la longueur d'onde du signal (19.03 cm pour le signal GPS-L1 civil).

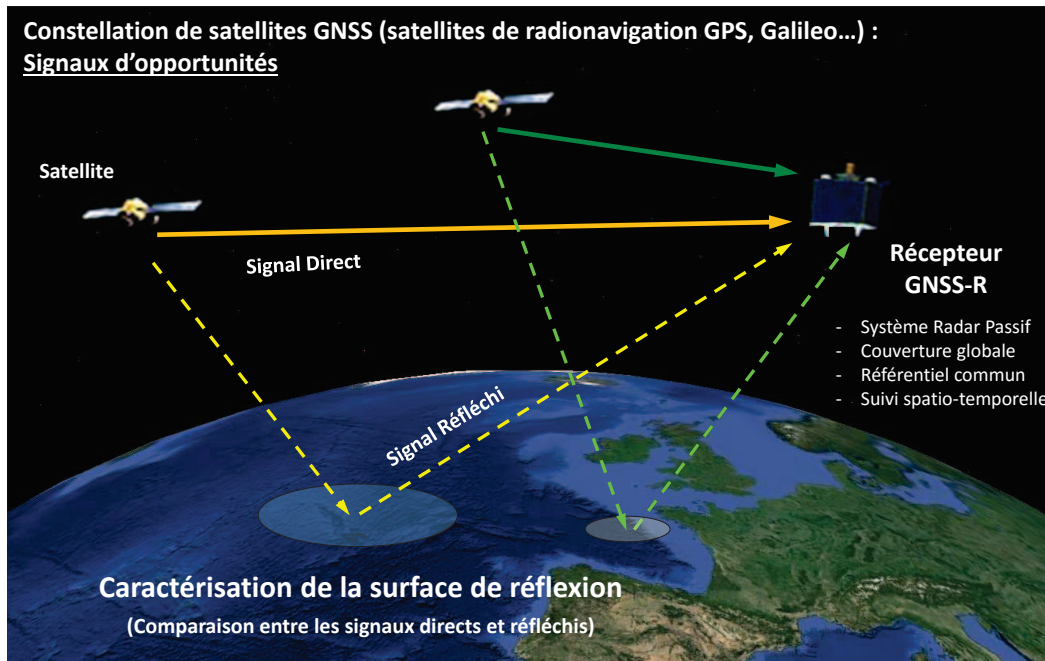


FIGURE 1.15 – Concept de la réflectométrie des signaux GNSS

- $A$  la surface de réflexion effective.
- $G^e$  et  $G^r$  les gains des antennes respectivement émettrice et réceptrice.
- $\sigma$  le coefficient de rétrodiffusion, qui caractérise la nature et la forme de la surface réfléchissante.
- $R_s^e$  et  $R_s^r$  la distance parcourue respectivement de l'émetteur au point de réflexion (distance radiale antenne émettrice-cible) et du point de réflexion au récepteur (distance radiale cible-antenne réceptrice).
- $T_I$  le temps d'intégration cohérente utilisé ( $T_I = N T_c$ , voir section 2.2.2).
- $\Lambda$  la fonction d'autocorrélation du code du signal GNSS.
- $\tau_s^R$  le délai de code du signal réfléchi reçu,  $\widehat{\tau}_s^R$  étant le délai de code du signal réfléchi répliqué pour le satellite visible  $s$ .
- $f_s^R$  la fréquence du signal réfléchi reçu,  $\widehat{f}_s^R$  étant la fréquence du signal réfléchi répliqué pour le satellite visible  $s$ .

A partir de l'équation 1.18, on observe que la puissance de l'écho radar des signaux GNSS réfléchis dépend de la fréquence  $\widehat{f}_s^R$  et du décalage de code  $\widehat{\tau}_s^R$  estimés à l'aide de la réplique locale générée par le récepteur GNSS (corrélation entre le signal local et le signal GNSS-R). Il est donc possible d'observer l'écho radar du signal GPS réfléchi sous la forme d'une carte Delay-Doppler. Cette carte DDM a beaucoup en commun avec les cartes DDM obtenues par l'altimétrie radar SAR/Doppler à l'exception que les courbes d'iso-distance générées par réflec-

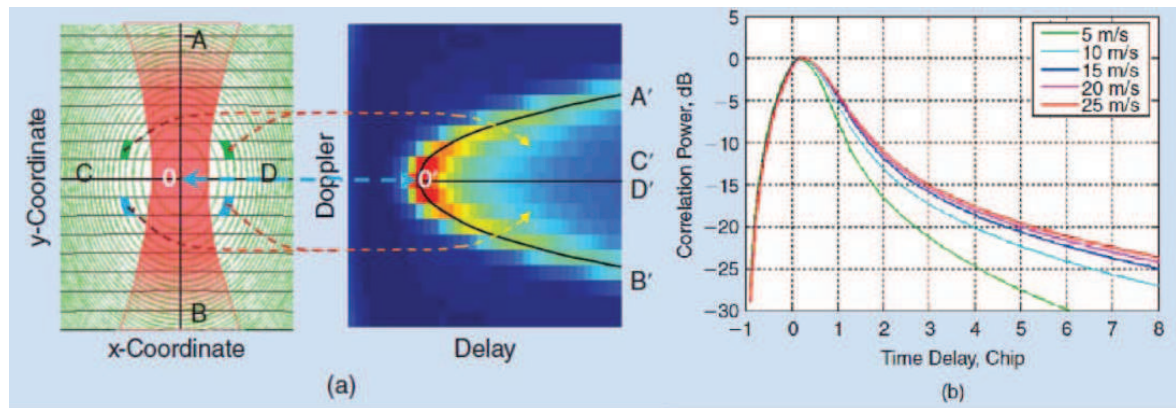


FIGURE 1.16 – (a) Empreinte de réflexion reliée à la carte de delay-Doppler. (b) Exemple de forme d'onde 1D (Doppler fixe, forme d'onde normalisée) pour différents état de mer. (Source : [106])

tométrie GNSS sont estimées par la mesure de code du signal GPS réfléchi (estimation distance satellite-récepteur du signal réfléchi) et qu'une seule prise de vues est utilisée pour générer les lignes d'iso-Doppler. L'intersection des lignes d'iso-Doppler et des lignes d'iso-distance forme des pixels de manière similaire à ce qui est observé pour l'altimétrie SAR/Doppler. Cependant, la géométrie est bien plus complexe dans le cadre de la réflectométrie GNSS à cause du caractère bi-statique et passif du système de perception car l'utilisateur n'a aucun contrôle sur le signal GNSS réfléchi.

La Figure 1.16 illustre la géométrie, dans un cas idéal, des lignes d'iso-distance /iso-doppler au niveau de l'empreinte de réflexion et la carte DDM associée pour un récepteur GNSS-R embarqué à bord d'un satellite (à 600 km d'altitude on considère que la réflexion est diffuse [106]). Figure 1.16.a, les lignes d'iso-distance sont représentées par les ellipses vertes, les lignes d'iso-Doppler sont représentées par les lignes horizontales noires et le point O correspond quant à lui au point de réflexion spéculaire du signal. La taille des zones d'iso-Doppler est déterminée par le temps d'intégration cohérente  $T_I$  et la vitesse relative entre le satellite GPS émetteur et le récepteur GNSS-R (trajet du signal réfléchi).

Les pixels formés par les lignes d'iso-distance et d'iso-Doppler et les pixels de la carte DDM sont reliés les uns aux autres Figure 1.16.a. Dans la pratique, l'intersection entre la première zone d'iso-distance, centrée sur le point de réflexion spéculaire, et la première zone Doppler constitue le pixel pour lequel la puissance du signal réfléchi est la plus grande [63]. Ce dernier contribue donc le plus à la mesure, et le demi-petit axe  $D_a$  et le demi-grand axe  $D_b$  de l'ellipse de la première iso-distance (first iso-range) définissent donc l'empreinte observée des signaux GNSS réfléchis [108]. Soit  $D_a = \sqrt{2 d_{CA} R^r}$  et  $D_b = D_a / \cos(i)$  avec  $R^r$  la distance radiale



entre l'antenne de réception du signal réfléchi et le point de réflexion spéculaire (distance radiale récepteur-surface de réflexion),  $i$  l'angle d'incidence du signal réfléchi (équivalent à l'angle de visée pour les radars actifs) et  $d_{CA}$  la longueur d'un chip de code  $CA$  ( $d_{CA} = 293m$ ). Pour un récepteur en orbite LEO, c'est-à-dire 600-750 km d'altitude et 1 milliseconde de temps d'intégration cohérente (qui détermine la taille de la zone de Doppler), la taille de la première zone d'iso-distance au sol pour un signal GPS civil sera de l'ordre de 20 à 30 km [108] [106]. L'utilisation du signal GPS militaire, dont le code PRN  $P$  est 10 fois plus précis que le code  $CA_s$  ( $d_P = 29.3m$ ), permet de réduire la taille des empreintes de réflexion à près de 10 kilomètres. La Figure 1.16.b montre la forme d'onde 1D associée à la carte DDM, pour une fréquence Doppler fixée et pour différents états de mer (vitesse de vent). Les formes d'onde représentées sont normalisées. On observe que la rugosité de surface influe sur la queue de la forme d'onde et que la forme d'onde du signal réfléchi est proportionnelle à la forme du pic de corrélation en code pour une fréquence Doppler donnée (le terme  $\Lambda^2(\widehat{\tau}_s^R - \tau_s^R)$  équation 1.18). Il est donc possible d'estimer la distance satellite-récepteur du signal réfléchi (la position exacte du pic de puissance de corrélation en code) et de caractériser l'état de mer de la surface de réflexion. Enfin, on notera que pour des applications à faible altitude, de l'ordre de quelques dizaines de mètres, on peut considérer que la réflexion est uniquement spéculaire. Les cartes DDM, ainsi que les formes d'ondes présentées Figure 1.16 ne sont donc plus valables et exploitables.

Il existe trois principaux types de technique GNSS-R basées sur l'utilisation d'antennes bistatiques [106] pour effectuer des mesures d'altitude. Les deux premières techniques, réflectométrie dite "conventionnelle" (cGNSS-R) et "interférométrie" (iGNSS-R), séparent les composantes directes et réfléchies du signal GNSS reçu par chacune des antennes afin d'effectuer une comparaison entre les observables de ces dernières. La troisième technique, nommée "Interference Pattern Technique" (IPT), combine les composantes directe et réfléchie des signaux GNSS reçu afin d'observer des oscillations en amplitude provoquées par l'interférence entre le signal direct et réfléchi. La Figure 1.17 représente le principe de fonctionnement de ces trois techniques, appliquées à l'altimétrie, ainsi qu'un exemple de mesures pouvant être observées. Les mesures de hauteur par réflectométrie des signaux GNSS nécessitent de connaître précisément la position des antennes réceptrices et de connaître l'angle d'élévation  $\theta_s^{el}$  du satellite observé (disponible via la position des satellites transmises par éphéméride). La mesure de hauteur est obtenue en mesurant la différence de chemin  $\delta\rho_s$  entre les signaux direct et réfléchi issu d'un satellite  $s$ . En effet, à cause de la réflexion que subit le signal réfléchi, ce dernier arrive avec un retard qui correspond à une différence de chemin  $\delta\rho_s$  entre le signal direct et réfléchi, soit  $\delta\rho_s = \rho_s^R - \rho_s^D$  où  $\rho_s^D$  et  $\rho_s^R$  représentent respectivement le chemin parcouru par les signaux direct et réfléchi. En considérant que les antennes formant le dispositif de réceptions sont

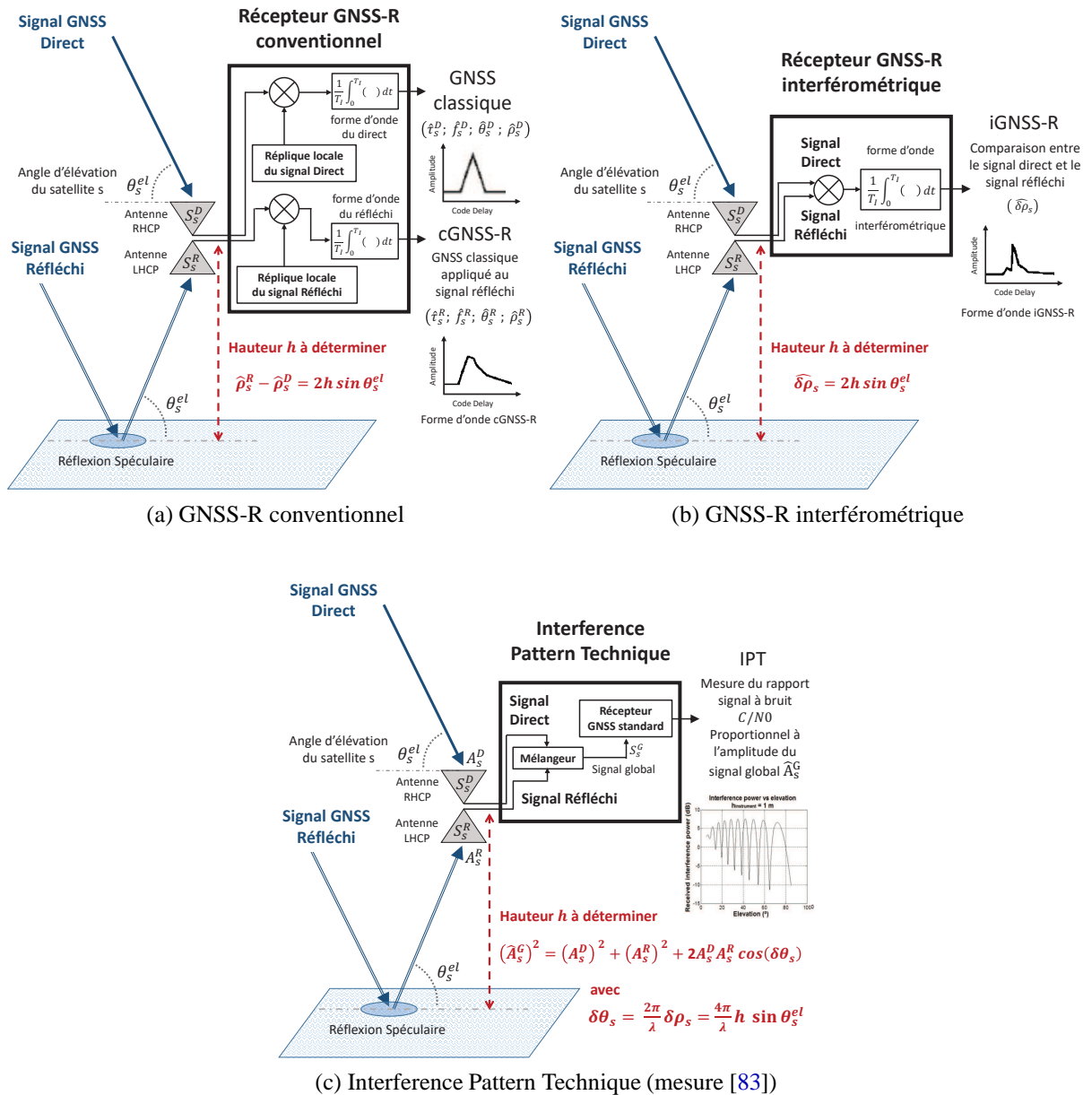


FIGURE 1.17 – Principe des instruments GNSS-R (appliqué à l’altimétrie).

confondues (approximation valide lorsque les antennes sont suffisamment proches), la mesure de hauteur  $h$  entre les antennes et la surface de réflexion se déduit donc par la relation suivante :

$$\delta\rho_s = 2h \sin \theta_s^{el} \quad (1.19)$$

## cGNSS-R

L'approche conventionnelle (ou cGNSS-R, représentée Figure 1.17a) cherche à corrélérer le signal réfléchi  $S_s^R$  avec une réplique locale générée par le récepteur de la même manière que pour le signal direct  $S_s^D$  en provenance du satellite émetteur. Cela revient à faire estimer par le récepteur, et de manière séparée, les décalages  $\hat{\tau}_s^D, \hat{\theta}_s^D$  (et la fréquence  $\hat{f}_s^D$ ) pour le signal direct et  $\hat{\tau}_s^R, \hat{\theta}_s^R$  (et la fréquence  $\hat{f}_s^R$ ) pour les signaux réfléchis. La forme d'onde est générée à l'aide d'une intégration cohérente et/ou incohérente, d'une durée  $T_I$  d'une ou plusieurs millisecondes, pour corrélérer le signal réfléchi  $S_s^R$  avec une réplique du code  $CA_s$ . Cette méthode permet de séparer les différents satellites visibles (à l'aide des codes  $CA_s$ ) et permet d'estimer la différence de chemin parcourue à partir des pseudo-distances directe  $\hat{\rho}_s^D$  et réfléchie  $\hat{\rho}_s^R$  (mesurée en code ou en phase, respectivement  $\phi_s^D$  et  $\phi_s^R$ ). Cependant, cette approche nécessite de pouvoir modéliser les signaux reçus.

Dans le cadre des travaux de thèse, on proposera un estimateur de pseudo-distance pour les signaux direct et réfléchi (et par extension de différence de chemins) appliqué à l'altimétrie GNSS-R conventionnelle au Chapitre 2.

## iGNSS-R

A l'inverse, l'approche interférométrique ne nécessite aucune modélisation du signal reçu. Les récepteurs GNSS-R interférométrique (ou iGNSS-R, représentés Figure 1.17b) remplacent le signal local par le signal direct. Le signal réfléchi  $S_s^R$  est donc directement corrélé avec le signal direct  $S_s^D$  qui sert de référence. Les informations obtenues permettent de déduire directement la différence de chemin  $\hat{\delta\rho}_s$  et cela sans avoir à modéliser les signaux direct et réfléchi reçu par le récepteur. L'approche interférométrique permet donc d'exploiter le code militaire  $P$ , dont la constitution n'est pas connue par le grand public (donc impossible de générer une réplique de code local). Ces deux approches sont applicables aussi bien au sol (à très faible altitude [82]) que pour un récepteur se situant dans l'espace [65] [63] ou dans un avion [13]. Les précisions obtenues pour les deux techniques décrites précédemment sont centimétriques pour des approches au sol, c'est-à-dire pour de faibles altitudes [100] [68] [46] [17] [106] et de l'ordre du mètre pour les applications par satellite [15]. Il est cependant possible d'atteindre quelques dizaines de centimètres, pour les mesures effectuées par satellite, en utilisant des traitements adaptés [10] [24].

Une approche similaire, visant à appliquer le signal direct au signal réfléchi dans le but d'observer la différence de chemin entre les signaux direct et réfléchi, sera proposé, au Chapitre 4. Il sera également proposée une architecture, tant matérielle que logicielle, de récepteur GNSS-R mono-voie dédié à l'altimétrie. La méthode proposée n'utilisera pas le code mais la phase des

signaux GNSS reçus, la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi contenant la différence de chemin  $\delta\rho_s$  (cf ; équation 1.21 au paragraphe suivant).

### Interference Pattern Technique

Enfin, comparée aux deux précédentes techniques, l'approche par Interference Pattern Technique est principalement utilisée au sol et pour de très faibles hauteurs. Comme représenté sur la Figure 1.17c, l'IPT consiste à combiner les signaux direct  $S_s^D$  et réfléchi  $S_s^R$  reçus directement au niveau des antennes (ou en utilisant une seule et unique antenne) en un signal composite unique  $S_s^G$ . On observe alors une oscillation du rapport signal sur bruit du signal  $C/N_0$  ainsi formé qui est proportionnelle à l'amplitude  $A_s^G$  du signal composite [57] [58] [84]. Cette dernière étant sensible à la différence de phase entre le signal reçu et réfléchi comme représenté par la formule suivante :

$$\left(A_s^G\right)^2 = \left(A_s^D\right)^2 + \left(A_s^R\right)^2 + 2 A_s^R A_s^D \cos(\delta\theta_s) \quad (1.20)$$

avec  $A_s^G, A_s^D, A_s^R$ , les amplitudes des signaux composite, direct et réfléchi pour le  $s^{ieme}$  satellite.  $\delta\theta_s$  est la différence de phase entre le signal direct et réfléchi, soit  $\delta\theta_s = \theta_s^R - \theta_s^D$ , définie par la relation suivante :

$$\delta\theta_s = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\delta\rho_s\right) \bmod[2\pi] = \left(\frac{4\pi}{\lambda}h \sin\theta_s^{el}\right) \bmod[2\pi] \quad (1.21)$$

où  $h$  est la différence de hauteur entre le dispositif de réception (les antennes) et la surface de réflexion, et  $\theta_s^{el}$  l'élévation du satellite émettant le signal (variant au cours du temps). S'agissant d'une mesure d'angle, la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi est donc une mesure périodique de longueur  $2\pi$ .

L'amplitude du signal ainsi obtenue présente des oscillations qui dépendent de la variation en élévation du satellite observé, comme illustré Figure 1.17c. En accord avec les équations 1.20 et 1.21, la fréquence de ces oscillations nous permet donc d'évaluer la hauteur entre la surface de réflexion et le dispositif de réception du signal GNSS. Malheureusement, la variation en élévation des satellites étant très lente, les méthodes IPT classiques, utilisées au sol, nécessitent une durée d'observation de plusieurs heures afin d'observer un nombre suffisant d'oscillations et d'obtenir des mesures d'altimétrie ayant une précision centimétrique [1] [83]. L'interférence Pattern Technique permet également de caractériser des propriétés physiques associées à la surface de réflexion telle que l'humidité des sols [84]. Une description plus détaillée de l'IPT ainsi qu'une méthode permettant de réduire la durée de mesure altimétrique par IPT seront

proposées au Chapitre 3.

### 1.3.3 Altimétrie par réflectométrie GNSS spatiale

Plusieurs missions d'observation de la Terre embarquant des instruments dédiés à la réflectométrie GNSS ont été lancées et mises en fonctionnement ces dernières années. Actuellement il n'y a eu que deux missions satellites embarquant un récepteur GNSS-R : la mission UK-DMC, en fonctionnement entre 2003 et 2011, et la mission TechDemoSat-1 lancée en 2014. La mission UK-DMC (United Kingdom - Disaster Monitoring Constellation) fut la première mission spatiale à embarquer un instrument dédié à la réception des signaux GNSS réfléchis par la surface terrestre. Cependant, l'instrument n'était pas conçu pour effectuer une campagne de mesures d'altimétrie océanique, son objectif se limitant à démontrer les possibilités de mesures des signaux GNSS réfléchis par la surface des océans [101]. Lancée en Juillet 2014 par l'agence spatiale du Royaume-Uni (UKSA pour UK Space Agency), c'est la mission TechDemoSat-1 (Technology Demonstration Satellite-1) qui est la première mission à avoir réellement exploitée la réflectométrie GNSS [99]. Il s'agit d'un satellite de démonstration technologique de petite taille, environ 150 kg, embarquant un grand nombre d'instruments expérimentaux (huit instruments). Par conséquent, la charge utile dédiée à la réflectométrie n'est active que deux jours sur huit pour permettre le fonctionnement des autres instruments.

Embarqué à bord de TDS-1, l'instrument SGR-ReSI (pour Space GNSS Receiver-Remote Sensing Instrument) peut collecter jusqu'à quatre mesures de DDM simultanément (leur localisation ne dépendant que de la position des satellites émetteurs GNSS et de TDS-1). Le caractère passif du radar SGR-ReSI (radar passif dédié à la réflectométrie GNSS) utilisant une faible puissance, il a permis de montrer que ce type d'instrument est parfaitement adapté pour être embarqué à bord de petits engins spatiaux, ou comme instrument secondaire sur des satellites (vol d'opportunité). Les données de DDM collectées ont récemment permis d'obtenir les premières mesures de SSH [21] par réflectométrie GNSS et ont montré l'utilité de la réflectométrie pour les missions d'observation de la Terre [33] [20]. La faible précision des mesures SSH obtenues, près de 8 mètres, est due au caractère expérimental du satellite TDS-1 (fonctionnement partiel, deux jours sur huit, du matériel dédié à la réflectométrie GNSS) et par une détermination d'orbite satellite peu précise.

A ces deux missions spatiales dédiées à la réflectométrie GNSS s'ajouteront deux constellations de satellites courant 2016, la constellation de microsatellite CYGNSS (CYclone Global Navigation Satellite System) dont le lancement est prévu en Octobre, et la constellation de nanosatellite <sup>3</sup>CAT-2. La mission CYGNSS, dont le lancement est prévu en Novembre 2015 par

la NASA [23], permettra de mettre en oeuvre de manière fonctionnelle la réflectométrie GNSS. Son objectif sera d'étudier la vitesse des vents et l'état de surface des océans dans les régions tropicales et ainsi étudier les mécanismes menant à la formation des cyclones. Elle sera composée d'une constellation de huit microsattellites (environ 30 kilogrammes) placés dans un plan orbital à 510 km d'altitude et ayant une inclinaison de  $35^\circ$ . L'instrument principal embarqué sur chaque satellite de la constellation, nommé DDMI (pour Delay Doppler Mapping Instrument), est destiné à fournir des cartes DDM et hérite des caractéristiques de l'instrument embarqué par la mission TDS-1. Sur le même principe, la mission <sup>3</sup>CAT-2 conçue par l'UPC (Université polytechnique de Catalogne, Espagne), sera, quant à elle, composée de 6 nanosatellites (de moins de 10 kg) en orbite basse (610 à 700km) [16]. L'instrument embarqué par <sup>3</sup>CAT-2 sera basé sur le récepteur PYCARO (P(Y) and C/A ReflectOmeter) et aura pour objectif principal de fournir des mesures d'altimétrie par GNSS-R [17] [18]. Concernant les satellites de la constellation CYGNSS, jusqu'à quatre mesures simultanées seront réalisables, soit 32 mesures par seconde autour du globe en utilisant l'ensemble de la constellation. De plus, en comparaison avec la mission TDS-1, il est attendu une meilleure performance concernant l'ensemble des instruments embarqués à bord des satellites de la constellation CYGNSS et une amélioration de la détermination de l'orbite. L'ensemble de ces caractéristiques orbitales et le fait de pouvoir traiter un grand nombre de mesures de manière simultanée permettront à la constellation CYGNSS d'avoir un temps de revisite inférieur à 6 heures [88] [87] et ainsi de fournir une couverture en espace et en temps très dense au niveau de la région équatoriale (zone de formation des cyclones). La Figure 1.18 illustre la densité de mesures que la constellation CYGNSS permettra d'obtenir pour seulement une journée d'observation. Bien que l'objectif de la mission CYGNSS soit l'observation des vents de surface océanique, cela permettra également une évaluation plus rigoureuse et globale des capacités d'extraction de SSH à partir de mesures d'altimétrie obtenues par instrument GNSS-R. La mission CYGNSS sera la première mission d'observation utilisant un système GNSS-R de manière opérationnelle, et non plus expérimentale.

Enfin, deux missions spatiales sont actuellement en cours d'étude de faisabilité, la mission spatiale GEROS ISS (GNSS REflectometry, Radio Occultation and Scatterometry) qui consiste, à des fins de tests technologiques, à mettre en place un instrument de mesure GNSS-R à bord de la station spatiale internationale ISS [103] en 2019, et la mission satellite PARIS-IoD (PASSive Reflectometry and Interferometry System In-orbit Demonstrator) dont la phase d'étude et de concept est en cours (Phase A validée fin 2012). PARIS-IoD sera dédié à l'altimétrie de précision (5 cm de précision attendu) et permettra d'observer un grand nombre de réflexions de manière simultanée (jusqu'à une vingtaine de réflexions simultanément) [67] [10].

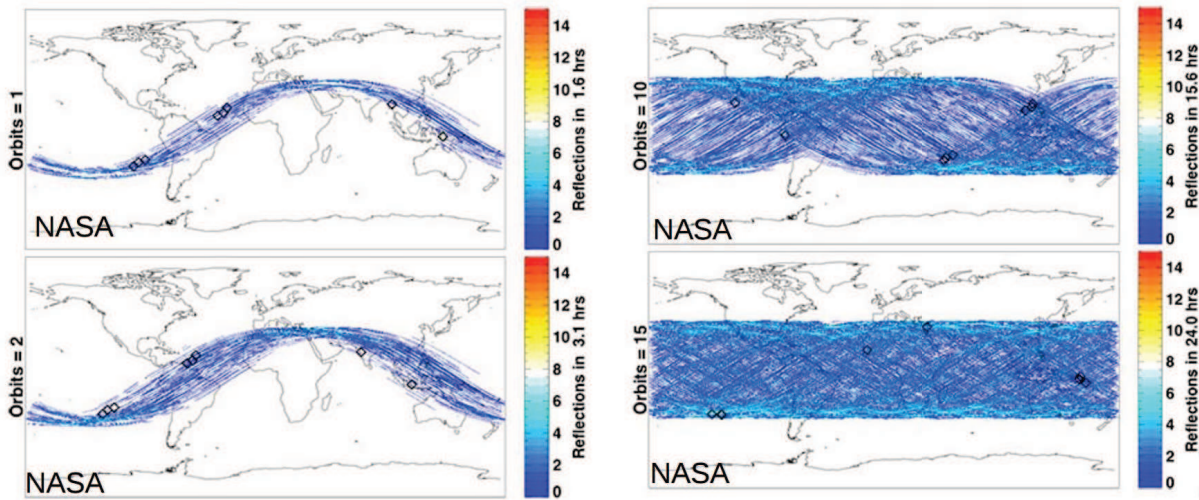


FIGURE 1.18 – Couverture de la constellation CYGNSS [14].

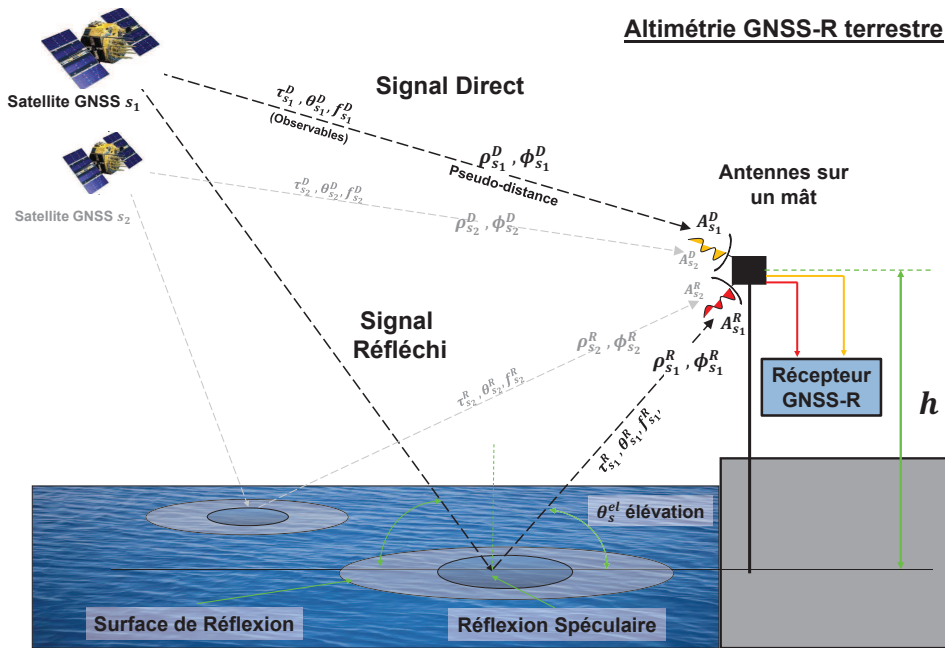


FIGURE 1.19 – Altimétrie GNSS-R au sol (illustration).

### 1.3.4 Altimétrie par réflectométrie terrestre

Enfin, la dernière section de ce chapitre portera sur les mesures altimétriques terrestres par réflectométrie des signaux GNSS. L'ensemble des travaux présentés dans ce manuscrit de thèse ont pour objectif le développement de méthodes de mesures altimétriques comprenant la mise en oeuvre d'outils de traitement du signal GNSS-R et d'estimateurs dédiés à l'altimétrie au sol, c'est-à-dire à faible altitude (de quelques mètres à quelques centaines de mètres). L'objectif

étant, à terme, de pouvoir embarquer le récepteur GNSS-R développé à bord d'un drone.

Contrairement à une approche satellitaire, dont l'empreinte de réflexion peut atteindre plusieurs dizaines de kilomètres, les altimètres GNSS-R ayant une hauteur faible exploitent des empreintes de réflexion localisées, de l'ordre de quelques mètres à quelques dizaines de mètres de rayon. La Figure 1.19 montre une vue d'artiste représentant un tel dispositif, ainsi que les observables utilisées pour la mesure d'altitude. Plusieurs réflexions spéculaires sont accessibles, leurs nombres et leurs positions dépendent de la géométrie de la constellation, et de la hauteur du dispositif. Une approche au sol couvre donc une surface de réflexion plus faible, et la réflexion spéculaire qui est étudiée dans ce cas offre une qualité de signal plus importante. L'approche terrestre est donc idéale pour effectuer des campagnes de mesure altimétrique pour la surveillance, à faibles échelles, de zones d'étude restreintes (surveillance du niveau des eaux, risque d'inondation...).

A ce jour, on peut distinguer deux stratégies concernant l'application de l'altimétrie terrestre par réflectométrie GNSS : l'altimétrie GNSS-R sans redéploiement et avec redéploiement de matériel.

La stratégie sans redéploiement consiste à exploiter les réseaux de station GNSS pré-existants. Il s'agit généralement de récepteurs GNSS géodésiques n'utilisant qu'une seule et unique antenne. Dans ce cas, le signal réfléchi interfère avec le signal direct, et l'altitude est déduite par Interference Pattern Technique. Pour cette approche, seule la puissance du signal reçu par l'antenne est utilisée, cette dernière étant une observable disponible sur tous les récepteurs GNSS standards (observation de l'évolution du rapport signal à bruit). Cette stratégie est donc actuellement la seule qui offre des applications opérationnelles qui utilisent la réflectométrie GNSS. Bien que les études menées portent principalement sur l'humidité du sol [58], l'altimétrie est également un axe de recherche développé pour le suivi du niveau des eaux [57] [61] et des hauteurs de neige [56].

La seconde stratégie utilisée pour la mise en oeuvre de l'altimétrie GNSS-R est une stratégie avec redéploiement de matériel. Il s'agit, pour la plupart d'entre elles, de campagne de mesures au sol ou aérienne, visant à préparer des missions spatiales et conduisant à développer de nouveaux récepteurs et de nouvelles méthodes de mesure. L'altimétrie GNSS-R avec redéploiement de matériel permet de réaliser des mesures d'altitude par observation du code et/ou de la phase des signaux GNSS directs et réfléchis. Les approches utilisées sont généralement conventionnelles (cGNSS-R) ou interférométriques (iGNSS-R). Le Tableau 1.7 présente une liste exhaustive des précisions altimétriques obtenues pour chacune des méthodes de traitement utilisé, ainsi qu'une liste des différentes plates-formes ayant embarqué un dispositif GNSS-R. Les travaux de recherche menés dans cette thèse s'inscrivent dans cette optique. Notre objectif



est de proposer de nouvelles méthodes de traitement du signal pour la réflectométrie GNSS.

Technique de mesure	Altitude du récepteur (m)	Plate-forme (dynamique)	Surface de réflexion	Précision (m)	Référence	
<b>cGNSS-R :</b> Code CA	4.76	statique	océan	0.45	[17]	
	20	statique	estuaire	7	[68]	
	65	statique	bassin	0.08	[17]	
	≈330	aéroporté	océan	1	[105]	
	1000	aéroporté	océan	1.5	[89]	
	3000	aéroporté	océan	1.4	[94]	
	3000	aéroporté	océan	1.2	[15]	
	Code P	1000-3000	aéroporté	océan	0.05	[64]
	Phase	8	statique	bassin	0.003	[66]
		480	statique	lac	0.02	[100]
700		statique	océan	0.5	[92]	
700		statique	ice	0.6	[30]	
	1000	statique	lac	0.02	[45]	
<b>iGNSS-R :</b>	18	statique	estuaire	0.08	[17]	
	3000	aéroporté	océan	0.58	[15]	

TABLE 1.7 – Altimétrie terrestre par réflectométrie des signaux GPS : précision obtenue (Source : [106])

## 1.4 Conclusion

Les processus régissant le comportement et l'évolution des océans ont des échelles spatiales comprises entre quelques dizaines et quelques centaines de kilomètres (allant de 400 km à 10 km) avec des variabilités temporelles allant de quelques jours à plusieurs mois. Par conséquent, de par son caractère global, l'altimétrie par satellites est devenue une composante essentielle de l'observation des océans et est utilisée pour produire des mesures de hauteur d'eau (SSH), de salinité ou encore de rugosité de la surface des océans (SWH).

De manière conventionnelle, l'altimétrie satellitaire utilise des systèmes radars pour mesurer le niveau des mers (SSH) le long de la trace au sol du satellite. Ces mesures de hauteur ont une résolution relativement élevée, de l'ordre du centimètre pour des empreintes au sol effectives inférieures à la dizaine de kilomètre. A ce jour, près de six altimètres à haute résolution em-

barqués à bord d'engin spatiaux scrutent la surface des océans : les satellites Jason-2, HY-2, Saral, Jason-3, Sentinel-3 et Cryosat-2. La combinaison de données ainsi obtenue permet de produire des champs de SSH en deux dimensions (carte SSH) pour étudier le comportement et l'évolution des océans. Cependant, de part leur faible échantillonnage spatial et temporel, les meilleures cartes SSH obtenues à partir des missions spatiales d'altimétrie ne sont capables que de faire apparaître des processus océaniques ayant des échelles supérieures à environ 200 km (circulation mésoéchelle) et une résolution temporelle d'environ 10 jours. Par exemple, malgré une précision altimétrique de 2 cm pour des empreintes au sol minimum de 6 à 7 km, les satellites de la constellation Jason ont une résolution temporelle entre deux mêmes points de mesure de 10 jours et une résolution spatiale entre deux traces au sol de près de 300 kilomètres. L'existence d'un grand nombre de satellites est donc requis pour observer de manière fine les processus de petite échelle qui jouent un rôle fondamental dans le comportement des océans (circulation océanique, tourbillon...).

Annoncée pour 2020, la mission SWOT et les futures évolutions technologiques apportées par les altimètres-interféromètres visent à produire des mesures SSH à une très haute résolution spatiale. Le long de la trace au sol, la résolution au sol espérée est inférieure au kilomètre pour une bande de 50 km de largeur. Cette résolution permettra d'observer des processus océaniques allant jusqu'à 15 km (circulation sub-mésoéchelle) mais avec une faible résolution temporelle. En effet, le temps de revisite est d'environ 10 jours dans les hautes latitudes et 20 jours dans les basses latitudes. Les petits processus océaniques ayant des échelles de temps relativement courtes, de l'ordre de quelques jours, ne seront donc pas en mesure d'être observés par la mission SWOT. Le coût de développement pour constituer une constellation de satellites similaire à SWOT étant trop élevé, il sera donc nécessaire d'utiliser des données supplémentaires pour remplir temporellement et spatialement les données manquantes.

L'utilisation des signaux GNSS comme signaux d'opportunité pour réaliser des mesures d'altimétrie semblent être une solution prometteuse afin d'observer les dynamiques océaniques ayant de plus faibles échelles. Les systèmes spatiaux d'altimétrie utilisés traditionnellement en observation de la Terre sont constitués de radars monostatiques actifs avec visée au nadir, tandis que les systèmes d'observation GNSS-R sont constitués d'un système radar bi-statique passif utilisant l'ensemble des signaux GNSS réfléchis par la surface terrestre comme signaux d'opportunité. Les signaux GNSS font d'excellents signaux d'opportunité pour l'observation de la Terre par satellites. Ils sont disponibles de manière permanente sur la surface du globe, et ils sont résistants aux conditions climatiques. De plus, grâce à leurs caractéristiques de signaux de positionnement (émission d'une mesure de temps globale et positionnement précis des satellites émetteurs), ils permettent de fournir des mesures (SSH ou SWH) dans un référentiel commun.

La position des empreintes de réflexion étant elle aussi précisément localisée.

L'un des intérêts principaux des systèmes GNSS-R réside avant tout en termes de coût. En effet, les récepteurs GNSS-R sont beaucoup moins coûteux que les satellites d'altimétrie traditionnelle car le coût financier n'est pas supporté par la plate-forme spatiale embarquant le récepteur GNSS-R mais par la constellation GNSS émettrice existante. De plus comme illustré par les missions CYGNSS et <sup>3</sup>CAT-2, l'utilisation des systèmes GNSS-R est possible sous forme de constellations de micro-satellites à bas coût qui permettent une couverture globale de la surface terrestre en un temps plus court que pour les missions satellites d'altimétrie standard. Ainsi, comme pour la mission CYGNSS, une constellation de 6 à 8 micro-satellites combinant la possibilité d'effectuer des mesures multiples (quatre mesures DDM observables simultanément par l'instrument DDMI), permet d'obtenir une couverture spatio-temporelle dense en seulement 24 heures (cf. Figure 1.18). De récentes études [108] ont permis de démontrer la possibilité pour une constellation d'instruments GNSS-R de reconstruire des processus océaniques de petite taille, jusqu'à 100 km pour une fenêtre de mesure très courte, d'environ 12 heures.

La réflectométrie des signaux GNSS appliquée à l'étude des océans par satellites représente donc un moyen complémentaire dans l'étude des processus océaniques. En effet, les résultats de simulation ont démontré la capacité pour des constellations de satellites d'altimétrie GNSS-R d'observer des processus océaniques de petites tailles (sub-mésoscale) grâce à la forte densité des mesures, chose qui n'est pas réalisable à l'aide des satellites d'altimétrie existants, utilisant une visée au nadir.

Cependant, les précisions fournies par les systèmes d'altimétrie GNSS-R sont, pour l'instant, moins bonnes que les systèmes d'altimétrie classique. On prédit ainsi, pour les mesures altimétriques obtenues par GNSS-R, une erreur totale de quelques dizaines de centimètres (30 à 50 cm), voir du mètre (huit mètres d'erreur pour les premières mesures SSH par GNSS-R [21]). L'utilisation des données GNSS-R est donc accueillie avec scepticisme par la communauté océanographique.

Ce premier chapitre a eu pour but de montrer l'apport des signaux GNSS pour la mesure altimétrique en observation de la Terre. Les chapitres suivants seront dédiés à l'étude et la mise en oeuvre d'outils de traitement du signal pour la mesure altimétrique par réflectométrie GNSS au sol. L'objectif est de fournir des méthodes d'estimation d'altitude pour la surveillance du niveau des eaux et de pouvoir, à terme, être utilisées par un récepteur GNSS-R embarqué au sein d'une plate-forme aérienne. L'étude portera sur la caractérisation théorique des estimateurs proposés et la validation des approches sur signaux réels. Il s'agit ici d'évaluer la précision attendue au regard des temps d'observation nécessaires. Comme décrit section 1.3, on dénombre

trois types d'observables extraites du signal GNSS réfléchi : le code, l'amplitude, et la phase du signal. Dans les chapitres suivants, nous utiliserons les observations de code (Chapitre 2), de puissance (Chapitre 3) et de phase (Chapitre 4) pour la mesure d'altimétrie par GNSS-R. Une validation sur signaux GNSS réels des différentes approches proposées sera présentée au Chapitre 5.



# Chapitre 2

## Estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie par réflexion des signaux GNSS

### 2.1 Introduction

L'altimétrie par réflectométrie des signaux GPS est réalisée en mesurant la différence de chemin  $\delta\rho$  (équation 1.19) entre le signal reçu de manière directe, en provenance d'un satellite GNSS émetteur, et ce même signal après réflexion sur une surface. Ce chapitre de thèse présente un nouvel estimateur de pseudo-distance par mesure de code ayant pour application l'altimétrie par réflectométrie GNSS et utilisant un récepteur mono-fréquence. Dans l'approche proposée, nous utilisons les mesures de pseudo-distance  $\rho$  et  $\phi$ , respectivement obtenues par le code et la phase du signal, dans le but de fournir une estimation précise des pseudo-distances satellites-récepteur. L'estimateur présenté repose sur une modélisation innovante des mesures de pseudo-distance par le code  $\rho$  et par la phase  $\phi$  qui tient compte et exploite la résolution et les limitations des récepteurs GPS.

Ce chapitre de thèse s'organisera de la manière suivante, la première section sera consacrée à l'obtention des observables GPS et à leur modélisation. La construction des observables GPS sera présentée selon les traitements développés au sein du laboratoire et pour un récepteur dont les traitements sont réalisés hors ligne. La seconde partie sera consacrée à l'estimateur proposé et la dernière section sera consacrée à l'évaluation des performances de l'estimateur proposé. La faisabilité de la méthode sur réflexion réelle sera présentée dans le Chapitre 5.

## 2.2 Construction des observables GPS

### 2.2.1 Signal GPS après numérisation par un récepteur

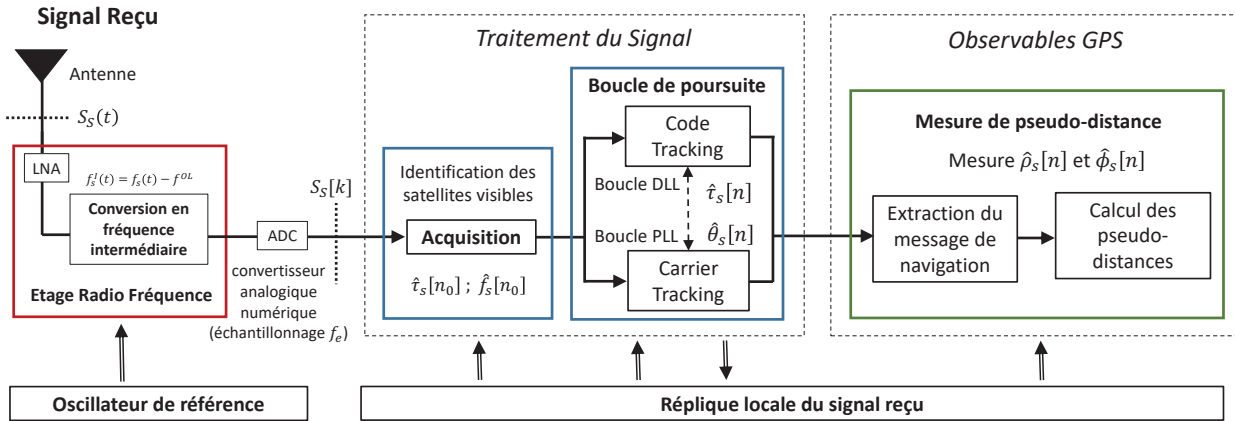


FIGURE 2.1 – Récepteur GPS

On représente Figure 2.1 le fonctionnement du récepteur GPS hors ligne à partir duquel les développements en traitement du signal présentés tout au long de ce manuscrit de thèse ont été réalisés. Après réception par l'antenne, le signal, tel que décrit équation 1.12, est descendu en fréquence en le multipliant par une porteuse sinusoïdale, de fréquence  $f^{OL}$ , générée par l'oscillateur local du récepteur GPS. Le signal résultant se trouve à une fréquence dite intermédiaire  $f_s^I(t)$ . Le signal est alors converti du domaine analogique au domaine numérique et échantillonné à la fréquence  $f_e$ . En l'absence de traitement supplémentaire et en première approximation, la fréquence d'échantillonnage correspond donc à la résolution temporelle du récepteur GPS. Le signal reçu traité par le récepteur GPS devient donc :

$$S_s[k] = \sum_{s \in S} A_s D_s[k] C A_s(k + \tau_s[k]) \sin(2\pi f_s[k] t_k + \theta_s[k]) + \nu_s[k] \quad (2.1)$$

avec  $k$  l'indice de l'échantillon du signal considéré et  $t_k$  l'instant correspondant à cet échantillon mesuré par le récepteur ( $t_k = k \frac{1}{f_e}$ ). La fréquence du signal reçu, après descente en fréquence et échantillonnage, sera notée  $f_s[k]$  à l'instant de mesure  $t_k$ . La fréquence du signal reçu ne dépend que de la fréquence Doppler, soit  $f_s[k] = f_s^I[k] = f_s^d[k] + f_{L1} - f^{OL}$ .

Enfin, le traitement du signal GPS nécessite de pouvoir observer l'intégralité du code PRN et ainsi pouvoir mesurer le délai de code  $\tau_s$  entre le signal reçu et le signal émis (estimation distance satellite-récepteur). En effet, la mesure de  $\tau_s$  est obtenue par corrélation sur une ou plusieurs période de code PRN. La résolution temporelle du traitement est donc limitée par la période du code PRN  $C A_s$  pour l'obtention de  $\tau_s$ , soit  $T_c = 1 \text{ ms}$ . On notera  $n$  l'indice de la

période de code  $CA_s$  du signal considéré et  $t_n$  l'instant correspondant à la période mesurée par le récepteur tel que seul les instants  $t_n = nT_c$  sont mesurable.

### 2.2.2 Acquisition

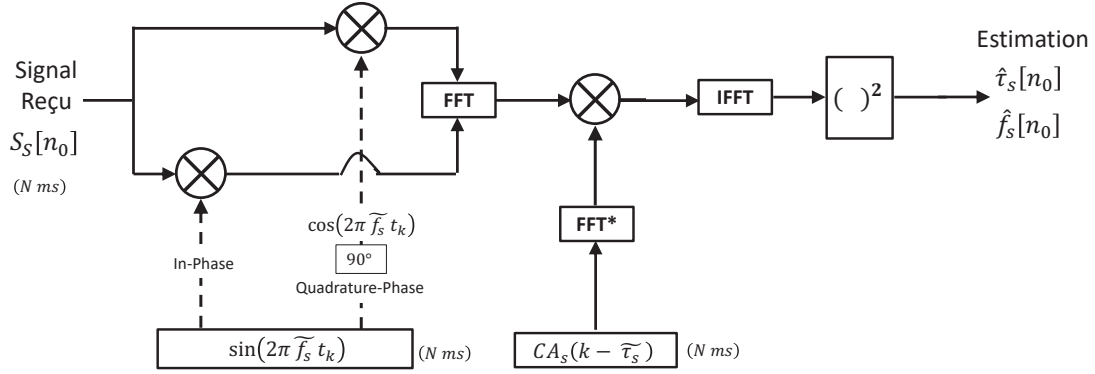


FIGURE 2.2 – Principe de l'acquisition parallèle.

L'acquisition repose sur une corrélation entre le signal reçu et sa réplique générée par le récepteur pour identifier les satellites visibles et estimer le décalage de code initial  $\hat{\tau}_s[n_0]$  et la fréquence initiale de chaque signal reçu  $\hat{f}_s[n_0]$ . La Figure 2.2 représente le principe de l'étape d'acquisition, réalisé en calculant la corrélation dans le domaine fréquentiel (ou acquisition parallèle). L'acquisition consiste à corrélérer le signal reçu  $S_S[n_0]$  à l'instant  $t_{n_0}$  avec les différents code PRN  $CA_s$  correspondant aux différents satellites de la constellation, et cela en faisant varier le délai de code  $\tilde{\tau}_s$  et la fréquence de la réplique locale  $\tilde{f}_s$ . Le signal reçu est multiplié par une réplique de la porteuse en phase et en quadrature de phase afin d'obtenir un signal sous forme complexe et ainsi retrouver l'information de phase. Les signaux répliqués sont de la forme :

$$\tilde{p}_s^I[k] = CA_s(k + \tilde{\tau}_s) \sin(2\pi \tilde{f}_s t_k) \quad (2.2)$$

$$\tilde{p}_s^Q[k] = CA_s(k + \tilde{\tau}_s) \cos(2\pi \tilde{f}_s t_k) \quad (2.3)$$

avec  $\tilde{p}_s^I$  et  $\tilde{p}_s^Q$ , les répliques locales en phase et en quadrature de phase générées par le récepteur et variant sur l'ensemble des fréquences  $\tilde{f}_s$  et des décalages de code  $\tilde{\tau}_s$  possibles. Le maximum de corrélation en fréquence et en code permet d'estimer le délai de code  $\hat{\tau}_s[n_0]$  et la fréquence  $\hat{f}_s[n_0]$  à l'instant de réception  $t_{n_0}$ . On rappellera que l'estimation en délai de code et en fréquence se font sur une période  $CA_s$  (noté indice  $n$  plutôt que  $k$ ). En pratique, le délai de code  $\hat{\tau}_s[n_0]$  correspond à l'intervalle de temps entre la réception du premier échantillon de signal (premier bit de code reçu) et le début d'une période de code. Une mesure de délai de code



dépend donc de l'échantillonnage du récepteur (souvent proportionnel à  $1/f_e$ ). Pour une fréquence d'échantillonnage  $f_e$ , une corrélation sur une période de code  $T_c$  est réalisée avec  $f_e.T_c$  échantillons. La précision de l'estimation en délai de code  $\hat{\tau}_s$  et en fréquence  $\hat{f}_s$  est donc limitée par la résolution de la fonction d'auto-corrélation et par le bruit de mesure du récepteur.

La Figure 2.3 montrent des exemples de corrélation obtenus sur signaux réels. Le résultat de la corrélation est affiché en trois dimensions pour un ensemble de fréquences données et sur l'ensemble des décalages de code possibles. Pour un satellite visible, Figure 2.3b, on observe un

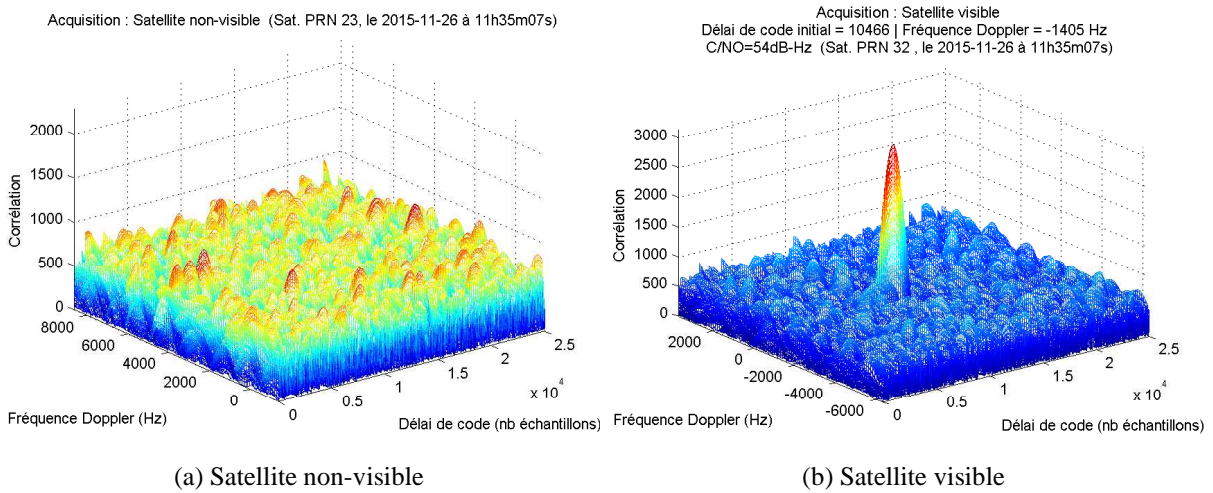


FIGURE 2.3 – Exemple de résultats d'acquisition sur signal réel (les satellites GPS visibles sont représentés Figure 5.13)

pic de corrélation. Le maximum du pic de corrélation permet d'estimer la valeur du délai  $\hat{\tau}_s[n_0]$  du code  $CA_s$  et la fréquence  $\hat{f}_s[n_0]$  du signal reçu après descente en fréquence à l'instant de mesure  $t_0$ . En rappelant que la fréquence du signal reçu par l'antenne du récepteur équivaut au signal émis par le satellite impacté par un effet Doppler (mouvement relatif satellite-récepteur), l'estimation en fréquence du signal reçu équivaut donc à estimer la fréquence Doppler  $\hat{f}_s^d[n_0]$ . Pour un satellite non visible, c'est-à-dire dont la composante n'est pas présente dans le signal reçu, on observe une absence de pic de corrélation comme représenté Figure 2.3a.

Enfin, il est possible d'estimer la qualité du signal reçu par la mesure de rapport porteuse sur densité de bruit  $C/N_0$ , en dB-Hz par la formule suivante :

$$C/N_0 = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(\Lambda(\tau_s))}{\sigma_\Lambda(\tau_s)} \right) - 10 \log_{10}(N T_c) \quad (2.4)$$

avec  $\max(\Lambda(\tau_s))$  le maximum de la fonction d'auto-corrélation et  $\sigma_\Lambda(\tau_s)$  l'écart-type qui cor-

respond au niveau de bruit de l'ensemble de la fonction de corrélation. Le terme  $N T_c$  correspond à la durée d'intégration cohérente du signal qui permet de normaliser le rapport  $C/N_0$  (cf. Thèse d'Abderrahim Bourkane [8] pour plus d'information sur la mesure de puissance).

### 2.2.3 Boucle de poursuite en code et en phase

Après acquisition du signal GPS à l'instant  $t_{n_0}$ , c'est-à-dire l'estimation du décalage de code de la première milliseconde de mesure  $\hat{\tau}_s[n_0]$  et de la fréquence  $\hat{f}_s[n_0]$ , l'étape de poursuite permet d'estimer les variations de code et de phase (ou de fréquence) de chaque signal satellitaire reçu au cours du temps. En effet, ces paramètres changent au cours du temps avec l'évolution en distance du trajet satellite-récepteur. L'étape de poursuite comprend deux boucles de poursuite imbriquées : une boucle de poursuite du code permettant d'estimer les variations du délai de code  $\widehat{\Delta\tau}_s[n]$  et une boucle de poursuite de la phase permettant d'estimer les variations de la phase  $\widehat{\Delta\theta}_s[n]$  du signal.

Pour poursuivre la porteuse du signal reçu, on utilise le plus souvent une boucle PLL (Phase Lock Loop) ou FLL (Frequency Lock Loop). La boucle de poursuite PLL a pour objectif de maintenir le délai de phase entre la porteuse locale et le signal reçu le plus proche possible de zéro. Elle est réalisée dans une boucle de Costas [6]. La Figure 2.4 présente l'architecture de la boucle PLL utilisée pour estimer la phase du signal reçu. La composante  $S_s[n]$  du signal reçu en provenance du satellite  $s$  est démultiplexée par sa multiplication avec le code local synchronisé avec le signal reçu et fourni par la boucle DLL. Une réplique de la porteuse du signal en phase

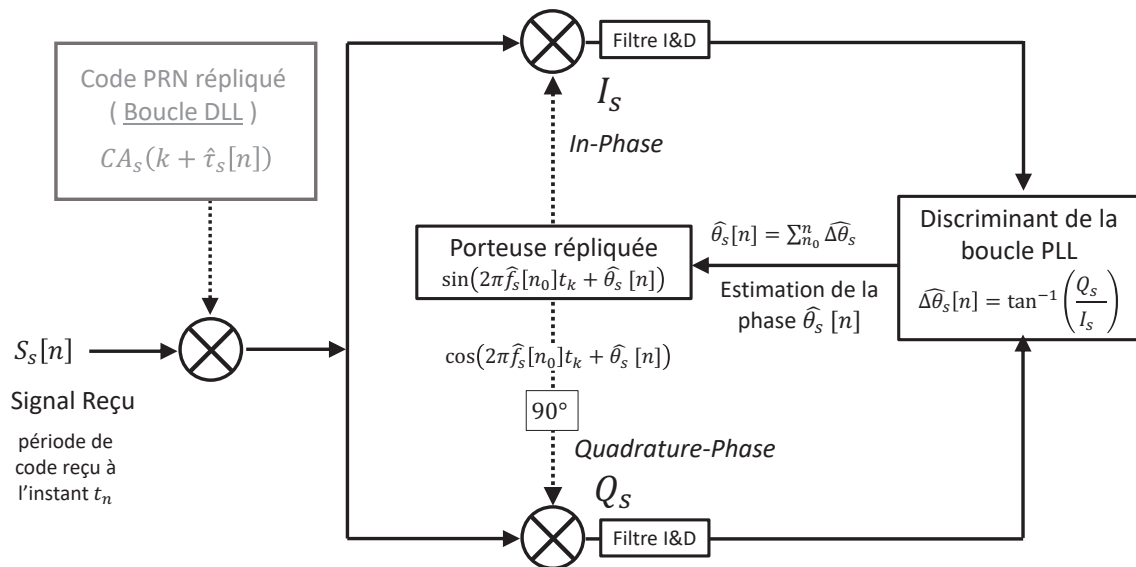


FIGURE 2.4 – Architecture de la boucle de poursuite PLL.

et en quadrature, déphasée de  $\pi/2$ , est alors appliquée au signal résultant. Le résultat obtenu est intégré sur une période de code  $CA_s$  par des filtres “integrate-and-dump, I&D” (étape de démodulation). On obtient alors les composantes I et Q associées à la corrélation entre le signal reçu par le récepteur et la réplique de code local. On rappelle que compte tenu de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  du récepteur utilisé, la corrélation pour une période  $T_c$  est effectuée sur  $T_c * f_e$  échantillons de signal. On définit  $I_s$  et  $Q_s$ , résultant de la corrélation pour une période de code  $T_c$ , par la relation suivante :

$$I_s[n] = \sum_{i=k}^{k+T_c*f_e} S_s[i] p_s^I[i] \quad (2.5)$$

$$Q_s[n] = \sum_{i=k}^{k+T_c*f_e} S_s[i] p_s^Q[i] \quad (2.6)$$

avec  $p_s^I$  et  $p_s^Q$  les répliques du signal local en phase et en quadrature de phase exprimées par :

$$p_s^I[k] = CA_s(k + \hat{\tau}_s[n]) \sin(2\pi \hat{f}_s[n_0] k + \hat{\theta}_s[n]) \quad (2.7)$$

$$p_s^Q[k] = CA_s(k + \hat{\tau}_s[n]) \cos(2\pi \hat{f}_s[n_0] k + \hat{\theta}_s[n]) \quad (2.8)$$

Finalement, l'expression des valeurs obtenues de  $I_s^p$  et  $Q_s^p$  pour la  $n^{\text{ième}}$  période de code  $T_c$  est :

$$I_s[n] = \frac{A_s}{2} \Lambda(\tau_s[n] - \hat{\tau}_s[n]) \cos(\theta_s[n] - \hat{\theta}_s[n-1]) + \nu_s^I[n] \quad (2.9)$$

$$Q_s[n] = \frac{A_s}{2} \Lambda(\tau_s[n] - \hat{\tau}_s[n]) \sin(\theta_s[n] - \hat{\theta}_s[n-1]) + \nu_s^Q[n] \quad (2.10)$$

où  $\Lambda(\hat{\tau}_s[n])$  est la fonction d'autocorrélation du code  $CA_s$  et  $\nu_s^I[n], \nu_s^Q[n]$  sont des bruits blancs gaussiens. Les valeurs de  $I_s$  et  $Q_s$  sont utilisées pour le calcul d'un discriminant permettant d'estimer et de corriger la phase résiduelle entre le signal reçu et sa réplique générée par le récepteur [6]. La correction est appliquée au générateur de la porteuse locale. La phase résiduelle moyenne du signal sur la durée d'intégration  $\Delta\theta_s(k)$  est estimée à l'aide du discriminant arctangente :

$$\widehat{\Delta\theta}_s[n] = \arctan\left(\frac{Q_s[n]}{I_s[n]}\right) \quad (2.11)$$

La phase du signal reçu  $\hat{\theta}_s$  peut ainsi être estimée récursivement en sommant les valeurs obtenues par  $\widehat{\Delta\theta}_s$  et la fréquence du signal peut être estimée à partir des variations de phase obtenues :

nues, qui sont proportionnelles à la dérivée de la phase. La mesure de phase est  $2\pi$ -périodique. Compte-tenu de la longueur d'onde du signal GPS-L1, environ 19 cm, les mesures de phase  $\widehat{\theta}_s$  obtenues ont une précision centimétrique. Cependant, la phase peut être sujette à des ruptures de continuité dans son estimation. Ces sauts de cycle doivent être détectés et corrigés.

La FLL (Frequency Lock Loop) qui poursuit la fréquence porteuse du signal reçu est aussi réalisée avec une boucle de Costas mais diffère de la boucle de phase par le type de discriminant qu'elle utilise [49]. Ici, on considère que la valeur estimée de la fréquence reçue est fixée à l'acquisition. L'estimation de la variation de phase se faisant par rapport à cette dernière  $\widehat{f}_s[n_0]$ , après un long temps de mesure, cette dernière doit être réévaluée (recalage en fréquence). Dans les récepteurs GPS standard, en temps réel, la porteuse locale est générée par un oscillateur à contrôle numérique (NCO) commandé par une boucle PLL et FLL.

La boucle de poursuite DLL permet, quant à elle, d'observer la variation en code  $\widehat{\Delta\tau}_s$  du signal reçu et ainsi estimer le délai de code  $\widehat{\tau}_s$  au cours du temps. Le principe de la boucle DLL s'appuie sur le calcul de trois valeurs de la fonction d'auto-corrélation, avec trois répliques du code générées en avance, en retard et de manière synchrone (équation 2.9 et 2.10).

On représente Figure 2.6 l'architecture en boucles fermées qui permet de "poursuivre" le signal GPS reçu en corrigeant à chaque itération le décalage de code du signal répliqué. Dans cette architecture, le signal est démodulé à partir de la porteuse estimée, en phase et en quadrature, avec les boucles PLL puis dé-multiplexé avec trois codes décalés. Comme représenté Figure 2.5, les trois valeurs de décalage sont respectivement nommées Early, Prompt et Late. Elles sont déduites des composantes I et Q, lorsque le code du signal reçu est en retard, synchronisé, ou bien en avance. L'intervalle  $d$  entre ces trois valeurs est classiquement d'un demi-chip (un chip correspondant à la durée d'un bit de code), mais peut également être inférieur pour augmenter la robustesse du traitement [25]. Après intégration par les filtres "I&D", six signaux sont alors obtenus, notés  $I_s^E, I_s^P, I_s^L$  et  $Q_s^E, Q_s^P, Q_s^L$ . Les six signaux sont intégrés pour produire six valeurs de corrélation qui sont utilisées pour le calcul du discriminant de code. Parmi les différents discriminants existants [6], nous pouvons citer : la différence cohérente Early-Late  $(I_s^E - I_s^L)$ , le produit scalaire cohérent  $((I_s^E - I_s^L).I_s^P)$ , et la puissance du produit scalaire  $((I_s^E - I_s^L).I_s^P + (Q_s^E - Q_s^L).Q_s^P)$ .

La Figure 2.5 représente l'évolution de la corrélation, déduite des composantes I et Q, lorsque le code du signal reçu est en retard, synchronisé, ou bien en avance, le principe du discriminant se trouve ainsi décrit. Lorsque la valeur Early (resp. Late) est supérieure à la valeur Late (resp. Early), le code répliqué est recalé en avance (resp. retard). On cherche ainsi à obtenir une réplique du code tel que celui-ci reste le plus près possible de la position d'équilibre (au centre de la figure 2.5) tout au long de la poursuite. Il est alors possible de "poursuivre" la variation

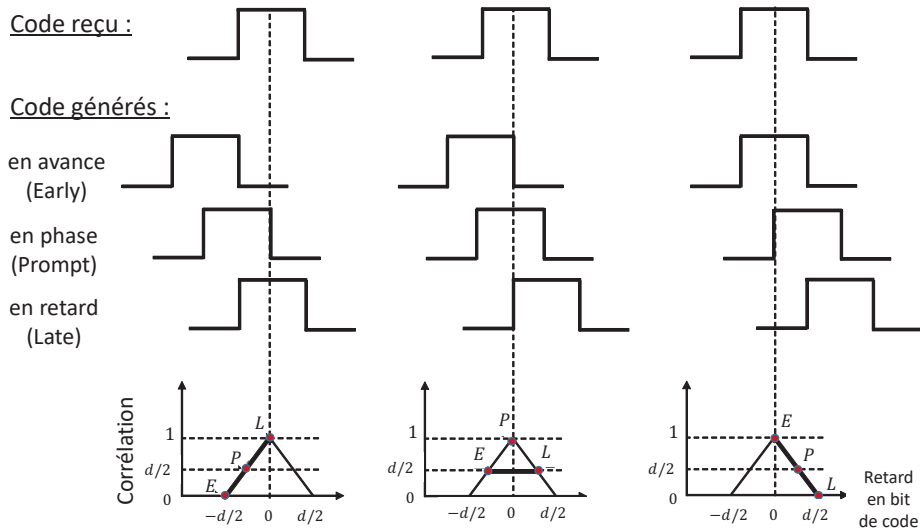


FIGURE 2.5 – Évolution de la corrélation en fonction des codes Early, Prompt et Late.

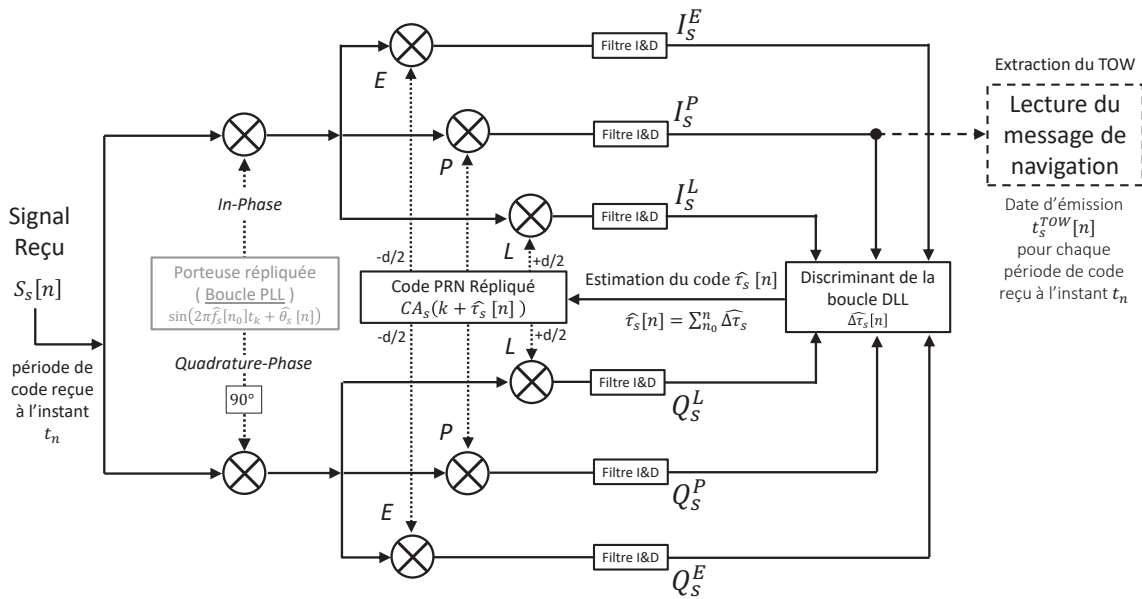


FIGURE 2.6 – Architecture de la boucle de poursuite DLL.

$\widehat{\Delta\tau_s}[n]$  en délai de code du signal reçu et ainsi estimer le délai de code  $\widehat{\tau_s}[n]$ .

Une fois ces paramètres estimés, il devient alors possible pour le récepteur d'extraire le message de navigation en démodulant le signal reçu avec sa réplique locale, comme représenté Figure 2.6. Le message de navigation est liée au signe de la corrélation qui est donné par les valeurs de  $I_S^P$  (équation 2.9). L'extraction des informations contenues dans le message de navigation permet d'estimer l'instant d'émission pour chaque période de code  $CA_s$  reçu en provenance

d'un satellite donné. En pratique l'instant d'émission de chaque période de code  $CA_s$  est obtenu après extraction du TOW. Toutes les 6 secondes, une succession de bits appelés TLM (TeLeMetry word, 10001011) est transmise. Le TLM est suivi d'un message contenant l'instant d'émission du signal, nommé TOW (Time Of week), contenant la date d'émission de ce TLM. A partir de l'extraction du TOW, il devient dès lors possible de dater chaque période de codes du signal reçus. On désignera la notation suivante,  $t_s^{TOW}[n_0]$  l'heure d'émission de la première période de code  $CA_s$  reçue à l'instant  $t_{n_0}$  en provenance du satellite  $s$ .

## 2.2.4 Mesure de pseudo-distance

Conformément aux équations 1.13 et 1.14, section 1.3.1, la mesure de pseudo-distance par le code  $\widehat{\rho}_s[n]$  à l'instant  $t_n$  est estimée après la poursuite de code et est définie par :

$$\begin{aligned}\widehat{\rho}_s[n] &= \left( t_{n_0} - t_s^{TOW}[n_0] + \widehat{\tau}_s[n] \right) C \\ &= \left( \left( t_{n_0} - t_s^{TOW}[n_0] \right) + \widehat{\tau}_s[n_0] \right) C + \sum_{k=n_0}^n C \widehat{\Delta\tau}_s[k]\end{aligned}\quad (2.12)$$

avec :

$$\widehat{\tau}_s[n] = \widehat{\tau}_s[n_0] + \sum_{k=n_0}^n \widehat{\Delta\tau}_s[k]\quad (2.13)$$

où  $\widehat{\Delta\tau}_s$  est la variation en délai de code au cours du temps.  $\widehat{\tau}_s[n_0]$  correspond au délai de code obtenu par l'étape d'acquisition, soit l'intervalle de temps entre la réception du premier échantillon de signal et le début d'une période de code reçu. Enfin, le terme  $\left( t_{n_0} - t_s^{TOW}[n_0] \right)$  correspond à une estimation du temps de parcours satellite-récepteur pour la première période de code reçu. La longueur d'une période de code est de 300 km (une période de code dure 1 ms), ce qui implique que la mesure de pseudo-distance par le code est absolue, après datation des périodes de code (et, à l'inverse de la phase, ne présente pas d'ambiguïté).

La mesure de pseudo-distance issue de la mesure de code peut donc s'exprimer par la relation suivante :

$$\widehat{\rho}[n] = \widehat{\rho}_s[n_0] + \sum_{k=n_0}^n C \widehat{\Delta\tau}_s[k]\quad (2.14)$$

avec  $\widehat{\rho}_s[n_0]$  la première mesure de pseudo-distance  $\left( \widehat{\rho}_s[n_0] = \left( \left( t_{n_0} - t_s^{TOW}[n_0] \right) + \widehat{\tau}_s[n_0] \right) C \right)$ . La résolution de la réplique du code  $CA_s$  joue un rôle primordial dans la précision de l'estimation de  $\widehat{\rho}_s[n_0]$ . Par exemple, pour une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  de 100 MHz, la résolution

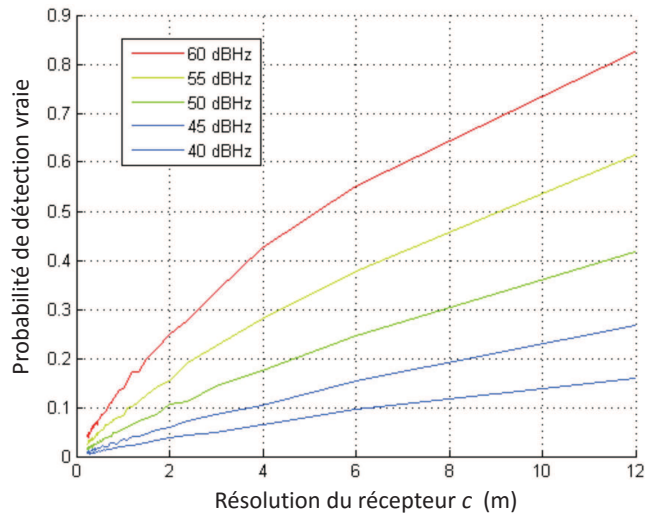


FIGURE 2.7 – Probabilité de localiser le pic de corrélation à sa bonne position en décalage de code, en fonction de la résolution  $c$  du récepteur et pour différentes valeurs de  $C/N_0$  (intégration sur 1 ms).

en mesure de  $\hat{\tau}_s$  est de l'ordre de  $C/f_e \sim 3m$ . Pour une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  de 25 MHz, la résolution est de l'ordre de la dizaine de mètre ( $C/f_e \sim 12m$ ). En pratique, la résolution peut être améliorée par un sur-échantillonnage du code répliqué au niveau de l'étape d'acquisition ou en décalant l'échantillonnage de code, de manière non-synchrone par rapport au rythme de code GNSS. La notion de résolution du récepteur, notée  $c$ , fait donc référence à un pas de recherche, le pas de recherche étant, ici, le plus petit décalage de code considéré et mesurable par le récepteur GPS utilisé. Cette dernière peut être inférieure au pas de recherche obtenu avec la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  tel que  $c < \frac{C}{f_e}$ . L'influence de la résolution  $c$  du récepteur sera abordée en détails section 2.3.1.

La principale limitation de précision en mesure de pseudo-distance par le code est liée à la bande passante limitée de ce dernier. En effet, plus cette bande est étroite, plus le pic de corrélation entre les codes reçus et répliqués sera aplati, et plus le maximum de corrélation sera difficilement localisable dans le bruit. Le niveau de bruit fausse ainsi la détection du pic de corrélation à sa bonne position en décalage de code. La Figure 2.7 représente la probabilité de détecter le pic de corrélation à sa bonne position de décalage de code. Cette probabilité, calculée à partir de données synthétiques, est fonction du pas de recherche  $c$  du récepteur et de différentes valeurs de  $C/N_0$ . On observe une nette diminution de la probabilité de bonne détection lorsque le pas de recherche du récepteur GPS est diminué. En d'autres termes, plus la valeur de  $c$ , la résolution du récepteur, est petite et plus le récepteur sera sensible au bruit. Une idée fortement répandue consiste à intégrer le code sur un grand nombre de périodes pour

diminuer la puissance du bruit et ainsi améliorer la détection de la position du pic de corrélation à des résolutions plus faible. Cependant, lorsque la vitesse satellite-récepteur est importante, la position du pic de corrélation change rapidement (non-stationnarité de la mesure) ce qui a pour effet de limiter ce type d'approche.

Enfin, conformément aux équations 1.15 et 1.16, section 1.3.1, la mesure de pseudo-distance par la phase  $\phi_s$  ( en mètre) est obtenue à partir des délais de phase et de fréquence mesurés par le récepteur. De manière similaire à l'équation 2.14, on peut donc définir la mesure de pseudo-distance par la relation suivante :

$$\widehat{\phi}_s[n] = \widehat{\phi}_s[n_0] + \sum_{k=n_0}^n \widehat{\Delta\phi}_s[k] \quad (2.15)$$

avec  $\widehat{\Delta\phi}_s$  la variation en distance estimée par la phase du signal reçu. On rappelle que les mesures de phase, contrairement aux mesures de code, ont une grande précision, inférieure au centimètre et non limitée par la résolution  $c$ . L'évolution de la distance satellite-récepteur exprimée par rapport à la phase et la fréquence du signal reçu peut être obtenue par les formules suivantes :

$$\Delta\phi_s[n] = v_s[n]T_c \quad (2.16)$$

$$v_s[n] = -f_s[n] \frac{C}{f_{OL}} \quad (2.17)$$

où  $v_s[n]$  est la vitesse relative satellite-récepteur et  $f_s[n]$  est la fréquence reçue par le récepteur, ces deux paramètres évoluant avec la fréquence Doppler (voir section 2.2.1).

L'évolution de la distance satellite-récepteur peut donc être déduite de la boucle PLL décrite précédemment. Soit :

$$\widehat{\Delta\phi}_s[n] = -\frac{\lambda}{2\pi} \left( \widehat{\Delta\theta}_s[n] + 2\pi \widehat{f}_s[n_0] T_c \right) \quad (2.18)$$

avec  $\lambda = \frac{C}{f_{OL}}$ . On notera que la phase  $\widehat{\theta}_s[n]$  mesurée par la boucle PLL est obtenue en intégrant les délais de phase  $\widehat{\Delta\theta}_s[n]$  :

$$\widehat{\theta}_s[n] = \sum_{n_0}^n \widehat{\Delta\theta}_s[n] \quad (2.19)$$



L'inconvénient majeur des mesures réalisées par la phase du signal réside dans leur ambiguïté, les mesures de phase n'étant pas absolues contrairement aux mesures de code. En effet, la mesure de phase  $\widehat{\theta}_s[n]$  étant  $2\pi$ -périodique, a une longueur d'onde d'environ 19 cm. La première mesure de phase  $\widehat{\phi}_0$  représente donc la première mesure de pseudo-distance à 19.03cm près (longueur d'onde du signal GPS), le nombre de cycles entier de  $2\pi$  transition s'étant déroulé durant le trajet satellite-récepteur n'étant pas mesurable. La mesure  $\widehat{\phi}_s[n]$  est donc relative par rapport à la première mesure  $\widehat{\phi}_0$ .

A partir des relations 2.18 et 2.15, on peut donc représenter la mesure de pseudo-distance en phase par l'expression suivante :

$$\widehat{\phi}_s[n] = \widehat{\phi}_s[n_0] - \frac{\lambda}{2\pi} \sum_{n_0}^n \left( \widehat{\Delta\theta}_s[n] + 2\pi \widehat{f}_s[n_0] T_c \right) \quad (2.20)$$

Par commodité, la mesure initiale  $\widehat{\phi}_0$  est souvent initialisé à zéro et  $\widehat{\phi}_s[n]$  est donc une mesure de pseudo-distance relative.

## 2.3 Estimateur des pseudo-distances par mesure de code et de phase

La section précédente a permis d'introduire la mesure de pseudo-distance et sa construction par un récepteur GPS. La section présente un estimateur précis de pseudo-distance. La mesure de pseudo-distance par l'observable de code étant limitée par la résolution de la fonction d'auto-corrélation, l'objectif de la méthode proposée est de surmonter cette limite de précision en utilisant la pseudo-distance obtenue par la phase du signal. On parle alors d'estimateur sub-résolution du délai de code. Conformément à la formule 1.19, l'estimation de la pseudo-distance pour les signaux GPS direct et réfléchi permet d'en déduire la hauteur entre les antennes de réception et la surface de réflexion. Plus la précision des mesures de pseudo-distance est grande, meilleure sera l'estimation en hauteur. L'application à la réflectométrie sera également traitée.

### 2.3.1 Modélisation de la mesure GPS et estimation précise du délai de code

Conformément à la définition de la mesure de pseudo-distance en code, définie relation 2.14, et la mesure de pseudo-distance par la mesure de phase, définie relation 2.20, on définit les relations suivantes pour une mesure idéale de pseudo-distance entre le satellite  $s$  et l'antenne

de réception :

$$\rho_s(t) = \rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau(z) dz \quad (2.21)$$

et

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) - \frac{\lambda}{2\pi} \int_0^t ( \Delta\theta_s(z) + 2\pi f_s(0) T_c ) dz \quad (2.22)$$

La relation 2.21 représente une mesure de pseudo-distance continue et avec une mesure de variation du délai de code  $\Delta\tau_s$  infiniment précise. De manière similaire à la représentation faite Section 2.2.4, la première valeur de pseudo-distance  $\rho_s(0)$  se rapporte à la mesure du délai de code initial  $\tau_s(0)$  à l'instant  $t = 0$ .

La relation 2.22, représente un mesure continue de la pseudo-distance relative obtenue à partir de la mesure de variation du délai de phase  $\Delta\theta_s$  et de la fréquence du signal reçu  $f_s(0)$  (fréquence doppler). Comme décrit section 2.2.4, le terme  $\phi_s(0)$  est initialisé en zéro, car ambigu. En pratique, et compte tenu du faible bruit de mesure et de la grande précision du délai de phase par la boucle PLL (section 2.2.3), la mesure de délai de phase peut être utilisée comme référence pour représenter la variation de distance entre le satellite et le récepteur.

Le but de l'estimateur proposé dans ce chapitre, est d'estimer précisément la première valeur de délai de code (première mesure de pseudo-distance) à partir d'acquisitions successives (corrélation entre le signal reçu et le signal répliqué, cf. section 2.2.2) et en s'aidant d'une mesure de référence issue de la mesure de phase. La méthode proposée permet d'estimer  $\tau_s(0)$  de manière précise, sans limitation par la résolution  $c$  du récepteur.

La Figure 2.8 représente la fonction de corrélation entre le signal reçu et le signal local. Dans la suite de ce chapitre, on appellera "acquisitions successives" le calcul de cette corrélation chaque milliseconde. La pseudo-distance  $\rho_s(t)$  est déterminée par la position du maximum de corrélation. Cependant, la fonction de corrélation est observée avec une résolution fixe  $c$ , définie par la réplique locale de code. La pseudo distance  $\rho(t)$  ainsi mesurée est "tronquée" par la résolution  $c$  de la fonction de corrélation. On définit la troncature par  $\lfloor \rho_s(t) \rfloor_c = \text{floor}(\rho_s(t)/c) c$  pour un  $\rho_s$  croissant, où floor est la fonction qui affiche la plus petite valeur entière de  $\rho_s(t)/c$ ; et  $\lceil \rho_s(t) \rceil = \text{ceil}(\rho_s(t)/c) c$  pour un  $\rho_s$  décroissant, où ceil est la fonction qui affiche la plus grande valeur entière de  $\rho_s(t)/c$ . On représente Figure 2.9 une mesure de pseudo-distance continue et cette même pseudo-distance obtenue par acquisitions successives, c'est-à-dire tronquée par la résolution  $c$  de la fonction de corrélation. On observe l'existence d'un biais de mesure  $b_s(0)$  entre les deux pseudo-distances initiales  $\lfloor \rho_s(0) \rfloor_c$  et  $\rho_s(0)$ , qui est défini par la relation sui-

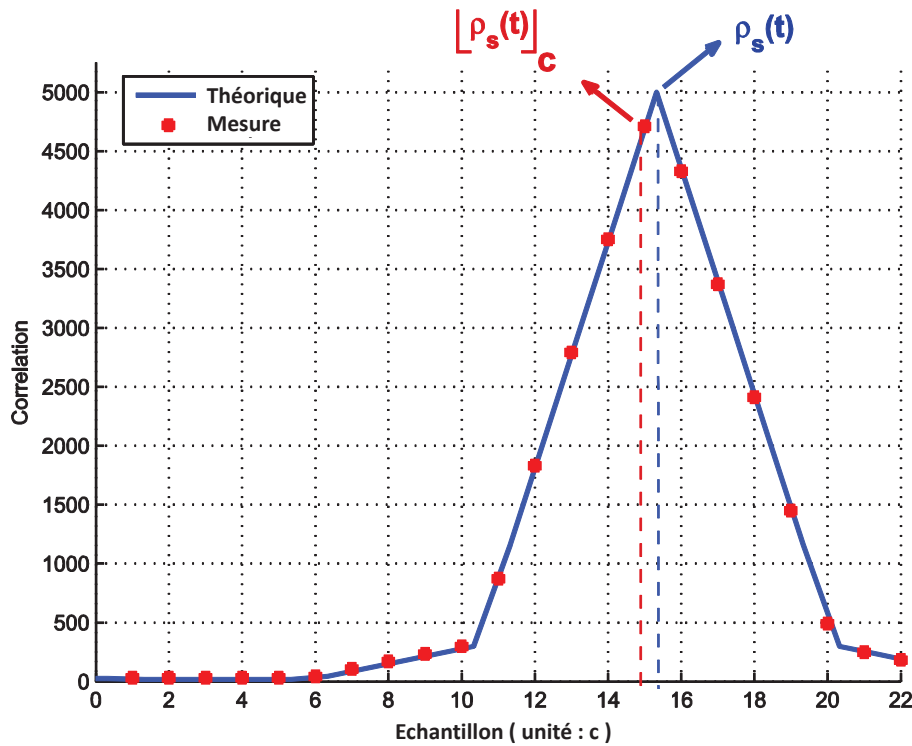


FIGURE 2.8 – Corrélation entre le signal reçu et le signal répliqué.

vante :

$$\rho_s(0) = \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + \rho_s(0) - \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c = \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + b_s(0) \quad (2.23)$$

Comme représenté Figure 2.9, le biais  $b_s(0)$  n'est pas observable pour des mesures de pseudo-distance réalisées par acquisitions successives. Cela est dû à la troncature de la mesure induite par la résolution  $c$  de la fonction de corrélation. Ce biais  $b_s(0)$  représente donc une perte concernant la précision des mesures de pseudo-distance  $\rho_s(t)$  obtenues par la mesure du délai de code. En effet, comme montré par l'équation 2.21, l'estimation de la première pseudo-distance  $\rho_s(0)$  conditionne grandement la précision de la mesure. En comparaison, les pseudo-distances  $\phi_s(t)$  obtenues par la mesure de la phase du signal (équation 2.22) ne sont pas tronquées puisque non soumises à la résolution de la fonction de corrélation mais ont un biais de mesure initiale  $\phi_s(0)$  non mesurable et supposé nul (la mesure est relative comme illustré Figure 2.10).

L'expression de la pseudo-distance tronquée, représentée Figure 2.9 peut donc s'exprimer par

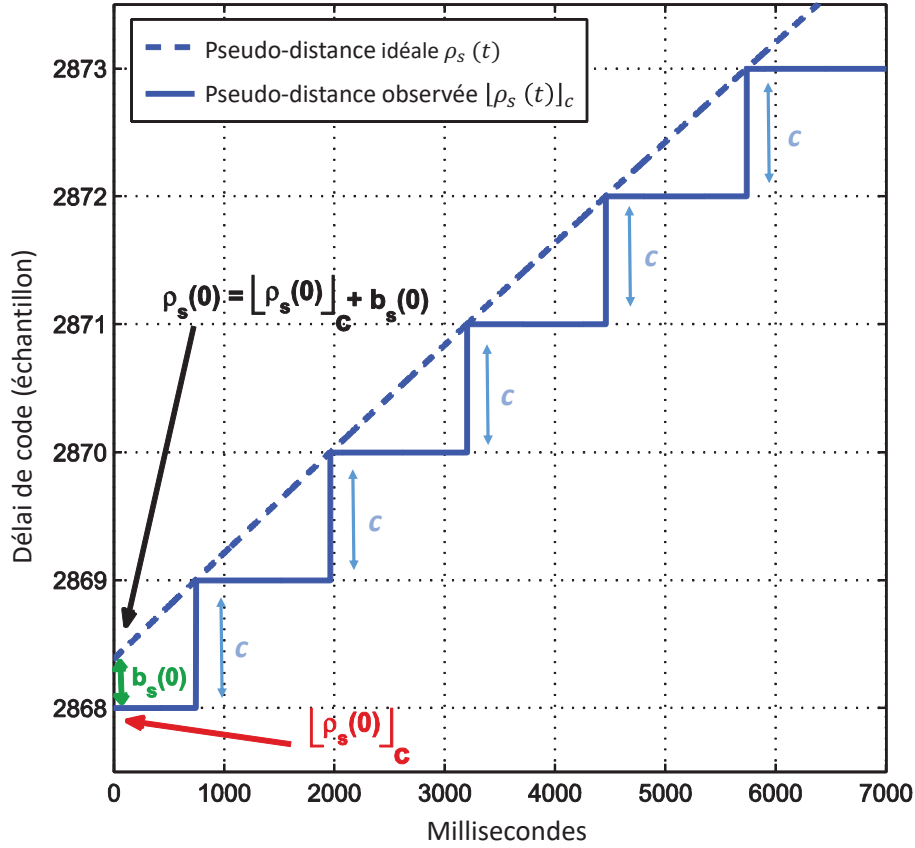


FIGURE 2.9 – Évolution de la pseudo-distance tronquée par la résolution  $c$  de la fonction de corrélation.

la relation :

$$[\rho_s(t)]_c = [\rho_s(0)]_c + \left[ b_s(0) + \int_0^t \Delta\rho_s(z) dz \right]_c \quad (2.24)$$

pour un Doppler négatif, c'est-à-dire une variation de  $\rho_s$  croissante, ou par la relation suivante :

$$[\rho_s(t)]_c = [\rho_s(0)]_c + \left[ b_s(0) + \int_0^t \Delta\rho_s(z) dz \right]_c \quad (2.25)$$

pour un doppler positif, c'est-à-dire une variation de  $\rho_s$  décroissante.

Dans la suite de ce chapitre, les développements théoriques seront réalisés en considérant, de manière totalement arbitraire, un  $\rho_s$  variant de manière croissante, c'est-à-dire avec un Doppler négatif. Les développements mathématiques sont similaires pour un signal GNSS ayant un Doppler positif.

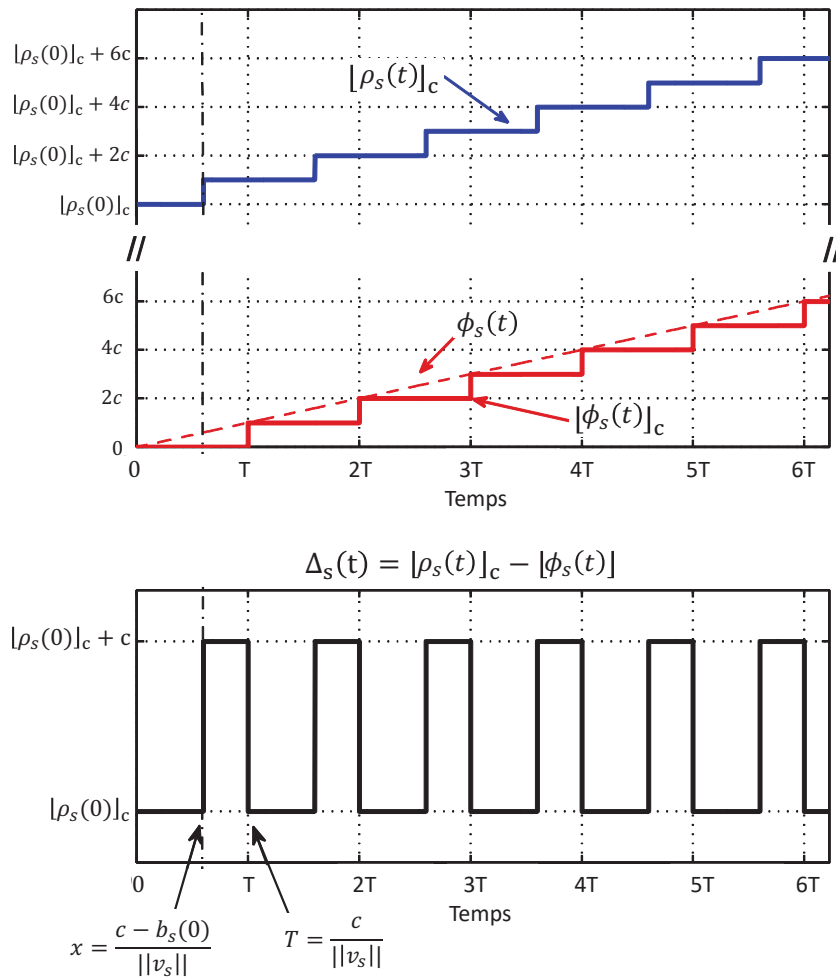


FIGURE 2.10 – Différence entre pseudo-distances tronquées pour la mesure de phase et de code.

On définit alors la différence de pseudo-distance en code et en phase par la relation suivante :

$$\Delta_s(t) = [\rho_s(t)]_c - [\phi_s(t)]_c \tag{2.26}$$

où  $\Delta_s(t)$  est une fonction représentant la différence entre la pseudo-distance obtenue par la mesure de code et la pseudo-distance observée par la phase après troncature en  $c$ . Dans cette approche la mesure de phase  $\phi_s(t)$  est tronquée, de manière artificielle, par la résolution  $c$ . La mesure de phase étant initialisée en zéro, elle sert de référence.

La Figure 2.10 montre l'évolution de la fonction  $\Delta_s(t)$  et l'évolution des pseudo-distances en code et en phase tronquées en fonction du temps. En pratique, le signal GNSS traité est observé pendant quelques secondes pendant lesquelles l'évolution en pseudo-distance est supposée linéaire, comme représenté Figure 2.10. La fonction  $\Delta_s(t)$  est alors périodique avec une

période :

$$T = c / \|v_s\| \quad (2.27)$$

où  $\|v_s\|$  est la valeur absolue de la vitesse relative satellite-récepteur (définie équation 2.17). Pour un Doppler négatif, la fonction  $\Delta_s(t)$  ne peut prendre que deux valeurs, soit  $\lfloor \rho_s(t) \rfloor_c$  ou  $\lfloor \rho_s(t) \rfloor_c + c$ . La moyenne de  $\Delta_s(t)$  intégrée sur une période  $T$  permet d'estimer la mesure de pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$  :

$$\begin{aligned} \rho_s(0) &= \frac{1}{T} \int_0^T \Delta_s(t) dt \\ &= \frac{1}{T} (x \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + (T-x) \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + (T-x)c) \\ &= \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + b_s(0) \end{aligned} \quad (2.28)$$

avec :

$$x = \frac{c - b_s(0)}{\|v_s\|} = T - \frac{b_s(0)}{\|v_s\|} \quad (2.29)$$

En pratique, les observations sont bruitées.  $\Delta_s(t)$  est donc une variable aléatoire dont nous allons dériver les propriétés statistiques pour évaluer la précision de l'estimateur de  $\rho_s(0)$  en fonction de la durée d'intégration de  $\Delta_s(t)$ .

### 2.3.2 Modèle statistique

En présence de bruit de mesure l'expression de  $\Delta_s(t)$  devient :

$$\begin{aligned} \Delta_s(t) &= \lfloor \rho_s(0) \rfloor_c + \left[ b_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau(z) dz + \nu_s^\tau(t) \right]_c \\ &\quad - \left[ \frac{-\lambda}{2\pi} \int_0^t ( \Delta\phi_s(z) + 2\pi f_s(0) T_c ) dz + \nu_s^\phi(t) \right]_c \end{aligned} \quad (2.30)$$

avec  $\nu_s^\tau(t)$  et  $\nu_s^\phi(t)$  des bruits blancs gaussiens centrés en zéro et correspondant aux bruits associés aux mesures en délai de code  $\Delta\tau_s$  et en délai de phase  $\Delta\phi_s$ .

On représente, Figure 2.11, un exemple de réalisation de  $\Delta_s(t)$  (pour une pseudo-distance évoluant avec un doppler positif très faible, de 50 Hz). Les réalisations de  $\Delta_s(t)$  ne peuvent prendre que des valeurs multiples de  $c$ , le pas de résolution de la fonction d'auto-corrélation. On note alors la variable aléatoire  $V_s(t)$ , associée à la réalisation de  $\Delta_s(t)$ , soit  $\Delta_s(t) = \gamma c$  tel

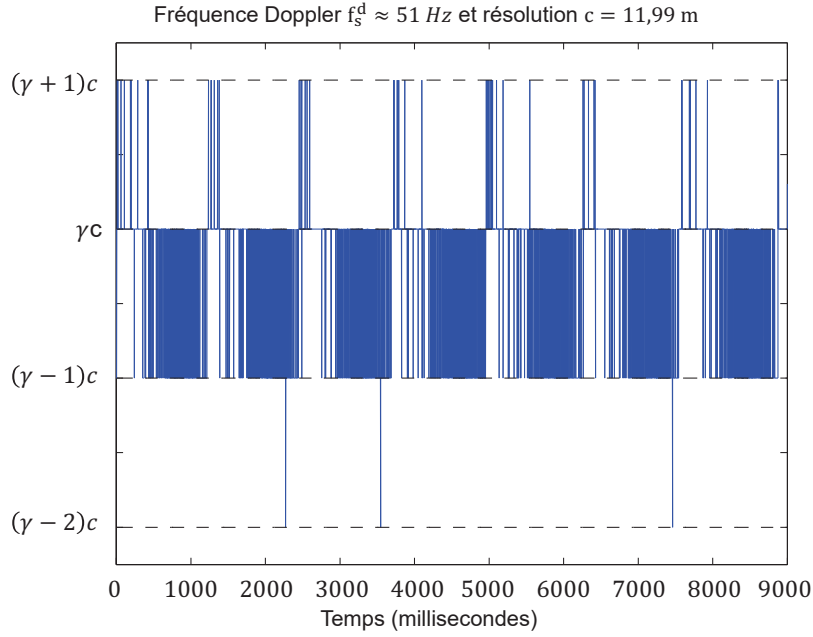


FIGURE 2.11 – Exemple de réalisation de  $\Delta_s(t) = [\rho_s(t)]_c - [\phi_s(t)]_c$ .

que  $\gamma \in \mathbb{N}$ .

Afin d'étudier les performances de l'approche proposée pour l'estimation de  $\rho_s(0)$ , on calcule ses propriétés statistiques. L'estimateur de la moyenne de la variable aléatoire est défini par :

$$\rho_s(0) = \sum_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma c P(V = \gamma c) \quad (2.31)$$

avec

$$P(V = \gamma c) = \int_0^T P(V_s(t) = \gamma c) dt \quad (2.32)$$

En posant  $A_s(t) = \rho_s(t) - [\phi_s(t)]_c$  et en supposant que les bruits  $\nu_s^r(t)$  et  $\nu_s^\phi(t)$  associés à la mesure de code et de phase ont une distribution Gaussienne. On peut définir la distribution de  $A_s(t)$  par :

$$P(A_s(t) = \alpha) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\left(\alpha - \left(\rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau_s(z) dz\right)\right)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.33)$$

avec le bruit de variance  $\sigma^2$  qui représente la somme de la variance des bruits associés au code et à la phase. La variance  $\sigma^2$  est donc associée à un bruit de mesure  $\nu_s^{\rho+\phi} = \nu_s^\rho + \nu_s^\phi$ . Le bruit

### 2.3. Estimateur des pseudo-distances par mesure de code et de phase

associé à la mesure de phase étant négligeable, comparé au bruit de mesure impactant la mesure de code [49], il est raisonnable d'en déduire que  $\nu_s^{\rho+\phi} = \nu_s^\rho$ .

Dans ce contexte, on définit la probabilité  $P(V_s(t) = \gamma c)$  que la réalisation de  $\Delta_s(t)$  soit égale à une valeur de  $\gamma c$ . Pour une variation en pseudo-distance croissante (Doppler négatif), la pseudo distance évolue donc entre  $\gamma c$  et  $(\gamma + 1)c$ . On a alors la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 P(V_s(t) = \gamma c) &= P(\gamma c < \rho_s(t) - \lfloor \phi_s(t) \rfloor_c < (\gamma + 1)c) \\
 &= P((\rho_s(t) - \lfloor \phi_s(t) \rfloor_c) < (\gamma + 1)c) - P(\gamma c < (\rho_s(t) - \lfloor \phi_s(t) \rfloor_c)) \\
 &= P\left(\left(\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(z) + \nu_s^{\rho+\phi}(z)) dz\right) < (\gamma + 1)c\right) \\
 &\quad - P\left(\gamma c < \left(\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(z) + \nu_s^{\rho+\phi}(z)) dz\right)\right) \quad (2.34)
 \end{aligned}$$

En appliquant la relation 2.33 à la relation 2.34, on rappelle que les bruit de mesure  $\nu_s^{\rho+\phi} \approx \nu_s^\rho$  sont des bruits gaussiens, la relation 2.32 peut donc être développée par :

$$\begin{aligned}
 P(V = \gamma c) &= \int_0^T \left( \int_{\gamma c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)}^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\infty}^{(\gamma+1)c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \right) dt \\
 &= \int_0^T \left( \int_{\gamma c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)}^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \right. \\
 &\quad \left. - \int_{(\gamma+1)c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)}^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \right) dt \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

avec le changement de variable suivant  $z = \frac{x}{\sigma\sqrt{2}}$  et  $dz = \frac{dx}{\sigma\sqrt{2}}$ , on obtient :

$$\begin{aligned}
 P(V = \gamma c) &= \int_0^T \left( \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{\gamma c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(-z^2) dz \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{(\gamma+1)c - (\rho_s(0) + C \int_0^t (\Delta\tau_s(k)) dk)}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(-z^2) dz \right) dt \quad (2.36)
 \end{aligned}$$



On rappelle la définition de la fonction d'erreur  $erf$  et la fonction d'erreur complémentaire  $erfc$  soit :

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \quad (2.37)$$

$$erfc(x) = 1 - erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-t^2) dt \quad (2.38)$$

Finalement, l'expression de la probabilité  $V$  est définie par :

$$P(V = \gamma c) = \int_0^T \left[ \frac{1}{2} erfc \left( \frac{\gamma c - (\rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau_s(z) dz)}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \frac{1}{2} erfc \left( \frac{(\gamma + 1)c - (\rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau_s(z) dz)}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] dt \quad (2.39)$$

Dans le cadre où la variation de distance satellite-récepteur est décroissante, ce qui implique un Doppler positif, la relation 2.39 devient alors :

$$P(V = \gamma c) = \int_0^T \left[ \frac{1}{2} erfc \left( \frac{(\gamma - 1)c - (\rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau_s(z) dz)}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \frac{1}{2} erfc \left( \frac{\gamma c - (\rho_s(0) + C \int_0^t \Delta\tau_s(z) dz)}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] dt \quad (2.40)$$

En pratique, la pseudo-distance initiale est estimée pour un nombre fini d'observations  $\Delta_s(t)$  de  $V_s(t)$ . La pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$  est alors estimée par :

$$\widehat{\rho}_s(0) = \sum_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma c \widehat{P}(V = \gamma c) \quad (2.41)$$

où  $\widehat{P}(V = \gamma c)$  est la proportion de succès associée à l'évènement  $\Delta_s(t) = \gamma c$  pour les  $n$  mesures considérées.  $V$  suit donc une loi binomiale  $B(n, P(V = \gamma c))$ , et  $\frac{V}{n}$  suit donc une loi normale

$\mathcal{N}\left(P(V = \gamma c), \sqrt{\frac{P(V = \gamma c)(1 - P(V = \gamma c))}{n}}\right)$ , la variance de  $\widehat{\rho}_s(0)$  est donc définie par :

$$\text{var}(\widehat{\rho}_s(0)) = \sum_{\gamma=0}^{+\infty} (\gamma c)^2 \text{var}(\widehat{P}(V = \gamma c)) \quad (2.42)$$

avec :

$$\text{var}(\widehat{P}(V = \gamma c)) = \frac{(P(V = \gamma c))(1 - P(V = \gamma c))}{n} \quad (2.43)$$

On suppose que les différents évènements associés à la valeur de  $\gamma$  peuvent être considérés comme indépendants. La précision de la mesure  $\widehat{\rho}_s(0)$ , c'est-à-dire  $\text{var}(\widehat{\rho}_s(0))$ , est donc entièrement définie par le nombre d'observations  $n$  considérées et par la distribution de  $P(V = \gamma c)$  qui dépend des bruits de mesures sur les observables de code et de phase.

Dans notre cas une mesure est obtenue chaque milliseconde et le temps d'intégration est de l'ordre de plusieurs secondes. Durant le temps d'intégration, les propriétés statistiques de la variable aléatoire peuvent être supposées stationnaires si la distance satellite-récepteur évolue linéairement, soit pour des variations de Doppler faibles. Une évaluation des performances de l'estimateur sera fournie section 2.4.1.

### 2.3.3 Modèle discret

L'objectif de cette section est d'évaluer l'impact de la discrétisation en temps sur l'estimateur proposé. L'erreur d'estimation ayant été caractérisée au paragraphe précédent, il est question d'évaluer ici le biais de l'erreur lié à la discrétisation. L'influence de la discrétisation en temps sur les observables  $\Delta_s(t)$  est illustrée Figure 2.12. On rappelle que la résolution temporelle des mesures en code et en phase du signal GNSS reçu est limitée par la période du code PRN  $CA_s$ , soit  $T_c = 1ms$ . Le temps d'intégration nécessaire à la mesure de  $\rho_s(0)$  doit être choisi de manière à être un multiple de  $T$ , défini équation 2.27, c'est-à-dire durer une à plusieurs périodes de la variable aléatoire  $\Delta_s(t)$ . Sur la Figure 2.12, on observe que le temps de mesure pour une période  $T$  de  $\Delta_s(t)$  est limité par la durée  $T_c$  d'une période de code  $CA_s$  à  $\lfloor T \rfloor_{T_c}$ . On note  $\Delta_s[n]$  la valeur de la  $n^{\text{ème}}$  observable mesurée à l'instant  $t_n = nT_c$ . Le nombre d'instant de mesures considéré, noté  $n$ , doit donc être choisi pour obtenir l'erreur d'estimation souhaitée. Cependant, pour un nombre de périodes fixé, noté  $m$ , il existe un biais  $d\epsilon$  qui n'est pas observable. On définit, Figure 2.13,  $d\epsilon$  la différence d'ordonnée à l'origine ne pouvant pas être observée entre  $\rho_s(t)$  et  $\rho_s(t) + d\epsilon$ . On représente Figure 2.13, les valeurs de  $\rho_s(t)$  et  $\rho_s(t) + d\epsilon$ , ainsi que deux valeurs de  $m$  différentes qui permettent d'observer et de ne pas observer  $d\epsilon$ .

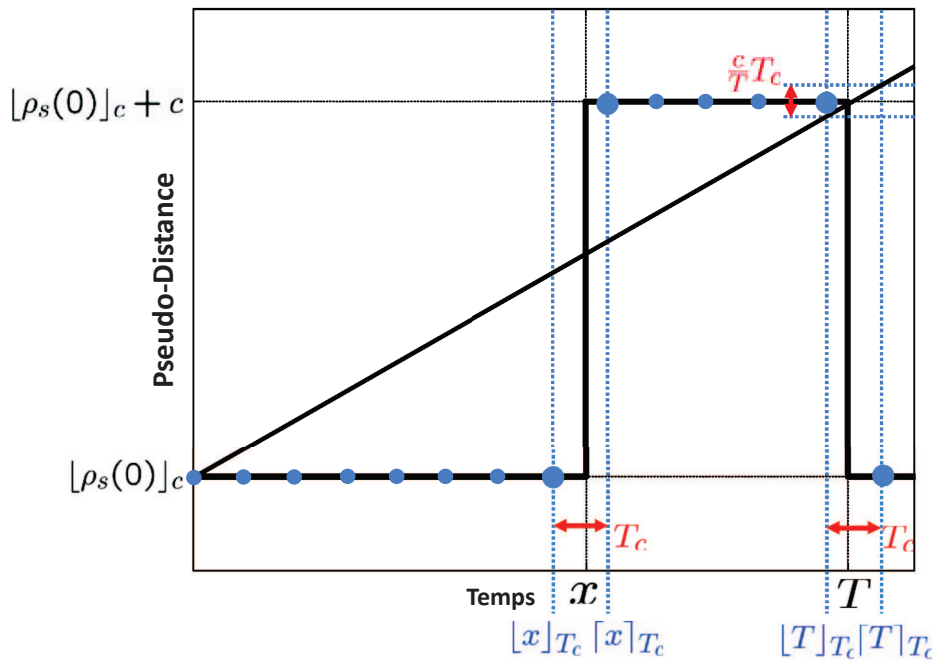


FIGURE 2.12 – Discretisation de  $\Delta_s(t)$  sur une période  $T = C/\|v_s\|$ . En noir : valeur réelle. En bleu : valeur observée, due à la discrétisation. En rouge : Effet de la discrétisation en distance et en temps sur une période  $T$  de  $\Delta_s(t)$ .

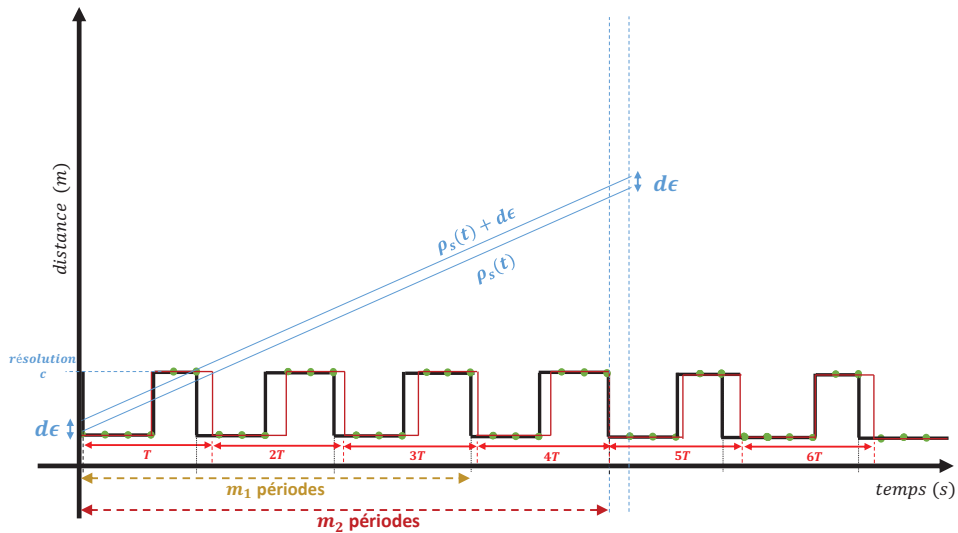


FIGURE 2.13 – Influence de la discrétisation des mesures et valeur de  $d\epsilon$ .

En pratique, la valeur de  $d\epsilon$  peut être obtenue à partir de la pseudo-distance mesurée par la phase

du signal. Soit, sur  $m$  période :

$$d\epsilon = \min_{k \in \{0, \dots, m\}} (\phi_s(\lfloor kT \rfloor_{T_c}) - \lfloor \phi_s(\lfloor kT \rfloor_{T_c}) \rfloor_c) \quad (2.44)$$

Cette approche dépend de la précision des observables de phase.

On recherche la valeur de  $m$  pour laquelle on ne peut pas observer la valeur  $d\epsilon$ . L'évolution de la pseudo-distance est supposée linéaire, c'est-à-dire avec un Doppler fixe, et par conséquent la durée de la période  $T = \frac{c}{\|v_s\|}$  de  $\Delta_s$  est fixe. Dans ce contexte, pour évaluer le biais dans l'estimation de  $\rho_s(0)$ , on considère le nombre de périodes observées  $m \in \mathbb{N}$  tel que :

$$mT - \lfloor mT \rfloor_{T_c} = \epsilon \quad (2.45)$$

où l'erreur sur l'instant d'observation de la  $m^{\text{ème}}$  période est  $\epsilon$ , en temps, et sur l'estimation de la pseudo-distance  $d\epsilon = \frac{c}{mT} T_c$ . On peut réécrire l'expression 2.45 comme suit :

$$mT - (p T_c + m \lfloor T \rfloor_{T_c}) = \epsilon \quad (2.46)$$

Soit :

$$T - \lfloor T \rfloor_{T_c} = \frac{\epsilon}{m} + \frac{p}{m} T_c \quad (2.47)$$

où  $m \in \mathbb{N}$ . Comme  $\frac{p}{m}$  est un nombre fractionnaire, on a  $\epsilon = 0$  si  $\frac{T - \lfloor T \rfloor_{T_c}}{T_c}$  est un nombre fractionnaire. Nous proposons donc de rechercher le couple de valeurs entières  $p$  et  $m$ , pour obtenir une valeur  $P_s < T_c$  de biais non observable souhaité.

Le nombre de périodes  $m$  est obtenu de manière récursive en utilisant l'algorithme suivant :

$$P_t = 1$$

Find  $p, m \in \mathbb{N}$  such as

$$\frac{T - \lfloor T \rfloor_{T_c}}{T_c} = \epsilon + \frac{p}{m} \text{ with } 0 < \epsilon < \frac{P_t}{T_c}$$

```

while  $\frac{c}{mT}T_c > P_s$ 
   $P_t = 99/100 \epsilon$ 
  Find  $p, m \in \mathbb{N}$  such as
     $\frac{T - \lfloor T \rfloor T_c}{T_c} = \epsilon + \frac{p}{m}$  with  $0 < \epsilon < \frac{P_t}{T_c}$ 
end
    
```

En pratique, l'influence de la discrétisation temporelle sur l'estimation de  $\rho_s(0)$  est négligeable, en comparaison avec le bruit de mesure, car les Dopplers sont importants et les temps d'intégration sont longs. L'effet de la discrétisation sera montré sur signaux réels Chapitre 5.

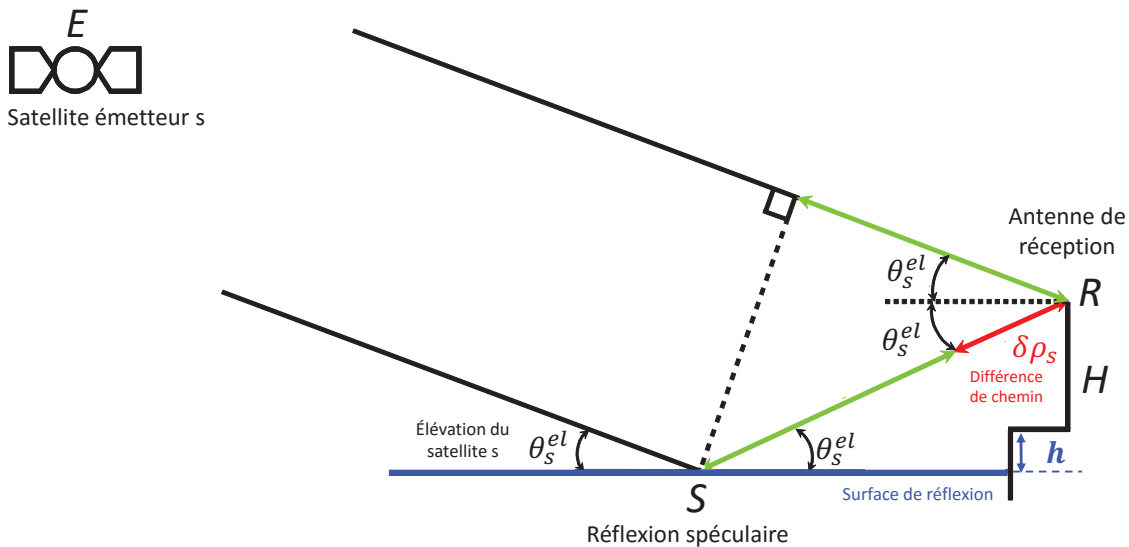


FIGURE 2.14 – Géométrie d'un altimètre GNSS-R au sol.

### 2.3.4 Application à l'altimétrie au sol

La géométrie d'un système d'altimétrie au sol est décrite Figure 2.14. Sur cette figure, on considère un satellite, par conséquent l'indice  $s$  désigne le satellite utilisé.  $E$  représente le satellite GNSS émetteur,  $S$  le point de réflexion spéculaire,  $R$  la position de l'antenne réceptrice pour les signaux direct et réfléchi. Le satellite est considéré comme étant à une distance infinie du dispositif de réception. Par conséquent, on suppose que  $(ER)$  et  $(ES)$  sont parallèles. La surface de réflexion est considérée comme plane et le mât portant le dispositif de réception est

vertical. Le point spéculaire est défini par la plus petite distance  $ES + SR$ . Compte tenu du caractère assumé spéculaire de la réflexion du signal GNSS aux hauteurs considérées, l'angle de réflexion est égal à l'élévation  $\theta_s^{el}$  du satellite émetteur  $s$ .  $H$  est la hauteur du mât et  $h$  est la hauteur de la surface de réflexion à mesurer.

Pour une configuration du système où les antennes de réception sont confondues, la différence de chemin  $\overline{ES} + \overline{SR} - \overline{ER}$  entre le signal GNSS réfléchi et le signal GNSS en provenance directe du satellite émetteur  $s$  est fonction de l'élévation  $\theta_s^{el}$ . La différence de chemin s'exprime donc, conformément à la relation 1.19, par :

$$\delta\rho_s(t) = 2 (H + h) \sin\theta_s^{el}(t) \quad (2.48)$$

avec la différence de chemins  $\delta\rho_s(t)$  suivante :

$$\delta\rho_s(t) = \rho_s^R(t) - \rho_s^D(t) \quad (2.49)$$

avec  $\rho_s^R(t)$  et  $\rho_s^D(t)$  les pseudo-distances mesurées par le récepteur pour le signal direct et le signal réfléchi. Dans une approche au sol, on considère que les perturbations affectant la propagation entre les signaux direct et réfléchi sont identiques.

La hauteur  $H$  étant connue et l'élévation  $\theta_s^{el}$  étant calculée à partir d'un récepteur GNSS classique, le calcul de la hauteur d'eau  $h$  est donc complètement relié à l'estimation de  $\delta\rho_s(t)$ , la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi.

En accord avec la relation 2.49, l'estimation précise des pseudo-distances directes et réfléchies est donc primordiale pour estimer la hauteur  $h$ . A partir de l'estimateur de pseudo-distance proposé, la relation 2.49 peut alors s'exprimer selon la relation suivante :

$$\delta\rho_s(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left( \left[ \rho_s^R(z) \right]_c - \left[ \rho_s^D(z) \right]_c + \left[ \phi_s^R(z) \right]_c - \left[ \phi_s^D(z) \right]_c \right) dz \quad (2.50)$$

Lorsque les antennes de réception pour le signal direct et le signal réfléchi sont proches, ce qui est le cas pour un altimètre GNSS-R au sol tel que décrit Figure 2.14, on peut supposer que les pseudo-distances directes et réfléchies ont la même dynamique, c'est-à-dire la même fréquence Doppler. Les vitesses relatives du satellite émetteur par rapport aux antennes RHCP (orientée au zénith pour le signal direct) et LHCP (orientée au nadir pour le signal réfléchi) étant identiques, on observe donc la même fréquence Doppler pour les signaux direct et réfléchi. En se basant sur cette hypothèse, on en déduit que pour les signaux direct et réfléchi la variation en pseudo-distance est identique, par conséquent  $\left[ \phi_s^R(t) \right]_c = \left[ \phi_s^D(t) \right]_c$ . L'approximation suivante

peut donc être utilisée :

$$\delta\rho_s(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left( \left[ \rho_s^R(z) \right]_c - \left[ \rho_s^D(z) \right]_c \right) dz \quad (2.51)$$

Ici, l'estimation de la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi est donc obtenue uniquement par acquisitions successives, et cela sans avoir besoin de poursuivre la phase. Cette approche, utilisant uniquement la mesure en délai de code, présente l'avantage d'être bien plus robuste que dans le cas où la mesure de phase est utilisée. En effet, en présence de vagues la mesure de phase perd sa cohérence et son estimation n'est pas toujours possible. De plus, l'utilisation d'acquisitions successives ne nécessite pas de disposer de connaissances a priori concernant la forme de la fonction de corrélation, laquelle dépend de la surface de réflexion. Cela représente un grand avantage comparé aux techniques d'estimation de pseudo-distance standards appliquées à l'altimétrie GNSS-R. En effet, les techniques classiques d'altimétrie GNSS-R au sol basées sur la mesure de pseudo-distances directe et réfléchie consistent généralement à utiliser une mesure de pseudo-distance la plus précise possible : utilisation du code militaire pour les récepteurs GNSS-R interférométriques, interpolation de la fonction d'auto-corrélation pour les récepteurs GNSS-R conventionnels [68]... La méthode proposée permet d'estimer la différence de chemin à partir de mesures de pseudo-distances grossières issues d'acquisitions successives.

En pratique, il est donc possible de définir l'observable suivant, à partir d'acquisitions successives des signaux direct  $\left[ \rho_s^D(t) \right]_c$  et réfléchi  $\left[ \rho_s^R(t) \right]_c$  :

$$\Delta_s^\rho(t) = \left[ \rho_s^R(t) \right]_c - \left[ \rho_s^D(t) \right]_c \quad (2.52)$$

De manière similaire à la Figure 2.10, la Figure 2.15 représente la différence entre les pseudo-distances directe  $\left[ \rho_s^D(t) \right]_c$  et réfléchie  $\left[ \rho_s^R(t) \right]_c$  obtenues par acquisitions pour un cas de mesure idéale. L'évolution de la fonction  $\Delta_s^\rho(t)$  est également représentée en fonction du temps, cette dernière est périodique. La période de  $\Delta_s^\rho(t)$  est identique à celle de  $\Delta_s(t)$ , soit  $T = \frac{c}{\|v_s\|}$ . Ici, on rappelle qu'il est supposé que la vitesse satellite-récepteur est identique pour les signaux direct et réfléchi (même Doppler), compte tenu de la faible différence de position entre les antennes RHCP et LHCP.

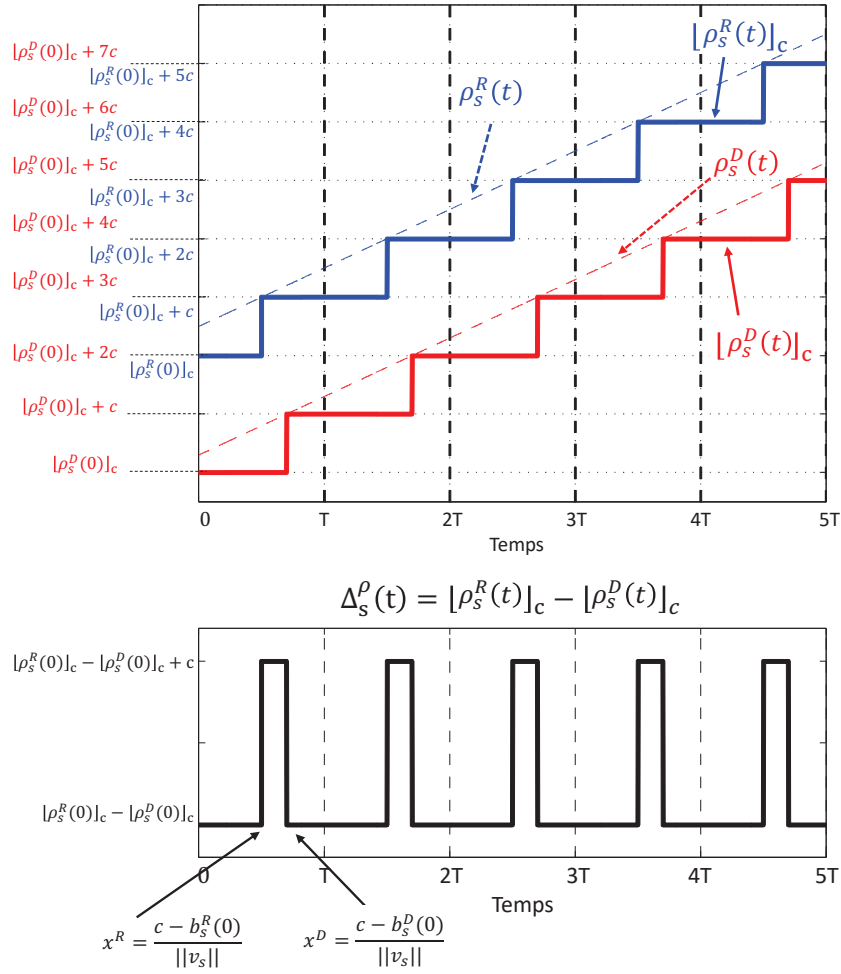


FIGURE 2.15 – Différence entre les pseudo-distances directe et réfléchie obtenues par acquisitions successives sur la mesure de code (tronquée à  $c$ ).

Ainsi, on estime directement la différence de chemin  $\delta\rho(0)$  par :

$$\begin{aligned}
 \delta\rho_s(0) &= \frac{1}{T} \int_0^T \Delta_s^\rho(t) dt \\
 &= [\rho_s^R(0)]_c + b_s^R(0) - [\rho_s^D(0)]_c + b_s^D(0) \\
 &= \frac{1}{T} \left( x^R ([\rho_s^R(0)]_c - [\rho_s^D(0)]_c) \right. \\
 &\quad \left. + (x^R - x^D) ([\rho_s^R(0)]_c - [\rho_s^D(0)]_c) \right. \\
 &\quad \left. + (x^R - x^D)c + (T - x^D)c ([\rho_s^R(0)]_c - [\rho_s^D(0)]_c) \right) \\
 &= \rho_s^R(0) - \rho_s^D(0)
 \end{aligned} \tag{2.53}$$



avec :

$$x^R = \frac{c - b_s^R(0)}{\|a_s\|} = T - \frac{b_s^R(0)}{\|v_s\|} \quad (2.54)$$

et

$$x^D = \frac{c - b_s^D(0)}{\|a_s\|} = T - \frac{b_s^D(0)}{\|v_s\|} \quad (2.55)$$

En présence de bruit de mesure, cas réaliste, l'observable  $\Delta_s^\rho(t)$  peut s'exprimer selon l'équation 2.52 par :

$$\begin{aligned} \Delta_s^\rho(t) = & \left[ \rho_s^R(0) \right]_c + \left[ b_s^R(0) + C \int_0^t \Delta\tau^R(z) dz + \nu_s^{\tau^R}(t) \right]_c \\ & - \left[ \rho_s^D(0) \right]_c + \left[ b_s^D(0) + C \int_0^t \Delta\tau^D(z) dz + \nu_s^{\tau^D}(t) \right]_c \end{aligned} \quad (2.56)$$

avec  $\nu_s^{\tau^R}(t)$  et  $\nu_s^{\tau^D}(t)$  des bruits blancs gaussiens centrés en zéro et correspondant au bruit de mesure associé aux mesures en délai de code obtenues par acquisitions successives. La relation 2.56 est applicable pour une variation de pseudo-distance positive, c'est-à-dire un doppler négatif. Pour un doppler positif, c'est-à-dire une distance satellite-récepteur variant de manière décroissante l'observable  $\Delta_s^\rho(t)$  est défini par :

$$\begin{aligned} \Delta_s^\rho(t) = & \left[ \rho_s^R(0) \right]_c + \left[ b_s^R(0) + C \int_0^t \Delta\tau^R(z) dz + \nu_s^{\tau^R}(t) \right]_c \\ & - \left[ \rho_s^D(0) \right]_c + \left[ b_s^D(0) + C \int_0^t \Delta\tau^D(z) dz + \nu_s^{\tau^D}(t) \right]_c \end{aligned} \quad (2.57)$$

La Figure 2.16 montre un exemple de réalisations de  $\Delta_s^\rho(t)$  (pour une pseudo-distance évoluant avec un Doppler positif très faible, de 50 Hz). De manière équivalente à l'observable  $\Delta_s(t)$ , défini pour estimer la pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$ , les réalisations de  $\Delta_s^\rho(t)$  ne peuvent prendre que des valeurs multiples de  $c$ . On note alors la variable aléatoire  $V_s^\rho(t)$ , associée à la réalisation de  $\Delta_s^\rho(t)$ , telle que  $V_s^\rho(t) = \gamma c$  pour  $\gamma$  un entier relatif tel que  $\gamma \in \mathbb{Z}$ .

Les propriétés statistiques de l'estimateur de  $\delta\rho_s(0)$  sont similaires aux propriétés de l'estimateur de  $\rho_s(0)$ , exposées section 2.3.2.

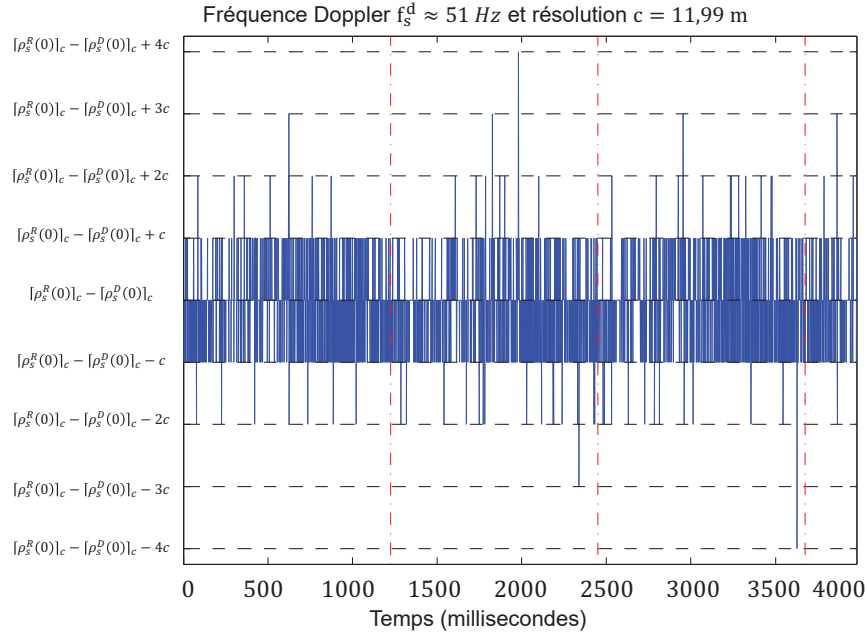


FIGURE 2.16 – Exemple de réalisations de  $\Delta_s^\rho(t) = [\rho_s^R(t)]_c - [\rho_s^D(t)]_c$ .

Enfin, il est important de noter que, pour les mesures altimétriques à une altitude plus élevée, l'hypothèse d'une même évolution dynamique pour les signaux direct et réfléchi n'est plus valable. L'estimateur de pseudo-distance proposé doit donc utiliser les données de phase en plus de l'intégration des délais de codes, cela afin d'éliminer la différence de l'évolution dynamique entre les signaux directs et réfléchis. Dans ce manuscrit de thèse, nous nous limiterons à une approche à faible altitude.

## 2.4 Evaluation de l'estimateur proposé

Cette section a pour but d'estimer la précision de l'estimateur proposé, ainsi que de montrer la faisabilité de l'approche proposée. Pour cela, une étude de l'estimateur, sur données synthétiques et sur données réelles, sera présentée pour l'estimation des pseudo-distances. Une étude des propriétés de l'estimateur pour son application à l'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS sera aussi présentée. Les réalisations expérimentales dédiées à la réflectométrie sur surface de réflexion réelle seront présentées chapitre 5.

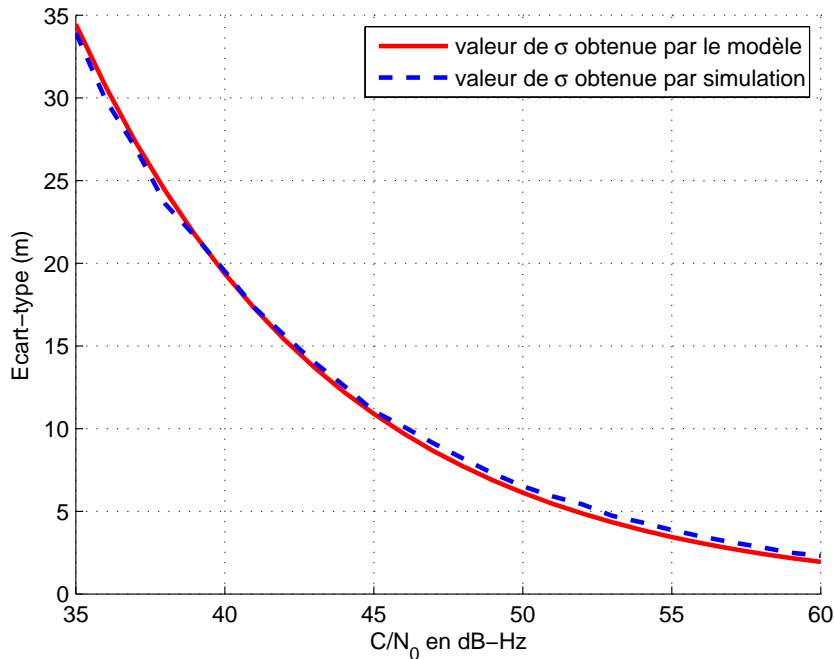


FIGURE 2.17 – Bruit de mesure (écart-type) en fonction du rapport  $C/N_0$  du signal reçu.

### 2.4.1 Estimation des pseudo-distances satellites-récepteur sur signaux synthétiques

Le modèle statistique décrit section 2.3.2 permet le calcul de la précision des mesures attendues par l'estimateur de pseudo-distance.

La relation entre l'écart-type  $\sigma$  du bruit sur la mesure de pseudo-distance par le code et le rapport signal à bruit est définie, en première approximation, à partir de la relation suivante [68] :

$$\sigma = \frac{d_{CA}}{\sqrt{2 T_I \frac{P_s}{N_\sigma}}} \quad (2.58)$$

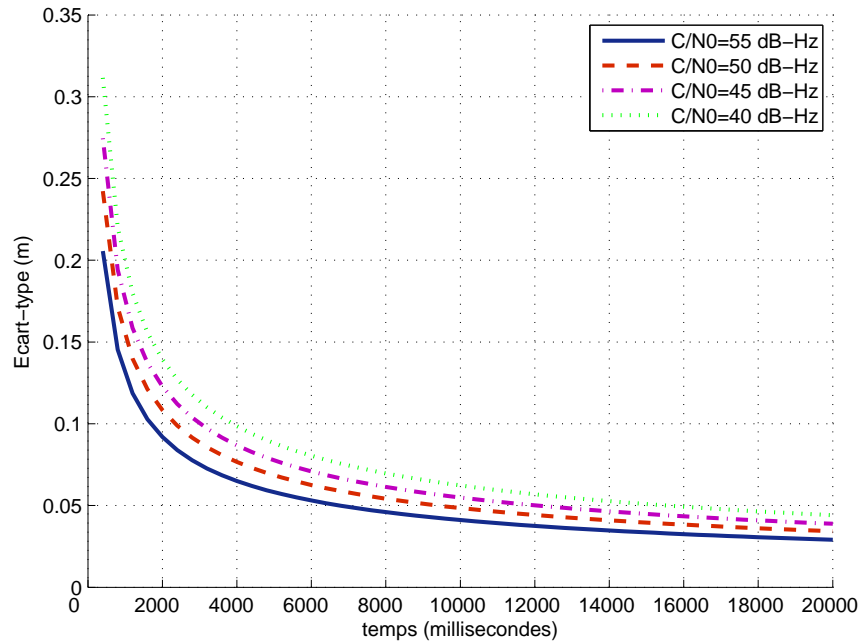
Avec  $d_{CA}$ , la longueur d'un chip de code (300m) et  $T_I$  le temps d'intégration sur lequel les mesures sont réalisées. Ici, les mesures sont réalisées sur une période de code  $CA_s$  de  $T_c = 1ms$ , ce qui correspond à la durée minimale de mesure pour effectuer une acquisition. Enfin  $P_s$  et  $N_\sigma$  correspondent respectivement à la puissance du signal reçu et à la densité spectrale de la de puissance du bruit. Ces deux paramètres sont utilisés pour lier le bruit de mesure au rapport  $C/N_0$ . La Figure 2.17 représente l'écart-type du bruit de mesure  $\sigma$  (en mètres) sur la mesure de pseudo-distance par le code (corrélation), et cela pour différents rapports signal sur bruit  $C/N_0$ . Le modèle décrit pour caractériser le bruit de mesure est également comparé à

des simulations grâce à la relation 2.4. Ces simulations sont réalisées pour des paramètres de signaux synthétiques obtenus à partir de mesure d'acquisitions réelles et permettent d'affirmer la robustesse du modèle proposé.

$C/N_0$	55	50	45	40
$\sigma$ (m)	3.44	6.124	10.45	19.36

TABLE 2.1 – Valeur de  $\sigma$  en fonction du rapport  $C/N_0$ 

Le tableau 2.1 représente les valeurs de  $\sigma$  obtenues associées au rapport signal à bruit  $C/N_0$ .

FIGURE 2.18 – Ecart-type de l'estimateur de pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$ , en mètres, en fonction du temps pour une observation par milliseconde.

La Figure 2.18 montre la précision attendue pour l'estimateur proposé en fonction du temps de mesure, et pour différents rapports signal sur bruit  $C/N_0$ . On observe qu'une durée d'observation de 6 secondes est suffisante pour estimer la pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$  avec une précision centimétrique lorsque le rapport signal à bruit est de 50 dB-Hz. Le tableau 2.2 récapitule la précision attendue pour différents rapports signal sur bruit et différents temps d'observation. Dans le cas présent, on observe très nettement qu'il est possible d'atteindre une précision inférieure à la dizaine de centimètres dans l'estimation des pseudo-distances pour 4 secondes d'observation. De manière globale, la précision centimétrique est atteinte pour 12 secondes de mesure par l'estimateur proposé.

Temps de mesure (s)	4 s	8 s	12 s	16 s	20 s
<b>55 dB-Hz</b>	6.50 cm	4.59 cm	3.75 cm	3.25 cm	2.95 cm
<b>50 dB-Hz</b>	7.66 cm	5.42 cm	4.42 cm	3.83 cm	3.43 cm
<b>45 dB-Hz</b>	8.68 cm	6.14 cm	5.01 cm	4.34 cm	3.88 cm
<b>40 dB-Hz</b>	9.85 cm	6.96 cm	5.68 cm	4.92 cm	4.40 cm

TABLE 2.2 – Ecart-type de la pseudo-distance mesurée en fonction du rapport  $C/N_0$  et du temps de mesure considéré.

### 2.4.2 Estimation de la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi sur signaux synthétiques

Le modèle statistique décrit section 2.3.4 permet le calcul de la précision des mesures attendues pour l'estimateur proposé mais appliqué à l'estimation de la différence de chemins.

On suppose, pour une réflexion sur une surface d'eau, que le signal réfléchi subit une atténuation de 5 dB-Hz par rapport à un même signal reçu de manière directe. La relation entre la variance du bruit de mesure  $\sigma^p$  (somme des bruits de mesure en code pour les signaux direct et réfléchi) et le rapport signal à bruit est définie à partir des valeurs reportées dans le Tableau 2.1. La Figure 2.19 montre la précision attendue pour l'estimateur proposé en fonction du temps de mesure et pour différents rapports signal sur bruit  $C/N_0$ . On observe qu'une durée d'observation de 10 secondes est suffisante pour estimer la différence de chemins  $\delta\rho_s$  avec une précision centimétrique pour un rapport signal à bruit de 45 dB-Hz pour le signal réfléchi et 50 dB-Hz pour le signal direct. Le Tableau 2.3 récapitule la précision attendue pour différents rapports signal sur bruit et différents temps d'observation. Dans le cas présent, on observe très nettement qu'il est possible d'atteindre une précision inférieure à la dizaine de centimètres dans l'estimation des différences de chemins pour 8 secondes d'observation.

Temps de mesure (s)	4 s	8 s	12 s	16 s	20 s
<b>Direct 55 dB-Hz et Réfléchi 50 dB-Hz</b>	8.16 cm	5.77 cm	4.71 cm	4.08 cm	3.65 cm
<b>Direct 50 dB-Hz et Réfléchi 45 dB-Hz</b>	9.20 cm	6.51 cm	5.31 cm	4.6 cm	4.11 cm
<b>Direct 45 dB-Hz et Réfléchi 40 dB-Hz</b>	10.55 cm	7.46 cm	6.09 cm	5.28 cm	4.72 cm
<b>Direct 40 dB-Hz et Réfléchi 35 dB-Hz</b>	12.57 cm	8.88 cm	7.26 cm	6.28 cm	5.62 cm

TABLE 2.3 – Ecart-type de la différence de chemins  $\delta\rho_s(0)$  mesuré en fonction du rapport  $C/N_0$  des signal direct et réfléchi, et du temps de mesure considéré.

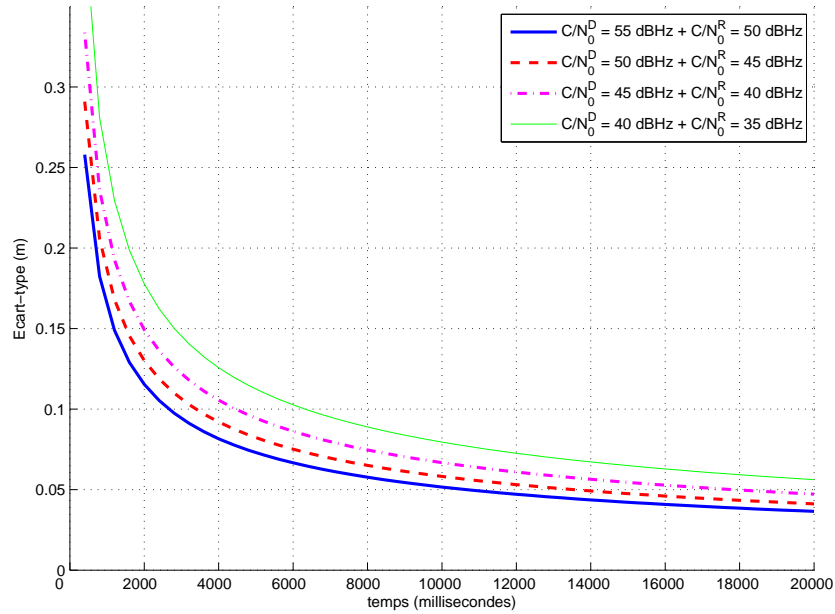


FIGURE 2.19 – Écart-type de l'estimateur de pseudo-distance initiale  $\rho_s(0)$  appliqué à l'estimation d'une différence de chemins  $\delta\rho_s(0)$ , en fonction du temps pour une observation par milliseconde.

### 2.4.3 Faisabilité sur signaux réels

Enfin, pour montrer la faisabilité de l'estimateur de pseudo-distances proposé, il a été réalisé des tests sur signaux réels. L'objectif de cette sous-section est de montrer et d'étudier la performance de l'estimateur, appliqué à la mesure des pseudo-distances reçues. Ici, il sera seulement utilisé un signal reçu de manière directe. L'antenne réceptrice est connectée à une carte d'acquisition "SiFEn-R - One by one", produite par l'entreprise Silicom. Cette carte dispose d'un oscillateur interne dont le but est de convertir les signaux analogiques entrants en signaux numériques à une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  pouvant atteindre 100 MHz et une quantification  $q$  allant jusqu'à 8 bits. Le récepteur peut numériser un signal sur l'ensemble des bandes de fréquence couvrant les constellations GNSS, soit de 1164 à 2500 MHz. La fréquence en descente avant numérisation  $f^{OL}$  peut être définie par l'utilisateur. Une description plus complète de l'instrument développé par la société Silicom sera fournie au Chapitre 5 (section 5.2.3).

Pendant les expérimentations, la fréquence d'échantillonnage a été fixée à 25 MHz et le signal quantifié sur 1 bit.  $f^{OL}$  est fixé à 1575 MHz pour réceptionner le signal GPS L1 civil de fréquence 1575.42 MHz. La résolution de la fonction de corrélation utilisée pour mesurer le délai de code  $\tau_s$  par acquisitions successives étant, dans notre expérimentation, définie par la

fréquence d'échantillonnage  $f_e$ , la résolution est donc fixée à  $c = \frac{c}{f_e} \approx 11.99m$ . Les acquisitions successives sont réalisées sur 1 ms.

En pratique, les pseudo-distances ne sont pas connues par l'utilisateur. Par conséquent la méthode de validation utilisée repose sur la comparaison de plusieurs estimations de pseudo-distances  $\rho_s(t)$  obtenues avec l'estimateur proposé et une pseudo-distance de référence  $\phi_s(t)$  obtenue à partir de l'observation de la phase et de la fréquence Doppler. On notera  $\phi_{s,t_0}(t)$ , la mesure de pseudo-distance par la phase à l'instant  $t$  avec  $\phi_{s,t_0}(t_0)$  fixée à 0. Ici, on suppose que le bruit de mesure sur  $\phi_{s,t_0}(t)$  est négligeable comparé à l'estimation de la pseudo-distance  $\rho(t)$ . Conformément à la section 2.3.1, les pseudo-distances estimées sont donc définies par :

$$\widehat{\rho}_s(t_0) = \frac{1}{T_I} \int_{t_0}^{t_0+T_I} \left( \left[ \widehat{\rho}_s(z) \right]_c - \left[ \widehat{\phi}_{s,t_0}(z) \right]_c \right) dz \quad (2.59)$$

La Figure 2.20 représente les pseudo-distances estimées par la relation 2.59, noté  $\widehat{\rho}_s(t)$ , et une pseudo-distance de référence obtenue à partir de la mesure de phase  $\Phi_s(t)$ . Dans cette expérimentation, la pseudo-distance est estimée toutes les 250 ms avec une période d'intégration  $T_I$  de 6.9 secondes. Ce premier test nous permet d'en déduire que l'évolution de la pseudo-distance au cours du temps est bien restituée en utilisant l'estimateur développé.

Sur la Figure 2.20, la différence  $\widehat{\rho}_s(t) - \Phi_s(t)$  est réalisée afin de montrer que l'évolution de la distance satellite-récepteur est correctement estimée par la méthode proposée. On rappelle que la mesure de phase, issue de la boucle de poursuite PLL, permet d'avoir accès à l'évolution de la pseudo-distance avec une grande précision (la mesure relative est très bien restituée). On observe Figure 2.21 que la différence ainsi obtenue est répartie sur une distance inférieure à 8 cm. On conclut par cette observation que la pseudo-distance est correctement estimée. La précision de l'estimateur proposé peut également être observée par la différence  $\widehat{\rho}_s(t) - \Phi_s(t)$ .

On reporte sur le Tableau 2.4 l'écart-type de la différence  $\widehat{\rho}_s(t) - \Phi_s(t)$  pour différents satellites. Cette expérimentation fut réalisée sur les satellites PRN 5,7,13 et 30 le 20 Février 2015 à 13 h 36 min 59 s à Calais, France (campus de la Mi-Voix). Il n'est retenu que des signaux ayant un fort rapport  $C/N_0$ , c'est-à-dire supérieur à 50 dB-Hz.

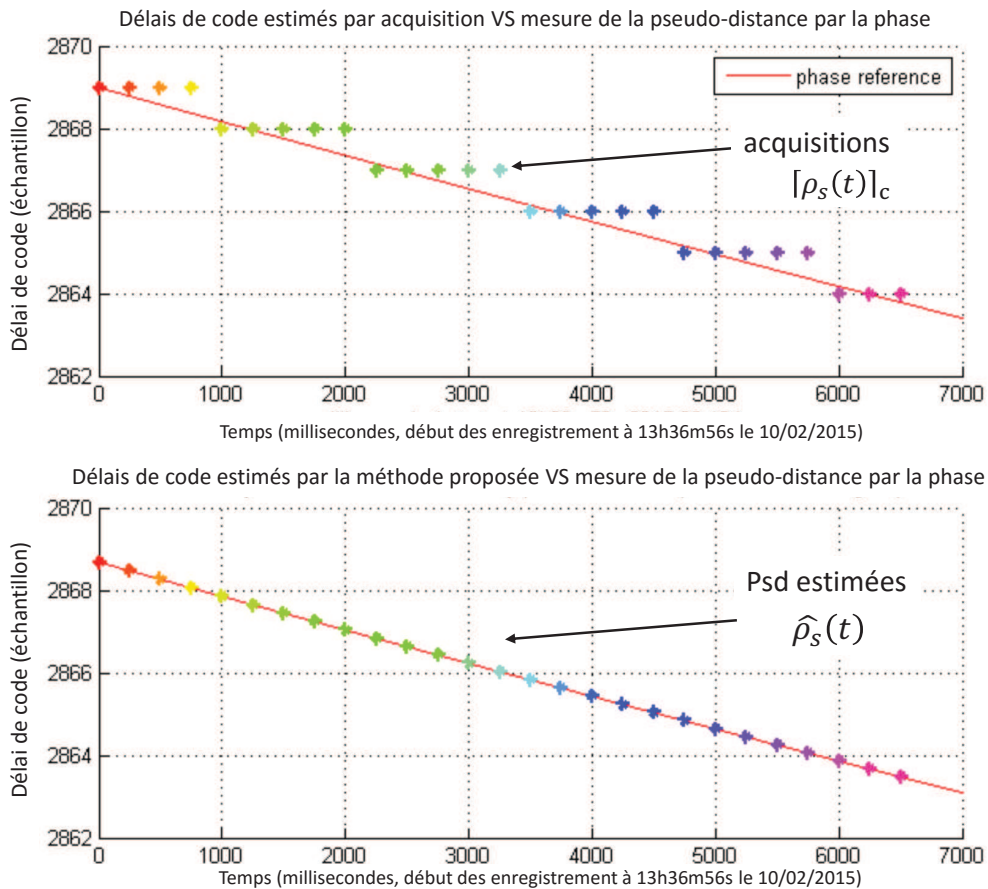


FIGURE 2.20 – Estimation des pseudo-distances et de leur évolution au cours du temps. Figure du haut : la pseudo-distance est estimée par acquisitions, toutes les 250 ms, puis comparée avec une mesure de pseudo-distance dite de “référence” mesurée par la phase (initialisée par la première mesure de pseudo-distance obtenue par notre approche). Figure du bas : la pseudo-distance est estimée par la méthode proposée pour 6.9 secondes d’intégration et toutes les 250 ms.

A partir des résultats présentés dans le tableau 2.4, nous concluons que la précision centimétrique est atteinte, en accord avec la théorie. En effet, l’écart type ainsi obtenu, sur une trentaine de mesures de  $\hat{\rho}_s(t) - \Phi_s(t)$ , correspond à celui attendu Tableau 2.2 et Figure 2.18, pour des signaux supérieurs à 50 dB-Hz et avec un temps d’intégration de 7 secondes. On observe également que la valeur de  $d\epsilon$  (l’erreur de mesure induite par la discrétisation à la milliseconde des observables) est inférieure au centimètre (voir au millimètre). Ce dernier effet peut donc être négligé dans nos mesures.



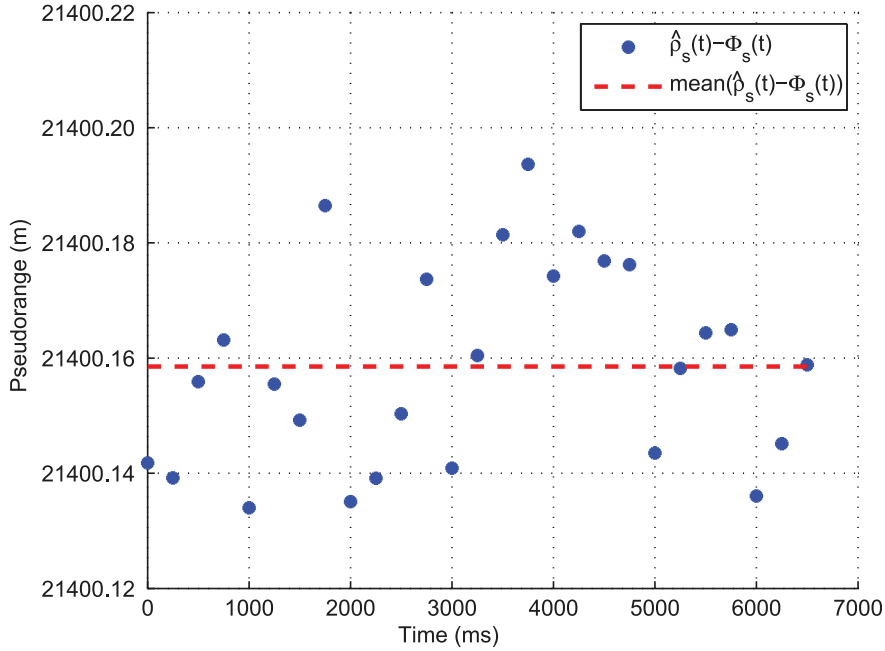


FIGURE 2.21 – Différence entre les pseudo-distances estimées par l'estimateur proposé et une pseudo-distance de référence.

Satellite PRN	$C/N_0$ (dB-Hz)	$std(\widehat{\rho}_s(t))$ (m)	$d\epsilon$ (m)	$std(\widehat{\rho}_s^I(t))$ (m)
5	54	0.052	0.0008	0.049
7	51.2	0.044	0.0006	0.034
13	51.6	0.041	0.002	0.042
30	54.7	0.029	0.0005	0.021

TABLE 2.4 – Résultats obtenus pour l'estimation des pseudo-distances le 20 Février 2015 à 13h36m59s à Calais.

Enfin, pour conclure cette section, notre méthode est comparée à une seconde expérimentation. Il s'agit de l'approche classiquement utilisée, notamment dans [68], qui consiste à utiliser une estimation en délais de code plus précise en réalisant une interpolation sur le pic de corrélation. Dans ce contexte, il est alors possible d'appliquer un lissage de la mesure de code par la mesure de phase [76]. L'estimateur obtenu est donc le suivant :

$$\widehat{\rho}_s^I(t_0) = \frac{1}{T_I} \int_{t_0}^{t_0+T_I} (\widehat{\rho}_{s,I}(z) - \widehat{\phi}_{s,t_0}(z)) dz \quad (2.60)$$

avec  $\widehat{\rho}_{s,I}$  la mesure de pseudo-distances en code obtenue après interpolation, pour chaque acqui-

sition successive (pour chaque milliseconde). Le ré-échantillonnage réalisé par l'interpolation est de 100 fois l'échantillonnage original, soit 2.5Ghz. Ici, il n'est pas nécessaire de tronquer la phase  $\widehat{\phi}_{s,t_0}$  afin de remonter à la pseudo-distance initiale. Le résultat de cette seconde approche, est reporté sur la dernière colonne du Tableau 2.4. Les écarts types obtenus pour l'estimation de  $\widehat{\rho}_s^I$  sont similaires à ceux obtenus par l'estimateur proposé,  $\widehat{\rho}_s$ , alors que le coût de calcul de la technique utilisant l'interpolation est bien plus grand. On peut donc conclure que le fait de décroître la résolution  $c$  de la fonction de corrélation, comme par exemple en interpolant le pic de corrélation, n'a pas d'influence majeure sur l'obtention de la précision.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouvel estimateur de pseudo-distances utilisant comme observations la différence entre les mesures de délai de code obtenues par acquisitions successives et la phase du signal GNSS. Notre estimateur permet de surmonter la limitation de la résolution de la fonction d'auto-corrélation pour l'estimation du délai de code, et par conséquent pour l'estimation de la pseudo-distance. On parle alors d'estimateur sub-résolution de délai de code. Une étude des propriétés statistiques de l'estimateur proposé et de sa précision a été réalisée. On montre que pour un temps d'intégration relativement court (inférieur à 10 secondes) l'estimateur permet d'atteindre une précision centimétrique, et cela pour un récepteur mono-fréquence ayant une faible résolution liée à sa fréquence d'échantillonnage  $f_e = 25MHz$  (soit  $\frac{c}{f_e} = 11.99m$ ).

Nous proposons aussi dans ce chapitre l'adaptation de l'estimateur proposé à l'altimétrie par GNSS-R. Pour des mesures de hauteur faible, la méthode proposée présente l'avantage de ne pas nécessiter d'observer la phase des signaux GNSS reçus. En effet, à faible altitude, la fréquence Doppler est identique pour les signaux reçus direct et réfléchi (même évolution dynamique). On en déduit donc que la contribution de la phase intervenant dans la méthode proposée est négligeable. Ainsi, seules les observables des délais de code des signaux direct et réfléchi sont utilisées pour la mesure d'altimétrie. Des résultats expérimentaux sur signaux réels seront présentés au Chapitre 5, démontrant la faisabilité de l'estimateur proposé.

Une telle technique est utilisable pour une plateforme aéroportée ayant une faible altitude, telle un drone. Cependant, pour des mesures altimétriques à une altitude plus élevée, l'hypothèse d'une même évolution dynamique pour les signaux directs et réfléchis n'est plus valable. L'estimateur de pseudo-distance proposé doit donc utiliser les observations de phase du signal réfléchi. Dans ce cas, notre méthode sera limitée par la rugosité de la surface de réflexion qui rend la phase incohérente.

Nous étudions au Chapitre 3 une méthode d'altimétrie robuste, l'altimétrie par Interference Pattern Technique. Cette méthode utilise les mesures de rapport signal à bruit comme observables. Ces observations sont robustes car elles sont obtenues à partir du traitement du signal GNSS direct uniquement (le signal réfléchi interférant avec le signal direct).

# Chapitre 3

## Estimation normalisée appliquée à l'altimétrie par Interference Pattern Technique

### 3.1 Introduction

L'Interference Pattern Technique est une méthode de mesure combinant les signaux direct et réfléchi à partir d'un dispositif de réception constitué d'une antenne unique ou d'une combinaison de plusieurs antennes. Ce chapitre de thèse a pour but de présenter une méthode de calibration innovante permettant de diminuer la durée d'observation nécessaire pour réaliser une mesure altimétrique par IPT. Dans un premier temps, une description du principe de fonctionnement de l'IPT sera réalisée, ainsi qu'une présentation des observables utilisés afin de réaliser des mesures d'altitude. La méthode de calibration et l'estimateur proposé dans ce cadre seront alors présentés. Les performances de l'estimateur proposé seront étudiées à travers une étude des bornes de Cramér-Rao et à partir de données synthétiques. Ces travaux ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration [81] [51] entre le laboratoire LISIC et l'ESPLAB (Electronics and Signal Processing Laboratory, de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne).

### 3.2 Altimétrie par Interference Pattern Technique

Cette section présente le principe de fonctionnement de l'Interference Pattern Technique appliquée à l'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS. Il est présenté, dans un premier temps, l'observable utilisé pour déterminer la hauteur entre la surface de réflexion et les antennes réceptionnant les signaux GNSS directs et réfléchis. Une étude sur la durée de mesure

nécessaire pour réaliser une mesure altimétrique par IPT est également réalisée.

### 3.2.1 Principe de la mesure altimétrique et observables GNSS utilisés

L'approche par Interference Pattern Technique est principalement utilisée au sol et pour de très faibles hauteurs. Comme représenté Figure 1.17c, section 1.3.2, l'IPT utilise l'intégration des signaux directs et réfléchis reçus directement au niveau des antennes (ou en utilisant une seule et unique antenne) en un signal composite unique. On observe alors une oscillation du rapport signal sur bruit du signal ainsi formé qui est proportionnelle à l'amplitude du signal composite [57] [58] [84]. La fréquence d'oscillation du signal composite permet de calculer la hauteur entre le dispositif de réception et la surface de réflexion.

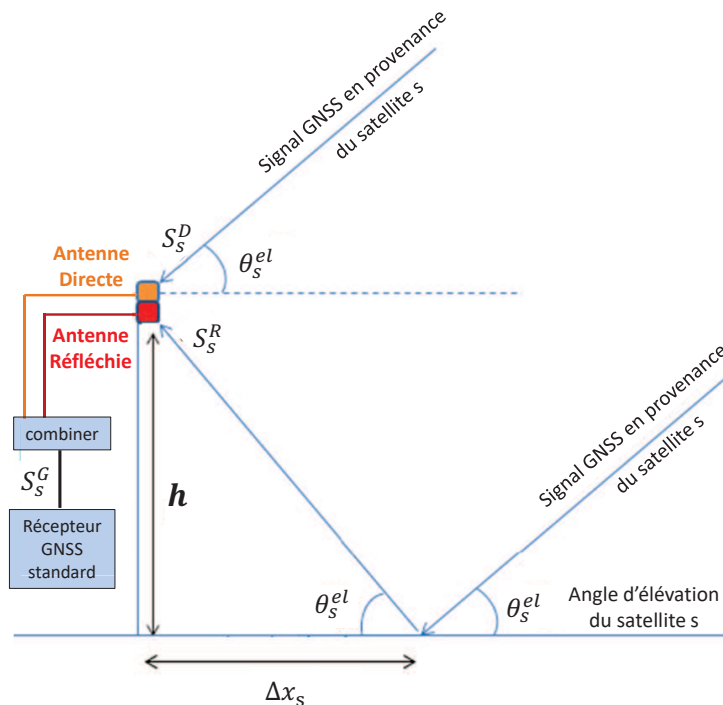


FIGURE 3.1 – Interference Pattern Technique : géométrie du système.

La Figure 3.1 représente la géométrie d'un tel système. Dans cette configuration les antennes réceptrices, pour les signaux direct et réfléchi, sont positionnées à une altitude  $h$  par rapport à la surface de réflexion.  $\theta_s^{el}$  est l'angle d'élevation du satellite GNSS émetteur, et  $\Delta x_s$  représente la distance horizontale entre le dispositif de réception (les antennes) et le point de réflexion spéculaire du signal GNSS observé. Comme illustré Figure 1.19 (section 1.3.4), un grand nombre de réflexions peut être observé de manière simultanée, cela ne dépendant que de la surface ob-

servée et de la position des points de réflexion spéculaire associés à chaque satellite visible.

Les signaux reçus de manière directe et réfléchi peuvent être modélisés par :

$$S_S^D(t) = \sum_{s \in \mathcal{S}} A_s^D D_s^D(t) C A_s(t + \tau_s^D(t)) \sin(2\pi f_s^D(t) t + \theta_s^D(t)) + \nu_s^D(t) \quad (3.1)$$

$$S_S^R(t) = \sum_{s \in \mathcal{S}} A_s^{R_i} D_s^R(t) C A_s(t + \tau_s^R(t)) \sin(2\pi f_s^R(t) t + \theta_s^D(t) + \delta\theta_s(t)) + \nu_s^R(t) \quad (3.2)$$

avec  $A_s^D$  et  $A_s^{R_i}$  les amplitudes respectives du signal direct et du signal réfléchi en provenance du satellite  $s$ , qui sont considérées comme fixes sur une courte période d'observation, de l'ordre de quelques dizaines de minutes.  $f_s^D$  et  $f_s^R$  représentent les fréquences des signaux reçus directement et après réflexion. Le terme  $\theta_s^D$  représente, quant à lui, la phase du signal direct et  $\delta\theta_s$  le délai de phase (ou différence) entre les signaux direct et réfléchi (équivalent à  $\theta_s^R = \theta_s^D + \delta\theta_s$ ).  $\tau_s^D$  et  $\tau_s^R$  représentent le délai de code des signaux direct et réfléchi associés au code  $C A_s$  du satellite  $s$  observé. En d'autres termes  $\tau_s^R = \tau_s^D + \delta\rho_s/C$  avec  $\delta\rho_s$  la différence de chemin géométrique.  $D_s^D$  et  $D_s^R$  représentent le message de navigation. Enfin,  $\nu_s^D$  et  $\nu_s^R$  sont des bruits blancs gaussiens associés aux signaux direct et réfléchi.

Etant donnée la faible altitude du dispositif, on fait l'hypothèse que la fréquence du signal et les délais de code reçus des signaux direct et réfléchi sont identiques. En effet, dans le cadre de mesures altimétriques à quelques mètres de hauteur, la différence de chemins entre le signal direct et le signal réfléchi peut être considérée comme faible comparée à la durée d'un chip de code  $C A_s$  (idem concernant le message de navigation, on suppose  $D_s^D = D_s^R$ ). Ainsi, le signal global peut être modélisé, pour un satellite  $s$  observé, selon la relation suivante :

$$\begin{aligned} S_s^G(t) &= S_s^D(t) + S_s^R(t) \\ &= A_s^D D_s^D(t) C A_s(t + \tau_s^D(t)) \sin(2\pi f_s^D(t) t + \theta_s^D(t)) + \nu_s^D(t) \\ &+ A_s^R D_s^D(t) C A_s(t + \tau_s^D(t)) \sin(2\pi f_s^D(t) t + \theta_s^D(t) + \delta\theta_s(t)) + \nu_s^R(t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

où la nouvelle amplitude  $A_s^R$  modélise la diminution de  $A_s^{R_i}$  liée à la différence  $\delta\rho_s/C$  entre  $\tau_s^R$  et  $\tau_s^D$ . Par conséquent, le signal échantillonné vu par le récepteur peut être modélisé par :

$$S_s^G[n] = A_s^G D_s^D[n] C A_s[nT_c + \tau_s^D[n]] \cos(X[n] + \theta_s^G[n]) + \nu_s^G[n] \quad (3.4)$$

avec l'indice  $n$ , la  $n^{\text{ième}}$  période  $T_c$  de code  $CA_s$  mesurée à l'instant  $t_n = nT_c$  :

$$X[n] = 2\pi f_s^D t_n + \theta_s^D[n] \quad (3.5)$$

$$\theta_s^G[n] = \arctan\left(\frac{A_s^R \sin(\delta\theta_s[n])}{A_s^D + A_s^R \cos(\delta\theta_s[n])}\right) \quad (3.6)$$

$$A_s^G[n] = \sqrt{(A_s^D)^2 + (A_s^R)^2 + 2A_s^D A_s^R \cos(\delta\theta_s[n])} \quad (3.7)$$

La différence de phase  $\delta\theta_s$  est définie par la relation suivante [58] :

$$\delta\theta_s[n] = \left(\frac{4\pi f_{L1}}{C} h \sin(\theta_s^{el}[n])\right) \bmod[2\pi] \quad (3.8)$$

où  $f_{L1}$  est la fréquence porteuse du signal GPS L1 et  $C$  la vitesse de la lumière. La différence de phase étant une mesure d'angle, cette dernière est  $2\pi$ -périodique. Elle évolue avec l'élévation du satellite qui change avec le temps.

L'amplitude du signal, équation 3.7, étant proportionnelle [9] au rapport  $C/N_0$  décrit équation 2.4, il est alors possible de calculer la hauteur entre le dispositif de réception et la surface de réflexion en étudiant les oscillations du rapport signal à bruit mesuré. Les systèmes d'altimétrie GNSS-R par IPT n'utilisent donc, comme unique observable, que le rapport  $C/N_0$  (proportionnel à l'amplitude  $A_s^G$ ). En effet, comme montré équation 3.7 et 3.8, l'amplitude du signal composite présente une oscillation en amplitude dont la fréquence est  $\frac{4\pi}{\lambda}h$ , la différence de phase variant proportionnellement avec le sinus de l'élévation du satellite observé. Le dispositif est donc peu coûteux à mettre en place puisque les traitements du signal peuvent être réalisés à l'aide d'un récepteur GPS standard. Cependant, les variations d'élévation du satellite étant lentes, l'observation d'oscillations nécessite de longues périodes de mesure.

### 3.2.2 Durée de la mesure

Pour estimer la fréquence des oscillations en amplitude, c'est-à-dire la fréquence d'oscillation du terme  $\cos(\delta\theta_s)$ , les approches IPT traditionnelles observent au minimum une période d'oscillation. Cependant, l'observation d'un grand nombre d'oscillations permet de déduire avec une plus grande précision la fréquence d'oscillation, et donc par conséquent la hauteur  $h$ . Pour une élévation initiale  $\theta_s^{el}(t_0)$ , en se basant sur l'équation 3.7, la variation en élévation  $\Delta\theta_s^{el}$  nécessaire pour observer une période entière d'oscillation est donnée par :

$$\begin{aligned} \cos\left(\frac{4\pi f_{L1}}{C} h \sin(\theta_s^{el}(t_0) + \Delta\theta_s^{el})\right) &= \cos\left(\frac{4\pi f_{L1}}{C} h \sin(\theta_s^{el}(t_0)) + 2\pi\right) \\ \Leftrightarrow \frac{2f_{L1}}{C} h \sin(\theta_s^{el}(t_0) + \Delta\theta_s^{el}) &= \frac{2f_{L1}}{C} h \sin(\theta_s^{el}(t_0)) + 1 \end{aligned}$$

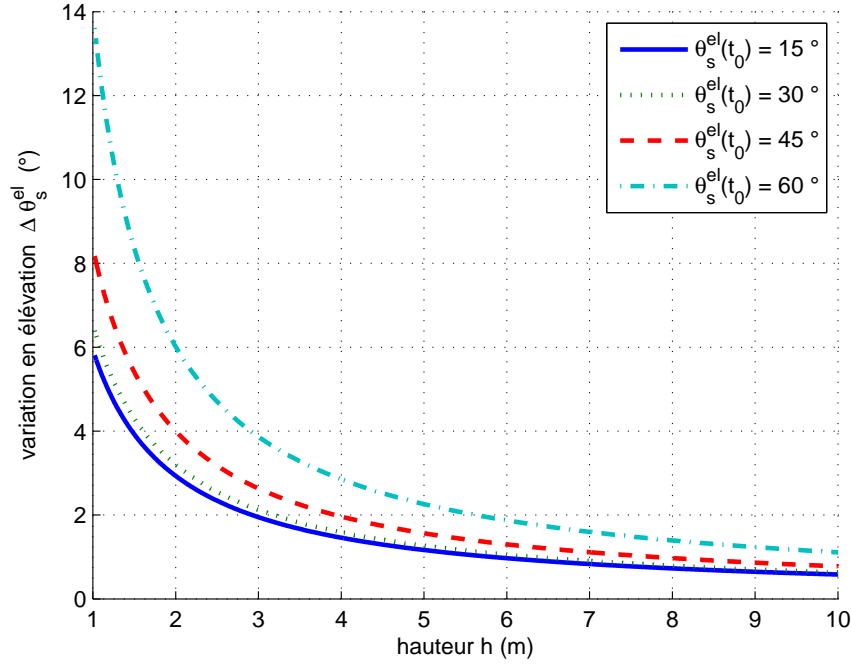


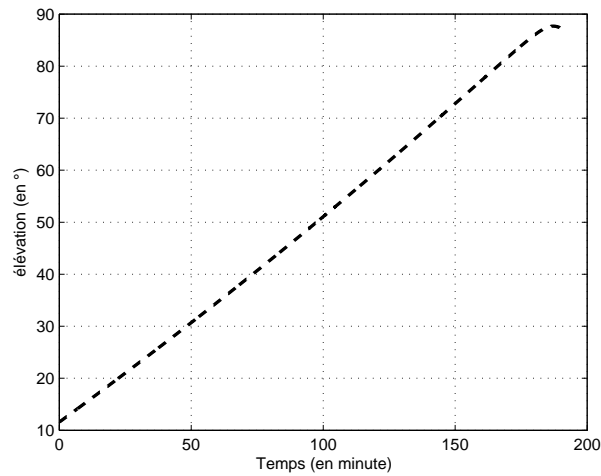
FIGURE 3.2 – Variation en élévation requise afin d’observer une période d’oscillation de l’amplitude du signal mesuré pour différentes hauteurs et élévations initiales.

On peut alors définir l’identité suivante :

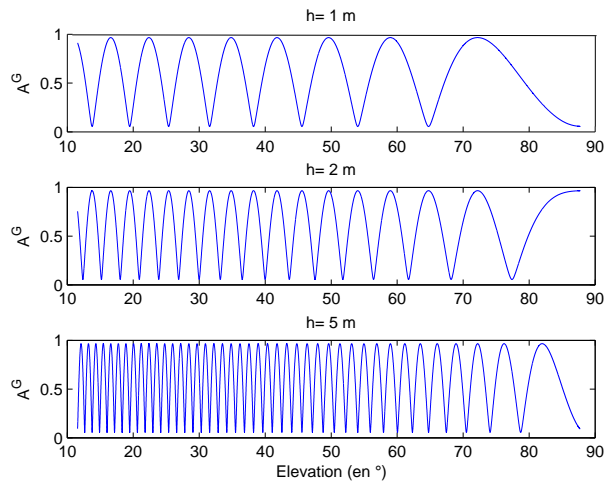
$$\begin{aligned}
 & \frac{C}{2f_{L1}h} + \sin(\theta_s^{el}(t_0)) = \sin(\theta_s^{el}(t_0) + \Delta\theta_s^{el}) \\
 \Leftrightarrow & \frac{C}{2f_{L1}h} + \sin\left(\theta_s^{el}(t_0) + \frac{\Delta\theta_s^{el}}{2} - \frac{\Delta\theta_s^{el}}{2}\right) - \sin\left(\theta_s^{el}(t_0) + \frac{\Delta\theta_s^{el}}{2} + \frac{\Delta\theta_s^{el}}{2}\right) = 0 \\
 \Leftrightarrow & \frac{C}{2f_{L1}h} - 2\sin\left(\frac{\Delta\theta_s^{el}}{2}\right)\cos\left(\theta_s^{el}(t_0) + \frac{\Delta\theta_s^{el}}{2}\right) = 0
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

La Figure 3.2 représente la variation en élévation qu’il est nécessaire d’attendre afin d’observer une période d’oscillation dans l’amplitude du signal mesuré. La Figure 3.2 est obtenue par résolution numérique de l’identité 3.9 pour différentes valeurs de  $\theta_s^{el}(t_0)$  et pour différentes hauteurs  $h$  entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion. Par exemple, pour une hauteur de 2m, on en déduit qu’une oscillation peut être observée pour une variation en élévation de  $2.8^\circ$ . Pour un satellite ayant une vitesse de variation en élévation de l’ordre de  $5.10^{-3} \text{ } .s^{-1}$ , ce qui correspond à un cas réel (se reporter à la section 3.4.2), le temps d’attente pour une variation de  $2.8^\circ$  est donc de 9 minutes et 20 secondes (soit 560s).





(a) Evolution de l'élévation pour un satellite



(b) Amplitude  $A_s^G$  en fonction de l'élévation

FIGURE 3.3 – Exemple d'oscillations en amplitude, par simulation, pour différentes hauteurs et pour un satellite observé.

La Figure 3.3 présente les oscillations en amplitude obtenues en fonction de l'élévation du satellite et de la hauteur. Les données d'élévation sont simulées à l'aide d'éphémérides GPS. En pratique, on observe Figure 3.3a qu'une variation de  $50^\circ$  d'élévation, qui rend possible l'observation d'un grand nombre de périodes d'oscillation, correspond à environ deux heures d'observation. On observe également que lorsqu'un satellite atteint son maximum d'élévation, sa vitesse de variation décroît et a un impact dans la fréquence d'oscillation de  $A_s^G$  qui décroît. Dans l'exemple proposé Figure 3.3, ce comportement est observable vers  $88^\circ$  d'élévation. Enfin, on observe, Figure 3.2, que la hauteur a une forte influence sur la fréquence d'oscillation, comme représenté Figure 3.3b. On en déduit donc que le temps d'observation sera d'autant plus

faible que la hauteur à mesurer sera importante.

Dans les approches classiques, la fréquence du signal, donc la hauteur à mesurer, est estimée par transformée de Fourier. Cette estimation est donc d'autant plus précise que la variation de l'angle d'élévation observée est grande, c'est-à-dire que le temps d'observation est long. Les travaux de recherche menés dans le cadre de la thèse ont pour objectif de diminuer le temps d'observation pour pouvoir réaliser des mesures d'altitude de manière dynamique, dans un système embarqué (drone, avion...). L'approche étudiée, dans la section suivante, consiste à ajuster le modèle de l'équation 3.7 par rapport aux mesures. Dans la suite de ce chapitre, nous proposerons des estimateurs pour les paramètres du modèle et nous étudierons, grâce aux bornes de Cramér-Rao, la précision attendue pour ce type d'approche.

### 3.3 Estimateur proposé

L'estimateur proposé repose sur l'ajustement du modèle de l'équation 3.7 sur des données réelles. Nous présenterons dans un premier temps l'ajustement des valeurs de  $A_s^D$  et  $A_s^R$  au modèle, puis dans un second temps, la méthode d'estimation de la hauteur.

#### 3.3.1 Normalisation des observables GNSS utilisés par Interference Pattern Technique

A partir du modèle présenté équation 3.7, on note que le minimum ( $A_{s,min}^G$ ) et le maximum ( $A_{s,max}^G$ ) de l'amplitude globale du signal composite  $A_s^G$  sont obtenus respectivement lorsque le terme  $\cos(\delta\theta_s)$  est égal à  $-1$  et  $+1$ . Comme décrit équation 3.8, la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi est fonction de la hauteur  $h$  des antennes et de l'élévation  $\theta_s^{el}$  du satellite. Dans ce chapitre, nous proposons une procédure reposant sur une variation de la hauteur des antennes afin d'observer directement les valeurs maximales et minimales de l'amplitude du signal. Les amplitudes ( $A_{s,min}^G$ ) et ( $A_{s,max}^G$ ) sont supposées constantes sur un court temps d'observation de quelques minutes. On a alors les relations suivantes :

$$\left(A_{s,min}^G\right)^2 = \left(A_s^D\right)^2 + \left(A_s^R\right)^2 - 2A_s^D A_s^R \quad (3.10)$$

$$\left(A_{s,max}^G\right)^2 = \left(A_s^D\right)^2 + \left(A_s^R\right)^2 + 2A_s^D A_s^R \quad (3.11)$$

Des deux relations 3.10 et 3.11, il est alors possible d'en déduire la somme et le produit des amplitudes des signaux direct  $A_s^D$  et réfléchi  $A_s^R$ , qui interviennent dans l'expression de l'amplitude globale du signal composite  $A_s^G$ . Soit :

$$\left(A_s^D\right)^2 + \left(A_s^R\right)^2 = \frac{\left(A_{s,max}^G\right)^2 + \left(A_{s,min}^G\right)^2}{2} \quad (3.12)$$

$$2A_s^D A_s^R = \frac{\left(A_{s,max}^G\right)^2 - \left(A_{s,min}^G\right)^2}{2} \quad (3.13)$$

En injectant les relations 3.12 et 3.13 dans l'expression 3.7, l'expression de  $A_s^G$  devient donc :

$$A_s^G[n] = \sqrt{\frac{\left(A_{s,max}^G\right)^2 + \left(A_{s,min}^G\right)^2}{2} + \frac{\left(A_{s,max}^G\right)^2 - \left(A_{s,min}^G\right)^2}{2} \cos(\delta\theta_s[n])} \quad (3.14)$$

Sachant  $A_{s,min}^D$  et  $A_{s,max}^D$ , le terme  $\delta\theta_s[n]$  devient ainsi le seul paramètre inconnu.

Afin d'obtenir les valeurs de  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$ , c'est-à-dire  $\cos(\delta\theta_s)$  valant 1 et -1, il est nécessaire d'observer une période de  $2\pi$  entière de la différence de phase  $\delta\theta_s$ . Pour cela, on introduit une variation de la hauteur  $h$  en début de mesure afin de pouvoir déterminer l'amplitude minimale et maximale de  $A_s^G$ . En accord avec l'équation 3.8, la variation de hauteur  $dh$  est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{4\pi f_{L1}}{C} dh \sin(\theta_s^{el}[n]) &= 2\pi \\ \Leftrightarrow dh &= \frac{C}{2f_{L1} \sin(\theta_s^{el}[n])} \end{aligned} \quad (3.15)$$

On montre Figure 3.4 que  $dh$ , la variation en hauteur à réaliser pour observer la valeur de  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$  est proportionnelle à l'élévation du satellite. On déduit de la Figure 3.4 qu'une variation de hauteur de 50 centimètres est suffisante pour estimer  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$  dans toutes les conditions viables d'élévation satellitaire (supérieures à  $20^\circ$ ). Dans la section suivante nous proposerons un estimateur de la fréquence d'oscillation de  $A_s^G$  en supposant  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$  connues, c'est-à-dire un estimateur de  $h$ .

En pratique, on utilise le système mécanique de la Figure 3.5 pour faire varier la hauteur de l'antenne. Ce sont les mesures obtenues durant cette étape de calibration qui sont utilisées pour calculer les paramètres  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$ . L'ensemble des mesures d'amplitude observées durant

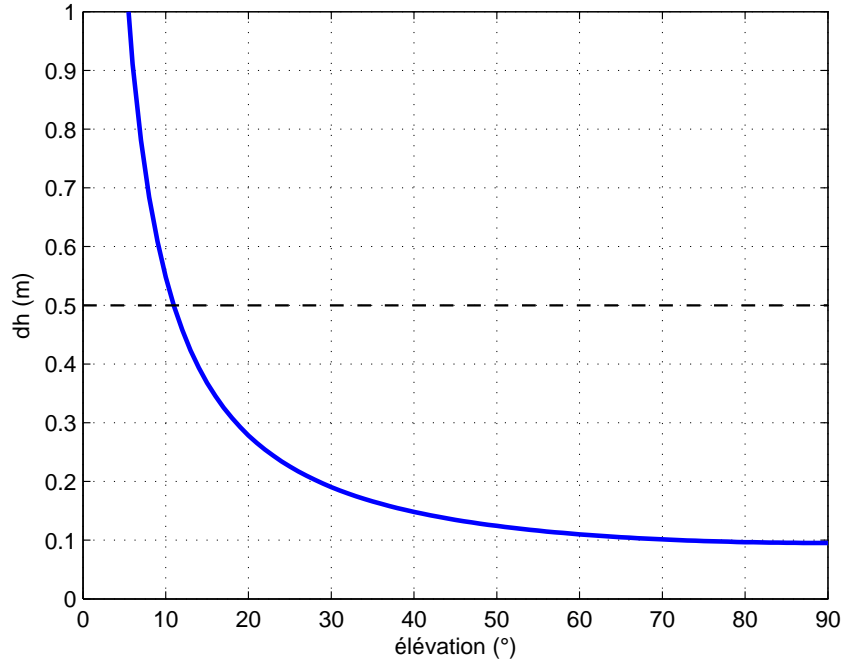


FIGURE 3.4 – Variation de la hauteur des antennes nécessaire pour observer une période entière de  $\cos(\delta\theta_s)$ .

la variation de hauteur  $dh$  sont triées suivant leurs amplitudes, et les deux segments qui ajustent au mieux les données aux extrémités définissent les valeurs de  $A_{s,min}^G$  et  $A_{s,max}^G$ . Un exemple d'évolution de l'amplitude mesurée durant la variation en hauteur est présenté au chapitre 5 à la Figure 5.8 (signaux réels).

### 3.3.2 Estimation de la hauteur par mesure de la fréquence d'oscillation de l'amplitude du signal GNSS

Le récepteur GNSS fournit une mesure du rapport signal à bruit  $C/N_0$  toutes les secondes. On notera que le choix du pas de mesure peut être aussi long que l'on souhaite mais sa valeur minimum est de une milliseconde (la période de code  $CA_s$ ). Cette mesure permet d'observer l'amplitude du signal en réception d'antenne [9], c'est-à-dire une mesure bruitée de  $A_s^G$ . On définit la  $k^{ième}$  mesure obtenue à l'instant  $t_k$  par  $y_s[k]$ . On a donc :

$$y_s[k] = \sqrt{(A_s^D)^2 + (A_s^R)^2 + 2A_s^D A_s^R \cos(\delta\theta_s[k])} + w_s[k] \quad (3.16)$$

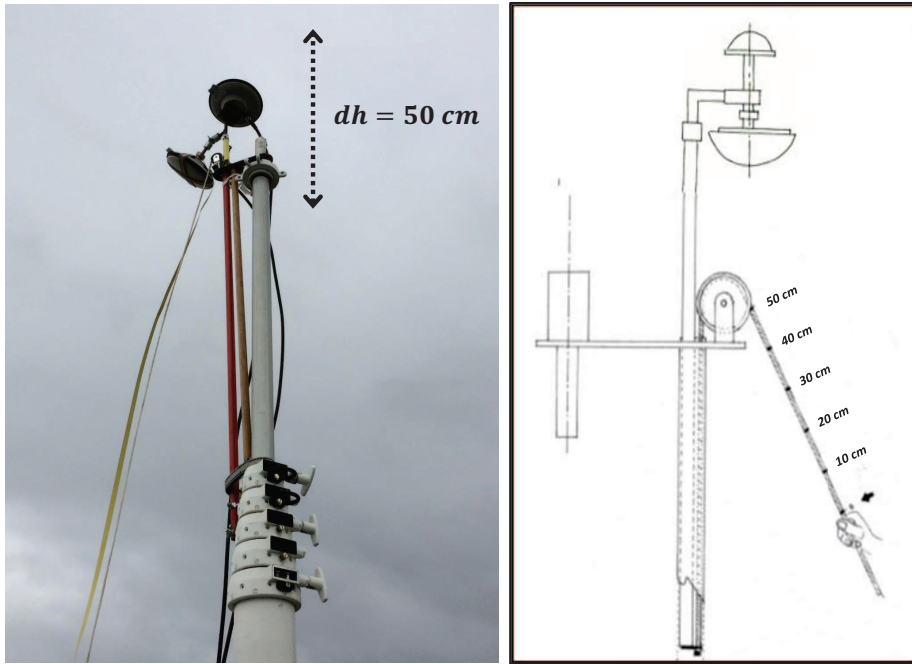


FIGURE 3.5 – Système de variation de hauteurs d'antenne, inférieure à 50 cm, avec vue schématique.

avec  $w[k]$  un bruit blanc gaussien associé à la  $k^{i\grave{e}me}$  mesure. En accord avec les équations 3.14 et 3.8 il est possible de modéliser, après calibration, l'amplitude du signal de la manière suivante :

$$A_s^{G,model}[k] = \sqrt{\frac{(A_{s,max}^G)^2 + (A_{s,min}^G)^2}{2} + \frac{(A_{s,max}^G)^2 - (A_{s,min}^G)^2}{2} \cos(\delta\theta_s^{model}[k])} \quad (3.17)$$

avec la différence de phase  $\delta\theta_s$  qui est modélisée par une fonction linéaire de  $\sin(\theta_s^{el}[k])$  avec une pente constante  $\beta = 4\pi \frac{f_L}{C} h$ . Soit :

$$\delta\theta_s^{model}[k] = \beta \sin(\theta_s^{el}[k]) \quad (3.18)$$

Dans ce contexte, le terme  $\beta$  correspond à la fréquence de  $\cos(\delta\theta_s)$  qui évolue en fonction du sinus de l'élévation. L'élévation des satellites est calculée à partir des éphémérides transmises par le signal de radionavigation. Les valeurs de  $C/N_0$  sont également datées par le récepteur, ce qui permet de les synchroniser avec les élévations estimées.

L'estimation de  $\beta$  est alors possible pour  $k$  mesures et est donnée par :

$$\hat{\beta} = \underbrace{\operatorname{argmin}}_{\beta} \left\{ \sum_{k=1}^N \left( y_s[k] - A_s^{G,model}[n] \right)^2 \right\} \quad (3.19)$$

soit, en utilisant une approche équivalente à la précédente :

$$\hat{\beta} = \underbrace{\operatorname{argmin}}_{\beta} \left\{ \sum_{k=1}^N \left( \cos(\delta\theta_s[k]) - \cos(\delta\theta_s^{model}[k]) \right)^2 \right\} \quad (3.20)$$

avec

$$\begin{cases} \cos(\delta\theta_s[k]) = \frac{2y_s[k]^2 - (A_{s,max}^G)^2 - (A_{s,min}^G)^2}{(A_{s,max}^G)^2 - (A_{s,min}^G)^2} \\ \cos(\delta\theta_s^{model}[k]) = \cos\left(\beta \sin(\theta_s^{el}[k])\right) \end{cases} \quad (3.21)$$

L'estimation de la hauteur est donc donnée par :

$$\hat{h} = \frac{\hat{\beta}C}{4\pi f_{L1}} \quad (3.22)$$

Malheureusement, les expressions 3.16 et 3.17 sont non-linéaires. Cette non linéarité est principalement due à la fonction cosinus dans les expressions et à la présence d'une racine carrée.

L'estimation de  $\beta$  est donc réalisée en testant les différentes valeurs possibles sur un intervalle borné, c'est-à-dire une recherche en hauteur bornée. La valeur de hauteur estimée dépend donc du pas de recherche appliqué dans la recherche de  $\beta$  et du nombre de mesures  $k$ . La précision de l'estimation de  $\beta$  dépend également de la géométrie du système, c'est-à-dire de l'élévation du satellite considéré, et de l'amplitude du signal reçu. L'influence de ces paramètres sera évaluée dans les sections suivantes.

### 3.3.3 Système de mesures proposé dédié à l'altimétrie sur une surface de réflexion simulée

Nous proposons d'évaluer la méthode par une réflexion simulée. La Figure 3.6 décrit la géométrie du dispositif expérimental proposé. Ce dernier est composé de deux antennes à polarisation circulaire droite (RHCP) recevant les signaux GNSS de manière directe, l'une des

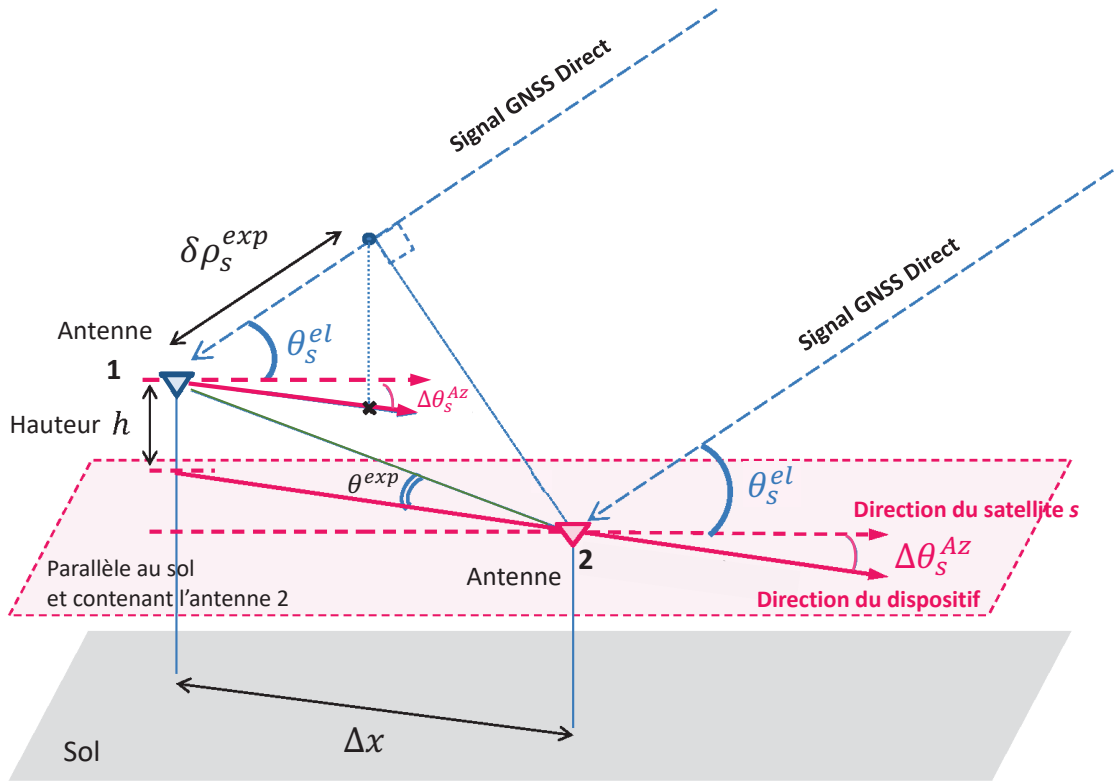


FIGURE 3.6 – Géométrie du banc de test expérimental dédié à l'altimétrie.

deux antennes étant utilisée pour simuler une réflexion. Nous présentons dans ce paragraphe la géométrie du système proposé, qui s'appuie sur deux antennes réceptionnant le même signal en provenance directe d'un satellite émetteur, mais à deux positions différentes. Dans ce cas, la géométrie du système est connue précisément. On montre dans ce paragraphe, que la hauteur entre les deux antennes peut être estimée avec les mêmes méthodes d'altimétrie GNSS, la différence de chemin étant également le paramètre permettant d'estimer la hauteur séparant les deux antennes.

Pour une différence de hauteur  $h$  entre les deux antennes, la différence de chemin géométrique entre les signaux reçus pour chacune des antennes est définie par la relation suivante (voir Annexe A) :

$$\begin{aligned} \delta\rho_s^{exp}(t) &= \Delta x \cos(\theta_s^{el}(t)) \cos(\Delta\theta_s^{Az}(t)) - h \sin(\theta_s^{el}(t)) \\ h &= \Delta x \tan(\theta^{exp}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

où  $\delta\rho_s^{exp}$  est la différence de trajet entre les signaux GNSS reçus par chacune des deux antennes,  $\Delta_x$  la distance au sol entre les deux antennes,  $\theta_s^{el}$  est l'élévation du satellite en vue (le signal arrivant avec la même élévation pour les deux antennes), et  $\Delta\theta_s^{Az}$  l'angle entre le plan vertical contenant les deux antennes et le plan vertical contenant le satellite et l'une des antennes. L'angle  $\theta^{exp}$  est, quant à lui, l'angle entre les deux antennes dans un plan vertical.

Ici, la hauteur  $h$  entre les deux antennes est fixée par l'utilisateur ainsi que la distance au sol  $\Delta_x$  et l'orientation du système expérimental. L'angle  $\theta^{exp}$  est donc parfaitement connu, ainsi que l'ensemble de la géométrie du système. L'élévation des satellites ainsi que leurs azimuts étant également connus à l'aide des données d'éphémérides GPS, les angles  $\theta_s^{el}$  et  $\Delta\theta_s^{Az}$  sont donc parfaitement connus.

On obtient alors la relation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{\delta\rho_s^{exp}(t)}{h} &= \frac{\cos(\theta_s^{el}(t)) \cos(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - \sin(\theta_s^{el}(t)) \\ &= \sqrt{\frac{\cos^2(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan^2(\theta^{exp})} + 1} \sin\left(\theta_s^{el}(t) + \arctan^*\left(\frac{\cos(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - 1\right)\right) \\ &= K(t) \sin(\theta_s^{el}(t) + K_0(t)) \end{aligned} \quad (3.24)$$

avec

$$K(t) = \sqrt{\frac{\cos^2(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan^2(\theta^{exp})} + 1} \quad (3.25)$$

et

$$K_0(t) = \arctan^*\left(\frac{\cos(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - 1\right) \quad (3.26)$$

où  $\arctan^*$  est la réciproque "quadrant-specific" de la fonction tangente.

Finalement, la différence de chemin théorique peut donc s'exprimer selon la relation suivante :

$$\delta\rho_s^{exp}(t) = h K(t) \sin(\theta_s^{el}(t) + K_0(t)) \quad (3.27)$$



et la différence de phase théorique entre les deux signaux directs reçus s'exprime donc par :

$$\begin{aligned}
 \delta\theta_s^{exp}(t) &= \frac{2\pi}{\lambda} \delta\rho_s^{exp}(t) = \frac{2\pi f_{L1}}{C} \delta\rho_s^{exp}(t) \\
 &= \frac{2\pi f_{L1}}{C} h \left( \frac{\cos(\theta_s^{el}(t)) \cos(\Delta\theta_s^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - \sin(\theta_s^{el}(t)) \right) \\
 &= \frac{2\pi f_{L1}}{C} h K(t) \sin(\theta_s^{el}(t) + K_0(t))
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Ce dispositif expérimental permet donc de contrôler la différence de chemin entre les deux signaux directs reçus par chacune des antennes et ainsi être en capacité de disposer d'un dispositif de mesure dédié à l'évaluation des différents estimateurs et méthodes dédiés à l'estimateur. Outre la connaissance centimétrique de la géométrie de l'expérience, un tel dispositif permet également de s'affranchir de l'ensemble des effets physiques liés à la réflexion tels qu'une atténuation de la puissance du signal réfléchi par rapport au direct, ou bien encore des effets dus à la rugosité de la surface de réflexion (vague, mer agitée). On s'affranchit également des problèmes liés au changement du niveau de l'eau (effet de marée, ouverture de bassin artificiel,...) qui peuvent être observés durant de longues observations.

Elle sera utilisée, dans le Chapitre 5, afin d'évaluer les méthodes de mesure altimétrique proposées dans les différents chapitres de cette thèse.

## 3.4 Evaluation des performances de l'estimateur

Cette section a pour objectif d'étudier les performances de l'estimateur proposé pour l'estimation de la hauteur  $h$ . Pour cela, une étude des bornes de Cramér-Rao sera réalisée, ainsi qu'une évaluation sur simulation. Les travaux concernant l'étude des bornes de Cramér-Rao ont été réalisés en collaboration avec Miguel Angel Ribot dans le cadre d'une collaboration EPFL-LISIC [81].

### 3.4.1 Evaluation des performances de la mesure altimétrique à partir de l'étude des bornes de Cramér-Rao

Le calcul des bornes de Cramér-Rao permet de fournir la borne inférieure de la variance du meilleur estimateur du paramètre  $h$  défini à partir du modèle de l'équation 3.7 par :

$$var_{BCR}(\hat{h}) \geq \frac{1}{-E \left[ \frac{\partial^2 \ln L(X)}{\partial h^2} \right]} \tag{3.29}$$

où  $\ln L(X)$  représente la log-vraisemblance de l'estimateur.

Ici, les mesures d'amplitude observées sont  $y_s[k]$ , et le modèle de la mesure d'altitude par IPT est modélisé équation 3.16. Pour un satellite  $s$  considéré, on note pour  $N$  observations,  $X = y_s[1, \dots, N] = A_s^G[1, \dots, N] + w_s[1, \dots, N]$ . Pour simplifier les calculs, on pose :

$$\alpha_1 = (A_s^D)^2 + (A_s^R)^2 \quad (3.30)$$

$$\alpha_2 = 2A_s^D A_s^R \quad (3.31)$$

$$\gamma_s[k] = \frac{4\pi f_{L1}}{C} \sin(\theta_s^{el}[k]) \quad (3.32)$$

Et donc on exprime  $A_s^G$  par la relation suivante :

$$A_s^G[k] = \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \quad (3.33)$$

pour  $k \in [1, \dots, N]$ . Dans ce contexte, la hauteur  $h$  est le seul paramètre inconnu. En effet les termes  $(A_s^D)^2 + (A_s^R)^2$  et  $2A_s^D A_s^R$  sont estimés après calibration à partir de l'observation du minimum et du maximum de  $A_s^G$ . Enfin,  $w_s[1, \dots, N]$  est une série de réalisations d'un bruit gaussien de variance  $\sigma^2$ , centré en zéro et supposées indépendantes les unes des autres. La densité de probabilité s'écrit :

$$f_N(y_s[k]; A_s^G[k], \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(\gamma_s[k]h)}}{\sigma} \right)^2} \quad (3.34)$$

et la fonction de vraisemblance s'exprime donc par la relation :

$$\begin{aligned} L(X) &= L(y_s[1], \dots, y_s[N]) = f_N(y_s[1]; A_s^G[1], \sigma) \dots f_N(y_s[N]; A_s^G[N], \sigma) \\ &= \prod_{k=1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])})^2}{2\sigma^2}\right) \\ &= \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2}\right)^{\frac{N}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^N (y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])})^2\right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

On définit alors le log de la vraisemblance, soit :

$$\ln L(X) = \frac{N}{2} \ln \left( \frac{1}{2\pi\sigma^2} \right) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^N \left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right)^2 \quad (3.36)$$

et la dérivée première et seconde par rapport à la hauteur s'écrivent :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln L(X)}{\partial h} &= -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^N \frac{\partial \left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right)^2}{\partial h} \\ &= -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^N \left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right) \left( -\frac{\partial \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])}}{\partial h} \right) \\ &= \sum_{k=1}^N -\frac{\alpha_2 \gamma_s[k]}{2 \sigma^2} \left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right) \frac{\sin(h \gamma_s[k])}{\sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])}} \end{aligned} \quad (3.37)$$

et :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ln L(X)}{\partial h^2} &= \sum_{k=1}^N -\frac{\alpha_2 \gamma_s[k]}{2 \sigma^2} \frac{\partial \left( \left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right) \frac{\sin(h \gamma_s[k])}{\sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])}} \right)}{\partial h} \\ &= \sum_{k=1}^N -\left( \frac{\alpha_2 \gamma_s[k]}{2 \sigma} \right)^2 \frac{\sin^2(h \gamma_s[k])}{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \\ &\quad + \sum_{k=1}^N \left( -\frac{\alpha_2 \gamma_s[k]^2}{2 \sigma^2} \right) \frac{\left( y_s[k] - \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \right) \cos(h \gamma_s[k])}{\sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])}} \end{aligned} \quad (3.38)$$

On souhaite calculer l'expression de  $E \left[ \frac{\partial^2 \ln L(X)}{\partial h^2} \right]$  à partir de la relation 3.38. Compte tenu de la relation 3.34, il est entendu que  $E[y_s[k]] = \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])}$ . On en déduit donc :

$$E \left[ \frac{\partial^2 \ln L(X)}{\partial h^2} \right] = -\frac{\alpha_2^2}{4 N_{obs} \sigma^2} \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_s[k]^2 \sin^2(h \gamma_s[k])}{\alpha_1 + \alpha_2 \cos(h \gamma_s[k])} \quad (3.39)$$

Avec  $N_{obs}$  le nombre d'échantillons considérés pour effectuer la mesure. Il devient alors possible, à partir des relations 3.39 et 3.29, d'étudier les performances de l'estimateur et notamment son comportement avec les différents paramètres définissant la géométrie du système. Ces pa-

ramètres interviennent dans la définition du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi, c'est-à-dire du terme  $\delta\theta_s = 4\pi \frac{f_c}{c} h \sin(\theta_s^{el})$ . Dans la suite de cette section, nous proposons donc d'étudier l'influence de la hauteur et de l'élévation du satellite observé sur l'estimation.

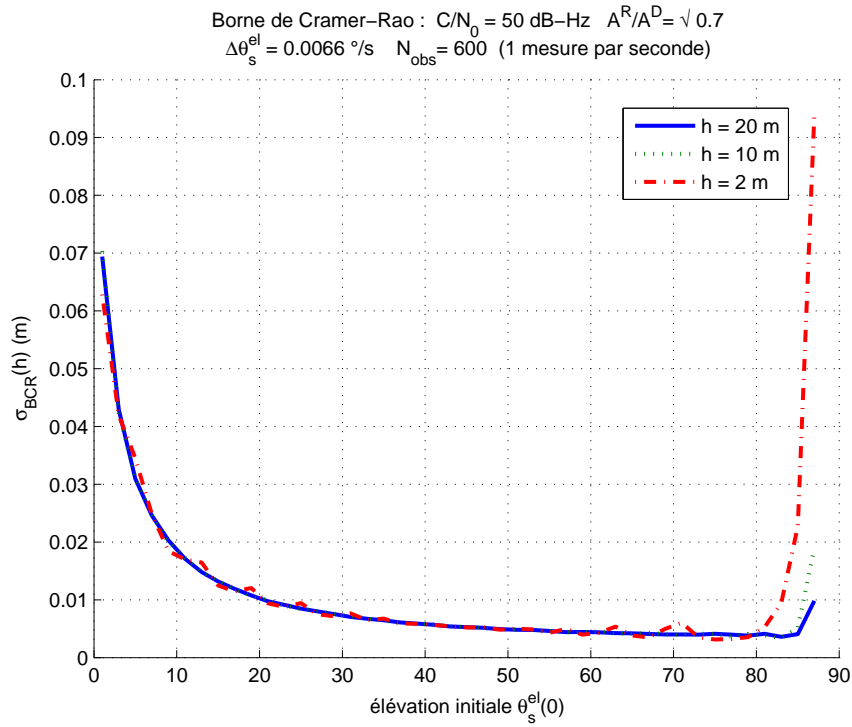


FIGURE 3.7 – Borne de Cramér-Rao pour différentes élévations initiales et pour différentes hauteurs.

De plus, comme il a déjà été constaté section 3.2.2, l'élévation initiale du satellite observé a une influence sur le temps de mesure nécessaire pour observer une période d'oscillation. L'élévation initiale joue donc un rôle important dans le comportement de notre estimateur. La Figure 3.7 montre le comportement de l'estimateur à partir des valeurs de  $\sigma_{BCR}(h) = \sqrt{var_{BCR}(\hat{h})}$ , l'écart-type obtenues par les bornes de Cramér-Rao. L'influence de l'élévation initiale et de la hauteur sont étudiées. On fixe le nombre d'observations à 600, pour un échantillonnage de une mesure par seconde (soit une durée de mesure de 600s). La vitesse de variation de l'élévation est quant à elle fixée à  $\Delta\theta_s^{el} = 0.0066$  °.s<sup>-1</sup>, ce qui correspond à une variation d'élévation de 4° sur 600 secondes d'observation. L'amplitude du signal est définie par un rapport signal à bruit de 50 dB-Hz. Enfin, le rapport  $A^R/A^D$  est fixé à  $\sqrt{0.7}$ , en accord avec un scénario pour lequel le signal est réfléchi par une surface d'eau [107].

On observe, Figure 3.7 une dégradation de la précision de l'estimation pour de faibles éléva-

tions, c'est-à-dire inférieures à  $20^\circ$  d'élévation. Dans ce cas, les variations de  $\sin(\theta_s^{el})$  sont proches de zéro et les variations de  $\cos(\delta\theta_s)$ , qui sont proche de 1, sont très faibles. La fonction modèle est alors peu discriminante.

On remarque également une augmentation de  $\sigma_{BCR}(\hat{h})$  pour de fortes valeurs en élévation. Cette observation est conforme à celle faite pour la Figure 3.3b et est très dépendante de la hauteur d'observation. Ainsi, pour une faible hauteur, de l'ordre de quelques mètres (voir inférieure à la dizaine de mètres), l'utilisation du signal en provenance d'un satellite ayant une élévation supérieure à  $80^\circ$  d'élévation est à proscrire. Dans ce cas, ce sont les faibles variations de  $\sin(\theta_s^{el})$ , proche de 1, qui rendent la fonction modèle peu discriminante.

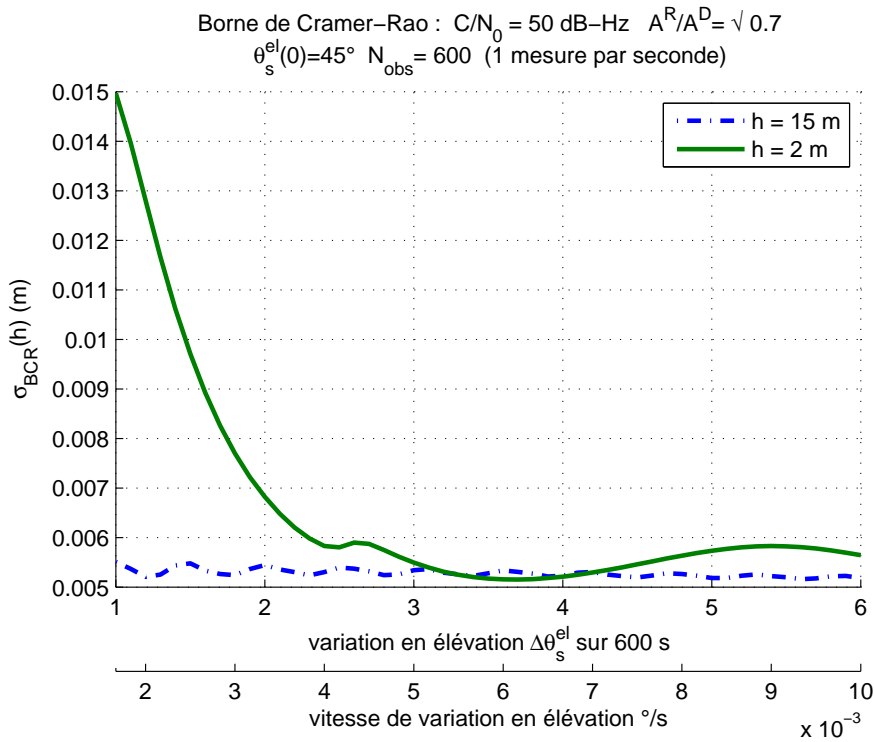


FIGURE 3.8 – Borne de Cramér-Rao pour différentes variations d'élévation et différents hauteurs de récepteur.

La Figure 3.8 montre la valeur de  $\sigma_{BCR}(\hat{h})$  calculée pour différentes vitesses de variation en élévation. La variation en élévation  $\Delta\theta_s^{el}$  est définie entre  $1^\circ$  et  $5^\circ$  pour une durée d'observation de 600 secondes, ce qui correspond à une vitesse d'évolution de l'élévation comprise entre  $0.0016^\circ.s^{-1}$  et  $0.010^\circ.s^{-1}$ . Ces paramètres sont testés pour une élévation initiale de  $45^\circ$  et pour plusieurs hauteurs de récepteur. On observe que, conformément à ce qui est observé section 3.2.2 et notamment Figure 3.3, pour une faible hauteur et une faible vitesse de variation, l'erreur  $\sigma_{BCR}(\hat{h})$  est très importante.

Pour conclure, à partir du modèle de l'équation 3.16 et de l'étude des bornes de Cramér-Rao et le calcul de  $\sigma_{BCR}(\hat{h})$ , on déduit que les performances sur les mesures altimétriques à faible altitude dépendent principalement de l'élévation initiale du satellite observé et de sa vitesse de variation en élévation. En effet, pour une hauteur de quelques mètres, l'estimateur est peu robuste pour des élévations supérieures à 75-80° ou inférieures à 20-25°, et pour de faibles vitesses d'élévation inférieures à  $0.005^\circ \cdot s^{-1}$ , soit une variation inférieure à 3° d'élévation pour 600 secondes d'observation. Pour des altitudes plus élevées, de l'ordre de la dizaines de mètres, l'estimation est bien plus robuste aux différents critères énoncés précédemment, excepté pour de faibles élévations.

### 3.4.2 Evaluation des performances de l'estimateur proposé sur données synthétiques

Afin de poursuivre l'étude des performances de l'estimateur proposé section 3.3, l'étude des bornes de Cramér-Rao est complétée par une étude sur données synthétiques utilisant des élévations de satellites réels.

Les signaux synthétiques sont générés à partir de l'équation 3.16. Le rapport de puissance entre les signaux direct et réfléchi est quant à lui fixé à  $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$  (réflexion sur une surface d'eau calme). Les mesures d'élévation utilisées dans la simulation correspondent aux satellites de la constellation GPS en vue à Calais (En France, coordonnées 50° 55' 14.093" N, 1° 56' 59.44" E), le 25 Septembre 2013 à 11 heures 52 minutes et 39 secondes. Enfin, par rapport à la surface de réflexion, la hauteur des antennes recevant les signaux direct et réfléchi est fixée à 2 mètres.

On calcul le RMSE (pour Root Mean Square Error), pour une mesure de hauteur obtenue avec  $N_{obs}$  observations et un échantillonnage de la mesure à 1 Hz. Le calcul du RMSE est effectué pour 100 réalisations de  $A_s^G$ . Les mesures de hauteur sont réalisées chaque minute pour une durée totale de 130 minutes. Le modèle servant à l'estimation est défini selon les relations 3.17 et 3.18, et la hauteur est recherchée avec un pas de  $10^{-3}$ m dans un intervalle borné entre 0 et 5 m.

La Figure 3.9 représente les simulations réalisées sur données synthétiques. Les Figures 3.9a et 3.9b montrent l'élévation des satellites utilisés pour nos simulations et leurs vitesses de variation en fonction du temps. Les zones grisées sur les courbes correspondent aux élévations utilisées pour remplir les tableaux 3.1, 3.2 et 3.3. Les Figures 3.9c et 3.9d représentent le RMSE calculé pour l'estimation de la hauteur  $\hat{h}$  à chaque minute après 600 secondes de mesure. L'amplitude de  $A_s^G$  est fixée avec un  $C/N_0$  constant de 50 dB-Hz. Les Figures 3.9c et 3.9d représentent donc

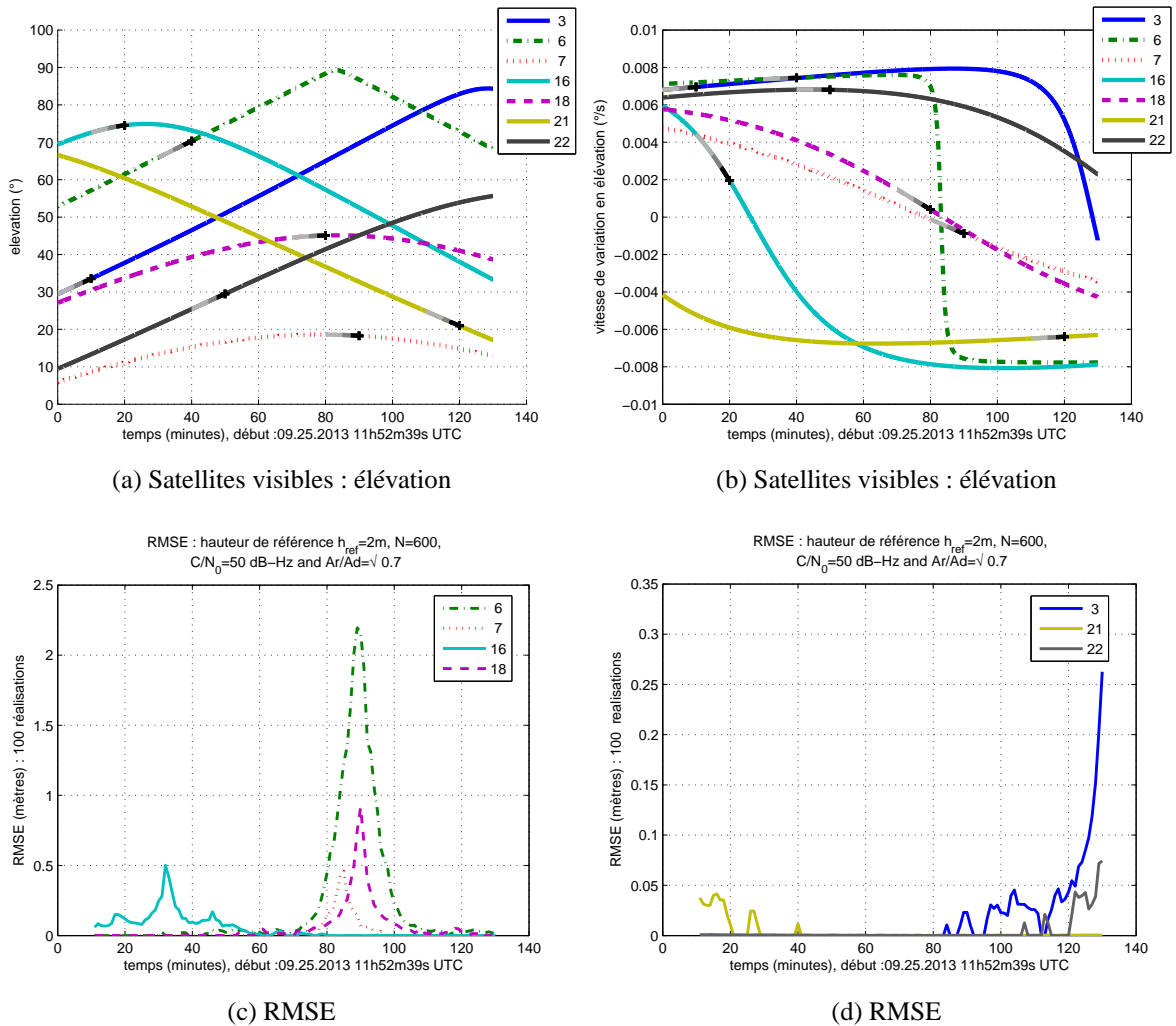


FIGURE 3.9 – Simulations sur données synthétiques.

le RMSE en fonction du temps correspondant aux élévations affichées Figure 3.9a. La Figure 3.9c montre la valeur de RMSE obtenue pour les satellites atteignant une vitesse de variation en élévation proche de zéro (ou proche de la valeur maximale en élévation du satellite) au cours des 130 minutes de simulation, c'est-à-dire les satellites 6, 7, 16 et 18. La Figure 3.9d représente, quant à elle, le RMSE pour les satellites ayant une vitesse de variation élevée (sauf pour la fin de la simulation), c'est-à-dire les satellites 3, 21, 27.

On observe, sur la Figure 3.9c, que la valeur de RMSE augmente lorsque les vitesses d'élévation sont inférieures à  $2-3 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ \cdot \text{s}^{-1}$ . Pour le satellite 6, la valeur du RMSE obtenue est bien plus importante car ce dernier possède une élévation élevée, proche de  $90^\circ$ . On observe également, Figure 3.9d que la valeur du RMSE pour les satellites 3 et 22 croît pour une élévation élevée. Cet effet est également dû à une diminution de la vitesse de variation et donc une diminution

de la fréquence d'oscillation de l'amplitude du signal. Ces résultats sont en accord avec l'étude des bornes de Cramér-Rao effectuée section 3.4.1.

En complément des résultats Figure 3.9, l'erreur RMSE de  $\hat{h}$  est calculée pour différentes valeurs de  $C/N_0$  et durées de mesure. Ainsi, on calcule RMSE pour des  $C/N_0$  constant de 50 dB-Hz, 45 dB-Hz et 35 dB-Hz et pour 600, 300 et 150 secondes (soit  $N_{obs}$  égaux à 600, 300 et 150). Ces durées correspondent à une période, demi-période et quart de période d'oscillation pour un satellite ayant une élévation initiale de  $35^\circ$  et une vitesse de variation d'élévation réaliste de  $6.8^\circ/s$  (comme observé Figure 3.9b pour le satellite 3 à 12h02m). Pour chacune des simulations effectuées, le RMSE est calculé avec 1000 tirages de Monté-Carlo. Le rapport de puissance entre l'amplitude du signal direct et réfléchi est inchangé, soit  $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .

Les résultats sont présentés dans les Tableaux 3.1, 3.2 et 3.3 pour respectivement 600, 300 et

$RMSE(\hat{h})$ (en mètres)	$C/N_0$ 50 dB-Hz	$C/N_0$ 45 dB-Hz	$C/N_0$ 35 dB-Hz	élévation moyenne ( $^\circ$ )	vitesse d'élévation ( $^\circ.s^{-1}$ )
<b>sat 3 ( 12h02 UTC )</b>	0.001	0.001	0.027	31.49	0.0068782
<b>sat 6 ( 12h32 UTC )</b>	0.005	0.016	0.090	68.11	0.007408
sat 7 ( 13h22 UTC )	0.072	0.131	0.432	18.48	-0.0005009
sat 16 ( 12h12 UTC )	0.107	0.143	0.596	73.68	0.0032739
sat 18 ( 13h12 UTC )	0.098	0.1302	0.484	44.85	0.00094501
<b>sat 21 ( 13h52 UTC )</b>	0.000	0.001	0.014	22.88	-0.0064423
<b>sat 22 ( 12h42 UTC )</b>	0.000	0.001	0.045	27.45	0.0068125

TABLE 3.1 – RMSE de la hauteur estimée  $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 600 secondes ( $N_{obs} = 600$ ). Hauteur de référence  $h = 2$  m et  $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .

150 secondes d'observation. Comme observé sur les courbes grisées Figure 3.9a et 3.9b, on distingue deux configurations d'élévation de satellites pour le calcul du RMSE. La première correspond à des satellites ayant une vitesse d'élévation supérieure à  $6.10^{-3} \text{ }^\circ.s^{-1}$  en valeur absolue, c'est-à-dire les satellites 3, 6, 21 et 22 (en gras dans les tableaux). Les intervalles de mesure choisis sont associés à une faible élévation, entre  $20^\circ$  et  $35^\circ$ , pour les satellites 3, 21 et 22 ; et une forte élévation, supérieure à  $70^\circ$  pour le satellite 6. La seconde configuration correspond à des intervalles de mesures pour des satellites ayant une faible vitesse d'élévation, inférieure à  $3.10^{-3} \text{ }^\circ.s^{-1}$ , c'est-à-dire les satellites 7, 16, 18 dans les tableaux 3.1, 3.2, 3.3. Le satellite 16 a une élévation initiale importante, proche de  $75^\circ$ , le satellite 18 a un angle d'élévation de près de  $45^\circ$ , et le satellite 7 a une faible élévation d'environ  $18^\circ$ . Enfin on notera que les vitesses d'élévation des satellites 16 et 18 sont proches de zéro, ce qui implique une très forte diminution du nombre d'oscillations observables.



$RMSE(\hat{h})$ (en mètres)	$C/N_0$ 50 dB-Hz	$C/N_0$ 45 dB-Hz	$C/N_0$ 35 dB-Hz	élévation moyenne ( $^{\circ}$ )	vitesse d'élévation ( $^{\circ}.s^{-1}$ )
<b>sat 3 ( 11h57 UTC )</b>	0.005	0.027	0.152	32.52	0.0069171
<b>sat 6 ( 12h32 UTC )</b>	0.059	0.080	0.286	69.22	0.0074271
sat 7 ( 13h22 UTC )	0.183	0.245	0.849	18.41	-0.00069235
sat 16 ( 12h12 UTC )	0.232	0.313	1.162	74.17	0.0026515
sat 18 ( 13h12 UTC )	0.457	0.625	1.558	44.99	0.00067616
<b>sat 21 ( 13h52 UTC )</b>	0.001	0.018	0.224	21.92	-0.0064189
<b>sat 22 ( 12h42 UTC )</b>	0.001	0.011	0.152	28.47	0.0068116

TABLE 3.2 – RMSE de la hauteur estimée  $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 300 secondes ( $N_{obs} = 300$ ). Hauteur de référence  $h = 2$  m et  $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .

$RMSE(\hat{h})$ (en mètres)	$C/N_0$ 50 dB-Hz	$C/N_0$ 45 dB-Hz	$C/N_0$ 35 dB-Hz	élévation moyenne ( $^{\circ}$ )	vitesse d'élévation ( $^{\circ}.s^{-1}$ )
<b>sat 3 ( 11h57 UTC )</b>	0.116	0.153	0.681	33.04	0.0069366
<b>sat 6 ( 12h32 UTC )</b>	0.146	0.198	0.708	69.77	0.0074365
sat 7 ( 13h22 UTC )	0.412	0.553	1.473	18.36	-0.00078736
sat 16 ( 12h12 UTC )	0.685	0.937	1.889	74.37	0.0023099
sat 18 ( 13h12 UTC )	1.340	1.570	2.464	45.05	0.00054029
<b>Sat 21 ( 13h52 UTC )</b>	0.067	0.111	0.431	21.43	-0.0064072
<b>Sat 22 ( 12h42 UTC )</b>	0.123	0.168	0.644	28.98	0.0068092

TABLE 3.3 – RMSE de la hauteur estimée  $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 150 secondes ( $N_{obs} = 150$ ). Hauteur de référence  $h = 2$  m et  $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .

Dans un premier temps, on observe que la valeur de RMSE augmente lorsque le rapport  $C/N_0$  diminue. On peut donc en conclure que le comportement de l'estimateur proposé dans ce chapitre est physiquement cohérent avec ce que l'on pourrait observer pour une constellation de satellites GPS réelle.

Dans les Tableaux 3.1 et 3.2, on observe que les valeurs de RMSE concernant les satellites 3, 21 et 22 correspondent aux bornes de Cramér-Rao étudiées Section 3.4.1. La précision centimétrique est atteinte à cause de leurs fortes vitesses d'élévation. Cependant, pour une observation de 300 secondes et un rapport  $C/N_0 = 35$  dB-Hz, seule la précision décimétrique est atteinte. Le nombre d'observations semble donc être une des limitations de la méthode d'estimation proposée. En effet, on observe Tableau 3.3 que la précision centimétrique n'est jamais atteinte et cela même pour un fort rapport  $C/N_0$  de 50 dB-Hz. Cela est dû au fait qu'une durée d'observation de 150 secondes ne permet de couvrir qu'une partie de la période d'oscillation et ne permet pas de déterminer la fréquence d'oscillation de  $\cos(\delta\theta_s)$ .

Les résultats de RMSE concernant le satellite 6 montrent une précision moindre dans l'estimation de  $\hat{h}$  et cela en dépit du fait que la vitesse de variation en élévation est similaire, voire supérieure, aux satellites 3, 21 et 22. Ces résultats s'expliquent par l'élévation importante du satellite 6 et sont en accord avec le comportement observé durant l'étude des bornes de Cramér-Rao. En effet, cela correspond à une fréquence d'oscillation plus faible de l'amplitude  $A_s^G$ , donc plus difficilement observable et estimable.

Les résultats obtenus pour les satellites 7, 16 et 18 et présentés dans les tableaux 3.1, 3.2 et 3.3, sont également en accord avec les performances attendues et déduites des bornes de Cramér-Rao. La précision atteinte est de l'ordre du mètre, ce qui s'explique par la faible vitesse d'élévation des satellites 7, 16 et 18. En effet, cette faible vitesse d'élévation ne permet pas d'observer d'oscillations de  $\cos(\delta\theta_s)$ . Aucune période d'oscillation de  $A_s^G$  n'est alors observable pour des vitesses de variation en élévation proche de zéro.

### 3.5 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'Interference Pattern Technique, qui est une technique de mesure d'altitude utilisant le rapport signal à bruit issu de la combinaison des signaux direct et réfléchi. Cette technique permet de mesurer la hauteur entre la surface de réflexion et les antennes réceptrices en observant la fréquence d'oscillation de l'amplitude du signal. L'IPT est une technique GNSS-R qui nécessite un faible investissement matériel. En effet, la puissance du signal qui est observé, c'est-à-dire le rapport  $C/N_0$ , est fourni par un récepteur GNSS classique qui traite le signal direct.

Il est présenté, dans ce chapitre, une méthode de normalisation de l'amplitude du signal GNSS permettant de diminuer la durée d'observation nécessaire pour réaliser une mesure altimétrique. L'estimateur proposé repose sur l'ajustement d'un modèle sur l'amplitude mesurée du signal. La modélisation est rendue possible grâce à une étape de calibration réalisée par une variation de la hauteur de l'antenne réceptrice. La méthode d'estimation est présentée, et ses performances sont évaluées. Une étude des bornes de Cramér-Rao est alors réalisée, ainsi qu'une étude de l'influence de la géométrie du système (configuration de la constellation GNSS visible). On montre que cette méthode d'estimation permet d'atteindre des précisions centimétriques pour moins de 10 minutes d'observation. Cela constitue donc une diminution importante du temps de mesure comparée à la méthode IPT classique (fréquence d'oscillation du signal estimée par transformée de Fourier).

Cependant, la méthode proposée n'est pas utilisable dans une application dynamique. En effet, les temps de mesures sont trop longs et la méthode de calibration est difficile à réaliser dans ce

cas. Pour diminuer le temps de mesure et supprimer l'étape de calibration, nous proposons au Chapitre 4 d'observer et de traiter directement la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi qui est à l'origine des oscillations du rapport signal à bruit exploité pour l'Interference Pattern Technique.

# Chapitre 4

## Estimateur circulaire appliqué à l'altimétrie GNSS-R

### 4.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de proposer un estimateur de hauteur issu de la mesure du déphasage entre le signal direct et le signal réfléchi. Dans ce contexte, nous présenterons un nouveau type de récepteur, que nous avons développé, dédié à la mesure de la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi.

Compte tenu de la géométrie des systèmes d'altimétrie GNSS-R, la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi évolue linéairement avec le sinus de l'élévation du satellite observé. Cette évolution linéaire est proportionnelle à l'altitude séparant la surface de réflexion et le dispositif de réception. La pente d'évolution du délai de phase est donc le paramètre à estimer pour effectuer la mesure altimétrique. Cependant, le caractère angulaire de cette mesure ne permet pas d'appliquer les techniques classiques du domaine linéaire. On propose, dans ce chapitre, une technique de déroulement de la phase permettant de linéariser la mesure de différence de phase entre les signaux direct et réfléchi. On peut alors estimer la hauteur entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion à l'aide d'une régression linéaire.

On propose aussi dans ce chapitre, une seconde approche qui consiste à effectuer une régression linéaire dans le domaine circulaire. Une évaluation des estimateurs d'altitude proposés sera réalisée sur données synthétiques. Les estimateurs proposés dans ce chapitre seront appliqués sur données réelles dans le Chapitre 5.

## 4.2 Altimétrie GNSS-R par la mesure de phase

Cette section a pour but de présenter un nouveau type de récepteur mono-voie permettant d'observer la phase des signaux direct et réfléchi, et la différence de phase entre ces deux signaux. L'architecture matérielle et logicielle du récepteur proposé sera présentée, ainsi que les traitements permettant de construire l'observable de délai de phase entre les signaux direct et réfléchi. Enfin le lien entre la mesure de phase et la hauteur à mesurer sera présenté.

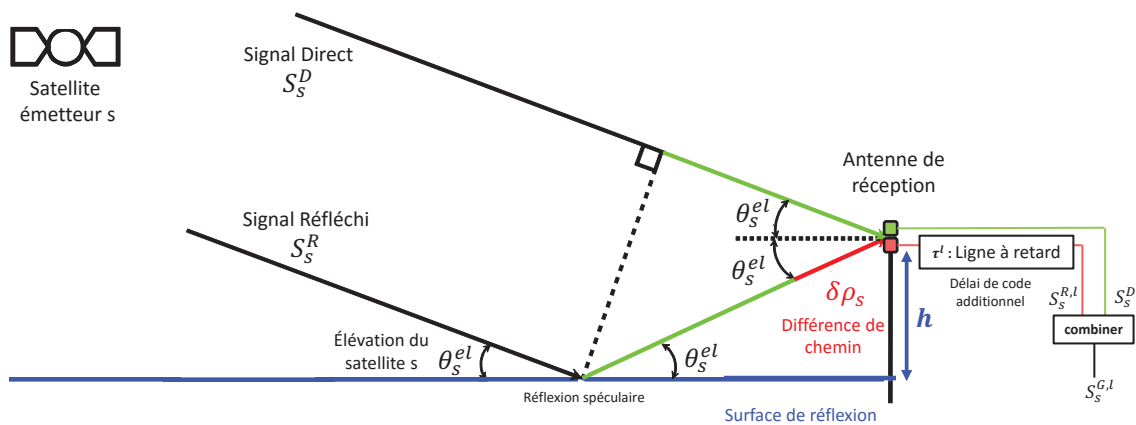


FIGURE 4.1 – Récepteur mono-voie avec ligne à retard et géométrie du système.

### 4.2.1 Architecture matérielle du récepteur

La Figure 4.1 décrit la géométrie d'un altimètre GNSS-R au sol et les composantes du récepteur développé au Laboratoire LISIC. La géométrie du système de la Figure 2.14 est identique à celle décrite section 2.3.4. On définit  $h$  comme étant la hauteur entre les antennes de réception et la surface de réflexion. Dans notre approche, on considère que le dispositif de réception des signaux directs et réfléchis est constitué de deux antennes, l'une pour réceptionner le signal direct (en polarisation circulaire droite RHCP), et l'autre pour réceptionner le signal réfléchi (en polarisation circulaire gauche LHCP). En pratique, il est possible d'observer plusieurs réflexions simultanées. La hauteur entre le dispositif de réception et la surface de réflexion est déduite de la mesure de la différence de chemin  $\delta\rho_s$  entre les signaux direct et réfléchi exprimée selon la relation 1.19.

La position du pic de corrélation du signal réfléchi est modifiée à l'aide d'une ligne à retard, induisant un décalage en délai de code  $\tau^l$  connu, puis est sommé avec le signal direct. Le but de l'ajout de la ligne à retard est de différencier les signaux direct et réfléchi à l'aide du code

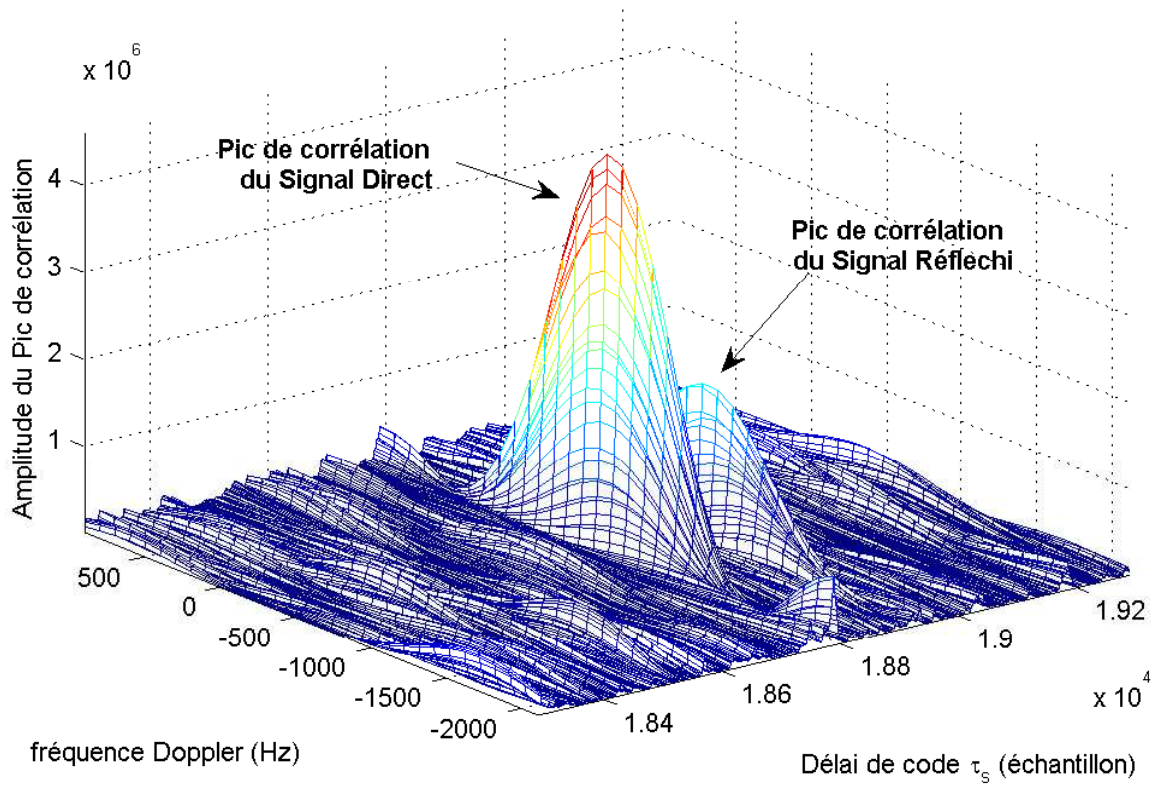


FIGURE 4.2 – Acquisition réalisée avec la ligne à retard.

$CA_s$ . En effet, comme présenté Figure 4.2, on observe ainsi une séparation distincte des pics de corrélation du signal direct et du signal réfléchi. Dans ce cas, le signal reçu par les antennes est numérisé sur une seule et unique voie. Cette approche présente l'avantage de diminuer la quantité de données à traiter et de s'affranchir des problèmes de synchronisation propres aux systèmes multi-antennes.

#### 4.2.2 Construction de l'observable de délai de phase entre les signaux direct et le signal réfléchi

Pour un satellite  $s$ , l'expression du signal reçu après combinaison des signaux direct et réfléchi,  $S_s^{G,l}$ , s'exprime par l'expression :

$$S_s^{G,l}(t) = S_s^D(t) + S_s^{R,l}(t) \quad (4.1)$$

avec  $S_s^D$  la composante du signal direct en provenance du satellite  $s$ , qui est donnée par :

$$S_s^D(t) = A_s^D C A_s \left( t + \tau_s^D(t) \right) \sin \left( 2\pi f_s^D(t_0) t + \theta_s^D(t) \right) + \nu_s^D(t) \quad (4.2)$$

et  $S_s^{R,l}$  la composante du signal réfléchi ayant un retard de délai de code additionnel  $\tau^L$  apporté par la ligne à retard. Son expression pour un satellite visible  $s$  est donnée par :

$$S_s^{R,l}(t) = A_s^R C A_s \left( t + \tau_s^D(t) + \delta\rho_s/C + \tau^l \right) \sin \left( 2\pi f_s^D(t_0) t + \theta_s^D(t) + \delta\theta_s(t) \right) + \nu_s^R(t) \quad (4.3)$$

Ici,  $A_s^D$  et  $A_s^R$  sont les amplitudes respectives des signaux direct et réfléchi en provenance du satellite  $s$ ,  $C A_s$  est le code CDMA émis par le satellite  $s$  (répété avec une période  $T_c = 1ms$ ), et  $\nu_s^D$  et  $\nu_s^R$  sont des bruits blancs gaussiens associés au bruit de mesure.  $C$  est la vitesse de la lumière.  $\tau_s^D$  est le délai de code du signal direct,  $f_s^D$  la fréquence du signal direct et  $\theta_s^D$  la phase correspondante. L'ensemble de ces paramètres est traité par une boucle de poursuite appliquée au signal direct (après acquisition).

Les signaux direct et réfléchi étant séparés par un retard en délai de code  $\tau^l$ , dont la valeur est connue, il est possible de poursuivre séparément la composante du signal direct et celle du signal réfléchi. Sur la Figure 4.2, le retard  $\tau^l$  est de  $10\mu s$ .

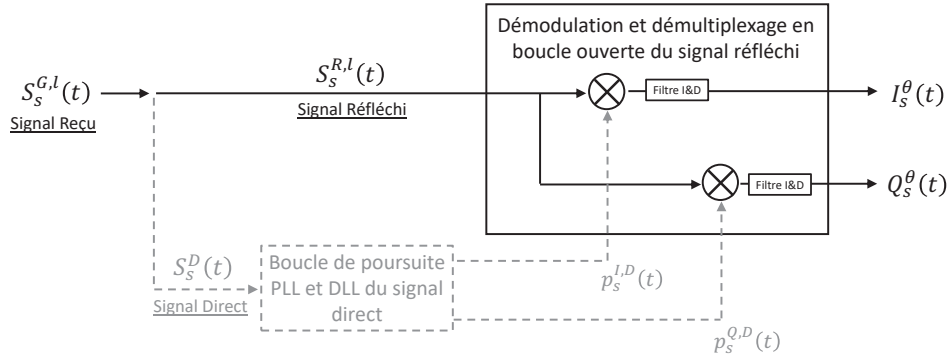
Le retard en délai de code pour le signal réfléchi  $\tau_s^R$  est  $\tau_s^R = \tau_s^D + \delta\rho_s/C$  où  $\delta\rho_s$  est la différence de chemins entre les signaux direct et réfléchi. La phase du signal réfléchi est  $\theta_s^R = \theta_s^D + \delta\theta_s$  avec le délai de phase  $\delta\theta_s$  entre les signaux direct et réfléchi, qui dépend de la différence de chemin entre les deux signaux, c'est-à-dire  $\delta\theta_s = \frac{4\pi}{\lambda} \delta\rho_s$ .

La méthode utilisée pour construire une observable de la différence de phase  $\delta\theta_s$ , ou délai de phase, consiste à soustraire la phase du signal direct à la phase du signal réfléchi. On présente, Figure 4.3 une architecture du récepteur permettant de construire une observable de la différence de phase  $\delta\theta_s$ .

On définit  $I_s^\theta$  et  $Q_s^\theta$ , les composantes en phase et en quadrature de phase à l'instant  $t$  de la  $n^{\text{ième}}$  période de code  $T_c$ .  $I_s^\theta$  et  $Q_s^\theta$  sont obtenus après démodulation du signal réfléchi  $S_s^{R,l}$  par des répliques locales  $p_s^{I,D}$  et  $p_s^{Q,D}$  du signal direct [93], soit :

$$I_s^\theta(t) = \int_t^{t+T_c} S_s^{R,l}(k) p_s^{I,D}(k) dk \quad (4.4)$$

$$Q_s^\theta(t) = \int_t^{t+T_c} S_s^{R,l}(k) p_s^{Q,D}(k) dk \quad (4.5)$$


 FIGURE 4.3 – Architecture de récepteur pour la construction de  $I_s^\theta$  et  $Q_s^\theta$ .

où  $p_s^{I,D}(t)$  et  $p_s^{Q,D}(t)$ , les répliques locales, sont fournies par la boucle de poursuite du signal direct :

$$p_s^{I,D}(t) = CA_s \left( t + \tau_s^D(t) + \tau^l \right) \sin \left( 2\pi f_s^D(t_0) t + \theta_s^D(t) \right) \quad (4.6)$$

$$p_s^{Q,D}(t) = CA_s \left( t + \tau_s^D(t) + \tau^l \right) \cos \left( 2\pi f_s^D(t_0) t + \theta_s^D(t) \right) \quad (4.7)$$

Finalement les expressions 4.4 et 4.5 deviennent :

$$I_s^\theta(t) = \frac{A_s^R}{2} \Lambda(\delta\rho_s/C) \cos(\delta\theta_s(t)) + \nu_s^{I,\theta}(t) \quad (4.8)$$

$$Q_s^\theta(t) = \frac{A_s^R}{2} \Lambda(\delta\rho_s/C) \sin(\delta\theta_s(t)) + \nu_s^{Q,\theta}(t) \quad (4.9)$$

où  $\Lambda(\cdot)$  est la fonction de d'autocorrélation du code CDMA,  $\nu_s^{I,\theta}$  et  $\nu_s^{Q,\theta}$  des bruits gaussiens associés à la mesure de  $I_s^\theta(t)$  et  $Q_s^\theta(t)$ . Dans notre approche, le signal réfléchi n'est pas démodulé et démultiplexé par une boucle de poursuite, donc on ne dispose pas de mesures de son décalage. Cependant on suppose que  $\Lambda(\delta/C)$  est différent de zéro pour pouvoir disposer de valeurs  $I_s^\theta$  et  $Q_s^\theta$  non nulles. Cette hypothèse est vérifiée pour des hauteurs mesurées inférieures à 200 mètres.

La Figure 4.4 représente l'architecture globale du système permettant d'obtenir le délai de phase entre le signal direct et le signal réfléchi. Les observables de phase sont calculés avec l'expression suivante :

$$\delta\theta_s(t) = \arctan \left( \frac{Q_s^\theta(t)}{I_s^\theta(t)} \right) \quad (4.10)$$



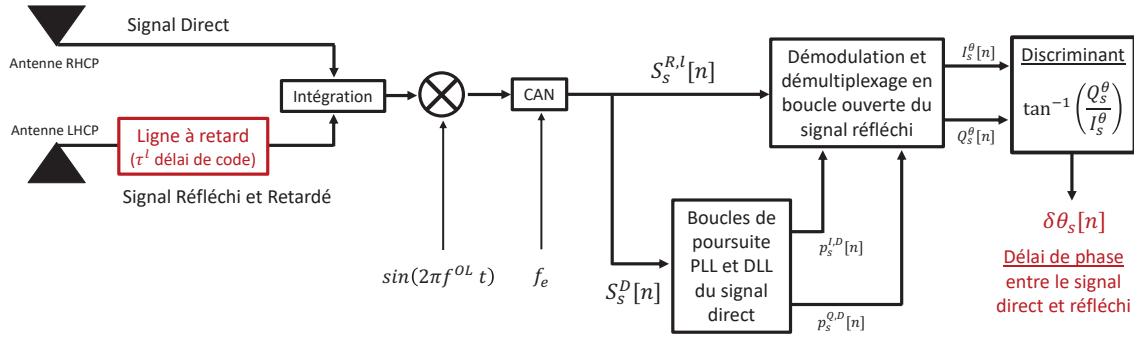


FIGURE 4.4 – Construction de l'observable  $\delta\theta_s$ .

On a alors le modèle d'observation suivant (d'après 3.8 et [58]) :

$$\delta\theta_s(t) = \left( \frac{4\pi}{\lambda} h \sin(\theta_s^{el}(t)) \right) \text{mod}[2\pi] \quad (4.11)$$

où on note  $\lambda = \frac{c}{f_{L1}} \approx 19.05\text{cm}$ , la longueur d'onde de la porteuse du signal GPS L1.

La Figure 4.5 présente plusieurs exemples de mesures de délai de phase  $\delta\theta_s$  obtenues pour différentes hauteurs et une durée d'observation de 30 secondes. On observe que la mesure de phase est une fonction circulaire qui évolue de manière linéaire avec le sinus de l'élévation  $\sin(\theta_s^{el})$ . On observe également, Figure 4.5, que la hauteur  $h$  est directement liée au coefficient directeur de l'évolution de la mesure de phase.

Les observations de  $\delta\theta_s$  échantillonnées s'expriment par la relation suivante :

$$y_s[n] = \left( \frac{4\pi}{\lambda} h \sin(\theta_s^{el}[n]) + \eta_{s,\kappa}[n] \right) \text{mod}[2\pi] \quad (4.12)$$

avec  $\eta_{s,\kappa}$  un bruit de von Mises, de moyenne nulle et dont le paramètre de concentration  $\kappa_s$  correspond au bruit de mesure associé à la mesure de la différence de phase  $\delta\theta_s$  (voir section 4.4.1). Le délai de phase observé  $y_s[n]$  est une donnée angulaire  $2\pi$ -périodique. Ainsi, comme dans la section 3.3.2 (relation 3.22), l'estimation de la hauteur  $h$  est directement déduite du paramètre  $\beta = \frac{4\pi}{\lambda} h$ , qui symbolise la pente d'évolution de  $\delta\theta_s$ , par la relation suivante :

$$h = \frac{\beta\lambda}{4\pi} \quad (4.13)$$

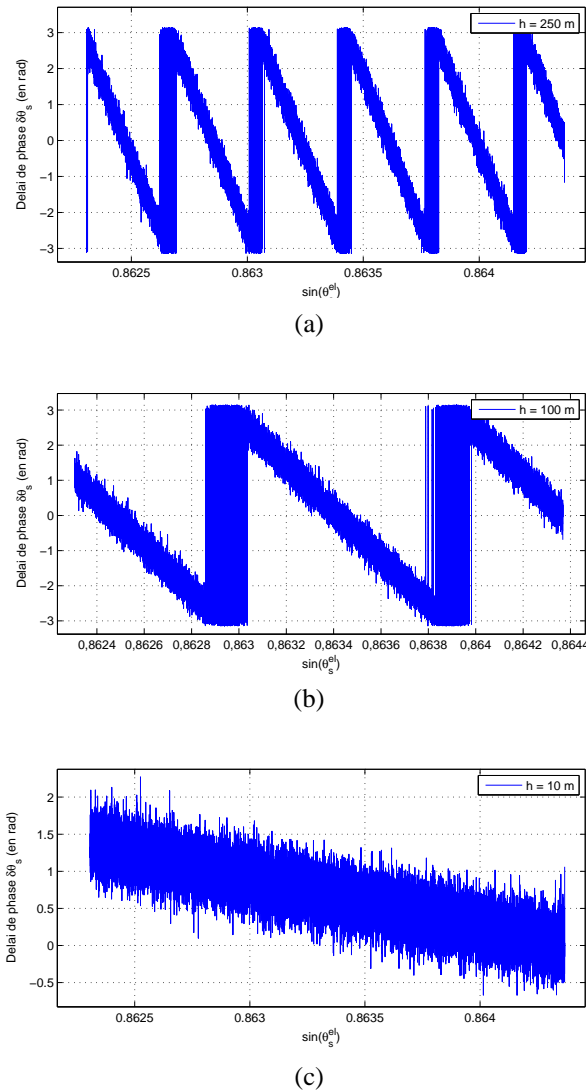


FIGURE 4.5 – Exemple d'évolution du délai de phase  $\delta\theta_s$  en fonction de  $\sin(\theta_s^{el}(t))$  pour 30 secondes de données synthétiques.

### 4.3 Estimation par régression linéaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi

L'objectif de cette section est de permettre l'estimation du coefficient directeur de l'évolution linéaire des mesures de phase pour en déduire une mesure de hauteur entre le dispositif de réception (les antennes) et la surface de réflexion. La mesure de phase étant une donnée angulaire, il est nécessaire de la dérouler pour pouvoir effectuer une régression linéaire et ainsi estimer la pente de l'évolution des observations bruitées de différence de phase. Cette section présente une technique robuste permettant de dérouler la mesure de différence de phase  $\delta\theta_s$ .

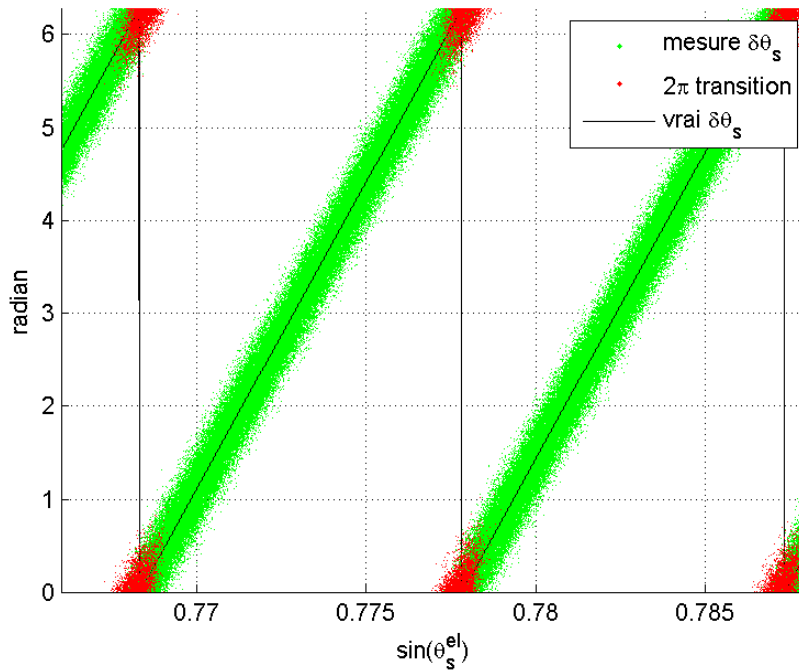


FIGURE 4.6 – Évolution typique de la mesure de  $\delta\theta_s$ .

### 4.3.1 Problématique du déroulement de la phase

La Figure 4.6 montre un exemple d'évolution de  $\delta\theta_s$  en fonction du sinus de l'élévation. On observe que compte tenu du bruit de mesure, il existe un grand nombre de transitions  $2\pi$  lorsque la valeur de l'angle atteint une valeur proche de la borne de définition. On observe que l'évolution du délai de phase  $\delta\theta_s$  ne possède que trois transitions, tandis que l'on constate un grand nombre de transitions de  $2\pi$  sur les observations de  $\delta\theta_s$ . Il est donc compliqué de différencier les transitions provoquées par le bruit des vraies transitions du signal.

L'une des approches classiquement utilisées pour réaliser le déroulement d'une série de mesures angulaires consiste à utiliser la fonction `unwrap` de Matlab. Cette dernière permet de "dérouler" une série temporelle de mesure d'angles en détectant les différences d'angles entre deux mesures successives supérieures ou égales à  $\pi$  (ou inférieures ou égales à  $-\pi$ ), puis en effectuant une correction de la mesure par l'ajout de  $2\pi$  (ou la soustraction de  $2\pi$ ). Cette fonction ne requière donc aucune connaissance sur l'évolution de la mesure. Il s'agit d'un processus itératif car les corrections se cumulent au cours du temps. Cette approche est efficace lorsque le bruit de mesure est modéré, comme observé Figure 4.7a. Cependant lorsque les bruits de mesure sont trop importants, une variation instantanée de  $\pi$  peut ne pas correspondre à une transition de  $2\pi$  et ainsi entraîner une erreur dans le déroulement de la mesure. Un exemple de déroulement

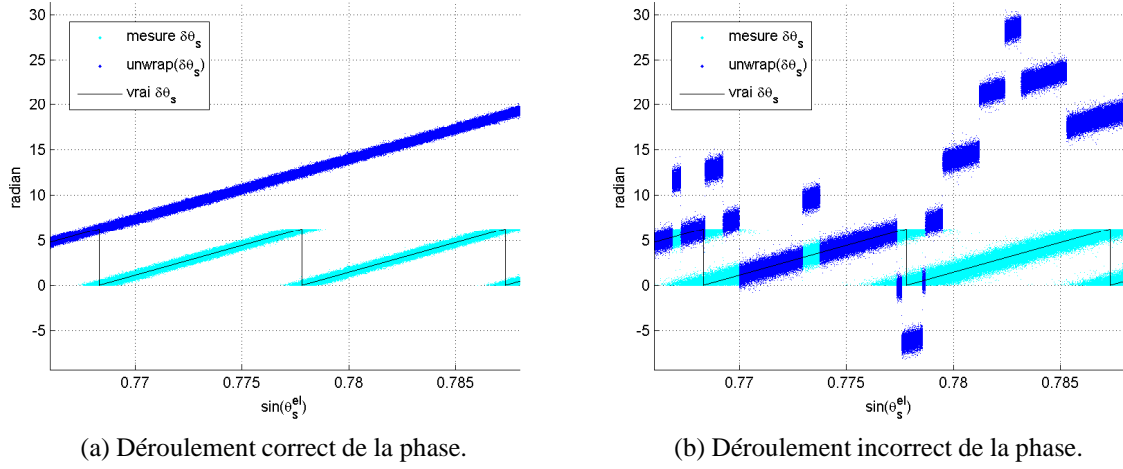


FIGURE 4.7 – Exemple de  $\text{unwrap}(\delta\theta_s)$  sur données synthétiques.

erroné peut être observé Figure 4.7b. Dans un tel cas, il est impossible d’estimer correctement la hauteur  $h$  car la pente mesurée après déroulement de la mesure d’angle est fautive.

### 4.3.2 Déroulement de la phase par pondération circulaire

Nous proposons dans un premier temps une méthode de déroulement du délai de phase basée sur une inversion par moindres carrés de l’expression de  $h$ .

Compte tenu de la périodicité de  $2\pi$  de la mesure du délai de phase  $\delta\theta_s$ , il existe plusieurs valeurs de  $h$  qui permettent d’inverser la mesure de  $\delta\theta_s$  décrite équation 4.12. En effet, pour chaque mesure donnée à un instant  $t_n$ , on a la relation suivante :

$$\left( \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n])}{\lambda} h \right) \bmod[2\pi] = \left( \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n]) \left( h + p \frac{\lambda}{2 \sin(\theta_s^{el}[n])} \right)}{\lambda} \right) \bmod[2\pi] \quad (4.14)$$

On note alors  $h_s^p$ , avec  $p$  un entier relatif tel que  $p \in \mathbb{Z}$ , toute hauteur pouvant inverser l’équation 4.12 :

$$h_s^p[n] = h + p \frac{\lambda}{2 \sin(\theta_s^{el}[n])} \quad (4.15)$$

La périodicité de  $\delta\theta_s$  implique donc une ambiguïté sur la valeur du paramètre  $h$ , qui correspond à  $\frac{\lambda}{2 \sin(\theta_s^{el}(t))}$ . On notera également que contrairement à la hauteur  $h$  qui ne dépend pas du satellite observé et qui est constante, le paramètre  $h_s^p$  varie au cours du temps puisqu’il dépend de

l'élévation, comme montré équation 4.15.

L'estimation du paramètre  $h$  par moindres carrés revient donc à estimer le paramètre  $h_s^p$ , la hauteur observée correspondant à :

$$\tilde{h}_s^p[n] = h_s^p[n] + \nu_s^h[n] \quad (4.16)$$

avec  $\nu_s^h$  un bruit additif gaussien. L'estimation de  $\hat{h}_s^p$  est obtenue par une inversion par moindres carrés, soit :

$$\hat{h}_s^p[n] = \hat{h}_s^p[n-1] + \left( \frac{\partial \delta\theta_s[n]}{\partial h} \right)^{-1} \Delta y_s[n] \quad (4.17)$$

L'estimation de  $\hat{h}_s^p$  est initialisée par une première valeur  $\hat{h}_s^p[n_0]$  choisie de manière arbitraire. Le terme  $\frac{\partial \delta\theta_s(t)}{\partial h}$  correspond à la dérivée du modèle utilisé, soit :

$$\frac{\partial \delta\theta_s(t)}{\partial h} = \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}(t))}{\lambda} \quad (4.18)$$

Le terme  $\Delta y_s[n]$  correspond à un terme d'innovation défini comme la différence entre la mesure  $y_s[n]$  à l'instant  $t_n$  et le modèle à l'instant  $t_{n-1}$ . Pour une mesure d'angle définie entre  $[-\pi, \pi[$ , l'innovation  $\Delta y[n]$  est donnée par :

$$\Delta y_s[n] = \left( y_s[n] - \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n-1])}{\lambda} \hat{h}_s^p[n-1] + \pi \right) \bmod[2\pi] - \pi \quad (4.19)$$

On a alors :

$$\hat{h}_s^p[n] = \hat{h} + p \frac{\lambda}{2 \sin(\theta_s^{el}[n])} \quad (4.20)$$

Bien qu'impacté par une ambiguïté de  $\frac{\lambda}{2 \sin(\theta_s^{el}[n])}$ , l'estimée  $\hat{h}_s^p$  peut être utilisée pour dérouler les observations de  $\delta\theta_s$ . La mesure de la différence de phase entre le signal direct et réfléchi est déroulée à l'aide de  $\hat{h}_s^p$  par l'utilisation d'un modèle sans modulo :

$$y_s^u[n] = \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n])}{\lambda} \hat{h}_s^p[n] \quad (4.21)$$

$$= \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n])}{\lambda} \hat{h} + 2\pi p \quad (4.22)$$

C'est sur les observations  $y_s^u[n]$  que  $h$  est estimée par régression linéaire.

Les mesures déroulées peuvent alors être interpolées linéairement, en fonction du  $\sin(\theta_s^{el})$ , et ainsi fournir une estimation de la pente de la différence de phase  $\delta\theta_s$ , et de l'altitude  $h$  entre la surface de réflexion et les antennes de réception.

Cependant, la méthode proposée pour dérouler la mesure de phase présente la même limitation que la méthode utilisée dans la fonction `unwrap` de Matlab. En effet, en accord avec l'innovation définie équation 4.19, si on observe dans la série de mesures  $y_s$  une variation supérieure à  $\pi$ , c'est-à-dire  $y_s[n] - y_s[n-1] > \pi$  (respectivement inférieure à  $-\pi$ , c'est-à-dire  $y_s[n] - y_s[n-1] < -\pi$ ), il en résulte un saut de  $\frac{\lambda}{2\sin(\theta_s^{el})}$  dans l'estimation de  $h_s^P$ .

Pour améliorer notre estimateur nous proposons de modifier l'innovation  $\Delta y_s$  et de limiter l'apparition de saut de  $\frac{\lambda}{2\sin(\theta_s^{el})}$  sur  $\hat{h}_s^p$ . Pour cela nous proposons de lisser l'innovation angulaire de notre estimateur à l'aide de l'opérateur de fusion circulaire tel que défini dans [97]. La fusion de données circulaires, notée  $\psi_{f,s}$ , entre  $y_s[n]$  et  $\frac{4\pi\sin(\theta_s^{el}[n-1])}{\lambda}\hat{h}[n-1]$  est réalisée par l'expression :

$$\psi_{f,s}[n] = \arctan^* \left( \frac{\kappa_s \sin(y_s[n]) + \kappa_Q \sin\left(\frac{4\pi\sin(\theta_s^{el}[n-1])}{\lambda}\hat{h}[n-1]\right)}{\kappa_s \cos(y_s[n]) + \kappa_Q \cos\left(\frac{4\pi\sin(\theta_s^{el}[n-1])}{\lambda}\hat{h}[n-1]\right)} \right) \quad (4.23)$$

avec  $\arctan^*$  la fonction "quadrant-specific" de l'arc-tangente. Cette expression est la somme pondérée dans le domaine circulaire.  $\kappa_s$  est la pondération de la mesure et  $\kappa_Q$  la pondération du modèle. Ces pondérations qui donnent plus ou moins d'importance à l'une des deux composantes ne doivent pas être nécessairement normalisées. Ici, la mesure de différence de phase est donc fusionnée avec l'estimation précédente. La valeur obtenue est utilisée en remplacement de l'observation non filtrée de  $y_s$ . L'innovation devient alors :

$$\Delta y_s^{\psi_f}[n] = \left( \psi_{f,s}[n] - \frac{4\pi\sin(\theta_s^{el}[n-1])}{\lambda}\hat{h}_s^p[n-1] + \pi \right) \bmod[2\pi] - \pi$$

L'utilisation de cette innovation permet ainsi de réduire l'influence du bruit de mesure en "lisant" l'observation et de rendre le déroulement de la phase plus robuste. Cependant un biais dans l'estimation est introduit par le fait que l'opérateur de fusion utilise la mesure d'angle issue du modèle à l'instant  $t_{n-1}$ . Il en résulte donc un retard d'estimation. Dans notre cas, l'évolution du délai de phase en fonction du sinus de l'élévation étant linéaire, ce biais d'estimation est constant et n'impacte pas l'estimation de la pente. La Figure 4.8 montre un exemple de résultat

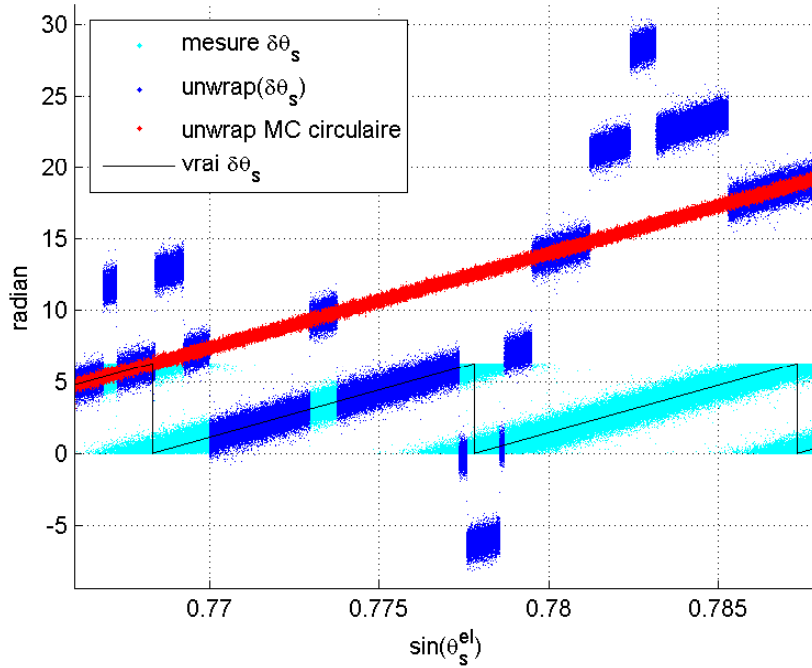


FIGURE 4.8 – Exemple d’inversion par Moindre Carrée pour le déroulement de la phase avec pondération circulaire de la mesure (sur données synthétique :  $\kappa_s = 5$  et  $\kappa_Q = 15$ ).

obtenu par la méthode proposée (inversion par moindres carrés avec pondération circulaire de la mesure), et par la fonction `unwrap` de Matlab. Après déroulement, il est possible d’estimer la pente et d’en déduire la hauteur  $h$ . Dans cet exemple, le paramètre de pondération de la mesure est fixé à  $\kappa_s = 5$  (correspond à un signal modérément bruité) et celui de la pondération du modèle est fixé à  $\kappa_Q = 15$ . On constate sur cet exemple que la phase déroulée avec la méthode proposée a permis de supprimer les sauts de  $2\pi$  obtenus avec la fonction `Unwrap` de Matlab.

### 4.3.3 Régression linéaire sur mesures de phase déroulées

En pratique, les mesures de phase déroulées ne sont pas nulles en  $t_0$ . L’expression 4.22 est alors donnée par :

$$y_s^u[n] = \frac{4\pi \sin(\theta_s^{el}[n])}{\lambda} \hat{h} + \delta\theta_s[0] \quad (4.24)$$

#### 4.4. Estimation par régression circulaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi

On a alors, pour N mesures, les expressions suivantes des paramètres qui minimisent les moindres carrés :

$$\hat{h} = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (y_s^u[n] - \overline{y_s^u}) (\sin(\theta_s^{el}[n]) - \overline{\sin(\theta_s^{el})})}{\sum_{n=0}^{N-1} (\sin(\theta_s^{el}[n]) - \overline{\sin(\theta_s^{el})})^2} \quad (4.25)$$

avec

$$\overline{y_s^u} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_s^u[n] \quad (4.26)$$

et

$$\overline{\sin(\theta_s^{el})} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\theta_s^{el}[n]) \quad (4.27)$$

où  $\hat{h}$  est l'estimateur de la hauteur. Dans ce contexte, la variance de  $\hat{h}$  est un indicateur de la précision de notre estimateur. Cette variance est donnée par :

$$\text{var}(\hat{h}) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sigma_y^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (\sin(\theta_s^{el}[n]) - \overline{\sin(\theta_s^{el})})^2} \quad (4.28)$$

où  $\sigma_y^2$  est la puissance du bruit de mesure de la phase. On peut d'emblée observer que la variation d'élévation pendant l'observation et le nombre d'observations sont deux paramètres qui vont influencer la précision de l'estimation.

## 4.4 Estimation par régression circulaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi

Comme montré section 4.3.1, la phase est sujette à de nombreux sauts de  $2\pi$  lorsque le rapport signal à bruit est faible. Le délai de phase  $\delta\theta_s$  étant une mesure d'angle, son caractère périodique ne permet pas d'utiliser la régression linéaire classique sans déroulement préalable, au risque que ce dernier soit imparfait. L'approche proposée dans cette section a pour objectif de réaliser une régression linéaire dans le domaine circulaire afin de pouvoir estimer le paramètre d'altitude  $h$ , et cela en s'affranchissant du caractère périodique de la mesure d'angle. Pour cela, nous utiliserons la distribution circulaire de von Mises pour modéliser la distribution du bruit de mesure. Nous présentons, dans un premier temps, la modélisation circulaire du problème puis, dans un second temps, nous dérivons les estimateurs du maximum de vraisemblance des



paramètres de la régression circulaire.

#### 4.4.1 Modélisation du problème dans le domaine circulaire

Souvent, les processus physiques mettant en jeu des événements aléatoires, par exemple des bruits de mesure, sont décrits par une loi normale ( $\mathcal{N}$ ) dont la densité de probabilité  $f_N(x; \mu, \sigma)$  est définie par une fonction gaussienne de moyenne  $\mu$  et de variance  $\sigma^2$ . Il s'agit de la densité de probabilité utilisée section 2.3.2 (équation 2.33) et section 3.4.1 (équation 3.34) afin de modéliser les propriétés statistiques des estimateurs proposés.

Pour un processus physique impliquant des mesures d'angles définies périodiquement, telle qu'une mesure de différence de phase entre le signal direct et réfléchi (définie en radians et sur une période de longueur  $2\pi$ ), l'utilisation de la distribution normale est inappropriée. La distribution de von Mises, ou distribution circulaire normale ( $\mathcal{CN}$ ), permet de décrire une variable aléatoire circulaire. Cette distribution peut être considérée comme l'équivalent circulaire de la distribution normale pour des variables aléatoires réelles [48]. La densité de probabilité  $f_{CN}(\theta; \mu, \kappa)$  décrit ainsi la distribution d'une variable circulaire  $\theta$  autour d'une moyenne  $\mu$ , avec un paramètre de concentration  $\kappa$ , la direction angulaire  $\theta$  étant définie comme aléatoire et évoluant sur une période de longueur  $2\pi$ .

La densité de probabilité de la distribution de von Mises est donnée par [48] :

$$f_{CN}(\theta; \mu, \kappa) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa)} e^{\kappa \cos(\theta - \mu)} \quad (4.29)$$

avec

$$I_0(\kappa) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\kappa \cdot \cos \theta} d\theta = \sum_{r=0}^{\infty} \left(\frac{\kappa}{2}\right)^{2r} \left(\frac{1}{r!}\right)^2 \quad (4.30)$$

Le terme  $I_0(\kappa)$  peut être considéré comme une constante de normalisation, c'est une fonction de Bessel modifiée de la première espèce et d'ordre 0.

La Figure 4.9 représente la densité de probabilité d'une loi circulaire normale, par des moyennes de  $\pi$  et  $\pi/6$  et pour plusieurs valeurs du paramètre de concentration  $\kappa$ . Comme son nom l'indique, plus  $\kappa$  est élevé, plus les réalisations de  $f_{CN}(\theta; \mu, \kappa)$  sont concentrées autour de  $\mu$ ,  $\kappa$  se comportant ainsi à l'inverse de la variance  $\sigma^2$  utilisée pour caractériser des variables aléatoires réelles à travers une loi normale.  $\theta$  peut prendre n'importe quelle valeur réelle,  $f_{CN}$  étant  $2\pi$ -périodique. Pour de faibles valeurs de  $\kappa$ , la distribution de von Mises a une répartition uniforme entre 0 et  $2\pi$ , pour laquelle aucune direction particulière n'est privilégiée. Pour de grandes va-

leurs de  $\kappa$ , la distribution de von Mises tend vers une distribution normale de variance  $1/\kappa$  [97], comme on peut l'observer sur la figure 4.9.

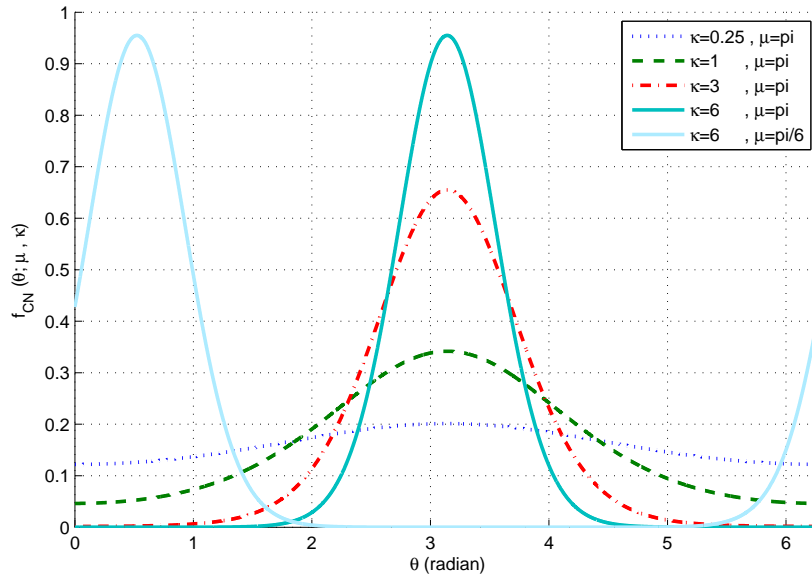


FIGURE 4.9 – Distribution de von Mises pour différentes moyennes et différents paramètres de concentration  $\kappa$ .

On notera que le caractère périodique et circulaire de la distribution de Von Mises est amené par le cosinus en paramètre de l'exponentielle. La distribution de von Mises est uni-modale sur une période mais pas symétrique. C'est pour cette raison que les estimateurs classiques du domaine linéaire ne peuvent pas être utilisés dans le domaine circulaire. Notons que la distribution  $\mathcal{CN}$  possède la propriété d'additivité, de la même manière que pour une distribution normale : la somme de deux variables aléatoires suivant des distributions  $\mathcal{CN}(\mu_1, \kappa_1)$  et  $\mathcal{CN}(\mu_2, \kappa_2)$  est également une distribution  $\mathcal{CN}$ , de moyenne correspondant à la somme  $\mu_1 + \mu_2$ . Cependant, le paramètre de concentration résultant de cette addition n'est pas déterminé analytiquement.

Dans ce chapitre de thèse, nous utiliserons la distribution de von Mises pour modéliser une variable aléatoire et le bruit de mesure de la différence de phase  $\delta\theta_s$  observée entre le signal direct et réfléchi pour un satellite visible  $s$ .

La relation 4.12, présentée section 4.2.2, représente  $y_s[n]$  une observation bruitée de la mesure de différence de phase  $\delta\theta_s$  entre les signaux direct et réfléchi. Cette dernière est une fonction circulaire qui évolue de manière linéaire par rapport au sinus de l'élévation  $\sin(\theta_s^{el})$ . On propose

donc le modèle linéaire circulaire suivant :

$$\delta\theta_s^{\alpha,\beta}[n] = \left( \alpha + \beta x_s^{el}[n] \right) \text{mod}[2\pi] \quad (4.31)$$

avec  $\alpha$  l'ordonnée à l'origine et  $\beta$  le coefficient directeur qui ici est équivalent à une pente constante ayant pour valeur le facteur  $4\pi \frac{L_1}{C} h$ . Pour simplifier les notations, on pose  $x_s^{el}[k] = \sin(\theta_s^{el}[k])$ . On a alors l'équation d'observation suivante :

$$y_s[n] = \left( \alpha + \beta x_s^{el}[n] + \eta_{s,\kappa}[n] \right) \text{mod}[2\pi] \quad (4.32)$$

avec  $\eta_{s,\kappa}$  un bruit de mesure de moyenne nulle et de paramètre de concentration correspondant à la mesure de  $\delta\theta_s$ .

La densité de probabilité, notée  $f_{CN}(y_s[n]; \delta\theta_s^{\alpha,\beta}[n], \kappa_s)$ , a donc l'expression suivante :

$$f_{CN}(y_s[n]; \delta\theta_s^{\alpha,\beta}[n], \kappa_s) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa_s)} e^{\kappa_s \cos(y_s[n] - (\alpha + \beta x_s^{el}[n]))}$$

avec  $\kappa_s$  le paramètre de concentration du bruit de mesure sur la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi en provenance du satellite  $s$ .

#### 4.4.2 Définition d'une fonction de contraste à partir de la vraisemblance des mesures

La fonction de vraisemblance d'un ensemble de  $N$  mesures notée  $\Theta = y_s[1, \dots, N]$ , est donnée par :

$$\begin{aligned} L_{CN}(\Theta) &= f_{CN}(y_s[1]; \delta\theta_s^{\alpha,\beta}[1], \kappa_s), \dots, f_{CN}(y_s[N]; \delta\theta_s^{\alpha,\beta}[N], \kappa_s) \\ &= \prod_{n=1}^N \frac{1}{2\pi I_0(\kappa_s)} \exp\left( \kappa_s \cos\left( y_s[n] - \left( \alpha + \beta x_s^{el}[n] \right) \right) \right) \\ &= \frac{1}{(2\pi I_0(\kappa_s))^N} \exp\left( \kappa_s \sum_{n=1}^N \cos\left( y_s[n] - \left( \alpha + \beta x_s^{el}[n] \right) \right) \right) \end{aligned} \quad (4.33)$$

On souhaite définir un estimateur de  $\alpha$  et  $\beta$ , au sens du maximum de vraisemblance. Dans ce contexte, on dérive l'expression des estimateurs à partir de la fonction de vraisemblance, que

#### 4.4. Estimation par régression circulaire du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi

l'on notera  $l_{CN}(y_s[1], \dots, y_s[N]) = \ln L_{CN}(y_s[1], \dots, y_s[N])$ . Son expression est donnée par :

$$\begin{aligned} l_{CN}(\Theta) &= \ln L_{CN}(\Theta) \\ &= -N(2\pi I_0(\kappa_s)) + \kappa_s \sum_{n=1}^N \cos(y_s[n] - (\alpha + \beta x_s^{el}[n])) \end{aligned} \quad (4.34)$$

A partir du logarithme de la fonction de vraisemblance, on définit la fonction de contraste, notée  $W_s^{\alpha, \beta}(\Theta)$ . Pour une série de mesures  $\Theta = y_s[1, \dots, N]$  cette fonction est donnée par :

$$W_s^{\alpha, \beta}(\Theta) = \sum_{n=1}^N \cos(y_s[n] - (\alpha + \beta x_s^{el}[n])) \quad (4.35)$$

Les valeurs de  $\tilde{\alpha}$  et  $\tilde{\beta}$  qui maximisent cette fonction sont des réalisations de  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$ . La Figure 4.10 représente l'évolution de la fonction de contraste en fonction de  $\beta$  pour des observations non bruitées. Le maximum de cette fonction nous donne une estimation de  $\beta$ , cependant on observe qu'il existe plusieurs maximums locaux.

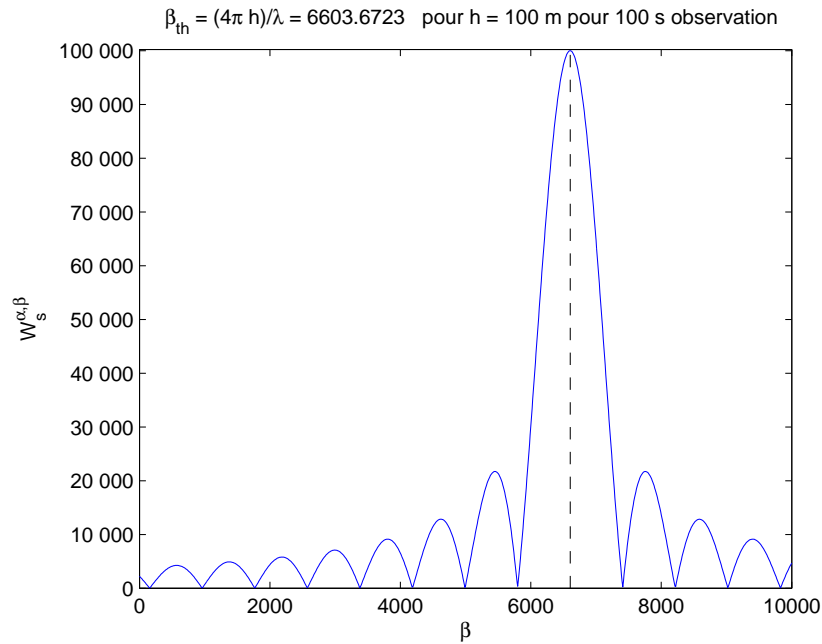


FIGURE 4.10 –  $W_s^{\alpha, \beta}$  en fonction de  $\beta$ .

Il est possible de trouver l'expression de l'estimateur du paramètre  $\alpha$  au sens du maximum

de vraisemblance. On utilise pour cela, la dérivée de la fonction de contraste :

$$\frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \alpha} = 0 \quad (4.36)$$

Le paramètre  $\alpha$  est déduit par la relation suivante :

$$\begin{aligned} & \frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \alpha} = 0 \\ \Leftrightarrow & \sum_{n=1}^N \sin\left(y_s[n] - (\alpha + \beta x_s^{el}[n])\right) = 0 \\ \Leftrightarrow & \cos(\alpha) \sum_{n=1}^N \sin\left(y_s[n] - \beta x_s^{el}[n]\right) - \sin(\alpha) \sum_{n=1}^N \cos\left(y_s[n] - \beta x_s^{el}[n]\right) = 0 \end{aligned} \quad (4.37)$$

et donc :

$$\hat{\alpha} = \arctan^* \left( \frac{\sum_{n=1}^N \sin\left(y_s[n] - \beta x_s^{el}[n]\right)}{\sum_{n=1}^N \cos\left(y_s[n] - \beta x_s^{el}[n]\right)} \right) \quad (4.38)$$

où la fonction “quadrant-specific” de l’arctangente est une estimation du maximum de vraisemblance de  $\alpha$  [98]. Cela implique que l’estimation de  $\alpha$  dépend de l’estimation de  $\beta$ . On propose, dans la suite de cette section, deux estimateurs de  $\beta$  basés sur des techniques de maximisation de la fonction de contraste.

### 4.4.3 Maximisation de la fonction de contraste par descente de gradient stochastique

L’un des algorithmes les plus couramment utilisé est l’algorithme de descente de gradient. Ce dernier permet de résoudre  $\frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta} = 0$  en modifiant de manière itérative  $\beta$  jusqu’à atteindre un extremum. On définit alors l’estimateur de  $\beta$  par la relation récursive suivante :

$$\hat{\beta}^{i+1} = \hat{\beta}^i - g \left. \frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta} \right|_{\beta=\hat{\beta}^i} \quad (4.39)$$

où  $g$  est un pas d’adaptation dont la valeur est à définir par l’utilisateur (ce dernier pouvant être fixe ou variable). Ici, l’estimation de  $\beta$  est modifiée dans la direction négative du gradient. Il est nécessaire d’initialiser la première valeur de  $\hat{\beta}^{i=0}$  et de fixer un critère d’arrêt tel que  $|\hat{\beta}^{i+1} - \hat{\beta}^i| < \epsilon$  où  $\epsilon$  correspond à la précision attendue. L’expression du gradient est définie

par :

$$\left. \frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta} \right|_{\beta=\hat{\beta}^i} = \sum_{n=1}^N x_s^{el}[n] \sin \left( y_s[n] - \left( \hat{\alpha}^i + \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right) \right) \quad (4.40)$$

L'estimée de  $\beta$  est donc définie par les relations suivantes :

$$\hat{\beta}^{i+1} = \hat{\beta}^i - g \sum_{n=1}^N x_s^{el}[n] \sin \left( y_s[n] - \left( \hat{\alpha}^i + \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right) \right) \quad (4.41)$$

avec

$$\hat{\alpha}^{i+1} = \arctan^* \left( \frac{\sum_{n=1}^N \sin \left( y_s[n] - \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right)}{\sum_{n=1}^N \cos \left( y_s[n] - \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right)} \right) \quad (4.42)$$

La seule limitation de cette approche est l'initialisation de  $\hat{\beta}^{i=0}$ . En effet, pour une mauvaise initialisation, la maximisation atteint un extremum local et l'estimation de  $\beta$  obtenue est erronée.

#### 4.4.4 Maximisation de la fonction de contraste par l'algorithme de Newton-Raphson

L'algorithme de Newton Raphson est similaire, dans son fonctionnement, à l'algorithme de descente de gradient. Son intérêt réside dans ses propriétés de convergence qui sont plus importantes. C'est donc celui-ci qui sera utilisé en pratique pour les expérimentations.

L'algorithme de Newton-Raphson exploite la dérivée seconde de l'approximation de Taylor de  $W_s^{\alpha,\beta}$  (issu du logarithme de la vraisemblance  $l_{CN}(\Theta)$ ). On définit dans ce cas l'estimateur de  $\beta$  par la relation récursive suivante :

$$\hat{\beta}^{i+1} = \hat{\beta}^i - g \left( \frac{\partial^2 W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta^2} \right)^{-1} \left. \frac{\partial W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta} \right|_{\beta=\hat{\beta}^i} \quad (4.43)$$

où  $g$  est le pas d'adaptation. On a :

$$\left. \frac{\partial^2 W_s^{\alpha,\beta}(\Theta)}{\partial \beta^2} \right|_{\beta=\hat{\beta}^i} = - \sum_{n=1}^N \left( x_s^{el}[n] \right)^2 \cos \left( y_s[n] - \left( \hat{\alpha}^i + \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right) \right) \quad (4.44)$$

on obtient alors l'expression suivante pour l'estimateur :

$$\hat{\beta}^{i+1} = \hat{\beta}^i + g \frac{\sum_{n=1}^N \sin \left( y_s[n] - \left( \hat{\alpha}^i + \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right) \right)}{\sum_{n=1}^N x_s^{el}[n] \cos \left( y_s[n] - \left( \hat{\alpha}^i + \hat{\beta}^i x_s^{el}[n] \right) \right)} \quad (4.45)$$

avec  $\hat{\alpha}_s^{i+1}$  estimé par la relation 4.42 (section 4.4.3).

Là encore, l'algorithme est fortement dépendant de l'initialisation de  $\hat{\beta}^{i=0}$  qui, associée à un maximum local, peut induire une estimation erronée de la pente.

#### 4.4.5 Initialisation des algorithmes de maximisation

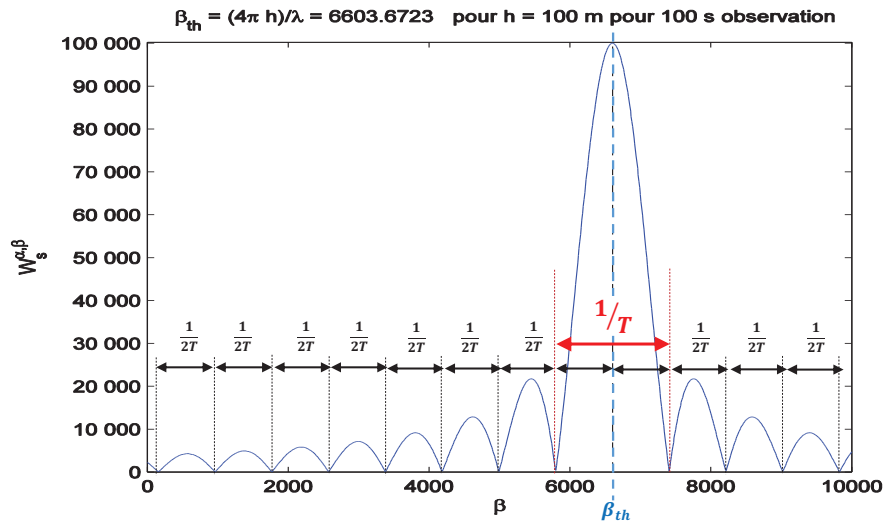
Comme évoqué précédemment, les algorithmes de maximisation en  $\beta$  de la fonction de contraste  $W_s^{\alpha,\beta}$  sont limités par le choix de l'initialisation de  $\hat{\beta}^{i=0}$ . En effet, comme observé Figure 4.10, il existe plusieurs maximums locaux dans l'évolution de la fonction de contraste  $W_s^{\alpha,\beta}$  (pour le paramètre  $\beta$ ). Il est donc nécessaire de choisir une valeur de  $\hat{\beta}^{i=0}$  pour que la maximisation atteigne le bon extremum local, c'est-à-dire, la valeur qui maximise la fonction de contraste de manière globale.

La Figure 4.11 présente les propriétés de la fonction de contraste en fonction de  $\beta$ . Cette dernière est un sinus cardinal de période T. La méthode de recherche de  $\hat{\beta}^{i=0}$  adopte la stratégie suivante. On recherche une première valeur de  $\beta$  correspondant à un minimum de la fonction de contraste. Une fois cette valeur minimum identifiée, on explore la fonction de contraste avec un pas de  $\frac{1}{2T}$ . L'exploration s'arrête quand la fonction de contraste dépasse un seuil fixé par l'utilisateur. En effet, comme observé Figure 4.11, il existe un fort contraste entre l'ensemble des résultats obtenus avec un pas de recherche en  $\beta$  de  $\frac{1}{2T}$  par rapport à un minimum de la fonction de contraste et la valeur approchée du maximum global de la fonction de corrélation, c'est-à-dire une valeur de  $\hat{\beta}^{i=0}$  souhaitable.

La valeur de T ne dépend pas de  $\beta$  mais de la variation en élévation, la valeur de la période T est obtenue en trouvant la valeur  $\beta_0$  par résolution numérique de :

$$\sum_{n=1}^N \cos \left( - \left( \arctan^* \left( \frac{\sum_{n=1}^N \sin \left( -\beta_0 x_s^{el}[n] \right)}{\sum_{n=1}^N \cos \left( -\beta_0 x_s^{el}[n] \right)} \right) + \beta_0 x_s^{el}[n] \right) \right) = 0 \quad (4.46)$$

Il existe plusieurs valeurs possibles de  $\beta_0$  permettant de résoudre l'équation 4.46. La plus petite valeur de  $\beta_0$ , noté  $\beta_{0,min}$  permet de déduire la période T par  $\frac{1}{2T} = \beta_{0,min}$ .

FIGURE 4.11 – Fonction de contraste en  $\beta$ .

## 4.5 Évaluation sur signaux synthétiques

Dans ce chapitre, deux méthodes d'estimation de la pente du délai de phase  $\delta\theta_s$  ont été proposées. La première consiste à effectuer une régression linéaire après déroulement de la mesure de phase par moindres carrés (et aidée d'une pondération circulaire), tandis que la seconde est une régression circulaire. Dans un premier temps, une étude des performances de ces deux estimateurs sera réalisée pour déterminer le temps de mesure nécessaire pour obtenir une mesure de hauteur avec une précision centimétrique. Puis, dans un deuxième temps, une étude des performances de l'estimateur sera réalisée pour mettre en évidence le domaine de validité des estimateurs en fonction de la configuration géométrique des satellites GNSS utilisés.

### 4.5.1 Durée de mesure et comparaison entre la régression linéaire et la régression circulaire

Cette section présente une comparaison entre la régression linéaire et la régression circulaire proposée au sein de ce chapitre. On utilise l'algorithme de Newton-Raphson pour maximiser la fonction de contraste utilisée pour la régression circulaire. Les hauteurs estimées, notées  $\hat{h}_s^{lin}$  et  $\hat{h}_s^{circ}$ , sont respectivement obtenues par régression linéaire après déroulement de la phase et régression circulaire.

Dans chaque expérimentation, 300 réalisations de bruit sont utilisées, pour une hauteur à estimer de 100 mètres ( $\beta \approx 6603.67$ ). La fréquence des mesures est de 1000 Hz, soit une mesure

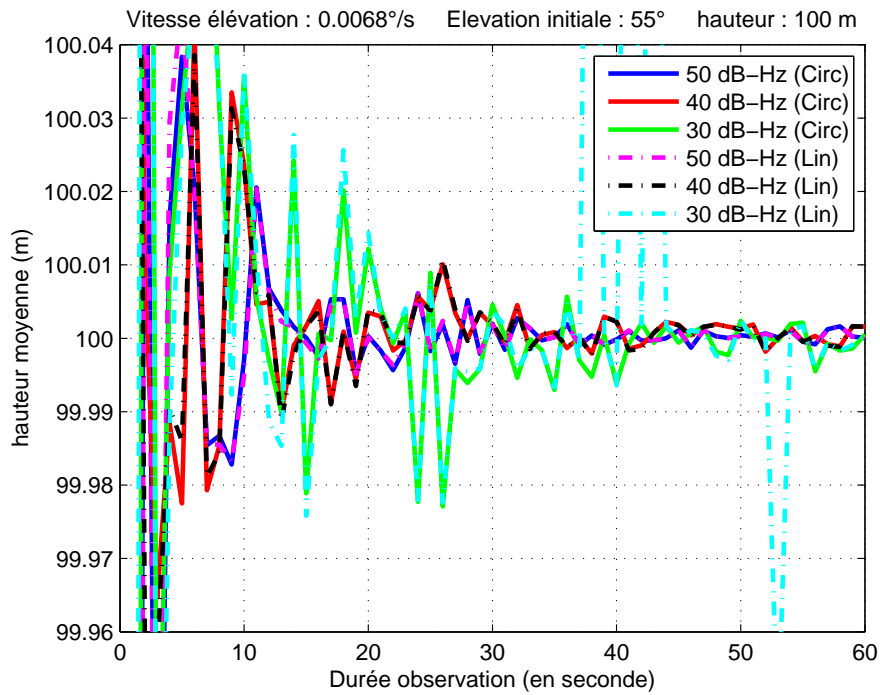


de délai de phase  $\delta\theta_s$  par milliseconde (une période de code  $CA_s$ ). La valeur initiale de  $\delta\theta_s$  est fixée aléatoirement entre  $-\pi$  et  $\pi$  pour chacune des réalisations. En accord avec les simulations obtenues Figures 3.9a et 3.9b (section 3.4.2), on considère une élévation et une variation en élévation réaliste de satellites visibles évoluant à Calais. Soit une élévation initiale fixée à  $55^\circ$  pour une variation en élévation de  $0.0068^\circ/s$ . Enfin, ces expérimentations sont menées pour différents  $C/N_0$  associés à l'observation de la différence de phase  $\delta\theta_s$ , soit 50, 40, et 30 dB-Hz. Les paramètres de concentration correspondants sont présentés Tableau 4.1 [53]. Le paramètre de concentration dynamique  $\kappa_Q$ , utilisé pour réaliser le déroulement de la phase à l'aide d'une pondération circulaire, est fixé à 4.5.

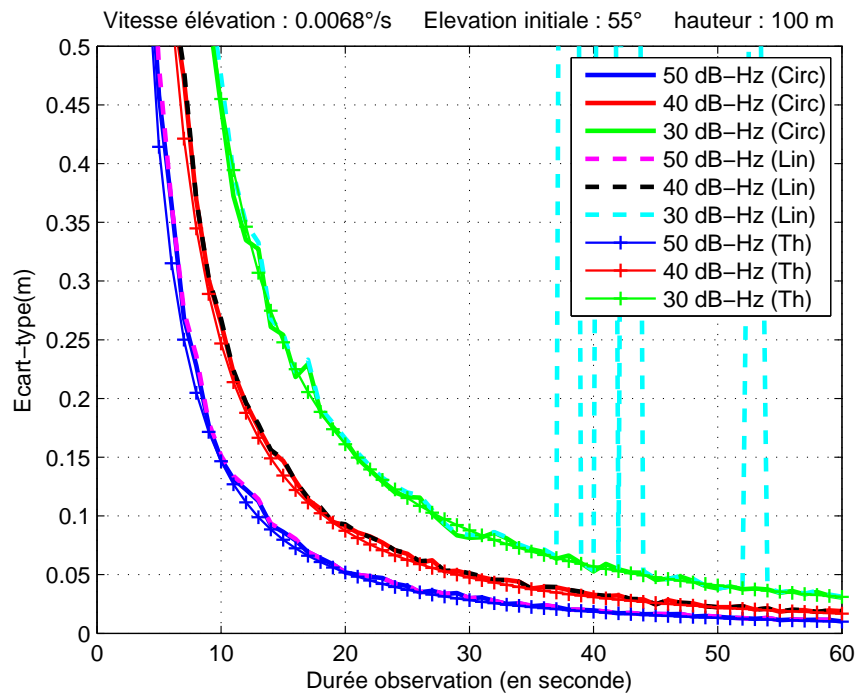
$C/N_0$	50	40	30
$\kappa_s$ (m)	25.215	9.245	3.39

TABLE 4.1 – Valeurs du paramètre de concentration  $\kappa_s$  en fonction du rapport  $C/N_0$

La Figure 4.12a présente la valeur moyenne des hauteurs estimées obtenues par les deux estimateurs proposés. On remarque, dans un premiers temps, que l'estimation de hauteur réalisée par la régression circulaire fournit des résultats équivalents à ceux fournis par la régression linéaire, exception faite des signaux ayant un  $C/N_0$  de 30 dB-Hz. En effet, pour un rapport signal sur bruit de 30 dB-Hz, on observe des pics d'erreur survenant pour la hauteur estimée par régression linéaire. Ces pics d'erreur sont dus à un mauvais déroulement de la différence de phase  $\delta\theta_s$ . Ainsi on en déduit que les performances de la régression linéaire et circulaire sont identiques quand le déroulement de la phase se fait sans erreurs. L'estimation par régression circulaire est donc préférable car plus robuste. On observe également que la valeur moyenne obtenue n'est pas biaisée puisque centrée sur la hauteur de référence choisie pour la simulation  $h_{ref} = 100m$ . La Figure 4.12b montre la précision attendue pour les estimateurs proposés, en fonction du temps de mesure et pour les différents  $C/N_0$  choisis. Les valeurs théoriques des écarts-types (cf. relation 4.28) pour chacun des rapports  $C/N_0$  sont également représentés. Dans ce contexte, on considère que la variance de la hauteur estimée est un indicateur de la précision de notre estimateur. Les résultats présentés sont récapitulés Tableau 4.2. On observe qu'une durée d'observation de 30 secondes est suffisante pour atteindre une précision centimétrique pour des rapports signal à bruit de 50 et 40 dB-Hz, et inférieurs à la dizaine de centimètres pour un signal à bruit de 30 dB-Hz. La valeur théorique de l'écart-type, obtenue par la relation 4.28, est en accord avec les résultats obtenus en simulation concernant la régression linéaire et la régression circulaire.



(a) Moyenne.



(b) Ecart-type.

FIGURE 4.12 – Valeur moyenne et écart-type de la hauteur estimée par régression linéaire (après déroulement du délai de phase) et régression circulaire.

Durée de mesure	10 s	20 s	30 s	45 s	60 s
<b>50 dB-Hz</b>					
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	15.12 cm	5.20 cm	2.99 cm	1.64 cm	1.02 cm
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	15.83 cm	5.18 cm	2.99 cm	1.64 cm	1.01 cm
<b>40 dB-Hz</b>					
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	26.67 cm	9.29 cm	5.11 cm	2.47 cm	1.89 cm
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	26.63 cm	9.14 cm	5.05 cm	2.45 cm	1.89 cm
<b>30 dB-Hz</b>					
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	47.42 cm	16.59 cm	8.39 cm	4.66 cm	3.12 cm
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	44.80 cm	16.41 cm	8.13 cm	4.54 cm	3.03 cm

TABLE 4.2 – Ecarts-types moyens pour 300 réalisations de hauteur estimée par régression linéaire (après déroulement du délai de phase) et régression circulaire, en fonction du rapport  $C/N_0$  et de la durée d'observation.

#### 4.5.2 Influence de l'élévation

Comme évoqué section 4.3.3, la variation d'élévation pendant l'observation influence la précision de l'estimation. On reporte sur la Figure 4.13 l'écart-type théorique, obtenu par la relation 4.28, de l'estimateur de hauteur en fonction de la variation en élévation d'un satellite visible. La durée d'observation est fixée à 30 secondes, le rapport  $C/N_0$  à 50 db-Hz et l'élévation initiale du satellite observé est fixée à  $30^\circ$ ,  $55^\circ$  et  $75^\circ$ .

	Élévation initiale $\theta_s^{el}(0) = 80^\circ$	Élévation initiale $\theta_s^{el}(0) = 75^\circ$	Élévation initiale $\theta_s^{el}(0) = 55^\circ$	Élévation initiale $\theta_s^{el}(0) = 30^\circ$
<b>Vitesse</b>	<b>Ecart-type th.</b>	<b>Ecart-type th.</b>	<b>Ecart-type th.</b>	<b>Ecart-type th.</b>
<b>d'élévation</b>	$std(\hat{h})$	$std(\hat{h})$	$std(\hat{h})$	$std(\hat{h})$
$1.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	63.83 cm	42.50 cm	19.16 cm	12.69 cm
$2.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	31.73 cm	21.27 cm	9.58 cm	6.34 cm
$3.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	21.19 cm	14.19 cm	6.39 cm	4.23 cm
$4.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	15.91 cm	10.65 cm	4.79 cm	3.19 cm
$5.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	12.75 cm	8.53 cm	3.83 cm	2.53 cm
$6.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	10.64 cm	7.11 cm	3.20 cm	2.11 cm
$7.10^{-3} \text{ }^\circ/s$	9.13 cm	6.10 cm	2.74 cm	1.81 cm

TABLE 4.3 – Ecarts-types théoriques (cf. equation 4.28) en fonction de la vitesse de variation en élévation du satellite observé et pour différentes valeurs d'élévation initiales.

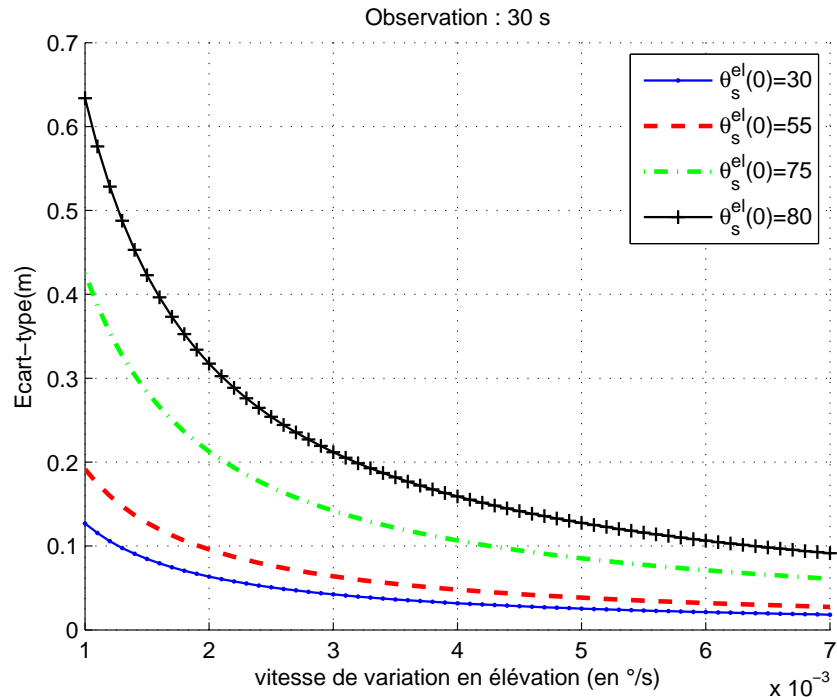


FIGURE 4.13 – Ecart-types théoriques en fonction de la vitesse de variation de l’élévation pour 30 secondes de mesure et pour différentes élévations initiales.

Les résultats de la Figure 4.13 sont reportés dans le Tableau 4.3. On observe, dans un premier temps, une dégradation des performances de l’estimateur pour des variations en élévation faibles. On observe également une dégradation de la performance de l’estimateur pour de hautes élévations initiales. Ce comportement est dû à la variation du sinus de l’élévation  $\sin(\theta_s^{el})$  dans l’expression du délai de phase  $\delta\theta_s$ .

On en conclut donc que les régressions linéaire et circulaire, appliquées à l’estimation d’altitude par observation du délai de phase  $\delta\theta_s$ , sont optimales pour des satellites ayant des vitesses d’élévation élevée, supérieure à  $4.10 - 3^\circ \cdot s^{-1}$  et une élévation inférieure à  $75^\circ$ . Dans un tel contexte, la précision attendue est centimétrique. Pour des satellites ayant une élévation supérieure à  $75^\circ$  d’élévation, la meilleure précision attendue est de l’ordre de la dizaine de centimètres pour une durée d’observation de 30 secondes. On s’attendra donc, en pratique, à devoir effectuer des observations beaucoup plus longues pour des satellites ayant une élévation importante.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l’étude de la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi, et à son utilisation pour réaliser des mesures d’altitude par réflecto-

métrie des signaux GNSS. Un nouveau type de récepteur dédié à la mesure de la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi a été proposé, ainsi que plusieurs estimateurs de hauteur. La méthode de mesure du délai de phase  $\delta\theta_s$  s'apparente aux méthodes GNSS-R interférométriques (iGNSS-R) puisqu'elle repose sur la démodulation du signal réfléchi par le signal direct.

Compte tenu de la géométrie des systèmes d'altimétrie GNSS-R, la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi évolue linéairement avec le sinus de l'élévation du satellite observé. La pente d'évolution du délai de phase comprend donc l'information de la hauteur séparant la surface de réflexion et le dispositif de réception. La technique proposée pour réaliser des mesures altimétriques repose sur l'estimation de la pente d'évolution du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi. Pour estimer cette pente d'évolution, deux approches sont proposées. La première consiste à réaliser une régression linéaire après déroulement du délai de phase mesuré (section 4.3.1), et la seconde consiste à effectuer une régression circulaire (section 4.4).

L'évaluation sur données synthétiques permet d'observer une équivalence entre la régression linéaire et la régression circulaire, cette dernière étant plus robuste au bruit de mesure puisque ne nécessitant pas de dérouler la phase. De plus, l'estimation de la pente d'évolution ne nécessite pas de filtrer les mesures, comme c'est le cas pour la régression linéaire après déroulement du délai de phase. On remarque également que, pour un satellite ayant une élévation inférieure à  $70^\circ$  et une vitesse de variation en élévation supérieure à  $4.10^{-3} \text{ }^\circ/s$ , une observation de 30 secondes est suffisante pour estimer la hauteur entre les antennes et la surface de réflexion avec une précision centimétrique. Enfin, il est à noter que la pente d'évolution du délai de phase est un paramètre identique pour toutes les réflexions visibles, une diminution de la durée du temps de mesure est donc envisageable en fusionnant les mesures de délai de phase issues de l'ensemble des réflexions. Un exemple d'une telle fusion sera réalisé expérimentalement dans le chapitre suivant, dédié aux évaluations sur signaux réels.

Nous présentons, dans le chapitre suivant, l'évaluation de l'ensemble des estimateurs proposés dans cette thèse sur signaux réels.

# Chapitre 5

## Expérimentations dédiées à l'altimétrie au sol

### 5.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à l'application des outils et estimateurs développés lors de la thèse pour la réalisation d'un altimètre au sol utilisant les signaux GNSS. Les expérimentations présentées dans ce chapitre portent uniquement sur signaux réels et ont été réalisées dans le cadre de mesures de réflectométrie GNSS statiques au sol, sur signaux GPS L1. On souhaite ici réaliser des mesures altimétriques pour évaluer la hauteur entre le dispositif de réception de l'altimètre GNSS-R, c'est-à-dire ses antennes, et la surface de réflexion observée, dans notre cas une étendue d'eau. L'objectif final est de réaliser une étude de faisabilité concernant la possibilité de suivre le niveau de mer par altimétrie GNSS-R. Comme développé section 1.3.2, la hauteur entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion est déterminée en mesurant la différence de chemin entre le signal GNSS réfléchi et ce même signal en provenance directe du satellite émetteur. Deux dispositifs expérimentaux seront utilisés, le premier est un banc de test permettant de simuler une réflexion pour évaluer les méthodes et estimateurs proposés. Le second dispositif est une expérimentation sur surface de réflexion réelle permettant de démontrer la faisabilité des méthodes et estimateurs proposés. Ce dispositif sera appliqué à Calais sur des bassins artificiels se situant dans la zone portuaire.

Dans un premier temps, nous présenterons les résultats obtenus avec l'estimateur de délai de code développé section 2.3.4. Dans un second temps, nous présenterons les résultats obtenus avec la méthode d'altimétrie par Interference Pattern Technique normalisée développée section 3.3. Enfin, dans un troisième temps, les résultats obtenus avec les estimateurs dédiés à l'altimétrie GNSS-R par la mesure de phase et développés au Chapitre 4 seront présentés.

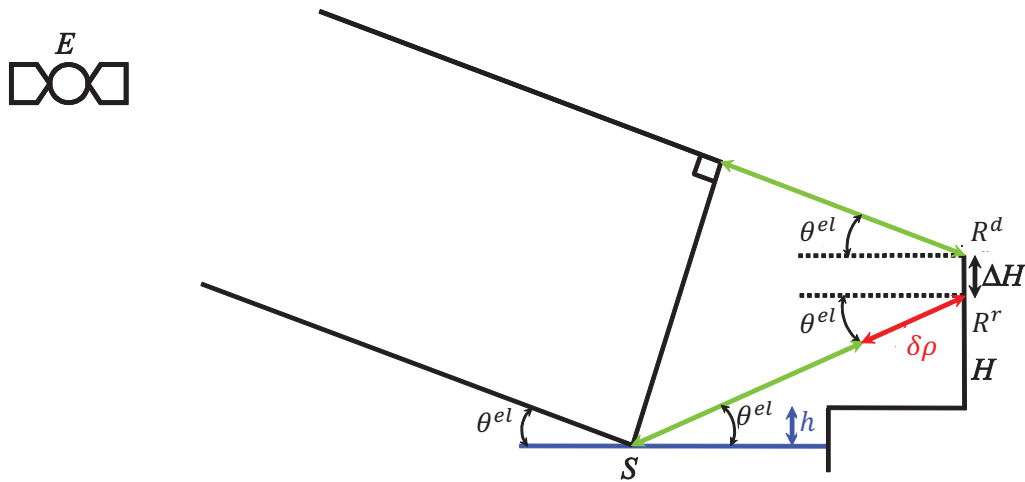


FIGURE 5.1 – Géométrie d'un altimètre GNSS-R au sol.

Les méthodes et estimateurs proposés durant ces travaux de thèse couvrent l'ensemble des observables d'un signal GNSS, à savoir la mesure de délai de code, la mesure de délai de phase et l'amplitude du signal. Les expérimentations concluent ainsi le travail accompli durant la thèse et montrent les possibilités de la réflectométrie GNSS-R appliquée aux mesures altimétriques.

## 5.2 Présentation du dispositif expérimental pour l'altimétrie au sol

Dans un premier temps, nous définirons la géométrie des systèmes altimétriques utilisés pour réaliser les expérimentations. Les différents matériels utilisés pour mener les expérimentations seront présentés dans un deuxième temps.

### 5.2.1 Géométrie du dispositif expérimental pour l'altimétrie au sol sur une surface de réflexion réelle

On se reportera à la Figure 2.14, section 2.3.4, et à la Figure 4.1, section 4.2.1, pour une description des différents paramètres géométriques ayant une influence sur les mesures d'altitude.

En pratique, il est nécessaire de noter que, comme illustré Figure 5.1, la position des antennes réceptrices pour les signaux direct et réfléchi n'est pas confondue. En définissant  $\Delta H$  l'écart de

hauteur entre les antennes réceptrices des signaux direct et réfléchi, l'équation 2.48 devient :

$$\delta\rho_s(t) = 2 \left( H + \frac{\Delta H}{2} + h \right) \sin\theta_s^{el}(t) \quad (5.1)$$

Les hauteurs  $H$  et  $\Delta H$  sont connues et il est possible de calculer l'élévation  $\theta_s^{el}$  à partir d'un récepteur GNSS classique.

En accord avec la relation 2.49, l'estimation précise des pseudo-distances directe et réfléchie est donc primordiale pour mesurer la hauteur  $h$  précisément. Cependant, la différence de chemins obtenue par un tel dispositif comporte des biais de mesure dus à l'absence de calibration des différents câbles et matériel utilisés. Dans ce contexte, la différence de chemin est représentée par l'expression suivante :

$$\delta\rho_s(t) = B + M_s + \rho_s^R(t) - \rho_s^D(t) \quad (5.2)$$

où  $B$  est un biais de mesure instrumental (propagation dans les câbles, éléments de la chaîne de réception...).  $M_s$  correspond à des perturbations de propagation qui remettent en cause la géométrie du système définie Figure 5.1. Puisque pour un dispositif d'altimétrie GNSS-R au sol, on suppose que la topographie de l'atmosphère (effet ionosphérique, troposphérique...) est la même pour les signaux direct et réfléchi, le terme  $M_s$  est non nul que dans le cas d'un multi-trajet affectant l'un des deux signaux. Ce dernier peut impacter l'estimation de la différence de trajet entre le signal direct et réfléchi, et par conséquent l'estimation de la hauteur  $h$ .

Dans le contexte où plusieurs réflexions sont observées simultanément sur une même surface, il est possible d'utiliser la combinaison de deux réflexions satellitaires pour supprimer le biais de mesure instrumental  $B$ . En considérant une paire de satellites  $s1$  et  $s2$ , on peut déduire à partir des relations 5.2 et 5.1, l'expression suivante :

$$h = \frac{\delta\rho_{s1}(t) - \delta\rho_{s2}(t)}{2(\sin\theta_{s1}^{el}(t) - \sin\theta_{s2}^{el}(t))} - H - \frac{\Delta H}{2} \quad (5.3)$$

Cette technique d'estimation est d'autant plus précise que les angles d'élévation  $\theta_{s1}^{el}$  et  $\theta_{s2}^{el}$  sont éloignés. En effet, l'erreur en estimation sur la différence entre  $\delta\rho_{s1}(t)$  et  $\delta\rho_{s2}(t)$  est multipliée par le terme  $\frac{1}{2(\sin\theta_{s1}^{el}(t) - \sin\theta_{s2}^{el}(t))}$  qui croît fortement pour les faibles écarts d'élévation (angles d'élévations de  $s1$  et  $s2$  proches). Cette technique permet de supprimer les étapes de pré-calibration du matériel et permet d'estimer directement la valeur de  $h$ . De plus, on peut par la même approche, déterminer la valeur du biais d'estimation instrumental  $B$ .



Enfin, on notera que dans le cadre de mesures altimétriques liées à l'observation de la différence de phase, la hauteur  $h$  que l'on cherche à mesurer est observée à travers la pente de l'évolution de  $\delta\theta_s$ , comme décrit équations 1.21 et 4.12. Ne s'agissant pas d'une mesure de temps mais d'une mesure de Doppler, les mesures altimétriques issues d'observations de phase ne sont pas affectées par un biais matériel (sous réserve que les voies d'enregistrement pour l'antennes RHCP et LHCP pour les signaux direct et réfléchi soient synchronisées).

## 5.2.2 Géométrie du banc de mesure expérimental dédié à l'altimétrie sur une surface de réflexion simulée

Afin de mettre en oeuvre les outils développés durant ces trois années de thèse, un banc de mesure innovant permettant de simuler une réflexion de signal GNSS fut réalisé au LISIC. L'avantage de cette méthode d'évaluation est de pouvoir disposer d'un dispositif expérimental dont la géométrie est connue de manière centimétrique puisque fixée par l'utilisateur. Ce dispositif évite également les problèmes liés à la réflexion du signal (vagues, perte de puissance...) Les Figures 5.4b et 5.7a décrivent la géométrie du dispositif expérimental proposé. Ce dernier est composé de deux antennes à polarisation circulaire droite (RHCP) recevant les signaux GNSS de manière directe, l'une des deux antennes étant utilisée pour simuler une réflexion. En effet, de manière analogue à un dispositif expérimental sur réflexion réelle décrit section 1.3.2, la hauteur  $h$  entre les deux antennes est déduite par la différence de chemin entre les deux signaux directs reçus par chacune des antennes. On décrit au Chapitre 3, section 3.3.3, l'ensemble des relations qui lient la différence de hauteur entre les deux antennes. La différence de trajets des signaux perçus par ces antennes est contenue dans la relation 3.28. Ce dispositif est utilisé pour tester et évaluer les différentes méthodes de mesure d'altitude par réflectométrie GNSS.

Pour supprimer la présence de biais de mesures matérielles (longueur de câble, calibration matérielle diverse...) avec le système de simulation de réflexion de signaux GNSS (proposé section 5.2.2), la relation 5.3 peut être appliquée à la relation 3.28. Ainsi la hauteur  $h$  est mesurable par la combinaison suivante :

$$\begin{aligned}
 h &= \frac{\delta\rho_{s1}(t) - \delta\rho_{s2}(t)}{\left(\frac{\cos(\theta_{s1}^{el}(t)) \cos(\Delta\theta_{s1}^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - \sin(\theta_{s1}^{el}(t))\right) - \left(\frac{\cos(\theta_{s2}^{el}(t)) \cos(\Delta\theta_{s2}^{Az}(t))}{\tan(\theta^{exp})} - \sin(\theta_{s2}^{el}(t))\right)} \\
 &= K_{s1,s2} (\delta\rho_{s1}(t) - \delta\rho_{s2}(t))
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

De manière équivalente à la relation 5.3 le terme  $K_{s1,s2}$  impacte le résultat de la mesure de hauteur. Cependant, le coefficient  $K_{s1,s2}$ , étant multi-paramétrique (il ne dépend pas seulement



FIGURE 5.2 – Véhicule expérimental avec le mât télescopique, pouvant monter de 2 à 10 mètres, ainsi que le couple d'antennes réceptrices pour les signaux directs et réfléchis.

de l'élévation des satellites combinés), ce dernier est plus difficile à évaluer puisque dépendant également de la direction du dispositif et de l'azimut des satellites utilisés. Ainsi, pour une valeur de  $|K_{s1,s2}|$  élevée, les erreurs d'estimation sur chacune des différences de chemins estimées  $\hat{\delta\rho}_{s1}$  et  $\hat{\delta\rho}_{s2}$  sont amplifiées et l'estimation de  $\hat{h}$  est moins précise.

### 5.2.3 Présentation du matériel utilisé

L'instrument réalisé est composé d'un système de numérisation des signaux GNSS, et d'antennes réceptrices, embarqué sur une voiture instrumentée. Le système mobile permet d'effectuer des mesures d'altimétries sur différentes zones de test. Les antennes réceptrices sont placées sur un mât télescopique pneumatique pouvant atteindre 10 mètres de hauteur au-dessus du sol, comme illustré Figure 5.2. Dans ce contexte, la géométrie du système radar bi-statique mis en place correspond à celle présentée à la section 5.2.1.

Les antennes ont respectivement une polarisation droite (RHCP) et gauche (LHCP), afin de réceptionner les signaux GNSS en provenance des satellites et de la surface de réflexion. Les



FIGURE 5.3 – Numériseur Silicom (3 voie d'enregistrement).

deux antennes sont liées à une ou plusieurs voies d'une même carte d'acquisition "SiFEn-R - One by one", produite par l'entreprise Silicom. Cette carte dispose de 3 canaux entrants synchronisés à la nanoseconde. Le même oscillateur interne est employé pour convertir les signaux analogiques entrants en signaux numériques avec une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  pouvant atteindre 100 MHz et une quantification allant jusqu'à 8 bits. La Figure 5.3 présente le numériseur Silicom. Le récepteur est utilisable sur la bande fréquentielle GNSS complète (de 1 164 MHz à 2 500 MHz). La fréquence de descente avant numérisation  $f^{OL}$  est définie par l'utilisateur à 1545 MHz. L'ensemble des expérimentations présentées dans ce chapitre de thèse seront réalisées sur la composante civile des signaux GPS L1.

En plus du numériseur Silicom, les antennes réceptrices sont également reliées à un ou plusieurs récepteurs Novatel OEM4-G2 Propack RT2W [74] (GPS + WAAS/EGNOS), suivant l'objectif des tests réalisés. Les récepteurs Novatel sont utilisés dans le but de pouvoir alimenter chacune des antennes réceptrices et extraire les données d'éphémérides GPS (élévation, azimuth ou rapport  $C/N_0$  pour l'altimétrie par IPT). Les signaux obtenus en sortie du numériseur Silicom sont traités par le récepteur logiciel qui est présenté section 2.2 ou par le récepteur logiciel proposé section 4.2.2. Ces derniers permettent de construire les observables GPS nécessaires aux différents estimateurs proposés dans ce manuscrit de thèse.

Enfin, dans le cadre de la méthode de calibration développée pour l'IPT, un système additionnel peut être ajouté au mât, comme représenté Figure 3.5 (section 3.3.1). Ce système permet de faire varier la hauteur de l'antenne d'une valeur précise, inférieure à 50 centimètres, par la traction d'une corde graduée.

## 5.3 Résultats sur réflexion simulée

Dans le but d'évaluer les performances des différents estimateurs nous utilisons le banc de mesure présenté Chapitre 3 (section 3.3.3). Les estimateurs proposés sont évalués pour l'estimation de la différence de trajets entre deux signaux en provenance d'un même satellite et captés par deux antennes différentes. Dans ce cas, on a une connaissance précise de la géométrie du système et de la différence de hauteur entre les antennes. La géométrie de cette expérimentation est présentée Chapitre 3. L'intérêt d'une telle démarche est de pouvoir évaluer les estimateurs proposés en s'affranchissant des effets de rugosité de surface, seul les outils de traitement du signal sont ainsi évalués.

Dans un premier temps, nous évaluerons l'estimateur sub-résolution de délai de code, présenté au Chapitre 2. Puis, dans un deuxième temps, nous évaluerons la méthode d'altimétrie par IPT normalisée développée au Chapitre 3. Enfin, dans un troisième temps, nous évaluerons les estimateurs circulaires développés au Chapitre 4

### 5.3.1 Résultats de l'estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie sur réflexion simulée

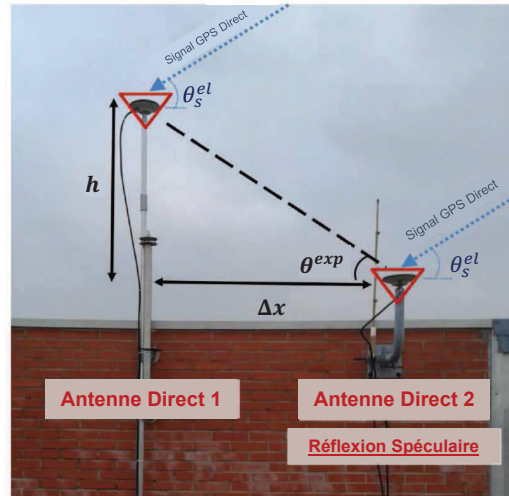
On évalue ici l'estimateur sub-résolution de délai de code présenté Chapitre 2. Nous utilisons le dispositif expérimental présenté section 5.2.2. La Figure 5.4 montre le montage expérimental utilisé sur site. L'ensemble des expérimentations sur réflexions simulées de signaux GPS a été réalisé sur le toit de la Maison de la Recherche Blaise Pascal, au sein du Laboratoire d'Informatique Signal et Image de la Côte d'Opale à Calais.

La première expérimentation a été effectuée le 23 Janvier 2015 à 11 h 56 min 06 s avec des enregistrements de 6.9 secondes obtenus par le numériseur Silicom. La différence de hauteur est fixée à  $h_{ref} = 1.14m$  entre les deux antennes réceptrices. La Figure 5.5 montre la constellation de satellites visibles et la direction du montage expérimental permettant de simuler la réflexion. Les deux antennes en polarisation RHCP utilisées pour la réception du signal direct sont séparées par une distance horizontale  $\Delta x = 1.51m$  et la direction du dispositif, c'est-à-dire l'angle d'azimut dans le plan vertical contenant les deux antennes, est de  $66^\circ$ .

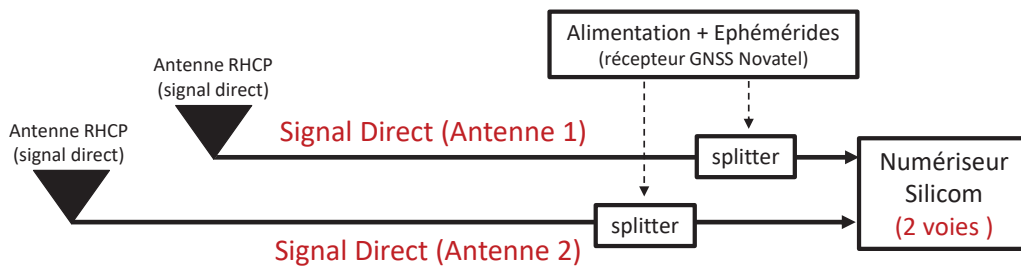
Pour cette expérimentation, seuls seront retenus les satellites ayant un rapport signal sur bruit  $C/N_0$  supérieur à 50 dB-HZ sur chacune des deux antennes, ainsi ne sont retenus que les satellites PRN 6, 9, 10, 20 et 23. Le Tableau 5.1 reporte l'ensemble des paramètres des signaux GPS concernés. Pour l'ensemble des expérimentations menées dans cette section, nous fixerons à 1 ms le temps d'intégration cohérente pour chaque acquisition successive réalisée sur le signal



(a) Site d'expérimentation (LISIC, ULCO).



(b) Simulation d'une réflexion spéculaire.



(c) Dispositif expérimental.

FIGURE 5.4 – Photographie du banc de mesure utilisé pour simuler une réflexion spéculaire et schéma du dispositif expérimental.

acquis (une période de code  $CA_s$  valant  $T_c = 1ms$ ). A partir de l'algorithme proposé section 2.3.3, l'influence de la discrétisation du signal est évaluée, le temps d'attente pour avoir une précision centimétrique n'excède pas 5 secondes pour une erreur  $d\epsilon$  inférieure au centimètre. On en conclut que, en pratique, l'erreur d'estimation induite par la discrétisation du signal est négligeable.

La hauteur entre les deux antennes est estimée selon la relation 5.4, c'est-à-dire en combinant deux réflexions (simulées) de signaux GNSS afin de supprimer le biais de mesure matériel  $B$  décrit section 5.2.1 par la relation 5.2. On suppose que compte tenu de la position des antennes, la propagation des deux signaux reçus par chacune des antennes est identique, le terme  $M_s$  est donc supposé négligeable ( $M_s \approx 0$ ). Les hauteurs estimées sont présentées Tableau 5.2. Ces dernières sont obtenues avec un temps d'intégration de 6.9 secondes. Les erreurs sur l'estimation de hauteur, sur l'ensemble des paires de satellites visibles, sont inférieures à 5 cm, excepté

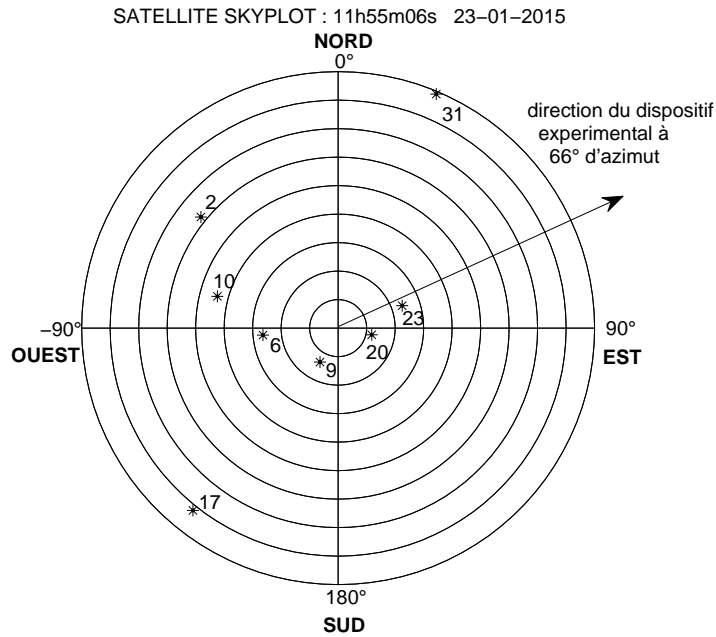


FIGURE 5.5 – Satellites GPS visibles durant l’experimentation le 23 Janvier 2015 à 11 h 55 min 06 sec.

Satellite PRN	Fréquence Doppler (Hz)	Antenne 1 (Direct) $C/N_0$ (dB-Hz)	Antenne 2 (Réflexion simulée) $C/N_0$ (dB-Hz)	$d\epsilon$ (m) (Théorique)	$[mT]_{T_c}$ (s) (Théorique)
6	315.47	54.1	53.9	0.0051	2.594
9	849.9	55.6	55.1	0.010	1.185
10	2383.63	51.7	52	0.0040	3.037
20	-771.29	52.2	51.6	0.0026	4.652
23	-1111.06	54.6	54	0.0066	1.813

TABLE 5.1 – Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 6, 9, 20 and 23 le 23 Janvier 2015 à 11h55m06s.

pour le couple 6-9 et pour les couples faisant intervenir le satellite 10. Ces résultats sont ainsi en accord avec les résultats obtenus lors de l’évaluation sur signaux synthétiques, section 2.4.2. Le Tableau 5.2 fournit également les valeurs du coefficient  $|K_{s1,s2}|$  propre à la géométrie de l’experimentation. On rappelle que pour une configuration où ce coefficient multiplicateur est élevé, les erreurs d’estimation sur  $\hat{\delta\rho}_{s1} - \hat{\delta\rho}_{s2}$  (dues au bruit de mesure) sont amplifiées. Cela est particulièrement visible sur les couples de satellite 6-10, 9-10 et 6-9.

Concernant les couples utilisant le satellite 10, ces derniers n’atteignent pas les précisions attendues. Cela indique la présence d’un multi-trajet sur l’un des deux signaux reçus en provenance du satellite 10. On en conclut donc que le terme  $M_{10}$  associé à la propagation des signaux en provenance du satellite 10 n’est pas négligeable et induit un biais dans l’estimation de  $\delta\rho_{10}$ .

combinaison satellite	Hauteur estimée (m)	coefficient $ K_{s1,s2} $
6-9	1.25	4.19
6-10	37.33 *	55.34
6-20	1.17	1.43
6-23	1.14	0.93
9-10	4.43 *	4.54
9-20	1.13	2.16
9-23	1.11	1.20
10-20	2.19 *	1.47
10-23	1.81 *	0.95
20-23	1.09	2.70

TABLE 5.2 – Hauteur estimée le 23 Janvier 2015 à 11h 55m 06s utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 6, 9, 10, 20 and 23. Hauteur de référence :  $h_{ref} = 1.14m$  (et  $\Delta x = 1.51m$ ).

On applique alors une correction sur la valeur de  $M_{10}$  pour corriger les hauteurs estimées. Connaissant la hauteur réelle à estimer, il est possible d'évaluer par moindres carrés une valeur approchée de  $M_{10}$  en prenant en compte l'ensemble des mesures de hauteur qui impliquent le satellite 10. Les hauteurs corrigées sont reportées Tableau 5.3. Il apparait qu'une correction sur  $\delta\rho_{10}$  de  $M_{10} = 70cm$  permet de corriger l'ensemble des hauteurs estimées issues de combinaisons faisant intervenir le satellite 10. Ces résultats confirment l'hypothèse d'un multi-trajet ayant impacté la mesure.

Combinaison satellite	Hauteur estimée (m) sans correction	Correction sur $M_{10}$ (m)	Hauteur estimée (m) avec correction
10-6	37.33	0.70	1.20
10-9	4.43	0.70	1.25
10-20	2.19	0.70	1.17
10-23	1.81	0.70	1.14

TABLE 5.3 – Hauteurs estimées le 23 Janvier 2015 à 11h 55m 06s utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 10 avant et après correction. Hauteur de référence :  $h_{ref} = 1.14m$  (et  $\Delta x = 1.51m$ ).

Une seconde expérimentation à été réalisé le 10 Février 2015 à 13 h 36 min 59 s pour une hauteur de référence  $h_{ref} = 2.195m$  entre les deux antennes de réception. La Figure 5.6 montre la constellation de satellites visibles et la direction du montage expérimental permettant de simuler

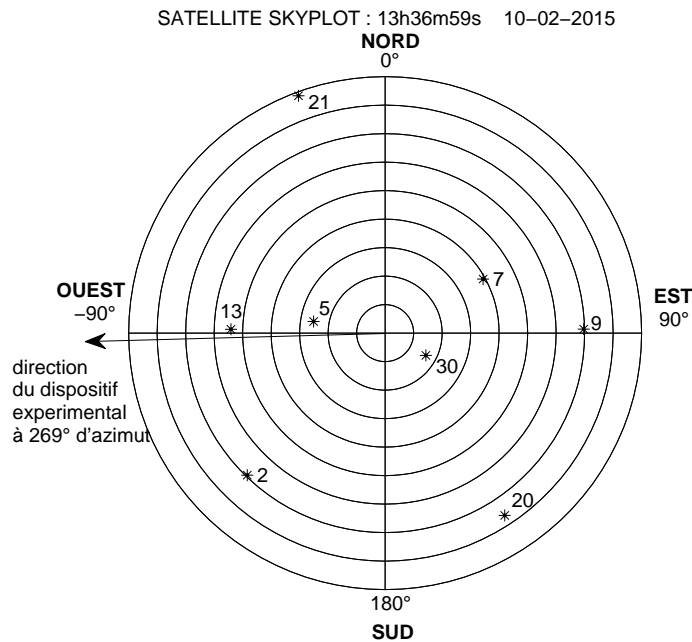


FIGURE 5.6 – Satellites GPS visibles durant l’expérimentation le 10 Février 2015 à 13 h 36 min 59 sec.

Satellite PRN	Fréquence Doppler (Hz)	Antenne 1 (Direct) $C/N_0$ (dB-Hz)	Antenne 2 (Réflexion simulée) $C/N_0$ (dB-Hz)	$d\epsilon$ (m) (Théorique)	$[mT]_{T_c}$ (s) (Théorique)
7	-1909.34	51.2	53.3	0.011	1.055
13	2776.17	51.6	51.32	0.0041	2.857
30	47.56	54.7	51.1	0.0030	3.970

TABLE 5.4 – Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 7, 13 and 30 le 10 Février 2015 à 13h36m59s.

Combinaison satellite	Hauteur estimée (m)	coefficient $ K_{s1,s2} $
7-13	2.21	0.72
7-30	2.09	11.02
13-30	2.51	0.77

TABLE 5.5 – Hauteurs estimées le 10 Février 2015 à 13h 36m 59s en utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 7, 13 and 30. Hauteur de référence :  $h_{ref} = 2.195m$  (et  $\Delta x = 1.95m$ ).

la réflexion. La distance horizontale séparant les antennes de réception est de  $\Delta x = 1.95m$  et la direction du dispositif est de  $269^\circ$ . Dans cette expérimentation, le système de réflexion simulée



est réalisé avec le véhicule, comme illustré sur la Figure 5.7a (section 5.3.2). Seuls les satellites 7, 13 et 30 furent retenus en raison de leur fort rapport  $C/N_0$  pour chacune des antennes. Le Tableau 5.4 présente les différents paramètres associés à chacun de ces satellites. On notera que les grandes différences de rapport  $C/N_0$  s'expliquent par l'utilisation de deux antennes ayant des caractéristiques différentes pour la réception des signaux. Les résultats de hauteur obtenus pour chaque combinaison de satellites sont présentés Tableau 5.5, la durée d'intégration pour l'estimation est de 6.9 secondes. Les résultats obtenus sont en accord avec la précision centimétrique attendue, excepté pour le couple de satellites 13-30. Cette seconde expérimentation confirme les résultats de la première.

### 5.3.2 Résultats de l'estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT sur réflexion simulée

Cette section a pour but d'évaluer la méthode appliquée à l'altimétrie par Interference Pattern Technique normalisée proposée au Chapitre 3. Cette évaluation sur signaux réels est réalisée à partir d'une réflexion simulée par le dispositif expérimental décrit section 5.2.2.

La Figure 5.7 montre le banc de test utilisé pour simuler une réflexion du signal GPS, ainsi que le dispositif expérimental. Le véhicule instrumenté est utilisé comme support pour le montage expérimental, une antenne directe étant positionnée sur le mât et une seconde sur le toit du véhicule. Le dispositif de variation de hauteur d'antenne de 50 cm est également représenté sur la Figure 5.7. Un tel montage permet de connaître précisément la géométrie du système utilisé, ainsi que la hauteur  $h$  entre les deux antennes réceptrices et, par conséquent la différence de chemins entre les deux signaux GPS reçus. La distance horizontale séparant l'antenne positionnée sur le mât du véhicule et l'antenne positionnée sur le toit du véhicule est de  $\Delta x = 1.92m$ . Les signaux en provenance des deux antennes sont combinés, puis traités par un récepteur Novatel commercial (Novatel OEM4G2 PropPak [74]). La Figure 5.7c représente le matériel utilisé durant l'expérimentation. La mesure du rapport  $C/N_0$  est mesurée par le récepteur Novatel, ainsi que l'élévation et l'azimut des satellites observés, et cela à une fréquence de 1 Hz.

La Figure 5.8 montre un exemple d'évolution du rapport  $C/N_0$  en fonction de  $k \sin(\theta_s^{el} + K_0)$ . Ici, le rapport  $C/N_0$  mesuré par le récepteur GPS Novatel équivaut à l'amplitude globale  $A_s^G$  issue de la combinaison des signaux direct et réfléchi. Sur la Figure 5.8, on différencie deux étapes distinctes sur le signal mesuré. La première correspond à l'étape de calibration. Elle est réalisée par une variation en hauteur de 50 cm pour déterminer le minimum et le maximum du rapport  $C/N_0$ . La seconde étape correspond à l'étape d'estimation de la hauteur  $h$  entre les

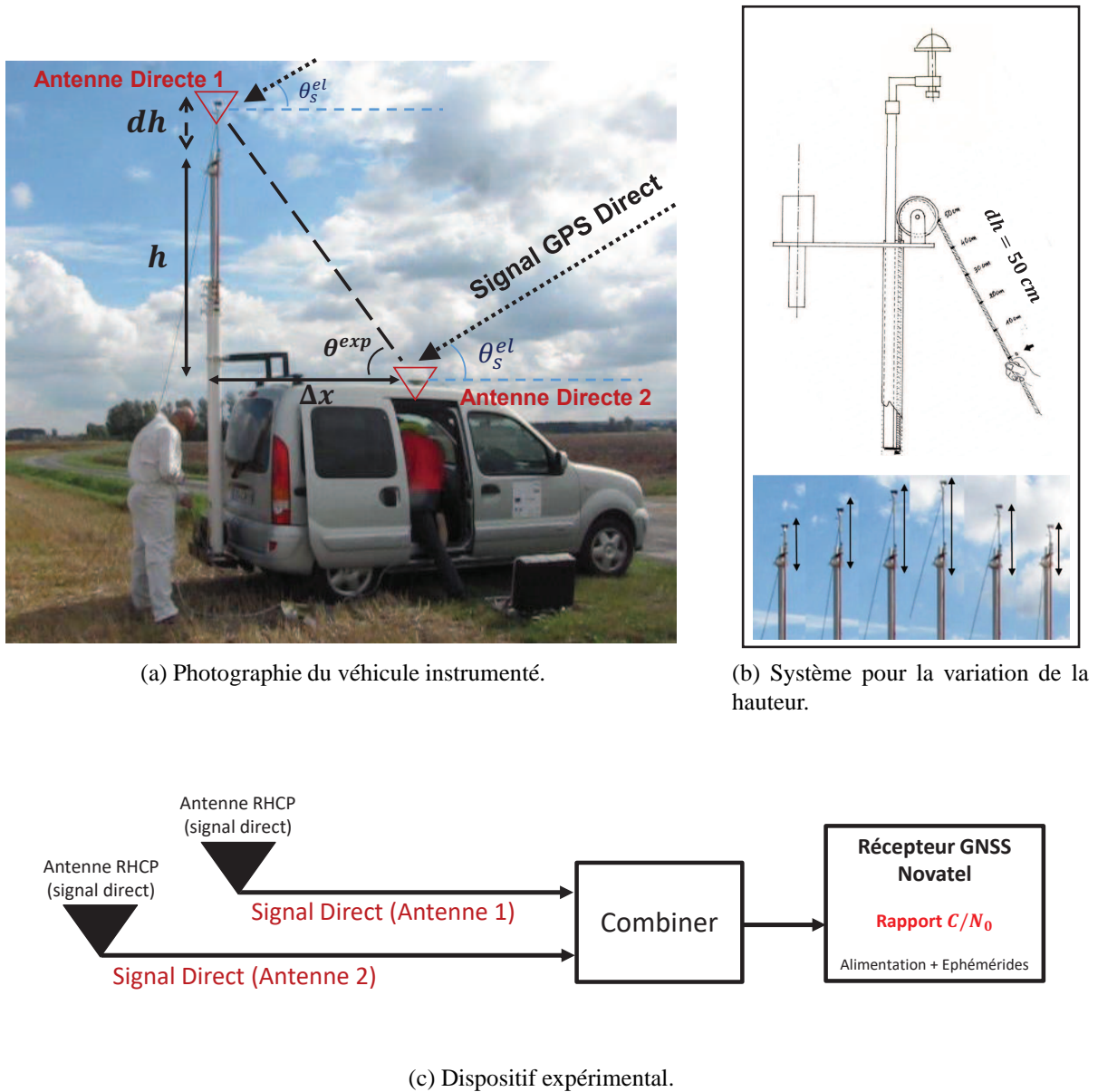


FIGURE 5.7 – Véhicule instrumenté utilisé comme support pour simuler une réflexion spéculaire et dispositif expérimental.

deux antennes telle que décrit Chapitre 3 (section 3.3.2).

Les hauteurs estimées  $\hat{h}$  par la méthode proposée Chapitre 3 sont reportées Tableau 5.6 et 5.7. L'ensemble des expérimentations sur réflexion simulée ont été effectuées le 14 Janvier 2014 à Calais (coordonnées GPS :  $50.920485^\circ$  N ;  $1.949752^\circ$  E). La hauteur entre les deux antennes est fixée à  $h_{ref} = 2.13m$  pour une première expérimentation menée à 14h09m et  $h_{ref} = 8.24m$  pour une seconde expérimentation menée à 14h50m. Les Figures 5.9a et 5.9b montrent la constel-

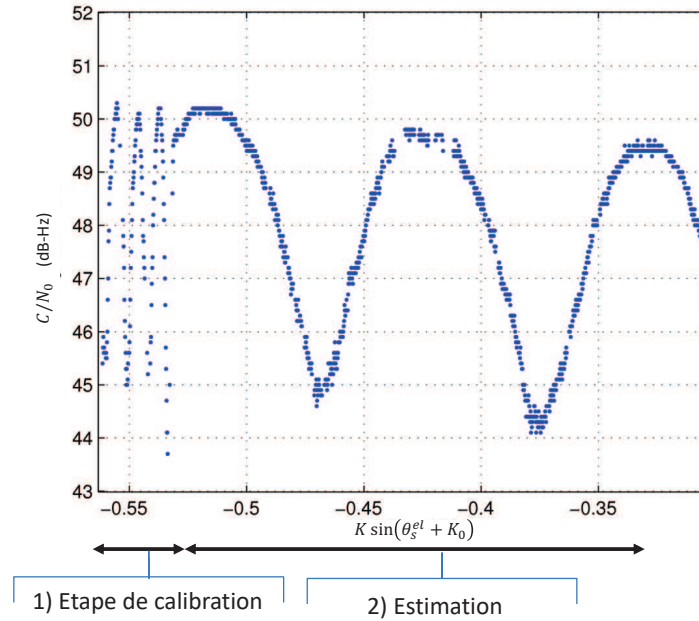


FIGURE 5.8 – Évolution du rapport  $C/N_0$  pour le satellite 4, le 17 Janvier 2014 à 14h09m44s UTC.

lation GPS visible durant les deux expérimentations, ainsi que la direction du véhicule instrumenté servant de support à l'expérimentation. La trajectoire des satellites durant la mesure y est également représentée, l'étoile marque la fin de la mesure. Pour ces expérimentations,  $\hat{h}$  est estimée pour  $N = 600$  observations, soit 600 secondes de mesure. Le pas de recherche de l'estimateur proposé est de 1 mm dans un intervalle borné  $[h_{ref} - 2, h_{ref} + 2]$  en mètres.

Pour la première expérimentation avec une hauteur de référence de  $h_{ref} = 2.13m$  (à 14h09m), les signaux en provenance des satellites 5, 9, 16, 20 et 29 ne sont pas retenus car il ont une élévation trop basse (et donc un très faible  $C/N_0$ ). Les hauteurs estimées pour les satellites restant sont présentées Tableau 5.6. Les satellites 2 et 13 ayant une faible variation de  $|K \sin(\theta_s^{el} + K_0)|$  sont également exclus des mesures (cf. section 3.4.1 et l'influence de la vitesse de variation en élévation). L'estimation en hauteur, pour les satellites restants 4, 7, 10 et 23 donne un écart par rapport à la hauteur de référence compris entre 2 et 9 cm. La hauteur moyenne estimée est de 2.15 mètres.

Les résultats de la dernière expérimentation pour une hauteur de référence de  $h_{ref} = 8.24m$  (à 14h50m) sont présentés Tableau 5.7. Les signaux en provenance des satellites 16, 23, 26, et 29 ne sont pas retenus car ils ont une élévation trop basse et un très faible  $C/N_0$ . Les satellites ayant une faible variation en  $|K \sin(\theta_s^{el} + K_0)|$  sont indiqués Tableau 5.7. Sur l'ensemble des

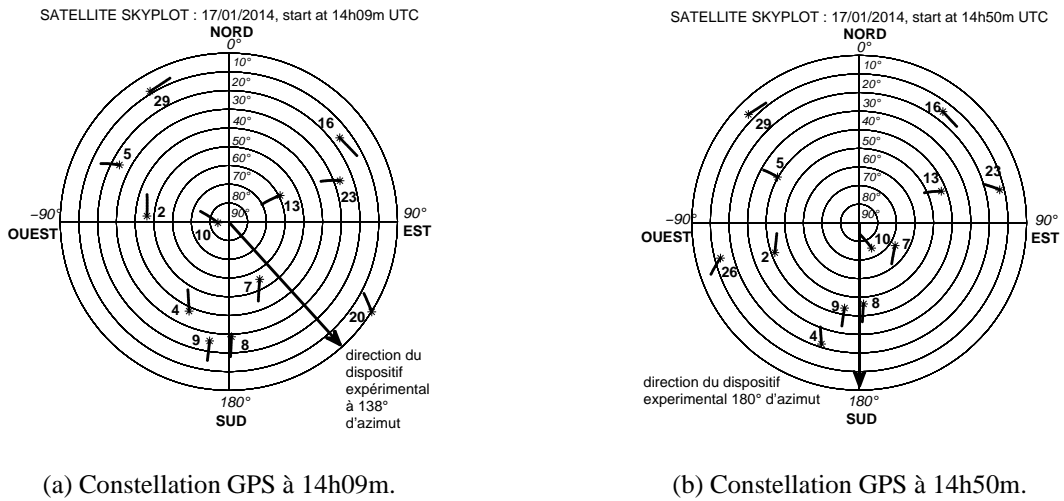


FIGURE 5.9 – Trajectoires des satellites GPS visibles durant la mesure, le 17 Janvier 2014 à 14h09m et à 14h50m UTC.

Satellite PRN	Hauteur $\hat{h}$ (m)	$ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $ variation moy. ( $s^{-1}$ )	$C/N_{0,min}$ (dB-Hz)	$C/N_{0,max}$ (dB-Hz)	Commentaire
2**	2.86	$7.0 \times 10^{-5}$	43.8	50.5	faible variation de $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $
4	2.22	$1.7 \times 10^{-4}$	44.8	50.2	
7	2.16	$1.5 \times 10^{-4}$	45.6	49.8	
8*	1.93	$1.6 \times 10^{-4}$	39.5	47	faible valeur de $C/N_0$
10	2.10	$1.0 \times 10^{-4}$	47.5	51.4	
13**	1.53	$9.6 \times 10^{-5}$	48.4	51.2	faible variation de $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $
16	2.11	$1.4 \times 10^{-4}$	35.5	45.3	faible valeur de $C/N_0$
23	2.19	$1.5 \times 10^{-4}$	44.1	49.8	

TABLE 5.6 – Estimations de  $h$  le 17 Janvier 2014 à 14h09 UTC. Hauteur de référence :  $h = 2.13$  m,  $\Delta x = 1.92$  m

résultats, on observe que les satellites 2, 5, 8 et 9 sont proches de la hauteur de référence, avec une différence comprise entre 1 et 5 cm. Pour cette expérimentation, la hauteur moyenne estimée est de 8.25 mètres.

Nous pouvons donc conclure que la méthode de calibration proposée, ainsi que l'estimation qui en découle, permet d'atteindre des précisions centimétriques et cela pour une durée d'observation de seulement 600 secondes. Cette diminution de la durée d'observation représente un gain important par rapport aux techniques d'altimétrie par IPT classiques qui nécessitent plusieurs heures d'observations. Cependant, malgré la forte diminution de la durée de mesure, l'approche proposée ne peut pas être utilisée dans le cas d'une mesure dynamique.

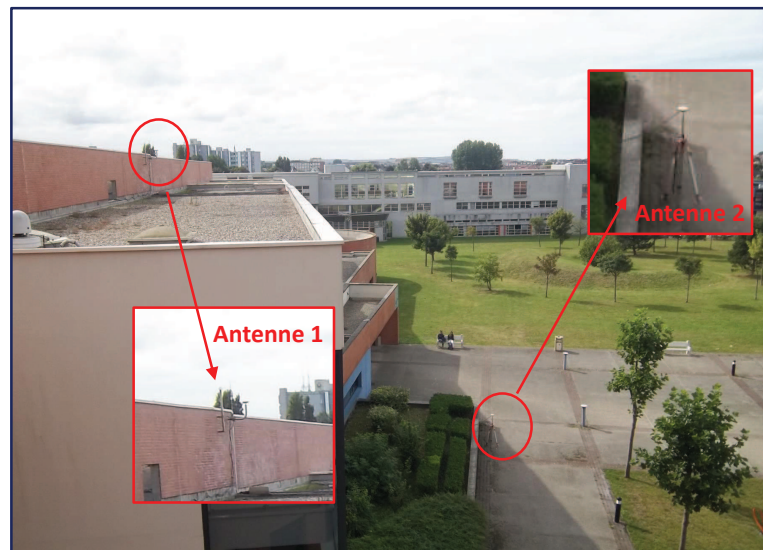
Satellite PRN	Hauteur $\hat{h}$ (m)	$ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $ variation moy. ( $s^{-1}$ )	$C/N_{0,min}$ (dB-Hz)	$C/N_{0,max}$ (dB-Hz)	Commentaire
2	8.29	$7.2 \times 10^{-5}$	44.5	50.2	faible variation de $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $
5	8.27	$1 \times 10^{-4}$	42.1	49.2	
7**	8.79	$5.9 \times 10^{-5}$	47.6	50.9	faible variation de $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $
8	8.23	$1.2 \times 10^{-4}$	43.9	47.8	
9	8.19	$1.3 \times 10^{-4}$	44	49.1	
10**	8.92	$5.5 \times 10^{-5}$	48.4	51.2	low variation of $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $
13*	8.01	$8.9 \times 10^{-5}$	45.6	50.8	low variation of $ K \sin(\theta_s^{el} + K_0) $

TABLE 5.7 – Estimations de  $h$  le 17 Janvier 2014 à 14h50 UTC. Hauteur de référence :  $h = 8.24$  m,  $\Delta x = 1.92$  m

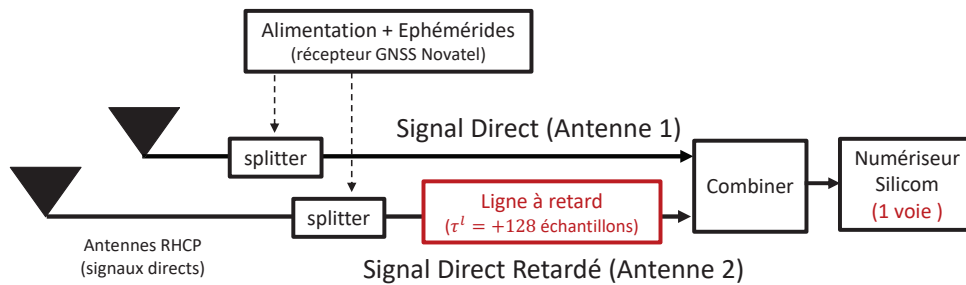
### 5.3.3 Résultats de l'estimateur par régression circulaire appliqué à l'altimétrie par mesure de phase sur réflexion simulée

La régression circulaire développée au Chapitre 4 est appliquée à l'altimétrie GNSS-R sur signaux réels. La technique proposée repose sur l'observation du délai de phase entre les signaux direct et réfléchi dans un référentiel de temps qui est défini comme le sinus de l'élévation du satellite observé. Comme décrit section 4.2.2, la pente d'évolution du délai de phase comprend l'information de la hauteur. Pour estimer cette pente d'évolution, deux approches ont été proposées. La première consiste à réaliser une régression linéaire après déroulement du délai de phase mesuré (section 4.3.1), et la seconde consiste à effectuer une régression circulaire (section 4.4).

La mesure de phase étant très précise, cette dernière est donc logiquement sensible à la rugosité et à la dynamique de la surface de réflexion. Le dispositif expérimental qui simule une surface de réflexion est donc particulièrement adapté pour évaluer les propriétés intrinsèques de la méthode sur signaux réels. En effet, en plus d'une connaissance centimétrique de la géométrie du système, un tel dispositif permet de s'affranchir des effets de variation de hauteur provoqués par la présence de vagues. L'observable de délai de phase est obtenu par le récepteur monovoie décrit section 4.2.1 et les méthodes décrites section 4.2.2. La Figure 5.10b présente le dispositif expérimental mis en oeuvre pour l'observation de la différence de phase  $\delta\theta_s$ . Comme illustré sur le schéma 5.10b, une ligne à retard, constituée d'une bobine de fibre optique de 1 km, est utilisée pour retarder de 128 échantillons l'un des deux signaux reçus et permettre ainsi l'acquisition simultanée des deux signaux sur une unique voie du numériseur Silicom (une mesure de  $\delta\theta_s$  par milliseconde). Dans le cadre d'une réflexion spéculaire simulée, la différence de phase évolue donc linéairement avec  $K \sin(\theta_s^{el} + K_0)$ . La hauteur entre les deux antennes est proportionnelle à la pente d'évolution du délai de phase modélisée par  $\frac{2\pi h}{\lambda}$  (conformément à la relation 3.28).



(a) Photographie de l'expérience.



(b) Dispositif expérimental.

FIGURE 5.10 – Photographie du dispositif expérimental utilisé pour simuler une réflexion spéculaire.

L'expérience est réalisée le 29 Juin 2016 à 16h06m58s pour un enregistrement de 400 secondes de signal par le numériseur Silicom. La hauteur  $h_{ref}$  entre les deux antennes est mesurée à 12.45 mètres et la distance horizontale  $\Delta x$  séparant les deux antennes à 17.85 m (soit  $\theta^{exp} \approx 34.9^\circ$ ). La première antenne est positionnée sur le toit du laboratoire LISIC (cf. Figure 5.4a), et la seconde antenne est positionnée en bas du bâtiment. La Figure 5.10 montre le montage expérimental mis en oeuvre pour simuler la réflexion des signaux GPS-L1. On reporte sur la Figure 5.11 la constellation de satellites GPS visibles et la direction du système expérimental durant l'expérience, ainsi que les mesures de délais de phase  $\delta\theta_s$  obtenues durant 400 secondes d'observation. Compte tenu de la position de l'expérience, seulement 3 satellites sont considérés pour l'étude de faisabilité, les satellites 18, 21 et 27. Les paramètres des signaux utilisés sont présentés Tableau 5.8, ainsi que l'élévation et l'azimut des satellites car ces derniers

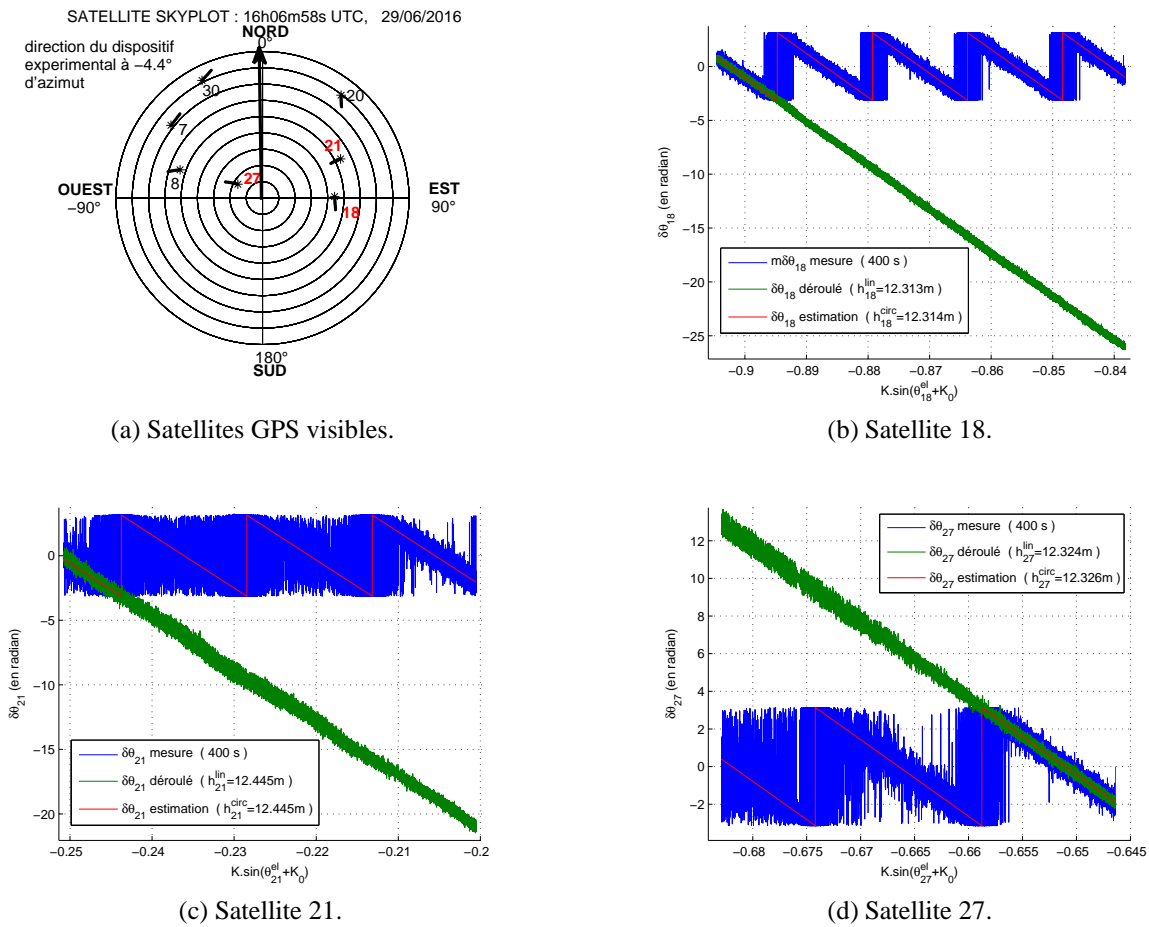


FIGURE 5.11 – Constellation GPS visible et mesure durant l'expérimentation du 29 Juin 2016 à 16 h 06 min 58 sec.

ont une grande influence dans l'évolution du terme  $K \cdot \sin(\theta_s^{el} + K_0)$ .

Satellite PRN	Antenne 1		Antenne 2		Élévation		Azimut	
	$f_s^{dop}$ (Hz)	$\frac{C}{N_0}$ (dBHz)	$f_s^{dop}$ (Hz)	$\frac{C}{N_0}$ (dBHz)	moy. (°)	vit. (°/s)	moy. (°)	vit. (°/s)
18	516.9	49.4	516.6	49.9	45.2	0.0013	96.7	-0.010
21	-2206.3	49.4	-2206.6	48.6	40	-0.0066	63.1	0.00022
27	1342.4	50.8	1342.1	50.8	68.4	0.0075	-65.3	0.0056

TABLE 5.8 – Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 18, 21 and 27 le 29 Juin 2016 à 16h06m58s.

La Figure 5.12 et le Tableau 5.9 présentent les hauteurs estimées par les deux méthodes proposées. Les hauteurs estimées pour chaque satellite, notées  $\hat{h}_s^{lin}$  et  $\hat{h}_s^{circ}$ , sont respectivement obtenues par régression linéaire (après déroulement de la phase) et par régression circulaire.

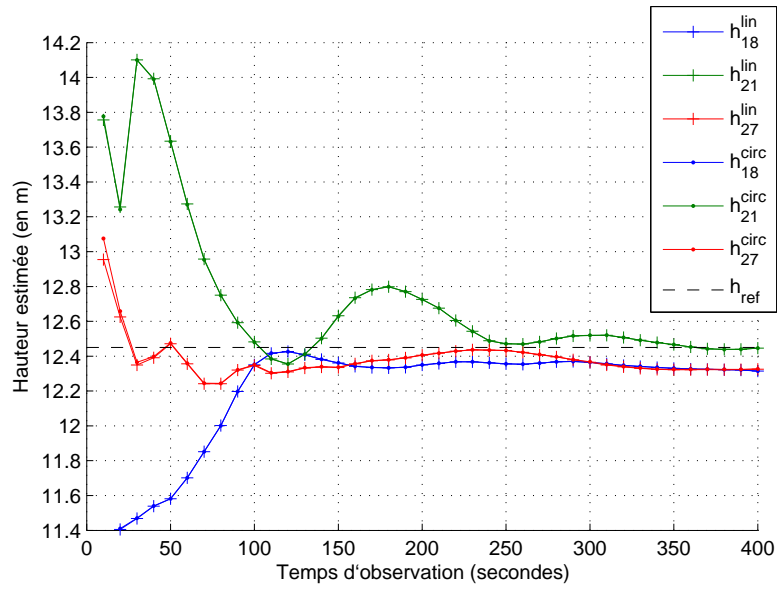


FIGURE 5.12 – Estimations de la hauteur entre les deux antennes en fonction de la durée d’observation, le 29 Juin 2016 à 16h06m58s. Hauteur de référence :  $h_{ref} \approx 12.45$  m (et  $\Delta x = 17.85$ m)

Satellite	18	21	27
<b>observation : 30 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	11.468 m	14.100 m	12.349 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	11.470 m	14.100 m	12.364 m
<b>observation : 60 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	11.701 m	13.274 m	12.355 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	11.701 m	13.269 m	12.359 m
<b>observation : 100 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	12.350 m	12.481 m	12.346 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	12.352 m	12.480 m	12.349 m
<b>observation : 200 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	12.349 m	12.725 m	12.405 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	12.349 m	12.725 m	12.406 m
<b>observation : 300 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	12.363 m	12.518 m	12.364 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	12.364 m	12.519 m	12.367 m
<b>observation : 400 s</b>			
Linéaire : $\hat{h}_s^{lin}$	12.313 m	12.445 m	12.324 m
Circulaire : $\hat{h}_s^{circ}$	12.314 m	12.445 m	12.326 m

TABLE 5.9 – Estimation de la hauteur entre les deux antennes, le 29 Juin 2016 à 16h06m58s pour différents temps d’observation. Hauteur de référence :  $h_{ref} \approx 12.45$  m (et  $\Delta x = 17.85$ m).

Les paramètres de concentration utilisés pour réaliser la pondération circulaire permettant de fournir un modèle de déroulement pour la mesure de phase sont fixés à  $\kappa_s = 3$  et  $\kappa_Q = 5$ .



La Figure 5.12 représente la hauteur estimée par les deux méthodes proposées, en fonction de la durée de mesure. On observe très nettement que l'estimation par régression circulaire est identique à l'estimation par régression linéaire. On observe également que les hauteurs estimées convergent vers une valeur stable à partir de 100 secondes d'observation, excepté pour le satellite 21 dont le niveau de bruit sur la mesure du délai de phase (cf. Figure 5.11b) semble plus important que pour les autres satellites considérés. On observe également que, concernant le satellite 21, la variation en azimut est très faible et peut donc avoir une incidence sur le terme  $K \cdot \sin(\theta_s^{el} K_0)$  (cf Tableau 5.8). On reporte Tableau 5.9 les hauteurs estimées pour des durées d'observation de 30 s, 60 s, 100 s, 200 s, 300 s et 400 s. Sur l'ensemble des résultats, et pour 400 secondes d'observation, on remarque que les satellites 18, 21, et 27 sont proches de la hauteur de référence, avec une différence comprise entre 0.5 et 14 cm. Pour cette expérimentation, la hauteur moyenne estimée est de 12.36 mètres pour un écart type de 7.2 cm.

On en déduit donc que la mesure de phase permet d'atteindre une précision de l'ordre d'une dizaine de centimètres pour une observation de l'ordre de la centaine de secondes. L'une des principales limitations de l'estimateur réside dans la qualité de la mesure de  $\delta\theta_s$ . En effet, la méthode de construction de l'observable de délai de phase  $\delta\theta_s$  est obtenue par interférométrie entre le signal direct et réfléchi. Le bruit du signal direct est alors appliqué au signal réfléchi et la mesure de différence de phase est doublement bruitée.

## 5.4 Expérimentations sur réflexion réelle

Les différents estimateurs proposés dans la thèse pour l'altimétrie GNSS-R sont testés en conditions réelles. Les expérimentations sont réalisées sur des bassins artificiels de la zone portuaire de la ville de Calais. Contrairement à la section précédente, dont l'objectif était d'évaluer les performances intrinsèques des méthodes d'estimation proposées aux Chapitres 2, 3 et 4, cette section a pour objectif de montrer la faisabilité de ces dernières dans des conditions réelles de réflexion sur l'eau.

Dans un premier temps, nous évaluerons l'estimateur sub-résolution de délai de code présenté Chapitre 2. Puis, dans un second temps, nous évaluerons la méthode par IPT normalisé développée au Chapitre 3. Enfin, dans un troisième temps, nous appliquerons les estimateurs circulaires développés au Chapitre 4. L'altimètre utilisé est embarqué à bord du véhicule instrumenté, par conséquent l'ensemble des expérimentations de mesure d'altimétrie sera réalisé au sol, c'est-à-dire pour de faibles hauteurs de l'ordre de la dizaine de mètres au maximum.

### 5.4.1 Résultats de l'estimateur sub-résolution de délai de code appliqué à l'altimétrie sur réflexion réelle

Dans cette expérimentation, l'estimateur de délai de code est évalué pour la mesure altimétrique. Les tests ont été réalisés sur un bassin artificiel situé à Calais (bassin Carnot) pour une position du système à la coordonnées GPS :  $50.962724^\circ$  N ;  $1.857353^\circ$  E. La hauteur  $H + h$  séparant la surface de réflexion et les antennes réceptrices (cf. Figure 4.1) est mesurée manuellement, et la distance  $\Delta H$  séparant les deux antennes est de 9 cm. Plusieurs séries de mesures sont réalisées le 26 Novembre 2015 entre 11h29m et 11h45m. La constellation de satellites visibles à 11h40m est affichée Figure 5.13. La position des empreintes de réflexion est indiquée Figure 5.14, ainsi qu'une photographie du dispositif expérimental déployé sur le site de mesure. La position des empreintes de réflexion est déduite par une application logicielle développée sous Matlab au sein du laboratoire [97] et utilisant les éphémérides satellites, ainsi qu'un système d'informations géographiques. On observe cinq empreintes de réflexion au niveau du bassin artificiel qui correspondent aux satellites 1, 11, 14, 31 et 32.

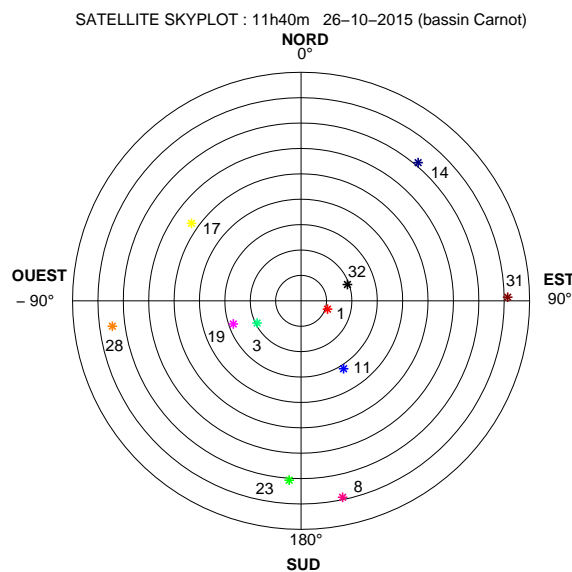
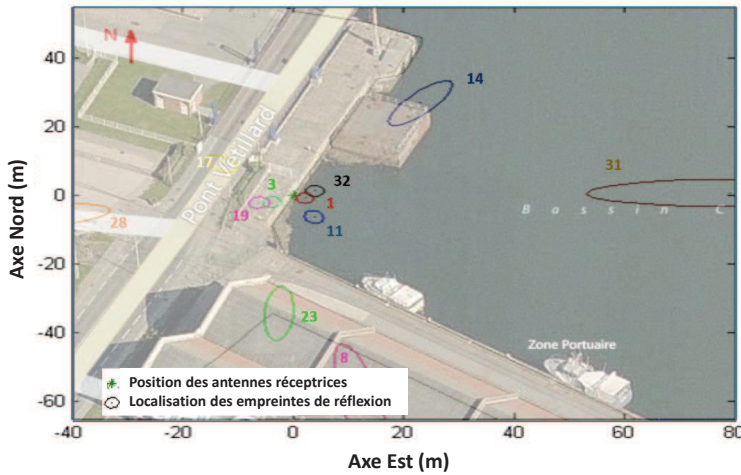


FIGURE 5.13 – Constellation des satellites GPS visibles durant la mesure, le 26 Novembre 2015 à 11h40m UTC.

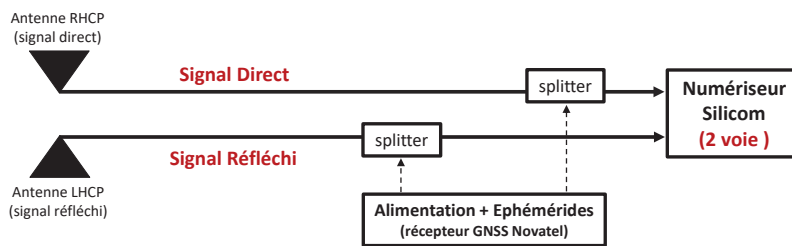
Le satellite PRN 31 ayant une puissance et une élévation faible,  $\theta_s^{el} < 10^\circ$ , ne sera pas utilisé pour les mesures. L'empreinte de réflexion pour le satellite 14 n'est visible que pour une hauteur inférieure à 5 mètres. Au-delà de cette hauteur la réflexion du signal ne se fait plus sur le bassin



(a) Empreintes de réflexion.



(b) Véhicule instrumenté avec mât télescopique.



(c) Dispositif expérimental.

FIGURE 5.14 – Positions des empreintes de réflexion des signaux GPS le 26 Novembre 2015 à 11h40min, dispositif expérimental et photographie de l'expérimentation.

artificiel et se fait partiellement sur le sol (quai et ponton d'amarrage). Il en va de même pour le signal en provenance du satellite PRN 1 qui se réfléchit partiellement sur le quai du bassin Carnot durant les premières expérimentations. Le rapport  $C/N_0$  mesuré pour les signaux directs et réfléchis sur le bassin Carnot est présenté Tableau 5.10.

Satellite PRN	$C/N_0$ Direct (dB-Hz)	$C/N_0$ Réfléchi (dB-Hz)	Commentaire
1	51.2	46.9	uniquement après 11h34m
11	50.2	45.2	
14	43.5	35	uniquement à 11h29m
32	50.9	47.3	

TABLE 5.10 – Rapport  $C/N_0$  moyen, le 26 Novembre 2015

La calibration du système d'altimétrie est réalisée par combinaison de deux empreintes de réflexion de signaux GPS, tel que décrit dans la relation 5.3. Le couple de satellites 14-32 est

choisi car les satellites ont la plus grande différence d'élévation. Pour effectuer la calibration et déterminer le biais de mesure instrumental  $B$ , plusieurs enregistrements de signaux, par le numériseur Silicom, sont effectués successivement à partir de 11h29m. Le biais matériel  $B$ , tel que décrit relation 5.2, est estimé par la différence de hauteurs biaisées mesurées par chacun des satellites visibles (c'est-à-dire  $\widehat{\delta\rho_s}$  pour l'ensemble des mesures de hauteur sur chaque satellite visible et impactées par  $B$ ) et la hauteur non-biaisée obtenue avec le couple de satellites 14-32. Pour l'ensemble des mesures de hauteurs réalisées, on fixe le temps d'intégration à 13.9 secondes pour obtenir une précision centimétrique. Les durées d'intégration cohérente pour réaliser des acquisitions successives sur le signal numérisé sont de 1 ms, soit une période de code  $CA_s$ . Exception faite pour le satellite 14 pour lequel est réalisée une intégration cohérente de 20 ms (soit 20 période de code  $CA_s$ ) pour compenser le rapport signal à bruit qui est faible, tout comme l'élévation du satellite.

Satellite PRN	Estimation $\widehat{\delta\rho_s}$	Elevation $\theta^{el} e_s$ (°)	Hauteur estimée (m)	Hauteur après correction du biais $B = -4.42m$ (m)
11	10.86	63.13	6.09	3.61
14	7.12	21.66	9.65	3.66
32	11.39	73.07	5.95	3.64

Combinaison de satellites	Hauteur estimée (m) sans biais $B$
14-32	3.63

TABLE 5.11 – Hauteurs estimées pour réaliser la calibration matérielle, réalisée le 26 Novembre 2015 en utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites 11, 14 and 32. Hauteur mesurée manuellement :  $H + h = 3.62m$ .

Pour effectuer la calibration, nous nous plaçons à une très faible hauteur, la hauteur mesurée manuellement indiquant  $H + h = 3.62m$ . La moyenne des hauteurs estimées par la combinaison des satellites 14 et 32, et les hauteurs estimées pour chaque réflexion de signaux GPS visibles sont présentées Tableau 5.11. Le biais instrumental  $B$  est estimé à  $-4.42$  m et est utilisé sur les différences de chemin estimées  $\widehat{\delta\rho_s}$  pour corriger la hauteur sur l'ensemble des mesures. La dernière colonne du tableau 5.11 présente les mesures de hauteur obtenues après calibration pour les satellites 11, 14 et 32 à 11h29m. Les résultats sont cohérents avec la hauteur mesurée manuellement et montrent l'efficacité de cette technique pour supprimer les biais instrumentaux.

Pour finir, dans le but de montrer la faisabilité de la mesure altimétrique par l'estimateur proposé au Chapitre 2, trois mesures de hauteur sont réalisées à partir des signaux en provenance

des satellites 1, 11 et 32. La hauteur du mât est fixée à trois hauteurs différentes pour chacune des expérimentations. A 11h34m, le mât est totalement déployé et la hauteur  $H + h$  mesurée manuellement est de 11.34 mètres. La seconde mesure est réalisée à 11h41m pour une hauteur mesurée de 7.91 mètres. Pour finir, la troisième mesure est effectuée à 11h45m pour une hauteur de 6.34 mètres. La durée d'enregistrement du signal est de 13.9 secondes pour chacune des mesures. Les hauteurs moyennes mesurées, avec correction du biais instrumental  $B$  calculée précédemment, sont affichées Tableau 5.12.

Satellite PRN	11h34m $H + h = 11.34m$		11h41m $H + h = 7.91m$		11h45m $H + h = 6.34m$	
	Hauteur estimée (m)	Elevation $\theta_s^e$ (°)	Hauteur estimée (m)	Elevation $\theta_s^e$ (°)	Hauteur estimée (m)	Elevation $\theta_s^e$ (°)
1	11.51	81.31	7.87	77.96	6.28	76.30
11	11.40	60.93	7.82	57.34	6.27	55.59
32	11.42	71.05	7.91	67.72	6.48	66.08

TABLE 5.12 – Hauteurs estimées moyennes le 26 Novembre 2015 à l'aide des signaux GPS-L1 en provenance des satellites 1, 11 et 32.

Pour la mesure réalisée à 11h34m, l'estimateur proposé fournit une hauteur moyenne estimée à 11.44 mètres avec un écart-type de 9.5 cm. Comparé à la hauteur mesurée manuellement, on observe 10 centimètres de différence. Cependant ; il est important de rappeler le manque de précision dans la mesure manuelle de la hauteur  $H + h$  entre les antennes réceptionnant les signaux GNSS et la surface de réflexion. Pour la seconde expérimentation à 11h41m, la hauteur estimée est de 7.91 mètres, l'écart-type des mesures est de 8.6 cm. La hauteur moyenne estimée a seulement une différence de 4 centimètres comparée à la hauteur mesurée manuellement. Enfin, pour l'expérimentation menée à 11h45m, la hauteur estimée est de 6.36 m avec un écart-type de 11.8 cm. Ces résultats sont donc en accord avec les mesures de hauteur manuelles réalisées in-situ et dans, l'ensemble des expérimentations, sont en accord avec l'évaluation théorique de l'estimateur proposée section 2.4.2.

#### 5.4.2 Résultats de l'estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT sur réflexion réelle

Dans cette expérimentation, on évalue la technique d'altimétrie par IPT normalisée dans un contexte réel. Le véhicule instrumenté est utilisé comme support pour les mesures d'altimétrie et le système mécanique permettant de faire varier la hauteur est celui décrit Figure 3.5. La

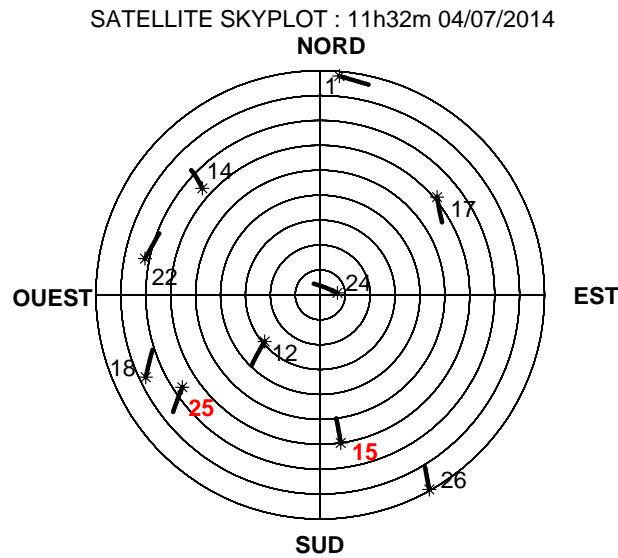


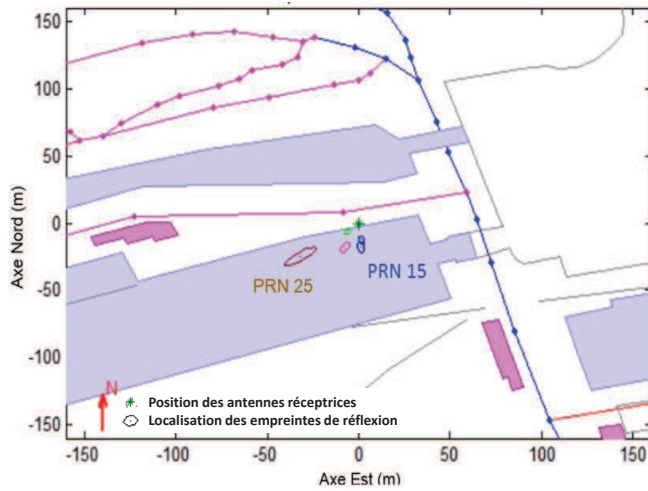
FIGURE 5.15 – Constellation des satellites GPS visibles durant la mesure, le 4 Juillet 2014 à 11h32m UTC.

distance  $\Delta H$  séparant les deux antennes est de 16 centimètres.

L'expérimentation est réalisée sur le bassin ouest de Calais, le 7 Juillet 2014 à 11h32m. Les signaux directs et réfléchis reçues par les antennes sont combinés puis traités par un récepteur Novatel commercial (Novatel OEM4G2 PropPak [74]) qui fournit des mesures de  $C/N_0$ . Après une étape de calibration consistant à faire varier la hauteur des antennes réceptrices de 50 cm, l'estimation de  $h$  est réalisée pour 600 secondes d'observation et pour une fréquence d'échantillonnage de la mesure du  $C/N_0$  de 1 Hz.

La Figure 5.15 montre la constellation GPS visible durant l'expérimentation. La Figure 5.16 représente les réflexions obtenues sur le bassin pour chacun des satellites GPS visibles, ainsi qu'une photographie de l'expérimentation et un schéma du matériel utilisé dans le dispositif expérimental. La hauteur  $H + h$  mesurée manuellement entre les antennes et la surface de réflexion est de 11.46 m. De plus, le bassin étant fermé, le niveau de l'eau reste constant durant la totalité de l'expérimentation. Compte tenu de la taille du bassin ouest de Calais, seulement deux réflexions de signaux GPS sont disponibles, il s'agit des satellites 15 et 25 (en rouge Figure 5.15).

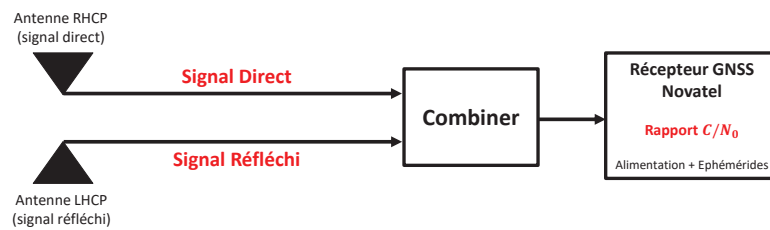
Le Tableau 5.13 présente les résultats obtenus sur chacun des signaux utilisés. On obtient une hauteur moyenne de 11.50 m, ce qui correspond à 4 centimètres près à la hauteur mesurée ma-



(a) Empreintes de réflexion.



(b) Véhicule instrumenté avec mât télescopique.



(c) Dispositif expérimental.

FIGURE 5.16 – Position des empreintes de réflexion des signaux GPS le 4 Juillet 2014 à 11h32m, photographie de l'expérimentation, et schéma du dispositif expérimental.

Satellite PRN	Hauteur estimée $H + h$ (m)	$C/N_{0,min}$ (dB-Hz)	$C/N_{0,max}$ (dB-Hz)	Élévation moy. ( $^{\circ}$ )	Variation en élévation ( $^{\circ}.s^{-1}$ )
15	11.45	42.6	50	34.69	$-7.74 \times 10^{-3}$
25	11.55	40.3	56.4	19.28	$6.82 \times 10^{-3}$

TABLE 5.13 – Estimation de  $H + h$  le 07 Juillet 2014 à 11h32. Hauteur de référence :  $h = 11.45$  m.

nuellement. On en déduit donc qu'il est possible d'atteindre une précision centimétrique et cela malgré un temps de mesure bien inférieur à ceux utilisés classiquement.

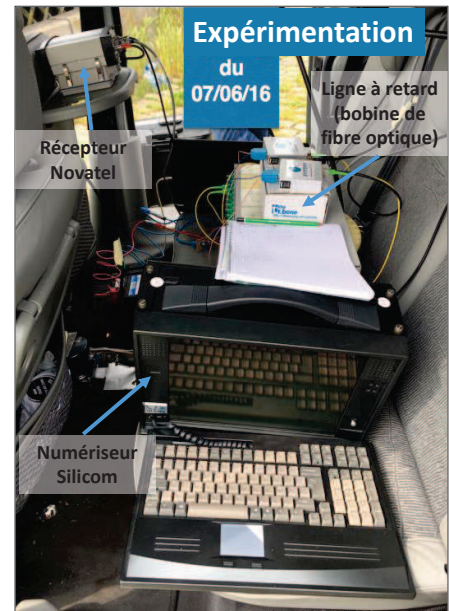
### 5.4.3 Résultats de l'estimateur circulaire appliqué à l'altimétrie par mesure de phase sur réflexion réelle

Dans cette section, on se propose de tester en conditions réelles la mesure de hauteur avec les observations de la phase. Les deux estimateurs proposés au Chapitre 4 sont évalués. La hau-

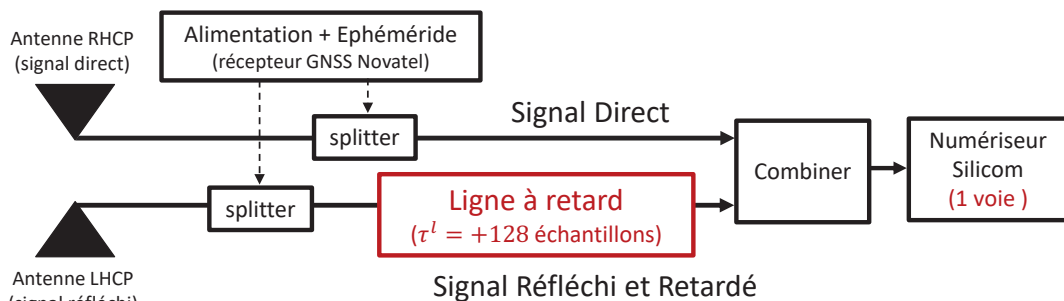
teur  $H + h$  entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion est estimée par régression linéaire (après déroulement de la phase) et par régression circulaire. Les hauteurs estimées sont notées respectivement  $h_s^{lin}$  et  $h_s^{circ}$ . La distance  $\Delta h$  séparant les deux antennes est de 9 cm. Une photographie du véhicule expérimental et du matériel utilisé sont représentées Figure 5.17. Comme illustré Figure 5.17b, une bobine de fibre optique est utilisée pour appliquer sur le signal réfléchi. La position des pics de corrélation associées aux signaux direct et réfléchi sont séparés par 128 échantillons et rend ainsi possible le traitement simultané des deux signaux sur une seule voie du numériseur Silicom. Le traitement des signaux est réalisé pour chaque milliseconde de code  $CA_s$  (soit une mesure de  $\delta\theta_s$  par milliseconde).



(a) Véhicule instrumenté avec mât télescopique.



(b) Matériel utilisé.



(c) Dispositif expérimental.

FIGURE 5.17 – Photographie du véhicule expérimental et du matériel utilisé le 7 Juin 2016 au Bassin Carnot.



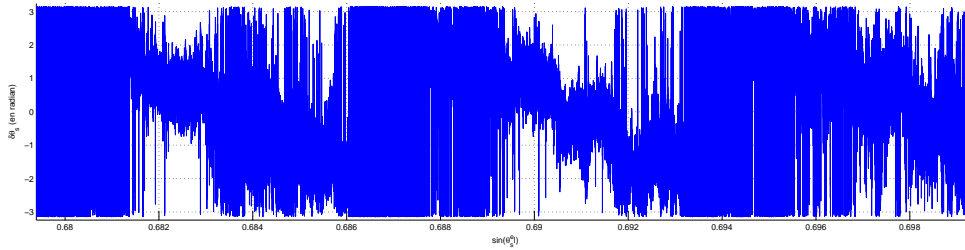
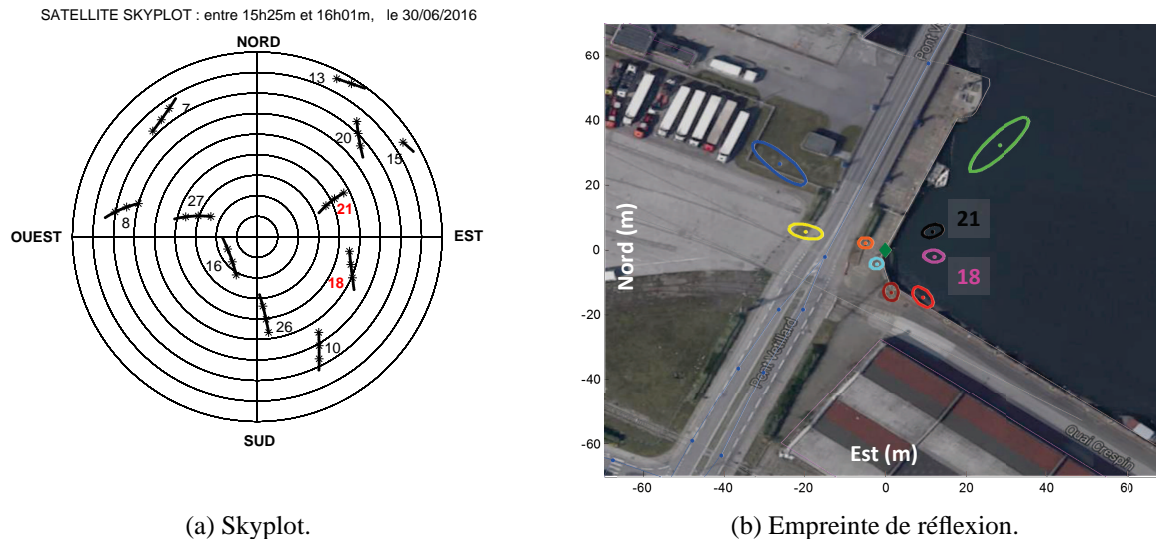


FIGURE 5.18 – Exemple de délai de phase  $\delta\theta_s$  entre la phase du signal direct et la phase du signal réfléchi.

La Figure 5.18 montre un exemple de mesures de différence de phase  $\delta\theta_s$  pour une réflexion sur surface d'eau (Bassin Carnot). On observe une oscillation additionnelle sur la mesure provoquée par la présence de vagues (la rugosité de la surface de réflexion). Dans le but de remédier à cet effet dû aux vagues, on réalise des enregistrements sur 600 secondes de signal avec le numériseur Silicom. Pour la même raison, les paramètres de concentration pour la pondération circulaire sont fixés à  $\kappa_s = 1$  et  $\kappa_Q = 150$ , cela impliquant donc un fort filtrage du délai de phase  $\delta\theta_s$ .



(a) Skyplot.

(b) Empreinte de réflexion.

FIGURE 5.19 – Satellites GPS visibles et localisation des empreintes de réflexion durant l'expérience le 30 Juin 2016 entre 15 h 25 min et 16h01.

Les expérimentations se sont déroulées au Bassin Carnot, à Calais le 30 Juin 2016 entre 15h25m et 15h50m. La hauteur entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion est de  $h_{ref} = 12.57m$ . On représente, Figure 5.19, la constellation de satellites visibles ainsi que la position des empreintes de réflexion. Seule deux satellites présentent une réflexion exploitable pour les

mesures d'altitude, les satellites 18 et 21. Trois enregistrements de 600s sont effectués avec le numériseur Silicom, à 15h25m12s, 15h38m20s et 15h51m51s. On reporte dans le Tableau 5.14 la puissance des signaux utilisés, ainsi que l'élévation des satellites correspondants.

15h 25m 12s				
Satellite PRN	Signal Direct $C/N_0$ (dB-Hz)	Signal Réfléchi $C/N_0$ (dB-Hz)	Elevation	
			moy. (°)	vit. (°/s)
18	48.3	45.5	37.85	0.0046
21	49.9	47.9	55.65	-0.0064

15h 38h 20s				
Satellite PRN	Signal Direct $C/N_0$ (dB-Hz)	Signal Réfléchi $C/N_0$ (dB-Hz)	Elevation	
			moy. (°)	vit. (°/s)
18	48.3	45.8	41.15	0.0037
21	49.6	47.9	50.53	-0.0066

15h 51h 51s				
Satellite PRN	Signal Direct $C/N_0$ (dB-Hz)	Signal Réfléchi $C/N_0$ (dB-Hz)	Elevation	
			moy. (°)	vit. (°/s)
18	48.3	45.7	43.63	0.0026
21	49.3	44	45.38	-0.0066

TABLE 5.14 – Paramètres des signaux en provenance des satellites 18 et 21 le 30 Juin 2016 à 15h25h12s, 15h38h20s et 15h51h51s.

Satellite PRN	15h 25m 12s $H + h = 12.57m$		15h 38m 20s $H + h = 12.57m$	
	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{lin}$ (m)	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{circ}$ (m)	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{lin}$ (m)	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{circ}$ (m)
18	12.686	12.683	8.283	12.872
21	12.64	12.647	12.481	12.486

15h 51m 51s $H + h = 12.57m$		
Satellite PRN	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{lin}$ (m)	Hauteur estimée $\hat{h}_s^{circ}$ (m)
18	13.043	13.024
21	12.368	12.363
18+21	—	12.514

TABLE 5.15 – Hauteurs estimées le 30 Juin 2016 issues de 600 secondes d'observation de signaux GPS-L1 en provenance des satellites 18 et 21.

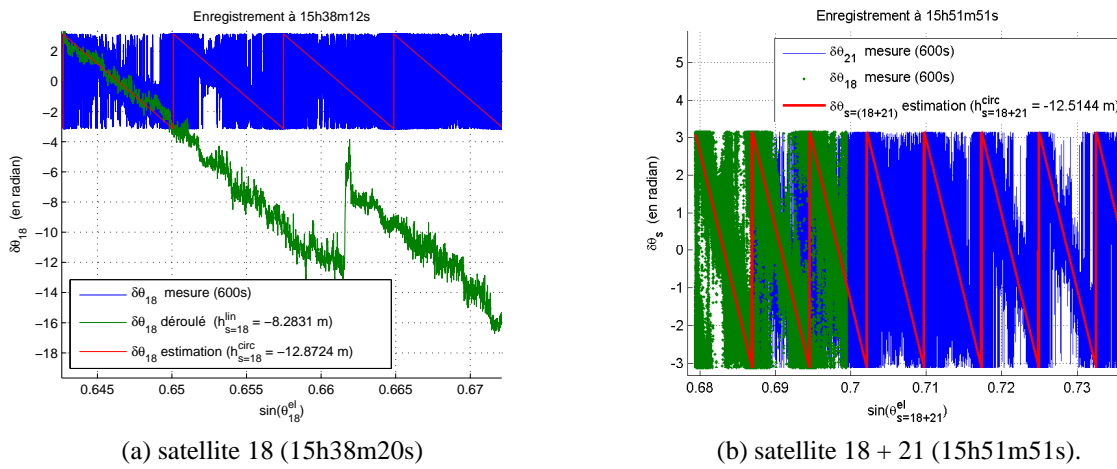


FIGURE 5.20 – Mesure de délai de phase  $\delta\theta_s$ .

On reporte, dans le tableau 5.15, les hauteurs estimées avec les estimateurs proposés au Chapitre 4. La durée des observations est fixée à 600 secondes. Pour l'enregistrement effectué à 15h 25m 12 s, on obtient une hauteur moyenne de 12.66 m pour les deux estimateurs proposés, soit 9 cm d'écart avec la hauteur de référence. Les hauteurs estimées par régression linéaire et régression circulaire sont identiques.

Concernant la mesure réalisée à 15h 38m 20s, la hauteur moyenne est estimée à 12.68 m pour l'estimateur par régression circulaire, ce qui équivaut à 11 cm d'erreur avec la hauteur de référence. Cependant, les résultats obtenus pour le satellite 18 sont à nuancer compte tenu de sa vitesse de variation en élévation qui peut être considérée comme faible selon les critères développés Section 4.5.2, c'est-à-dire inférieure à  $0.004^\circ/s$ . En ne considérant que le satellite 21, on obtient ainsi une erreur de 9 cm avec la hauteur de référence. On remarque également, que dans le cadre de l'estimateur de hauteur par régression linéaire, ce dernier est impacté par une erreur dans le déroulement de la mesure du délai de phase concernant le satellite 18. La Figure 5.20a montre la mesure du délai de phase pour le satellite 18, ainsi que le déroulement de phase et l'estimation associée. On observe un saut dans le déroulement, la mesure n'est donc pas suffisamment filtrée). On en déduit donc que la régression circulaire est plus avantageuse que la régression linéaire puisque elle ne nécessite pas de dérouler la mesure de délai de phase.

Enfin, les mesures réalisés à 15h 51m 51s présentent une hauteur moyenne de 12.70 m, mais avec un écart d'environ 45 cm par rapport à la hauteur de référence pour le satellite 18 et un écart de 21 cm pour le satellite 21. Ces forts écarts dans l'estimation en hauteur s'expliquent par la faible vitesse de variation en élévation du satellite 18, c'est-à-dire  $0.0026^\circ/s$  (cf. Tableau 5.14), et par le niveau de bruit du signal réfléchi pour le satellite 21. En effet, on observe, à 15h 51m 51s, un rapport  $C/N_0$  de 44 dB-Hz sur le signal réfléchi du satellite 21, ce qui est bien plus

faible que pour les autres signaux réfléchis du satellite 21.

L'élévation des satellites 18 et 21 étant très proche durant l'expérimentation de 15h 51m 51s, on se propose de concaténer les mesures de délai de phase  $\delta\theta_s$  dans le but d'estimer l'altitude entre les antennes réceptrices et la surface de réflexion par régression circulaire. Le nombre de mesures de délai de phase utilisé pour l'estimation est donc multiplié par deux. Comme illustré Figure 5.20b, les mesures de délai de phase sont combinées. La hauteur estimée est de 12.51 m, soit une erreur de 6 cm. On en déduit donc que la fusion de mesures est une perspective pouvant potentiellement permettre de diminuer le temps de mesure.

## 5.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons évalué sur signaux réels les systèmes d'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS développés durant la thèse. L'objectif étant de développer un système d'altimétrie GNSS-R pouvant être embarqué à bord d'une plateforme mobile évoluant à faible altitude, il est donc nécessaire d'obtenir une mesure le plus rapidement possible.

Dans un premier temps, nous avons utilisé un banc de mesure expérimental permettant de simuler une réflexion spéculaire de signaux GPS à l'aide de deux antennes réceptionnant le signal GPS direct. Ce banc de mesure nous a permis d'évaluer les performances intrinsèques des estimateurs décrit au Chapitre 2, 3 et 4. Pour l'ensemble des méthodes le dispositif d'acquisition des signaux GPS est également présenté. Les estimateurs proposés atteignent une précision centimétrique. On démontre ainsi que l'estimateur sub-résolution de délai de code permet d'atteindre une précision centimétrique pour une durée d'intégration de l'ordre de la dizaine de secondes, ce qui est en accord avec l'évaluation de l'estimateur section 2.4. On montre également que l'estimateur normalisé appliqué à l'altimétrie par IPT permet d'atteindre une précision centimétrique après plusieurs centaines de secondes d'observation. Les résultats obtenus sur le banc de test expérimental sont en accord avec les résultats obtenus sur signaux synthétiques section 3.4. L'estimation par régression circulaire permet aussi d'atteindre la précision centimétrique. Cependant, on observe une différence de temps de mesure entre l'évaluation sur signaux synthétiques et les expérimentations sur signaux réels. En effet, il est nécessaire d'attendre une centaine de secondes pour réaliser une estimation de la hauteur contre seulement une trentaine de secondes en théorie. On en conclut que le bruit de phase a été sous évalué dans le cas synthétique.

Dans un second temps, les différents estimateurs sont appliqués à l'altimétrie GNSS-R sur des bassins artificiels dans la zone portuaire de Calais. Pour l'ensemble des méthodes, on retrouve un temps de mesure et une précision similaire à ce qui est obtenu pour les expérimentations sur réflexion de signaux GNSS simulés. Cette série d'expérimentations prouve la faisabilité des

méthodes de traitement du signal dédiées à l'altimétrie par GNSS développées durant la thèse. Pour conclure, l'estimateur sub-résolution de délai de code constitue, de part le faible temps d'intégration et la précision de sa mesure, la meilleure des techniques GNSS-R proposée au sein de ce travail de thèse. Néanmoins, l'observation du délai de phase  $\delta\theta_s$ , et l'estimateur de hauteur par régression circulaire proposé, est potentiellement la plus intéressante des méthodes d'estimation. Une grande marge de progression est encore possible pour la construction de l'observable de délai de phase dans le but de diminuer le bruit de mesure. La fusion des mesures angulaires du délai de phase est une perspective intéressante pour apporter une diminution dans le temps d'observation. Enfin, comme illustré Figure 5.18, on note une oscillation additionnelle dans la pente d'évolution du délai de phase que l'on suppose être liée à la présence de vagues. On en déduit donc qu'il est potentiellement possible de caractériser l'état de la mer par le biais de l'observation du délai de phase, ce qui constitue un futur axe de recherche.

# Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et le traitement des signaux GNSS appliqués à l'altimétrie par réflectométrie. Plusieurs estimateurs sont proposés dans le but de définir des techniques de mesures altimétriques à basse altitude par réflectométrie GNSS-R, l'objectif étant, à terme, d'embarquer ces techniques à bord d'un drone. Trois estimateurs sont proposés dans ce manuscrit de thèse : un estimateur sub-résolution de délai de code par intégration des observations de code et de phase pour l'estimation des pseudo-distances, un estimateur normalisé de l'évolution de la puissance pour l'Interference Pattern Technique, et un estimateur circulaire de l'évolution du délai de phase entre les signaux directs et réfléchis. Chacun d'entre eux peuvent être associé à une observable du signal GNSS, c'est à dire le code, la phase et l'amplitude du signal. Ils sont appliqués à l'altimétrie par réflectométrie des signaux GNSS et leurs performances théoriques sont évaluées. La faisabilité des méthodes d'estimation proposées est démontrée sur un banc de test permettant de simuler une surface de réflexion et en conditions réelle de réflexion sur des bassins artificiels dans la zone portuaire de Calais.

L'estimateur sub-résolution de délai de code, proposé au Chapitre 2, est un estimateur de pseudo-distance permettant de surmonter la résolution limite de la fonction d'auto-corrélation estimant le délai de code. Il s'agit d'un nouvel estimateur utilisant comme observations la différence entre les mesures de délai de code obtenues par acquisitions successives et la phase du signal GNSS tronquée à la résolution de la fonction d'auto-corrélation. Une étude des propriétés statistiques et de la précision attendue de notre estimateur est réalisée, ainsi qu'une évaluation sur signaux GPS-L1 réels et synthétiques. On observe une bonne correspondance entre le modèle théorique et la réalité. On montre ainsi que pour un temps d'intégration inférieure à 10 secondes l'estimateur proposé permet d'atteindre une précision centimétrique, et cela pour un récepteur mono-fréquence ayant une faible résolution (de l'ordre d'une dizaine de mètres).

Des résultats expérimentaux dédiés à la mesure altimétrique sont présentés sur signaux réels au Chapitre 5. Ils démontrent la faisabilité de l'estimateur proposé pour des réflexions réelles. On montre ainsi que l'estimateur sub-résolution de délai de code permet d'atteindre une précision inférieure à la dizaine de centimètres pour un temps d'intégration de l'ordre de la quinzaine de

secondes, ce qui est en accord avec l'évaluation sur signaux synthétiques. Compte tenu de la durée de mesure, la méthode proposée est utilisable pour une application dynamique. Son seul inconvénient réside dans l'obligation de calibrer le matériel utilisé.

Le second estimateur présenté, au Chapitre 3, est un estimateur de l'évolution de la puissance normalisée dédiée à l'altimétrie GNSS-R par Interference Pattern Technique. L'IPT est une technique d'observation GNSS-R qui utilise le rapport signal à bruit issu de la combinaison des signaux directs et réfléchis. Elle nécessite un faible investissement matériel, car seul le signal direct est traité. En effet, le signal réfléchi interfère sur le signal direct et provoque des oscillations du rapport signal à bruit dont la fréquence est proportionnelle à la hauteur entre l'antenne et la surface de réflexion.

Une méthode de normalisation de l'amplitude du signal GNSS est proposée, ainsi qu'un estimateur qui repose sur l'ajustement d'un modèle à l'amplitude mesurée. Les performances de l'approche proposée sont évaluées à travers une étude des bornes de Cramér-Rao et une étude de l'influence de la géométrie du système (configuration de la constellation GNSS visible). On montre que cette méthode d'estimation permet d'atteindre des précisions centimétriques pour moins de 10 minutes d'observation. Cela représente une diminution importante du temps de mesure en comparaison avec les méthodes IPT classiques. Des résultats expérimentaux sont présentés au Chapitre 5 et démontrent la faisabilité de la méthode proposée sur une surface de réflexion réelle (bassin de la zone portuaire). La précision centimétrique est atteinte pour une durée de mesure de plusieurs centaines de secondes. Cette technique est donc considérée comme robuste, car seul le signal direct est traité, et ne nécessite pas de calibration du matériel. Cependant, la méthode proposée n'est pas utilisable dans une application dynamique car la durée de mesure nécessaire reste trop importante. De plus, la méthode de normalisation, basée sur une variation en hauteur du dispositif de réception, s'avère être difficile à réaliser sur une plateforme aéroportée et dynamique.

Le dernier estimateur proposé, au Chapitre 4, est un estimateur circulaire de la pente d'évolution du délai de phase entre les signaux directs et réfléchis. Un nouveau type de récepteur, dédié à la mesure de la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi, est également proposé. Dans cette approche, le signal réfléchi est retardé à l'aide d'une ligne à retard, dont la durée est connue, puis est sommé avec le signal direct. La combinaison des signaux direct et réfléchi, perçus par les antennes RHCP (directe) et LHCP (réfléchi), peut ainsi être traitée sur une seule voie de numérisation. La mesure du délai de phase est obtenue par interférométrie entre le signal direct et le signal réfléchi. Cette mesure est  $2\pi$  périodique et suit une évolution linéaire en fonction du sinus de l'élévation du satellite. La pente estimée du délai de

phase nous donne alors la hauteur séparant les antennes réceptrices et la surface de réflexion. La pente étant un paramètre ne dépendant que de la géométrie du système, elle n'est pas modifiée par des biais matériels.

On propose un estimateur des moindres carrés dans le domaine circulaire qui permet de dérouler la mesure de phase. La mesure de hauteur est alors obtenue par régression linéaire sur les mesures du délai de phase déroulé. On propose également un second estimateur, qui permet de s'affranchir du déroulement de la mesure de phase. Il s'agit d'un estimateur circulaire par régression dans le domaine circulaire. L'évaluation sur données synthétiques montre l'équivalence entre les deux estimateurs. On en conclut que la régression circulaire est plus robuste au bruit de mesure car elle n'est pas sujette aux sauts de cycle provoqués par des erreurs de déroulement. Une évaluation sur signaux réels de cette méthode est présentée au Chapitre 5. On observe qu'il est nécessaire d'attendre une centaine de secondes pour réaliser une estimation centimétrique de la hauteur, contre seulement une trentaine de secondes sur signaux synthétiques. On en conclut que le modèle de linéarité du délai de phase, entre les signaux direct et réfléchi, est une approximation correcte de la réalité.

Les résultats d'altimétrie montrent que la hauteur de la surface de réflexion peut être obtenue avec une précision centimétrique par l'ensemble des estimateurs proposés. Cependant, pour embarquer ces techniques à bord d'un drone, ou de toute autre plate-forme aérienne évoluant à faible altitude (vol en ULM, hélicoptère...), il est nécessaire de limiter la mesure à une durée relativement courte, de l'ordre de quelques secondes. Compte tenu des évaluations réalisées et des études menées durant cette thèse, seul l'estimateur sub-résolution de délai de code peut répondre à ce critère. Cependant, le traitement de la phase du signal réfléchi est limité par la rugosité de la surface de réflexion qui la rend incohérente. Dans ce contexte, les futurs travaux de recherche que nous mènerons porteront sur la définition d'une méthode d'estimation précise de la fréquence Doppler des signaux direct et réfléchi qui permettrait de contourner cette limitation.

Enfin, l'estimateur de hauteur par régression circulaire proposé, est potentiellement la plus intéressante des méthodes d'estimation. Une grande marge de progression est encore possible pour la construction de l'observable de délai de phase entre les signaux direct et réfléchi. Le but est de diminuer le bruit de mesure et ainsi de diminuer le temps d'observation nécessaire à l'obtention de mesures de hauteurs centimétriques. Dans les perspectives de ce travail, nous envisageons de construire un réplica précis du signal direct qui, appliqué au signal réfléchi, permettrait de diminuer le bruit de mesure sur la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi. La fusion des mesures angulaires du délai de phase est également une perspective intéressante qui permettrait de diminuer le temps d'observation. Enfin, l'observation du délai



## *Conclusion générale*

---

de phase entre le signal direct et le signal réfléchi présente un avantage que ne comportent pas les autres méthodes de mesure. En effet, on observe une oscillation additionnelle dans la pente de l'évolution du délai de phase. Cette oscillation additionnelle, est liée à la présence de vagues qui modifient la réflexion du signal. Une autre perspective de ce travail est donc de caractériser l'état de mer par le biais de l'observation du délai de phase. En effet, modéliser la présence des vague dans la mesure de phase pourrait permettre d'améliorer les estimateurs de hauteur entre la surface de réflexion et les antennes réceptrice, et déterminer des paramètres d'état de mer. La prise en compte des vagues dans le modèle d'évolution du délai de phase constitue aussi un axe de recherche futur.

# Annexe A

## Calcul de la différence de chemins géométriques pour le banc de mesure altimétrique

Cette annexe vise à définir le paramètre concernant la relation géométrique de la différence de chemins, notée  $a$  pour le banc de mesure dédié à l'altimétrie et mis en oeuvre dans le cadre de mes travaux de thèse. La Figure A.1 montre la géométrie du banc de mesure expérimental décrit section 5.2.2. Pour les besoins du calcul de  $a$ , on définira deux plan  $(O, x, y, z)$  et  $(O, X, Y, Z)$ . Le plan  $(O, x, z)$  contient la première antenne située au point  $B$ , à une hauteur  $h$  de la seconde antenne situé au point  $A$ , elle même contenue dans ce plan. Le plan  $(O, X, Z)$  contient le mât portant la première antenne, c'est à dire la composante verticale de l'axe séparant les deux antennes et le satellite en vue, utilisé pour l'expérimentation, situé en  $D$  sur la Figure A.1. La relation entre les deux référentiels est définie par la relation suivante :

$$\begin{cases} X = x \cos \Delta\theta^{Az} + y \sin \Delta\theta^{Az} \\ Y = -x \sin \Delta\theta^{Az} + y \cos \Delta\theta^{Az} \\ Z = z \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

La différence de chemins  $a$  est définie par le point  $H$ , ce dernier étant la projection orthogonale du point  $A$  sur la droite  $(BD)$ .  $(BD)$  correspond à l'axe satellite-antenne situé au point  $A$ , soit une droite contenue dans le plan  $(O, X, Z)$ . La droite  $BD$  permet également de définir l'angle d'élévation  $\theta^{el}$ , ce dernier étant l'angle entre la droite  $(BD)$  et le plan horizontal  $(O, X, Y)$ . Nous en déduisons donc que  $Y_H = 0$ ,  $y_H = x_H \tan \theta^{el}$  et  $X_H = \frac{x_H}{\cos \Delta\theta^{Az}}$ .

La relation  $\frac{Z_H - Z_B}{X_H - X_B} = \tan \theta^{el}$ , avec  $X_B = 0$  et  $Z_B = h$ , implique donc que  $Z_H - h = X_H \tan \theta^{el}$



---

Finalemant,

$$\|BH\|^2 = x_H^2 + y_H^2 + (z_H - h)^2 \quad (\text{A.7})$$

$$= \frac{x_H^2}{\cos^2 \theta^{el} \cos^2 \Delta \theta^{Az}} \quad (\text{A.8})$$

$$= \left( \Delta x \cos \theta^{el} \cos \Delta \theta^{Az} - h \sin \theta^{el} \right)^2 \quad (\text{A.9})$$

et la différence de chemins géométrique s'exprime donc par :

$$a = \|BH\| = \left| \Delta x \cos \theta^{el} \cos \Delta \theta^{Az} - h \sin \theta^{el} \right| \quad (\text{A.10})$$



# Liste des tableaux

1.1	Liste et caractéristiques des principaux satellites dédiés à l’altimétrie fonctionnant en mode LRM pour l’observation des océans (lancement entre 1978 et 2001)	25
1.2	Liste et caractéristiques des principaux satellites dédiés à l’altimétrie fonctionnant en mode LRM pour l’observation des océans (lancement depuis 2002 et mission en cours)	26
1.3	Caractéristiques du satellite Sentinel-3	30
1.4	Caractéristiques du satellite Cryosat-2	35
1.5	Caractéristiques orbitales des constellations GPS et Glonass	38
1.6	Applications de la réflectométrie GNSS et faisabilité en fonction des plateformes d’observation (Source : [106])	45
1.7	Altimétrie terrestre par réflectométrie des signaux GPS : précision obtenue (Source : [106])	56
2.1	Valeur de $\sigma$ en fonction du rapport $C/N_0$	91
2.2	Ecart-type de la pseudo-distance mesurée en fonction du rapport $C/N_0$ et du temps de mesure considéré.	92
2.3	Ecart-type de la différence de chemins $\delta\rho_s(0)$ mesuré en fonction du rapport $C/N_0$ des signal direct et réfléchi, et du temps de mesure considéré.	92
2.4	Résultats obtenus pour l’estimation des pseudo-distances le 20 Février 2015 à 13h36m59s à Calais.	96
3.1	RMSE de la hauteur estimée $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 600 secondes ( $N_{obs} = 600$ ). Hauteur de référence $h = 2$ m et $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .	119
3.2	RMSE de la hauteur estimée $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 300 secondes ( $N_{obs} = 300$ ). Hauteur de référence $h = 2$ m et $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .	120
3.3	RMSE de la hauteur estimée $\hat{h}$ , en mètres, pour une observation de 150 secondes ( $N_{obs} = 150$ ). Hauteur de référence $h = 2$ m et $A_s^R/A_s^D = \sqrt{0.7}$ .	120
4.1	Valeurs du paramètre de concentration $\kappa_s$ en fonction du rapport $C/N_0$	144

4.2	Ecarts-types moyens pour 300 réalisations de hauteur estimée par régression linéaire (après déroulement du délai de phase) et régression circulaire, en fonction du rapport $C/N_0$ et de la durée d'observation. . . . .	146
4.3	Ecarts-types théoriques (cf. equation 4.28) en fonction de la vitesse de variation en élévation du satellite observé et pour différentes valeurs d'élévation initiales. . . . .	146
5.1	Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 6, 9, 20 and 23 le 23 Janvier 2015 à 11h55m06s. . . . .	157
5.2	Hauteur estimée le 23 Janvier 2015 à 11h 55m 06s utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 6, 9, 10, 20 and 23. Hauteur de référence : $h_{ref} = 1.14m$ (et $\Delta x = 1.51m$ ). . . . .	158
5.3	Hauteurs estimées le 23 Janvier 2015 à 11h 55m 06s utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 10 avant et après correction. Hauteur de référence : $h_{ref} = 1.14m$ (et $\Delta x = 1.51m$ ). . . . .	158
5.4	Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 7, 13 and 30 le 10 Février 2015 à 13h36m59s. . . . .	159
5.5	Hauteurs estimées le 10 Février 2015 à 13h 36m 59s en utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites PRN 7, 13 and 30. Hauteur de référence : $h_{ref} = 2.195m$ (et $\Delta x = 1.95m$ ). . . . .	159
5.6	Estimations de $h$ le 17 Janvier 2014 à 14h09 UTC. Hauteur de référence : $h = 2.13$ m, $\Delta x = 1.92$ m . . . . .	163
5.7	Estimations de $h$ le 17 Janvier 2014 à 14h50 UTC. Hauteur de référence : $h = 8.24$ m, $\Delta x = 1.92$ m . . . . .	164
5.8	Paramètres des signaux en provenance des satellites PRN 18, 21 and 27 le 29 Juin 2016 à 16h06m58s. . . . .	166
5.9	Estimation de la hauteur entre les deux antennes, le 29 Juin 2016 à 16h06m58s pour différents temps d'observation. Hauteur de référence : $h_{ref} \approx 12.45$ m (et $\Delta x = 17.85m$ ). . . . .	167
5.10	Rapport $C/N_0$ moyen, le 26 Novembre 2015 . . . . .	170
5.11	Hauteurs estimées pour réaliser la calibration matérielle, réalisée le 26 Novembre 2015 en utilisant le signal GPS-L1 en provenance des satellites 11, 14 and 32. Hauteur mesurée manuellement : $H + h = 3.62m$ . . . . .	171
5.12	Hauteurs estimées moyennes le 26 Novembre 2015 à l'aide des signaux GPS-L1 en provenance des satellites 1, 11 et 32. . . . .	172
5.13	Estimation de $H + h$ le 07 Juillet 2014 à 11h32. Hauteur de référence : $h = 11.45$ m. . . . .	174

5.14 Paramètres des signaux en provenance des satellites 18 et 21 le 30 Juin 2016 à 15h25h12s, 15h38h20s et 15h51h51s. . . . .	177
5.15 Hauteurs estimées le 30 Juin 2016 issues de 600 secondes d'observation de signaux GPS-L1 en provenance des satellites 18 et 21. . . . .	177





# Table des figures

1.1	Principe de l'altimétrie radar pour la mesure du niveau des océans . . . . .	15
1.2	Trace au sol du satellite Jason-2 pour 10 jours, avec fauché au nadir de 30km (simulation à partir des paramètres orbitaux de Jason-2 et du logiciel IXION [62])	17
1.3	Exemple de cartographie globale du niveau des océans ( <i>SSH</i> ) construit à partir des mesures d'altimétrie issues de la mission Topex/Poseidon le 28 août 1996 (Source : [19]). . . . .	18
1.4	Analyse de la forme d'onde d'un altimètre RADAR et empreinte au sol : cas idéal d'une surface plane . . . . .	20
1.5	Influence de l'état de la mer sur la forme d'onde. Source [3] : AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic). . . . .	21
1.6	Exemples de formes d'onde réelles de l'altimètre Topex. Source : AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic). . . . .	22
1.7	Principe de l'altimétrie SAR/Doppler et comparaison avec l'altimétrie classique (cas idéal d'une impulsion radar émise au nadir sur une surface plane) . . . . .	27
1.8	Création d'une carte DDM (Source : [43]). . . . .	29
1.9	Principe de l'interférométrie SAR (InSAR) . . . . .	32
1.10	Exemple de mesures d'altitude par interférométrie de deux images SAR acquises par la mission ERS pour le mont Etna [31]. La ligne de base perpendiculaire entre la position des deux imageurs SAR utilisés est de 115 mètres, soit 82 mètres d'ambiguïté. . . . .	33
1.11	Schéma de fonctionnement de SWOT (Source : CNES). . . . .	36
1.12	Orbites de l'ensemble des satellites de les constellations GPS dans le référentiel Terrestre (simulation sur 24h, réalisée à l'aide du logiciel IXION [62]). . . . .	38
1.13	Principe du positionnement à l'aide d'un système GNSS. . . . .	39
1.14	Vue d'ensemble des traitements associés à un récepteur GPS . . . . .	42
1.15	Concept de la réflectométrie des signaux GNSS . . . . .	46

1.16 (a) Empreinte de réflexion reliée à la carte de delay-Doppler. (b) Exemple de forme d'onde 1D (Doppler fixe, forme d'onde normalisée) pour différents état de mer. (Source : [106]) . . . . .	47
1.17 Principe des instruments GNSS-R (appliqué à l'altimétrie). . . . .	49
1.18 Couverture de la constellation CYGNSS [14]. . . . .	54
1.19 Altimétrie GNSS-R au sol (illustration). . . . .	54
2.1 Récepteur GPS . . . . .	62
2.2 Principe de l'acquisition parallèle. . . . .	63
2.3 Exemple de résultats d'acquisition sur signal réel (les satellites GPS visibles sont représentés Figure 5.13) . . . . .	64
2.4 Architecture de la boucle de poursuite PLL. . . . .	65
2.5 Évolution de la corrélation en fonction des codes Early, Prompt et Late. . . . .	68
2.6 Architecture de la boucle de poursuite DLL. . . . .	68
2.7 Probabilité de localiser le pic de corrélation à sa bonne position en décalage de code, en fonction de la résolution $c$ du récepteur et pour différentes valeurs de $C/N0$ (intégration sur 1 ms). . . . .	70
2.8 Corrélation entre le signal reçu et le signal répliqué. . . . .	74
2.9 Évolution de la pseudo-distance tronquée par la résolution $c$ de la fonction de corrélation. . . . .	75
2.10 Différence entre pseudo-distances tronquées pour la mesure de phase et de code. . . . .	76
2.11 Exemple de réalisation de $\Delta_s(t) = [\rho_s(t)]_c - [\phi_s(t)]_c$ . . . . .	78
2.12 Discrétisation de $\Delta_s(t)$ sur une période $T = C/\ v_s\ $ . En noir : valeur réelle. En bleu : valeur observée, due à la discrétisation. En rouge : Effet de la discrétisation en distance et en temps sur une période $T$ de $\Delta_s(t)$ . . . . .	82
2.13 Influence de la discrétisation des mesures et valeur de $d\epsilon$ . . . . .	82
2.14 Géométrie d'un altimètre GNSS-R au sol. . . . .	84
2.15 Différence entre les pseudo-distances directe et réfléchie obtenues par acquisitions successives sur la mesure de code (tronquée à $c$ ). . . . .	87
2.16 Exemple de réalisations de $\Delta_s^\rho(t) = [\rho_s^R(t)]_c - [\rho_s^D(t)]_c$ . . . . .	89
2.17 Bruit de mesure (écart-type) en fonction du rapport $C/N0$ du signal reçu. . . . .	90
2.18 Ecart-type de l'estimateur de pseudo-distance initiale $\rho_s(0)$ , en mètres, en fonction du temps pour une observation par milliseconde. . . . .	91
2.19 Ecart-type de l'estimateur de pseudo-distance initiale $\rho_s(0)$ appliqué à l'estimation d'une différence de chemins $\delta\rho_s(0)$ , en fonction du temps pour une observation par milliseconde. . . . .	93

2.20	Estimation des pseudo-distances et de leur évolution au cours du temps. Figure du haut : la pseudo-distance est estimée par acquisitions, toutes les 250 ms, puis comparée avec une mesure de pseudo-distance dite de “référence” mesurée par la phase (initialisée par la première mesure de pseudo-distance obtenue par notre approche). Figure du bas : la pseudo-distance est estimée par la méthode proposée pour 6.9 secondes d’intégration et toutes les 250 ms. . . . .	95
2.21	Différence entre les pseudo-distances estimées par l’estimateur proposé et une pseudo-distance de référence. . . . .	96
3.1	Interference Pattern Technique : géométrie du système. . . . .	100
3.2	Variation en élévation requise afin d’observer une période d’oscillation de l’amplitude du signal mesuré pour différentes hauteurs et élévations initiales. . . . .	103
3.3	Exemple d’oscillations en amplitude, par simulation, pour différentes hauteurs et pour un satellite observé. . . . .	104
3.4	Variation de la hauteur des antennes nécessaire pour observer une période entière de $\cos(\delta\theta_s)$ . . . . .	107
3.5	Système de variation de hauteurs d’antenne, inférieure à 50 cm, avec vue schématique. . . . .	108
3.6	Géométrie du banc de test expérimental dédié à l’altimétrie. . . . .	110
3.7	Borne de Cramér-Rao pour différentes élévations initiales et pour différentes hauteurs. . . . .	115
3.8	Borne de Cramér-Rao pour différentes variations d’élévation et différentes hauteurs de récepteur. . . . .	116
3.9	Simulations sur données synthétiques. . . . .	118
4.1	Récepteur mono-voie avec ligne à retard et géométrie du système. . . . .	124
4.2	Acquisition réalisée avec la ligne à retard. . . . .	125
4.3	Architecture de récepteur pour la construction de $I_s^\theta$ et $Q_s^\theta$ . . . . .	127
4.4	Construction de l’observable $\delta\theta_s$ . . . . .	128
4.5	Exemple d’évolution du délai de phase $\delta\theta_s$ en fonction de $\sin(\theta_s^{el}(t))$ pour 30 secondes de données synthétiques. . . . .	129
4.6	Évolution typique de la mesure de $\delta\theta_s$ . . . . .	130
4.7	Exemple de $\text{unwrap}(\delta\theta_s)$ sur données synthétiques. . . . .	131
4.8	Exemple d’inversion par Moindre Carrée pour le déroulement de la phase avec pondération circulaire de la mesure (sur données synthétique : $\kappa_s = 5$ et $\kappa_Q = 15$ ). . . . .	134
4.9	Distribution de von Mises pour différentes moyennes et différents paramètres de concentration $\kappa$ . . . . .	137

Table des figures

4.10	$W_s^{\alpha,\beta}$ en fonction de $\beta$ . . . . .	139
4.11	Fonction de contraste en $\beta$ . . . . .	143
4.12	Valeur moyenne et écart-type de la hauteur estimée par régression linéaire (après déroulement du délai de phase) et régression circulaire. . . . .	145
4.13	Ecarts-types théoriques en fonction de la vitesse de variation de l'élévation pour 30 secondes de mesure et pour différentes élévations initiales. . . . .	147
5.1	Géométrie d'un altimètre GNSS-R au sol. . . . .	150
5.2	Véhicule expérimental avec le mât télescopique, pouvant monter de 2 à 10 mètres, ainsi que le couple d'antennes réceptrices pour les signaux directs et réfléchis. . . . .	153
5.3	Numériseur Silicom (3 voie d'enregistrement). . . . .	154
5.4	Photographie du banc de mesure utilisé pour simuler une réflexion spéculaire et schéma du dispositif expérimental. . . . .	156
5.5	Satellites GPS visibles durant l'expérimentation le 23 Janvier 2015 à 11 h 55 min 06 sec. . . . .	157
5.6	Satellites GPS visibles durant l'expérimentation le 10 Février 2015 à 13 h 36 min 59 sec. . . . .	159
5.7	Véhicule instrumenté utilisé comme support pour simuler une réflexion spéculaire et dispositif expérimental. . . . .	161
5.8	Évolution du rapport $C/N_0$ pour le satellite 4, le 17 Janvier 2014 à 14h09m44s UTC. . . . .	162
5.9	Trajectoires des satellites GPS visibles durant la mesure, le 17 Janvier 2014 à 14h09m et à 14h50m UTC. . . . .	163
5.10	Photographie du dispositif expérimental utilisé pour simuler une réflexion spéculaire. . . . .	165
5.11	Constellation GPS visible et mesure durant l'expérimentation du 29 Juin 2016 à 16 h 06 min 58 sec. . . . .	166
5.12	Estimations de la hauteur entre les deux antennes en fonction de la durée d'observation, le 29 Juin 2016 à 16h06m58s. Hauteur de référence : $h_{ref} \approx 12.45$ m (et $\Delta x = 17.85$ m) . . . . .	167
5.13	Constellation des satellites GPS visibles durant la mesure, le 26 Novembre 2015 à 11h40m UTC. . . . .	169
5.14	Positions des empreintes de réflexion des signaux GPS le 26 Novembre 2015 à 11h40min, dispositif expérimental et photographie de l'expérimentation. . . . .	170

5.15 Constellation des satellites GPS visibles durant la mesure, le 4 Juillet 2014 à 11h32m UTC. . . . .	173
5.16 Position des empreintes de réflexion des signaux GPS le 4 Juillet 2014 à 11h32m, photographie de l'expérimentation, et schéma du dispositif expérimental. . . . .	174
5.17 Photographie du véhicule expérimental et du matériel utilisé le 7 Juin 2016 au Bassin Carnot. . . . .	175
5.18 Exemple de délai de phase $\delta\theta_s$ entre la phase du signal direct et la phase du signal réfléchi. . . . .	176
5.19 Satellites GPS visibles et localisation des empreintes de réflexion durant l'expérimentation le 30 Juin 2016 entre 15 h 25 min et 16h01. . . . .	176
5.20 Mesure de délai de phase $\delta\theta_s$ . . . . .	178
A.1 Géométrie du banc de test dédié à l'altimétrie. . . . .	186



# Bibliographie

- [1] Alberto Alonso-Arroyo, Adriano Camps, Hyuk Park, Daniel Pascual, Raul Onrubia, and Francisco Martin. Retrieval of Significant Wave Height and Mean Sea Surface Level Using the GNSS-R Interference Pattern Technique : Results From a Three-Month Field Campaign. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 53(6) :3198–3209, 2015.
- [2] Thomas WK Armitage and Malcolm WJ Davidson. Using the interferometric capabilities of the ESA Cryosat-2 mission to improve the accuracy of sea ice freeboard retrievals. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 52(1) :529–536, 2014.
- [3] AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic) <http://www.aviso.altimetry.fr/en/home.html>.
- [4] Sylvain Biancamaria, Kostas M Andreadis, Michael Durand, Elizabeth A Clark, Ernesto Rodriguez, Nelly M Mognard, Doug E Alsdorf, Dennis P Lettenmaier, and Yannick Oudin. Preliminary characterization of SWOT hydrology error budget and global capabilities. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 3(1) :6–19, 2010.
- [5] Sylvain Biancamaria, Dennis P Lettenmaier, and Tamlin M Pavelsky. The SWOT Mission and Its Capabilities for Land Hydrology. *Surveys in Geophysics*, pages 1–31, 2015.
- [6] Kai Borre, Dennis M Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, and Søren Holdt Jensen. *A software-defined GPS and Galileo receiver : a single-frequency approach*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [7] Cyril Botteron, Nicholas Dawes, Jérôme Leclère, Jan Skaloud, Steven V Weijs, and Pierre-André Farine. Soil moisture & snow properties determination with GNSS in alpine environments : Challenges, status, and perspectives. *Remote Sensing*, 5(7) :3516–3543, 2013.
- [8] Abderrahim Bourkane. *Estimation du rapport signal à bruit d'un signal GPS par filtrage non linéaire*. PhD thesis, 2015.



- [9] Abderrahim Bourkane, Serge Reboul, Monir Azmani, J Choquel, Benaïssa Amami, and Mohammed Benjelloun. C/N 0 Inversion for soil moisture estimation using land-reflected bi-static radar measurements. In *Reflectometry Using GNSS and Other Signals of Opportunity (GNSS+ R), 2012 Workshop on*, pages 1–5. IEEE, 2012.
- [10] Adriano Camps, Hyuk Park, Enric Valencia i Domenech, Daniel Pascual, Francisco Martin, Antonio Rius, Serni Ribo, Javier Benito, Ana Andres-Beivide, Paula Saameno, et al. Optimization and performance analysis of interferometric GNSS-R altimeters : Application to the PARIS IoD mission. *Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, IEEE Journal of*, 7(5) :1436–1451, 2014.
- [11] Michel Capderou. *Satellites : orbits and missions*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [12] Michel Capderou. *Satellites : de Kepler au GPS*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [13] E Cardellach, F Fabra, O Nogués-Correig, S Oliveras, S Ribó, and A Rius. GNSS-R ground-based and airborne campaigns for ocean, land, ice, and snow techniques : Application to the GOLD-RTR data sets. *Radio Science*, 46(6), 2011.
- [14] Estel Cardellach. Review of GNSS as sources of opportunity for Earth Observation : Radio-Occultation and Reflectometry. In *Tenth Meeting of the International Committee on Global Navigation Satellite Systems (ICG-10), Boulder, CO, Invited talk*, 2015-11-06.
- [15] Estel Cardellach, Antonio Rius, Manuel Martín-Neira, Fran Fabra, Oleguer Nogues-Correig, Serni Ribo, Juha Kainulainen, Adriano Camps, and Salvatore D’Addio. Consolidating the precision of interferometric GNSS-R ocean altimetry using airborne experimental data. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 52(8) :4992–5004, 2014.
- [16] H Carreno-Luengo, A Amezaga, A Bolet, D Vidal, J Jané, JF Munoz, R Olive, A Camps, J Carola, N Catarino, et al. 3 CAT-2 : A 6U CubeSat-based multi-constellation, dual-polarization, and dual-frequency GNSS-R and GNSS-RO experimental mission. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2015 IEEE International*, pages 5115–5118. IEEE, 2015.
- [17] Hugo Carreno-Luengo, Adriano Camps, Isaac Ramos-Perez, and Antonio Rius. Experimental evaluation of GNSS-reflectometry altimetric precision using the P (Y) and C/A signals. *Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, IEEE Journal of*, 7(5) :1493–1500, 2014.
- [18] Hugo Carreño Luengo, Adriano José Camps Carmona, Roger Jové Casulleras, Alberto Alonso Arroyo, Roger Olivé Muñoz, Adrià Amézaga Sarries, David Vidal Mateu, and

- Joan Francesc Muñoz Martin. The 3Cat-2 project : GNSS-R In-Orbit demonstrator for earth observation. In *The 4S Symposium : Small Satellites Systems and Services : proceedings : Majorca, Spain : 26-30 May 2014*. European Spatial Agency (ESA), 2014.
- [19] Dudley B Chelton, Michael G Schlax, and Roger M Samelson. Global observations of nonlinear mesoscale eddies. *Progress in Oceanography*, 91(2) :167–216, 2011.
- [20] Clara Chew, Rashmi Shah, Cinzia Zuffada, George Hajj, Dallas Masters, and Anthony J Mannucci. Demonstrating soil moisture remote sensing with observations from the UK TechDemoSat-1 satellite mission. *Geophysical Research Letters*, 43(7) :3317–3324, 2016.
- [21] Maria Paola Clarizia, Christopher Ruf, Paolo Cipollini, and Cinzia Zuffada. First Spaceborne Observation of Sea Surface Height Using GPS-Reflectometry. *Geophysical Research Letters*, 2016.
- [22] Cryosat-2 (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/c/cryosat-2>.
- [23] CYGNSS (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/c-missions/cygnss>.
- [24] Salvatore D’Addio, Manuel Martin-Neira, Maurizio di Bisceglie, Carmela Galdi, and Francisco Martin Alemany. GNSS-R altimeter based on Doppler multi-looking. *Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, IEEE Journal of*, 7(5) :1452–1460, 2014.
- [25] van AJ Dierendonck, Pat Fenton, and Tom Ford. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver. *Navigation*, 39(3) :265–283, 1992.
- [26] Envisat (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/e/envisat>.
- [27] ERS-1 (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/e/ers-1>.
- [28] ERS-2 (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/e/ers-2>.
- [29] Diane L Evans, Werner Alpers, Anny Cazenave, Charles Elachi, Tom Farr, David Glackin, Benjamin Holt, Linwood Jones, W Timothy Liu, Walt McCandless, et al. Seasat a 25 year legacy of success. *Remote Sensing of Environment*, 94(3) :384–404, 2005.
- [30] Fran Fabra, Estel Cardellach, Antonio Rius, Serni Ribó, Santi Oliveras, Oleguer Nogués-Correig, Maria Belmonte Rivas, Maximilian Semmling, and Salvatore D Addio. Phase

- altimetry with dual polarization GNSS-R over sea ice. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 50(6) :2112–2121, 2012.
- [31] Alessandro Ferretti, Andrea Monti-Guarnieri, Claudio Prati, Fabio Rocca, and Didier Massonet. *InSAR Principles-Guidelines for SAR Interferometry Processing and Interpretation*, volume 19. 2007.
- [32] Roger Fjortoft, Jean-Marc Gaudin, Nadine Pourthie, J-C Lalaurie, Alain Mallet, J-F Nouvel, Joseph Martinot-Lagarde, Helene Oriot, Pierre Borderies, Carlos Ruiz, et al. KaRIn on SWOT : characteristics of near-nadir Ka-band interferometric SAR imagery. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 52(4) :2172–2185, 2014.
- [33] Giuseppe Foti, Christine Gommenginger, Philip Jales, Martin Unwin, Andrew Shaw, Collette Robertson, and Josep Roselló. Spaceborne GNSS reflectometry for ocean winds : First results from the UK TechDemoSat-1 mission. *Geophysical Research Letters*, 42(13) :5435–5441, 2015.
- [34] Lee-Lueng Fu and Anny Cazenave. *Satellite altimetry and earth sciences : a handbook of techniques and applications*, volume 69. Academic Press, 2000.
- [35] Natalia Galin, Duncan J Wingham, Robert Cullen, Marco Fornari, Walter HF Smith, and Saleh Abdalla. Calibration of the CryoSat-2 interferometer and measurement of across-track ocean slope. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 51(1) :57–72, 2013.
- [36] James L Garrison, Stephen J Katzberg, and Michael I Hill. Effect of sea roughness on bistatically scattered range coded signals from the Global Positioning System. *Geophysical research letters*, 25(13) :2257–2260, 1998.
- [37] James L Garrison, Attila Komjathy, Valery U Zavorotny, and Stephen J Katzberg. Wind speed measurement using forward scattered GPS signals. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 40(1) :50–65, 2002.
- [38] Geosat (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/g/geosat>.
- [39] Scott Gleason, Stephen Hodgart, Yiping Sun, Christine Gommenginger, Stephen Mackin, Mounir Adjrard, and Martin Unwin. Detection and processing of bistatically reflected GPS signals from low earth orbit for the purpose of ocean remote sensing. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 43(6) :1229–1241, 2005.
- [40] ICD Glonass. GLONASS ICD. *Russian Space Agency, Version 5.1*, 2008.
- [41] Richard M Goldstein, Howard A Zebker, and Charles L Werner. Satellite radar interferometry : Two-dimensional phase unwrapping. *Radio science*, 23(4) :713–720, 1988.

- 
- [42] Interface Control Working Group et al. Global Positioning System Interface Specification : IS-GPS-200G. *Global Positioning Systems Directorate-Systems Engineering & Integration*, 2012.
- [43] Abderrahim Halimi, Corinne Mailhes, Jean-Yves Tourneret, Pierre Thibaut, and François Boy. A semi-analytical model for delay/Doppler altimetry and its estimation algorithm. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 52(7) :4248–4258, 2014.
- [44] George S Hayne. Radar altimeter mean return waveforms from near-normal-incidence ocean surface scattering. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 28(5) :687–692, 1980.
- [45] Achim Helm, Georg Beyerle, and Markus Nitschke. Detection of coherent reflections with GPS bipath interferometry. *arXiv preprint physics/0407091*, 2004.
- [46] T. Hobiger, R. Haas, and J. Löfgren. Software-Defined Radio Direct Correlation GNSS Reflectometry by Means of GLONASS. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, PP(99) :1–9, 2016.
- [47] HY-2a (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/h/hy-2a>.
- [48] S.R. Jammalamadaka and A. Sengupta. *Topics in Circular Statistics*. World Scientific Publishing Company, 2001.
- [49] Elliott Kaplan and Christopher Hegarty. *Understanding GPS : principles and applications*. Artech house, 2005.
- [50] Stephen J Katzberg, Omar Torres, Michael S Grant, and Dallas Masters. Utilizing calibrated GPS reflected signals to estimate soil reflectivity and dielectric constant : results from SMEX02. *Remote sensing of environment*, 100(1) :17–28, 2006.
- [51] Jean-Christophe Kucwaj, Miguel Angel Ribot, Georges Stienne, Cyril Botteron, Serge Reboul, Jean-Bernard Choquel, Pierre-André Farine, and Mohammed Benjelloun. Calibration of the GNSS signal amplitudes in the Interference Pattern Technique for altimetry. In *Radar Conference (Radar), 2014 International*, pages 1–6. IEEE, 2014.
- [52] Jean-Christophe Kucwaj, Georges Stienne, Serge Reboul, Jean-Bernard Choquel, and Mohammed Benjelloun. Circular multiple change-points estimation applied to the GPS-L2C phase signal. In *Information Fusion (FUSION), 2014 17th International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2014.
- [53] Jean-Christophe Kucwaj, Georges Stienne, Serge Reboul, Jean-Bernard Choquel, and Mohammed Benjelloun. A model-based angle unwrapper : Application to the GNSS-R Interference Pattern Technique. In *Information Fusion (FUSION), 2016 19th International Conference on*. IEEE, 2016.

- [54] Jean Christophe Kucwaj, Georges Stienne, Serge Reboul, Jean-Bernard Choquel, and Mohammed Benjelloun. Accurate Pseudorange Estimation by Means of Code and Phase Delay Integration : Application to GNSS-R Altimetry. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, PP(99) :1–11, 2016.
- [55] Jean-Christophe Kucwaj, Georges Stienne, Serge Reboul, Jean-Bernard Choquel, and Mohammed Benjelloun. High rate Interference Pattern Technique applied to real time altimetry. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016 IEEE International*. IEEE, 2016.
- [56] Kristine M Larson, Ethan D Gutmann, Valery U Zavorotny, John J Braun, Mark W Williams, and Felipe G Nievinski. Can we measure snow depth with GPS receivers? *Geophysical Research Letters*, 36(17), 2009.
- [57] Kristine M Larson, Johan S Löfgren, and Rüdiger Haas. Coastal sea level measurements using a single geodetic GPS receiver. *Advances in Space Research*, 51(8) :1301–1310, 2013.
- [58] Kristine M Larson, Eric E Small, Ethan Gutmann, Andria Bilich, Penina Axelrad, and John Braun. Using GPS multipath to measure soil moisture fluctuations : initial results. *GPS solutions*, 12(3) :173–177, 2008.
- [59] Yves Le Roy, Marc Deschaux-Beaume, Constantin Mavrocordatos, Miguel Aguirre, and Florence Heliere. SRAL SAR radar altimeter for Sentinel-3 mission. In *2007 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2007.
- [60] Yves Le Roy, Marc Deschaux-Beaume, Constantin Mavrocordatos, and Franck Borde. SRAL, a radar altimeter designed to measure a wide range of surface types. In *2009 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2009.
- [61] Johan S Löfgren, Rüdiger Haas, and Jan M Johansson. Monitoring coastal sea level using reflected GNSS signals. *Advances in Space Research*, 47(2) :213–220, 2011.
- [62] Logiciel d’orbitographie IXION (2016 Michel Capderou, Karim Ramage)  
<http://climserv.ipsl.polytechnique.fr/ixion.html/>.
- [63] Stephen T Lowe, John L LaBrecque, Cinzia Zuffada, Larry J Romans, Larry E Young, and George A Hajj. First spaceborne observation of an Earth-reflected GPS signal. *Radio Science*, 37(1), 2002.
- [64] Stephen T Lowe, Cinzia Zuffada, Yi Chao, Peter Kroger, Larry E Young, and John L LaBrecque. 5-cm-Precision aircraft ocean altimetry using GPS reflections. *Geophysical Research Letters*, 29(10), 2002.

- 
- [65] M Martin-Neira. A passive reflectometry and interferometry system (PARIS) : Application to ocean altimetry. *ESA journal*, 17 :331–355, 1993.
- [66] M Martin-Neira, P Colmenarejo, G Ruffini, and C Serra. Altimetry precision of 1 cm over a pond using the wide-lane carrier phase of GPS reflected signals. *Canadian Journal of Remote Sensing*, 28(3) :394–403, 2002.
- [67] Manuel Martín-Neira, Salvatore D Addio, Christopher Buck, Nicolas Floury, and Roberto Prieto-Cerdeira. The PARIS ocean altimeter in-orbit demonstrator. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 49(6) :2209–2237, 2011.
- [68] Manuel Martin-Neira, Marco Caparrini, J Font-Rossello, Stephane Lannelongue, and Circe Serra Vallmitjana. The PARIS concept : An experimental demonstration of sea surface altimetry using GPS reflected signals. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 39(1) :142–150, 2001.
- [69] Constantin Mavrocordatos, Bruno Berruti, Miguel Aguirre, and Mark Drinkwater. The Sentinel-3 mission and its topography element. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International*, pages 3529–3532. IEEE, 2007.
- [70] Joseph T McGoogan, Lee S Miller, Gary S Brown, and George S Hayne. The S-193 radar altimeter experiment. *Proceedings of the IEEE*, 62(6) :793–803, 1974.
- [71] Marco Meloni, Guido Vingione, Paolo Ferrazzoli, and Tommaso Parrinello. Recent developments in radar altimetry over land and their application to the CryoSat-2 mission. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 30(10) :28–36, 2015.
- [72] Alberto Moreira, Pau Prats-Iraola, Marwan Younis, Gerhard Krieger, Irena Hajnsek, and Konstantinos P Papathanassiou. A tutorial on synthetic aperture radar. *Geoscience and Remote Sensing Magazine, IEEE*, 1(1) :6–43, 2013.
- [73] ZN Musa, I Popescu, and A Mynett. A review of applications of satellite SAR, optical, altimetry and DEM data for surface water modelling, mapping and parameter estimation. *Hydrology and Earth System Sciences*, 19(9) :3755–3769, 2015.
- [74] Novatel Inc., NovAtel OEM4-G2 Receiver Product Brochure ; NovAtel : Calgary, Canada.  
<http://www.novatel.com/assets/Documents/Papers/oem4g2.pdf>.
- [75] Michael E Parke and Edward J Walsh. Altimeter footprint dimensions. *Marine Geodesy*, 18(1-2) :129–137, 1995.
- [76] B. Parkinson and J. Spilker. *Global Positioning System : Theory and Applications*. Washington, DC, USA : AIAA, 1996.

- [77] Laurent Phalippou and Vivien Enjolras. Re-tracking of SAR altimeter ocean power-waveforms and related accuracies of the retrieved sea surface height, significant wave height and wind speed. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International*, pages 3533–3536. IEEE, 2007.
- [78] R Keith Raney. The delay/Doppler radar altimeter. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 36(5) :1578–1588, 1998.
- [79] RK Raney. Resolution and precision of a delay-Doppler radar altimeter. In *OCEANS, 2005. Proceedings of MTS/IEEE*, pages 1989–1993. IEEE, 2005.
- [80] R. K. Raney, "CryoSat Data as Delay-Doppler Proof of Concept," CryoSat 2005 Workshop, Frascati, Italy, March 1, 2005,.
- [81] Miguel Angel Ribot, Jean-Christophe Kucwaj, Cyril Botteron, Serge Reboul, Georges Stienne, Jérôme Leclère, Jean-Bernard Choquel, Pierre-André Farine, and Mohammed Benjelloun. Normalized GNSS interference pattern technique for altimetry. *Sensors*, 14(6) :10234–10257, 2014.
- [82] Antonio Rius, Oleguer Nogués-Correig, Serni Ribó, Estel Cardellach, Santi Oliveras, Enric Valencia, Hyuk Park, José Miguel Tarongí, Adriano Camps, Hans van der Marel, et al. Altimetry with GNSS-R interferometry : first proof of concept experiment. *GPS solutions*, 16(2) :231–241, 2012.
- [83] Nereida Rodriguez-Alvarez, Xavier Bosch-Lluis, Adriano Camps, Isaac Ramos-Perez, Enric Valencia, Hyuk Park, and Mercè Vall-Llossera. Water level monitoring using the interference pattern GNSS-R technique. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2011 IEEE International*, pages 2334–2337. IEEE, 2011.
- [84] Nereida Rodriguez-Alvarez, Adriano Camps, Mercè Vall-Llossera, Xavier Bosch-Lluis, Alessandra Monerri, Isaac Ramos-Perez, Enric Valencia, Juan Fernando Marchan-Hernandez, Jose Martinez-Fernandez, Guido Baroncini-Turricchia, et al. Land geophysical parameters retrieval using the interference pattern GNSS-R technique. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 49(1) :71–84, 2011.
- [85] V Rosmorduc, J Benveniste, O Lauret, C Maheu, M Milagro, and N Picot. Radar altimetry tutorial. *J Benveniste and N Picot Ed*, 2011.
- [86] N. Roussel, F. Frappart, G. Ramillien, J. Darrozes, F. Baup, L. Lestarquit, and M. C. Ha. Detection of Soil Moisture Variations Using GPS and GLONASS SNR Data for Elevation Angles Ranging From 2 to 70;. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, PP(99) :1–14, 2016.
- [87] Christopher Ruf, Scott Gleason, Zorana Jelenak, Stephen Katzberg, Aaron Ridley, Rachel Rose, John Scherrer, and Valery U Zavorotny. The NASA EV-2 cyclone global navigation

- satellite system (CYGNSS) mission. In *Aerospace Conference, 2013 IEEE*, pages 1–7. IEEE, 2013.
- [88] Christopher S Ruf, Scott Gleason, Zorana Jelenak, Stephen Katzberg, Aaron Ridley, Randall Rose, John Scherrer, and Valery Zavorotny. The CYGNSS nanosatellite constellation hurricane mission. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2012 IEEE International*, pages 214–216. IEEE, 2012.
- [89] G Ruffini, F Soulat, M Caparrini, O Germain, and M Martín-Neira. The Eddy Experiment : Accurate GNSS-R ocean altimetry from low altitude aircraft. *Geophysical research letters*, 31(12), 2004.
- [90] Saral (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/s/saral>.
- [91] Seasat (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/s/seasat>.
- [92] AM Semmling, T Schmidt, J Wickert, S Schön, F Fabra, E Cardellach, and A Rius. On the retrieval of the specular reflection in GNSS carrier observations for ocean altimetry. *Radio Science*, 47(6), 2012.
- [93] AM Semmling, J Wickert, S Schön, Ralf Stosius, Markus Markgraf, T Gerber, M Ge, and Georg Beyerle. A zeppelin experiment to study airborne altimetry using specular Global Navigation Satellite System reflections. *Radio Science*, 48(4) :427–440, 2013.
- [94] Maximilian Semmling, Georg Beyerle, Ralf Stosius, Galina Dick, Jens Wickert, F Fabra, E Cardellach, S Ribó, A Rius, Achim Helm, et al. Detection of Arctic Ocean tides using interferometric GNSS-R signals. *Geophysical Research Letters*, 38(4), 2011.
- [95] Sentinel-3 (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/s/sentinel-3>.
- [96] Skylab (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/s/skylab>.
- [97] Georges Stienne. *Traitement des signaux circulaires appliqués à l’altimétrie par la phase des signaux GNSS*. PhD thesis, Université du Littoral Cote d’Opale, 2013.
- [98] Georges Stienne, Serge Reboul, Monir Azmani, Jean-Bernard Choquel, and Mohammed Benjelloun. A multi-temporal multi-sensor circular fusion filter. *Information Fusion*, 18 :86–100, 2014.
- [99] TechDemoSat-1 (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/techdemosat-1>.



- [100] Robert N Treuhaft, Stephen T Lowe, Cinzia Zuffada, and Yi Chao. 2-cm GPS altimetry over Crater Lake. *Geophys. Res. Lett*, 28(23) :4343–4346, 2001.
- [101] UK-DMC (Earth Observation Portal)  
<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/d/dmc>.
- [102] Fawwaz T Ulaby, Richard K Moore, and Adrian K Fung. *Microwave remote sensing : active and passive. Vol. 2, Radar remote sensing and surface scattering and emission theory*. Addison-Wesley, 1982.
- [103] Jens Wickert, Ole Baltazar Andersen, George Beyerle, Estel Cardellach, Bernard Chapron, Christoph Förste, Christine Gommenginger, Thomas Gruber, Jason Hatton, Achim Helm, et al. GEROS-ISS : GNSS reflectometry, radio occultation and scatterometry onboard the international space station. In *4th International Colloquium Scientific and Fundamental Aspects of the Galileo Programme*, 2013.
- [104] DJ Wingham, CR Francis, S Baker, C Bouzinac, D Brockley, R Cullen, P de Chateau-Thierry, SW Laxon, U Mallow, C Mavrocordatos, et al. CryoSat : A mission to determine the fluctuations in Earth’s land and marine ice fields. *Advances in Space Research*, 37(4) :841–871, 2006.
- [105] Kegen Yu, Chris Rizos, and Andrew G Dempster. GNSS-based model-free sea surface height estimation in unknown sea state scenarios. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 7(5) :1424–1435, 2014.
- [106] Valery U Zavorotny, Scott Gleason, Estel Cardellach, and Adriano Camps. Tutorial on remote sensing using GNSS bistatic radar of opportunity. *Geoscience and Remote Sensing Magazine, IEEE*, 2(4) :8–45, 2014.
- [107] Valery U Zavorotny and Alexander G Voronovich. Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 38(2) :951–964, 2000.
- [108] Stephen T. Lowe Tong Lee Zhijin Li, Cinzia Zuffada and Victor Zlotnicki. Analysis of GNSS-R Altimetry for Mapping Ocean Mesoscale Sea Surface Heights Using High-Resolution Model Simulations. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2016.



## Résumé

La réflectométrie GNSS (GNSS-R) est une technique d'observation de la Terre reposant sur un système radar bi-statique passif qui utilise, comme signaux d'opportunité, les signaux GNSS en bande L. Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse ont pour but de développer des méthodes de traitement du signal dédiées à l'altimétrie au sol par GNSS-R. L'altitude entre le récepteur GNSS-R et la surface de réflexion est déduite de la différence de chemin entre les signaux direct et réfléchi. On propose trois méthodes d'estimation dédiées à l'altimétrie par GNSS-R, pour un récepteur mono-fréquence, utilisant respectivement les observables de code, de puissance (carrier-to-noise ratio  $C/N_0$ ) et de phase des signaux GNSS observés. Nous proposons un estimateur de la pseudo-distance qui utilise la mesure de délais de code sous-échantillonné aidée par la mesure de phase. On montre que l'estimateur sub-résolution proposé permet d'obtenir une précision qui est inférieure à la résolution en délai de code. Le deuxième estimateur s'appuie sur une méthode de calibration qui normalise la puissance de la somme des signaux direct et réfléchi (Interférence Pattern Technique). On montre par l'étude des bornes de Cramèr-Rao que l'estimateur proposé permet de réduire le temps de mesure et de conserver une précision centimétrique. La mesure de phase est une grandeur circulaire qui évolue linéairement avec l'élévation du satellite. Dans ce contexte, nous proposons deux estimateurs qui s'appuient sur un modèle de régression circulaire et la distribution circulaire de von Mises. Des expérimentations sur données réelles viennent conclure ce manuscrit de thèse et montrent la faisabilité des trois méthodes d'estimation proposées. La précision centimétrique est atteinte.

**Mots-clés:** Traitement des signaux GNSS, Réflectométrie GNSS, Altimétrie, Estimation, Statistique Circulaire.

## Abstract

The Global Navigation Satellite Systems Reflectometry (GNSS-R) is an Earth observation technique. It is based on a passive bi-static radar system using the L-band signal coming directly from a GNSS satellite and this same signal reflected by the Earth surface. The aim of the presented work is to develop signal processing methods for altimetry measurements using ground based GNSS-R. The altitude is derived from the difference of path between the direct and reflected signals. We propose three estimators for GNSS-R altimetry measurement using respectively the code observations, the carrier-to-noise ratio  $C/N_0$  observations, and the phase observations obtained by a mono-frequency receiver. Firstly, we define a pseudo-range estimator using under-sampling code delay observations aided by phase measurements. We show that the proposed estimator allows avoiding accuracy limitations due to the receiver resolution. Secondly, a calibration method has been developed for the Interference Pattern Technique, for normalizing the  $C/N_0$  of the combination of the direct and reflected signals. The Cramèr-Rao Lower Bound of this estimation technique is studied. We show that the proposed estimator allows reducing the observation duration while keeping the centimeter accuracy. Thirdly, a last method is proposed in order to evaluate the difference of path between the direct and reflected signals using phase measurement. The phase measurement is an angular data evolving linearly with the satellite elevation. In this context, we propose two estimators based on a circular-linear regression and the von Mises distribution. Experimentations on real data conclude this manuscript and show the feasibility of these methods. The centimeter accuracy is reached.

**Keywords:** GNSS signal processing, GNSS-Reflectometry, Altimetry, Estimation, Circular Statistic.