



HAL
open science

Réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse : application à l'altimétrie précise à haute résolution spatiale

Nolan Varais

► **To cite this version:**

Nolan Varais. Réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse : application à l'altimétrie précise à haute résolution spatiale. Planète et Univers [physics]. HESAM Université, 2024. Français. NNT : 2024HESAC005 . tel-04732931

HAL Id: tel-04732931

<https://theses.hal.science/tel-04732931v1>

Submitted on 11 Oct 2024

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.

ÉCOLE DOCTORALE SMI
Laboratoire Géomatique et foncier

THÈSE

présentée par : **Nolan VARAIS**

soutenue le : 06 février 2024

pour obtenir le grade de : **Docteur d'HESAM Université**

préparée au : **Conservatoire national des arts et métiers**

Discipline : **Structure et évolution de la Terre et des autres planètes (CNU 35)**

Spécialité : **Métrologie**

Réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse

Application à l'altimétrie précise à haute résolution spatiale

THÈSE dirigée par :
M. VERDUN Jérôme

et co-encadrée par :
M. LESTARQUIT Laurent et M. CALI José

Jury

M. Pierre BRIOLE Directeur de recherche, École normale supérieure	Président
M. Serge REBOUL Professeur des universités, Université du Littoral Côte d'Opale	Rapporteur
M. Guy WOPPELMANN Professeur des universités, Université de La Rochelle	Rapporteur
M. Gaël PAGES Chargé de recherche, Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace	Examinateur
M. Jean-Marc ROUSSET Ingénieur de recherche, Centrale Nantes	Examinateur
M. Alvaro SANTAMARIA Physicien adjoint d'Observatoire, Université Toulouse III	Examinateur
Mme Andréa WALPERSDORF Physicienne d'Observatoire, Université Grenoble Alpes	Examinatrice

« Les furtifs nous ont appris une chose : il n'y a pas de lendemains qui chantent. Il n'y a que des aujourd'hui qui bruissent. »

- Alain Damasio

Remerciements

Avant de plonger dans l'univers du positionnement par satellite, permettez-moi de m'éloigner un instant des schémas et des références bibliographiques pour exprimer ma gratitude envers les personnes ayant contribué à la réalisation de ce travail.

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement l'ensemble des membres du jury de thèse pour l'attention portée à mon travail. Serge REBOUL et Guy WOPPELMANN pour avoir accepté d'en être les rapporteurs. Gaël PAGES et Andréa WALPERSDORF pour avoir accepté d'en être les examinateurs. Ainsi que Pierre BRIOLE, Jean-Marc ROUSSET et Alvaro SANTAMARIA qui, en plus de m'avoir apporté chaque année de précieux conseils lors de la tenue du comité de suivi individuel, ont également accepté d'en être les examinateurs.

Le doctorat est un travail de longue haleine qui peut se montrer fastidieux notamment lorsque les résultats tardent à se montrer. Je souhaite à tous les futurs thésards d'avoir un encadrement aussi précieux que celui que j'ai reçu de la part de Jérôme VERDUN, mon directeur de thèse. Pour sa capacité d'écoute et ses conseils avisés, ainsi que pour toute l'expertise en géodésie et calculs numériques qu'il a su m'apporter durant ces années de thèse, je lui adresse mes plus sincères remerciements. Je remercie également Laurent LESTARQUIT, co-encadrant de cette thèse, sans qui ces travaux n'auraient jamais pu aboutir. Bénéficiaire de son savoir-faire dans le domaine des signaux GNSS fut extrêmement enrichissant, et j'espère que les travaux présentés dans ce manuscrit sauront refléter la qualité de l'expertise qu'il a su m'apporter. Enfin, je remercie José CALI, également co-encadrant de cette thèse, pour sa bienveillance et sa vision interrogatrice qui m'a permis de développer mon sens de la rigueur pour la présentation de mes travaux.

Mes remerciements vont également à tous les membres du laboratoire Géomatique et Foncier (GeF) pour leur accueil et leur soutien. Un merci particulier à Joëlle NICOLAS-DUROY et Frédéric DURAND pour les coups de main lorsqu'il a fallu s'éloigner un peu des sentiers battus. Je remercie également plus largement tous les membres de l'École Supérieure d'ingénieurs des Géomètres et Topographes qui m'ont accueilli à bras ouverts et m'ont permis

de travailler dans d'excellentes conditions durant toutes ces années avec une mention spéciale au café chaud de 10h45 !

Parce qu'il faut savoir s'évader lorsqu'on patauge au milieu des codes Matlab, que ce soit dans les montagnes ou sur un terrain de foot, je glisse un chaleureux remerciement à tous les copains du Club Alpin du Mans, ainsi qu'à ceux du FC Chèvres pour ces moments partagés.

« La folie n'est plus folle, dès qu'elle est collective », si vous n'avez pas deviné à qui je fais allusion, c'est étrange... Car que dire de mieux pour décrire les VV. Cette folie c'est le moteur de nos rires et de nos souvenirs et pour cela je vous aime tous. À mes parents, piliers de mes choix, vous êtes ce que je suis devenu aujourd'hui et pour cela je vous suis infiniment reconnaissant. La persévérance et la curiosité sont des traits que vous m'avez donnés et qui m'ont poussé à réaliser cette thèse en premier lieu. À mes sœurs Solenne, Anaëlle et Maëliiss, ainsi qu'à mon frère Andy. Même si on ne se voit pas aussi souvent que l'on souhaiterait, je sais que je pourrais toujours compter sur vous. À mon Raphoufou petit canaillou. À vous tous je dédie ce manuscrit.

Adèle, Amour, mon plus profond remerciement te revient. Tu m'as suivi jusqu'au Mans il y a quatre ans de cela, des peurs et des doutes pleins la tête. Tu as su les surmonter et aujourd'hui je suis fier de voir tout ce que tu as accompli. C'est le cœur gros que l'on quittera la ville aux rillettes, mais peu importe le sentier que l'on empruntera, tant que c'est avec toi.

Enfin, à tous ceux que j'ai peut-être oublié de nommer, un immense merci pour votre soutien précieux tout au long de ce chemin.

Nolan

Résumé

La réflectométrie GNSS (GNSS-R) est une méthode opportuniste d'exploitation des signaux émis en continu par les satellites de positionnement des différentes constellations GNSS (GPS, GLONASS, Galileo, etc.). Elle est basée sur la collecte des signaux après leur réflexion à la surface de la terre dans le but d'en déterminer certains paramètres géophysiques. Depuis sa théorisation à la fin des années 80, elle trouve des applications telles que la mesure de l'humidité des sols, de l'épaisseur de neige et de glace ou encore du niveau des eaux. Bien qu'il existe plusieurs méthodes de mise en application, la mesure de phase via la collecte indépendante des signaux directs et réfléchis est prometteuse pour une application à l'altimétrie.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse ont pour objectif de développer cette implémentation de la réflectométrie et observer ses capacités pour la mesure du niveau des eaux. Pour cela, nous avons commencé par mettre au point une méthodologie afin de modéliser la position spéculaire des réflexions en tenant compte d'un modèle de réflexion sur une surface géodésique plus réelle qu'une simple surface plane. En effet, la modélisation sur une surface plane ne tient pas compte de la courbure de la terre ou de l'ondulation du géoïde et peut donc entraîner une erreur sur la mesure altimétrique lorsque l'altitude de l'antenne de réception augmente. Ainsi, la simple courbure de la terre modélisée par un ellipsoïde peut causer une erreur de 1 cm pour une antenne située à plus de 100 m. En septembre 2021, le Cnes a conduit une importante campagne aéroportée de collecte de données de réflectométrie sur plusieurs sites de la côte atlantique. Ce manuscrit détaille ainsi les travaux réalisés pour mettre en place une chaîne de traitement afin de déterminer le déphasage entre les signaux directs et réfléchis. Cette chaîne a été testée, de l'acquisition à l'estimation des hauteurs d'eau, sur le lac de Carcans-Hourtin et les mesures altimétriques ont été comparées aux mesures réalisées par une bouée GNSS. Plusieurs survols du lac ont été réalisés à des altitudes de 300 (91,44), 500 (152,4), 1000 (304,8) et 2000 (609,6) pieds (mètres), en utilisant les fréquences GPS L1 et L5 et les fréquences Galileo E1 et E5.

La réflectométrie GNSS pour l'altimétrie est tributaire de la cohérence du signal, elle-même dépendante de la rugosité de la surface de réflexion. Lors du traitement des données

acquises sur le lac de Carcans-Hourtin, nous avons montré qu'il est possible d'améliorer la cohérence via la prolongation de l'intégration cohérente au-delà des 20 ms (pour GPS L1). Mon travail de thèse a ainsi permis de montrer que le GNSS-R peut fournir un véritable outil pour la mesure absolue des niveaux d'eaux océaniques et continentales. Elle doit permettre d'atteindre des performances similaires aux méthodes satellitaires actuelles, avec des précisions inférieures à 10 cm, avec un coût bien inférieur aux satellites dédiés et une couverture spatiale bien supérieure aux marégraphes.

Mots clefs : GNSS-R, réflectométrie, télédétection, mesure de phase, altimétrie, multi-trajets, niveau de la mer, résolution d'ambiguïté.

Abstract

GNSS reflectometry (GNSS-R) is an opportunistic method of exploiting the signals continuously emitted by positioning satellites of the various GNSS constellations (GPS, GLONASS, Galileo, etc.). It is based on the collection of signals after they have been reflected from the Earth's surface, with the aim of determining certain geophysical parameters. Since its theorization in the late 80s, it has found applications such as measuring soil moisture, snow and ice thickness or water levels. Although there are several methods of implementation, phase measurement via the independent collection of direct and reflected signals is promising for application to altimetry.

The aim of the work carried out as part of this thesis is to develop this implementation of reflectometry and observe its capabilities for measuring water levels. To achieve this, we began by developing a methodology to model the specular position of reflections considering a reflection model on a geodesic surface that is more real than a simple flat surface. Indeed, model using a plane surface does not consider the Earth's curvature or the geoid's undulation and can therefore lead to an error in the altimetry measurement when the altitude of the receiving antenna increases. For example, the simple curvature of the Earth modelled by an ellipsoid can lead to an error of 1 cm for an antenna located more than 100 m above ground. In September 2021, the Cnes conducted a major airborne reflectometry data collection campaign above several sites on the French Atlantic coast. This manuscript details the work carried out to set up a processing chain to determine the phase shift between direct and reflected signals. This chain was then tested, from acquisition to water level estimation, on the Carcans-Hourtin lake and the altimetry measurements were compared with those taken by a GNSS buoy. Several overflights above the lake were carried out at altitudes of 300 (91,44), 500 (152,4), 1000 (304,8) and 2000 (609,6) feet (meters), using GPS frequencies L1 and L5 and Galileo frequencies E1 and E5.

GNSS reflectometry for altimetry depends on the signal coherency, which in turn depends on the roughness of the reflecting surface. During the processing of Carcans-Hourtin's data, we showed that it is possible to improve the coherency by extending the coherent integration beyond the usual 20 ms (for GPS L1). My PhD work has thus shown that

GNSS-R can provide a real tool for the absolute measurement of ocean and continental water levels. It can achieve similar performances to current methods, less than 10 cm, at a much lower cost than dedicated satellites, and with a much better spatial coverage than tide gauges.

Key words: GNSS-R, reflectometry, remote sensing, phase measurements, altimetry, reflected signals, multipaths, sea level, ambiguity resolution.

Table des matières

Introduction	26
Contributions	30
Bibliographie	32
Chapitre I Principe de fonctionnement des systèmes de radio-positionnement par satellite ...	34
1. Histoire du développement des systèmes de radio-positionnement GNSS.....	35
1.1. Les précurseurs.....	35
1.2. Du Navstar au célèbre système GPS.....	41
1.3. La naissance des systèmes GLONASS, Beidou et Galileo	43
2. Architectures des systèmes de positionnement par satellite.....	51
2.1. Architecture du « Global Positioning System ».....	51
2.2. GLONASS	62
2.3. Galileo	66
3. Fonctionnement des récepteurs GNSS.....	73
3.1. Caractéristiques d'antenne	74
3.2. Front-end	75
3.3. Traitement en bande de base	77
3.4. Production d'observables	83
4. Méthodes d'augmentation de la mesure GNSS.....	88
4.1. Systèmes d'augmentation par satellite (SBAS) et au sol (GBAS).....	88
4.2. GNSS différentiel (DGNSS)	89
4.3. Positionnement Ponctuel Précis (PPP).....	92
5. Bibliographie	94
6. Webographie	96
Chapitre II La réflectométrie : une utilisation opportuniste du GNSS ; principes et applications	98
.....	98
1. Réflexion des signaux GNSS	99
1.1. Les multi-trajets.....	99
1.2. Réflexion spéculaire et diffuse	101
1.3. Propriétés de la réflexion sur le signal	104
2. Utilisation des signaux réfléchis : la réflectométrie GNSS (GNSS-R).....	105

2.1.	Réflectométrie GNSS : historique des développements	105
2.2.	Réflectométrie à antenne unique	106
2.3.	Réflectométrie à double antenne	113
2.4.	Plateformes : avantages et inconvénients	121
3.	Bibliographie	124
Chapitre III Modélisation de la réflexion des signaux GNSS à la surface de la Terre		129
1.	Cas standard d'une réflexion sur un plan pour un satellite à distance finie	130
1.1.	L'algorithme de Levenberg-Marquardt.....	135
1.2.	Justesse de la résolution numérique	137
1.3.	Justesse de la relation standard.....	139
2.	Impact de la courbure de la Terre.....	141
2.1.	Modélisation de la réflexion sur un ellipsoïde de révolution géocentrique	142
2.2.	Contrôle de la robustesse de l'optimisation	143
2.3.	Étude des variations de l'écart des différences de marche	145
3.	Modélisation de la réflexion sur la surface du géoïde.....	148
3.1.	Méthodologie de la modélisation	150
3.2.	Étude des variations de l'écart des différences de marche.....	153
4.	Simulation de la position des points spéculaires	158
5.	Conclusion sur la modélisation de la réflexion des signaux GNSS	160
6.	Bibliographie.....	162
Chapitre IV Réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse : théorie et applications		163
1.	Traitement des signaux GNSS réfléchis.....	164
1.1.	Collecte des signaux.....	164
1.2.	Récepteur GNSS-R	165
1.3.	Prolongation de l'intégration cohérente	166
1.4.	Calcul du déphasage du signal	168
1.5.	Détermination de la hauteur de la surface de réflexion.....	170
2.	Présentation de la campagne de mesure aéroportée	175
2.1.	Site expérimental de Carcans-Hourtin	179
2.2.	Équipement à bord de l'avion	180
2.3.	Mesures de hauteur d'eau sur le lac de Carcans-Hourtin	180
3.	Conclusion sur l'altimétrie par réflectométrie GNSS	204

4. Bibliographie.....	205
Conclusion.....	206
Perspectives.....	209

Liste des figures

- Figure 1. Variations du niveau moyen des mers depuis 1993 déterminées par des observations satellitaires. On note une augmentation du niveau moyen de $98 (\pm 0,4)$ mm depuis cette date. Crédits : Centre de vol spatial Goddard (NASA). 28
- Figure 2. A gauche, photographie du satellite TRANSIT 2A avant son lancement. Le satellite est surmonté du petit satellite de surveillance GRAB 1. Source : DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency). A droite, modèle de récepteur TRANSIT installé à bord des sous-marins nucléaires. Source : National Electronics Museum (Maryland, USA). 37
- Figure 3. En 1972, Al Gallegly, ingénieur de l'Aerospace Corporation et M. Moore, ingénieur de chez Grumman testent un émetteur pour le système 621B sur le polygone d'essais de missile de White Sands (Nouveau Mexique, USA). Source : Smithsonian Institution Time and Navigation. 38
- Figure 4. A gauche, en 1965 un ingénieur de Ling-Temco-Vought effectue les derniers ajustements sur un satellite SECOR avant son lancement. Source : Smithsonian Institution Time and Navigation. A droite, satellite SECOR de type II. Source : NASA Space Science Data Coordinated Archive. 39
- Figure 5. Satellite Timation 1, première expérience du NRL utilisant des signaux horaires pour la navigation (1964). Source : Smithsonian Institution Time and Navigation. 40
- Figure 6. Antenne OMEGA de l'île de la Réunion (Station E du réseau) située sur la commune Saint-Paul. Sa construction a débuté en 1974 avec une mise en service en janvier 1976. Elle a cessé d'émettre son signal en septembre 1997 puis a été démolie en avril 1999. 41
- Figure 7. Frank Butterfield (à gauche) de l'Aerospace Corporation, le colonel de l'Armée de l'air Bradford Parkinson du bureau du programme conjoint (au centre) et le commandant de la marine Bill Huston (à droite) discutent du GPS dans les années 1970. Source : Smithsonian Institution Time and Navigation 42
- Figure 8. Évolution des satellites de la constellation américaine GPS. A gauche, vue d'artiste d'un satellite du bloc I. A droite, représentation d'un satellite du bloc IIIF. Sources : Rockwell & Lockheed Martin. 43

Figure 9. A gauche, vue d'artiste d'un satellite Tsiklon. A droite, photographie prise lors de l'exposition des réalisations de l'économie nationale (Moscou) où fût exposé un satellite Parous. Sources : Encyclopedia Astronautica (Mark Wade), Russian Space Web (Anatoly Zak) et ISS Reshetnev.....	44
Figure 10. Photographie d'une maquette d'un satellite GLONASS-K exposé lors du salon des technologies de l'information et de la bureautique (CeBIT) 2011.	45
Figure 11. GIOVE-A au sommet du lanceur Soyouz sur la plateforme n°6 du cosmodrome de Baïkonour. Source : Agence spatiale européenne (ESA).....	47
Figure 12. A gauche vue d'artiste du satellite GIOVE-A premier élément de la phase de validation en orbite du système. A droite, vue d'artiste des satellites Galileo. Source : ESA.	48
Figure 13. Schéma des attributions du segment de contrôle GPS. Source : Navigation Center (USCG).....	52
Figure 14. Carte mondiale de répartition des éléments composant le segment de contrôle du système GPS. Source : GPS.gov (site d'informations officielles du Gouvernement des États-Unis sur le système de positionnement global (GPS) et sujets connexes).....	54
Figure 15. Caractéristiques des satellites des différents blocs constituant le segment spatial de la constellation GPS. Source : GPS.gov.....	57
Figure 16. Schéma fonctionnel de la construction des signaux émis par les satellites GPS. Source : Hoffman.	59
Figure 17. Description de la construction du premier message de navigation émis par les satellites GPS. Source : Kaplan.....	60
Figure 18. Carte de l'emplacement des éléments constituant le segment de contrôle du système GLONASS. Source : Navigation Center (USCG).....	63
Figure 19. Caractéristiques des satellites des différentes générations constituant le segment spatial de la constellation GLONASS. Source : Navigation Center (USCG).....	65
Figure 20. En haut, carte mondiale des éléments constituant le segment de contrôle du système Galileo. En bas, descriptif des rôles assurés par les centres et sites qui constituent le segment de contrôle de Galileo. Source : Agence de l'Union européenne pour le programme spatial (EUSPA).	68
Figure 21. Caractéristiques des différents signaux émis par les satellites des constellations GNSS existantes. Source : Stefan Wallner (ESA).	72
Figure 22. Schéma fonctionnel d'un récepteur conventionnel GNSS. Source : [32].....	73

Figure 23. À gauche, diagramme de rayonnement d'antenne. Source : [33]. À droite, exemples d'antennes GNSS de formes différentes, radôme, « patch » et choke-ring. Source : ESA.	75
Figure 24. À gauche, schéma fonctionnel du front-end chargé de conditionner le signal GNSS collecté. Source : [32]. À droite, étapes du traitement réalisé par le convertisseur du front-end sur le spectre du signal. Source : [33][33].....	77
Figure 25. Schéma fonctionnel générique du traitement en bande de base réalisé par un récepteur GNSS. Source : [33]......	78
Figure 26. Schéma fonctionnel de l'étape d'acquisition classique réalisée par un récepteur GNSS. Source : [34]......	79
Figure 27. Schéma fonctionnel de l'étape d'acquisition classique réalisée par un récepteur GNSS avec un algorithme PCPS (Parallel Code-Phase Search Acquisition). Source : [34]......	80
Figure 28. Principe de l'étape de corrélation réalisée avec trois corrélateurs E, P, L. À gauche, le maximum de corrélation n'est pas atteint, la réplique « Prompt » est alors décalée avec un retard différent jusqu'à obtenir un maximum (à droite). Source : [0]......	82
Figure 29. Schéma fonctionnel des boucles de poursuite DLL et PLL imbriquées dans un récepteur GNSS. Source : [33]......	83
Figure 30. Méthode de détermination du temps de parcours du signal GNSS ΔT via la corrélation entre le code reçu par le récepteur et celui qu'il génère.....	85
Figure 31. Principe de la mesure de phase GNSS. La phase mesurée est ambiguë d'un nombre entier de cycles, avant le verrouillage du signal, qu'il est nécessaire d'estimer. Une fois verrouillé, le récepteur compte le nombre de cycles et l'incrémente lors du passage du satellite. Source : GPS for Land Surveyors.....	87
Figure 32. Carte de couverture des systèmes d'augmentation basée sur des satellites (SBAS). Source : EUSPA.	89
Figure 33. Illustration du principe de positionnement GNSS cinématique en temps-réel (RTK). Source : Tallysman.	91
Figure 34. Illustration du principe de positionnement GNSS ponctuel précis. Source : Tallysman.	93
Figure 35. Illustration de la réflexion des signaux GNSS sur une surface de réflexion proche de l'antenne de réception.....	100
Figure 36. Antenne de type choke-ring NovAtel GNSS750. Source : NovAtel.	101

Figure 37. Réflexion des signaux électromagnétiques selon les principes d'optique géométrique et d'optique ondulatoire. En haut, on tient compte d'une réflexion spéculaire, et en bas d'une réflexion diffuse sur la zone de scintillement. Source : [35].	103
Figure 38. Illustration du changement de sens de polarisation du signal électromagnétique GNSS après réflexion.....	104
Figure 39. Diagramme de phase (ou diagramme I/Q). Le signal est représenté selon l'amplitude et la phase de ses composantes (trajets direct et réfléchi). Source : [69]....	108
Figure 40. SNR du signal reçu en fonction du temps pour un satellite donné. Les oscillations de plus basses fréquences (zones rouges) sont liées, en partie, à la présence de multi-trajets.	109
Figure 41. Puissance théorique normalisée en fonction de l'angle d'élévation en polarisation V (gauche) et H (droite) avec une humidité de sol de 0% (haut) et 20% (bas). Source : [72].	111
Figure 42. Influence de la rugosité de surface (à gauche) et de la rugosité de l'interface (à droite), sur l'amplitude (en haut) et la position (en bas) du « notch » en fonction de l'humidité du sol. Source : [72].	111
Figure 43. Système de réflectométrie à double antenne. Une antenne pointe vers le zénith et une seconde antenne vers le nadir. Source : [69].	114
Figure 44. Forme d'onde théorique de la corrélation pour un signal direct (en bleu) avec 3 corrélateurs et un signal réfléchi (en rouge) utilisant 21 corrélateurs.	115
Figure 45. Schéma théorique de la zone de scintillement centrée sur le point de réflexion spéculaire. Cette zone de scintillement décrite par l'ellipse rouge est appelée première surface de Fresnel.....	116
Figure 46. Effet de la rugosité de la surface de réflexion sur la forme d'onde du signal. La composante incohérente de la réflexion introduit des retards positifs. Source : [35]. ...	117
Figure 47. Illustration de la construction d'une DDM (à gauche) à partir des courbes iso-Doppler et iso-retard (à droite). Source : [75].	117
Figure 48. Schéma fonctionnel d'un récepteur conventionnel cGNSS-R (à gauche) et d'un récepteur interférométrique iGNSS-R (à droite). Source : [76].	120
Figure 49. (a) Modèle de réflexion d'un signal GNSS sur une surface plane. On considère les signaux en provenance du satellite S qui émet un signal reçu directement sur l'antenne A et, après réflexion au point R, sur l'antenne B. L'antenne A est à une hauteur h_A de la	

surface de réflexion. L'antenne B est placée en dessous de l'antenne A de sorte que les plans parallèles à la surface de réflexion passant par A et B respectivement soient distants de d_A . Le point B se projette orthogonalement sur la surface de réflexion en A_0 . Le vecteur t_{sat} correspond au vecteur directeur unitaire de la droite (AS). Les angles d'élévation du satellite S mesurés au niveau de la surface de réflexion et celui de l'antenne A sont notés respectivement ε_R et ε . (b) Définition du repère géodésique local défini en A_0 par un axe Est de vecteur directeur unitaire e , un axe Nord de vecteur directeur unitaire n , et un axe vertical (A_0B) de vecteur directeur unitaire u . (c) Définition de l'azimut α du satellite en fonction des vecteurs Nord et Est. Le schéma en (a) reste valable quel que soit l'azimut du signal incident. Le vecteur t_R est défini selon les composantes Nord et Est pour être orienté selon la direction du satellite. 131

Figure 50. Modèle de réflexion d'un signal réfléchi sur une surface plane. La position du point R peut être déterminée par un calcul analytique direct à partir des hauteurs horizontales de l'antenne de réception e_A et du satellite e_S , ainsi que des distances d_1 et d_S . La hauteur e_A de l'antenne de réception est égale à la hauteur h_A de l'antenne de réception directe diminuée de la distance inter-antenne d_A 138

Figure 51. Écarts de coordonnées du point spéculaire de réflexion R sur les trois coordonnées cartésiennes X_R , Y_R et Z_R en fonction de l'élévation du satellite pour différentes hauteurs h_A de l'antenne de réception ($h_A = e_A$). Le récepteur est positionné en $\varphi_A = 0^\circ$ et $\lambda_A = 0^\circ$ 139

Figure 52. Modèle classique de réflectométrie GNSS sur une surface plane avec un satellite situé à une distance infinie (rais incidents parallèles). 140

Figure 53. Différence des différences de marche entre le signal direct et le signal réfléchi, déterminé via le modèle considérant un satellite à distance infinie et notre méthode numérique qui utilise la distance réelle entre antenne et satellite. 140

Figure 54. Modèle de réflexion d'un signal GNSS sur une surface plane et sur une surface ellipsoïdale. La réflexion sur l'ellipsoïde s'effectue au point R' sur le plan tangent à l'ellipsoïde de normale n_{ell} 141

Figure 55. En haut, positions aléatoires des points initiaux de l'optimisation numérique autour de la position de la réflexion déterminée sur le plan tangent. En bas, distribution des coordonnées cartésiennes géocentriques des points initiaux de l'optimisation numérique. 144

- Figure 56. Différence des différences de marche entre une réflexion sur le plan tangent et une réflexion sur l'ellipsoïde de référence WGS84 pour les 5000 points initiaux de l'optimisation numérique. L'écart-type est de zéro, pour une antenne à 1000 m et un satellite à 10° d'élévation, le résultat d'optimisation est une constante..... 145
- Figure 57. Rayons de courbure principaux de l'ellipsoïde WGS84 en fonction de la latitude. Le rayon de courbure ρ du méridien est représenté par la courbe en noir ; celui de la section normale à l'ellipsoïde, orthogonale au méridien, noté N, est représenté par la courbe en rouge. La section normale à l'ellipsoïde orthogonale au méridien en un point donné est la courbe à l'intersection du plan orthogonal au méridien contenant le vecteur normal à l'ellipsoïde au point considéré. La courbure moyenne C_m de l'ellipsoïde en un point donné est donnée par :..... 146
- Figure 58. Différence des différences de marche DRR' entre une réflexion sur une surface plane et sur un ellipsoïde en fonction de la hauteur ellipsoïdale de l'antenne de réception et de l'élévation du satellite émetteur. Les valeurs données dans la légende correspondent à l'élévation à 10° pour laquelle DRR' est maximum pour une hauteur de satellite donné. 147
- Figure 59. Différence des différences de marche DRR' entre une réflexion sur une surface plane et sur un ellipsoïde en fonction de la hauteur ellipsoïdale de l'antenne de réception et de l'azimut du satellite émetteur, pour une élévation de 10°. La valeur $\Delta DRR'$ correspond à l'écart entre le minimum et le maximum de DRR' en fonction de l'azimut. 148
- Figure 60. Modèle de réflexion d'un signal GNSS sur une surface plane et sur un géoïde local (ici RAF18). Deux cas sont traités ici, le premier constitue un géoïde modélisé simplement par son plan tangent, la surface de réflexion est alors une surface plane inclinée de la déviation de la verticale locale θ . Le second cas consiste à déterminer la position du point de réflexion R'' sur le plan tangent au géoïde local de normale n_{geo} de manière analogue à la modélisation basée sur l'ellipsoïde..... 149
- Figure 61. Carte de l'ondulation de la grille de conversion altimétrique RAF18 de l'IGN. Cette grille va être utilisée pour modéliser la surface du géoïde en France métropolitaine... 150
- Figure 62. Différence DRR'' des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur un plan incliné de la déviation de la verticale. Cette modélisation est une approximation de la pente du géoïde au niveau du récepteur. 154

Figure 63. Position des points de réflexion spéculaires en tenant compte d'une surface de réflexion plane, puis du géoïde modélisé par un plan incliné (cas n°1), et enfin du géoïde réel (cas n°2). On constate qu'en augmentant la hauteur de l'avion, la modélisation du géoïde par un plan entraîne une approximation importante par rapport à l'ondulation du géoïde lorsque les points de réflexion sont éloignés.	154
Figure 64. En haut, différence des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur une ellipsoïde de référence. En bas, différence des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur un modèle de géoïde pour les mêmes paramètres initiaux que la figure du haut. L'ondulation du géoïde diminue ainsi l'effet de courbure de la surface de réflexion.	156
Figure 65. Écart entre les différences de marche calculées pour une réflexion sur le géoïde et une réflexion sur l'ellipsoïde en tenant compte de l'azimut de plus forte pente $\alpha = 69,12^\circ$ (en haut) et son opposé $\alpha = 249,12^\circ$ (en bas). L'antenne est placée dans une région où la pente de géoïde est forte ($\varphi_A = 43,5^\circ$ et $\lambda_A = -4,5^\circ$). On constate que lorsque le signal incident arrive dans la direction du gradient du géoïde, l'écart des différences de marche est plus important, et inversement.....	157
Figure 66. Carte de simulation de la position des points spéculaires de réflexion pour une antenne située au milieu du lac de Carcans-Hourtin (Gironde, France) à une hauteur de 600 m, à la date du 24 septembre 2021 à 15:42 UTC	159
Figure 67. Estimation de l'erreur sur la détermination de la hauteur de la surface de réflexion (mesure altimétrique) en tenant compte d'une réflexion du signal GNSS sur un ellipsoïde de référence.	160
Figure 68. Schéma fonctionnel du récepteur logiciel dédié à la réflectométrie GNSS développé par le Cnes. Il est basé sur la version 0.0.15 du récepteur open-source GNSS-SDR. Source : [86]	166
Figure 69. Amplitude de corrélation du signal direct (en bleu) et du signal réfléchi (en rouge) pour le satellite GPS G02, en fonction du numéro de corrélateur. Pour le signal direct, 3 corrélateurs ont été utilisés et 21 pour le signal réfléchi. Le maximum d'amplitude de corrélation pour le signal direct est bien atteint pour le second corrélateur (« Prompt »), alors que pour le signal réfléchi, le maximum de corrélation est atteint aux alentours du 10 ^{ème} corrélateur.	169

Figure 70. Schéma illustrant l'origine du retard dû à la troposphère. Le signal réfléchi traverse une couche de troposphère supplémentaire, ce qui entraîne un retard additionnel dans la propagation du signal réfléchi.	172
Figure 71. Carte globale de la campagne de mesure de réflectométrie en septembre 2021. Plusieurs sites ont été survolés dans le but d'effectuer des tests sur chaque élément de la chaîne de traitement. Dans ce travail de thèse, nous nous concentrerons essentiellement sur les profils réalisés au-dessus du lac de Carcans-Hourtin, à savoir les profils D1 – D2 et D3 – D4.	177
Figure 72. Carte du lac de Carcans-Hourtin et profils suivis par l'avion lors de la campagne test.	179
Figure 73. (a) Piper Aztec servant de plateforme à la mesure de réflectométrie pour la campagne test de septembre 2021. (b) Antenne GNSS directe trimble AV39 positionnée sur le fuselage de l'avion pointant vers le zénith. (c) Antenne de réflectométrie avec deux voies LHCP et RHCP. (d) L'antenne de réflectométrie est positionnée sous le fuselage de l'avion et pointe vers le nadir. L'avion embarque également une centrale inertielle iXblue afin de mesurer son attitude. (e) Numériseur haute fréquence avec quatre canaux RF synchronisés.	181
Figure 74. (a) Amplitude brute des 21 corrélateurs de la voie réfléchie. (b) Amplitude des 21 corrélateurs de la voie réfléchie après prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms. On peut observer que le corrélateur de plus forte amplitude se trouve autour du 10 ^{ème} corrélateur. (c) Diagramme de phase du corrélateur de plus forte amplitude pour les signaux direct et réfléchi du satellite G02 en fonction du temps. (d) Le signal a été filtré avec une prolongation de l'intégration cohérente sur 500 ms. La perte d'amplitude à la fin du survol provient de la transition entre le lac et les berges du lac.	183
Figure 75. Effet de la prolongation de l'intégration cohérente pour le signal direct (en bleu) et le signal réfléchi (en rouge). L'amplitude du signal réfléchi apparaît plus grande que celle du signal direct car la chaîne de réception du canal réfléchi a plus de gain que celle du canal direct. (a) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 20 ms sans opération de data wipe-off. (b) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 20 ms avec opération de data wipe-off. (c) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms sans opération de data wipe-off. (d) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms avec opération de data wipe-off.	184

- Figure 76. Carte de simulation des positions spéculaires de réflexion pour un récepteur situé au-dessus du lac de Carcans-Hourtin à une altitude de 2000 ft (609,6 m). On constate que l'amplitude des signaux est cohérente avec la position estimée des points de réflexion. En effet, l'amplitude chute lorsque la réflexion ne se produit pas sur le lac. Pour le satellite G02, on constate une chute d'amplitude aux alentours de 16 : 40 UTC qui pourrait correspondre à une réflexion dans la zone portuaire du lac. 185
- Figure 77. (a) Phase déroulée des satellites GPS en vue lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Hauteur de l'avion lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft déterminée par la méthode GNSS PPK. Les phases déroulées sont cohérentes avec la hauteur de l'avion, c'est ce qui est attendu puisque la différence de marche du signal réfléchi dépend de la hauteur d'antenne h comme le montre l'équation 4.16..... 187
- Figure 78. (a) Correction du bras de levier d'antenne comme décrit dans la section 1.5.1 de ce chapitre pour chaque satellite GPS en vue. (b) Correction troposphérique pour la même section, les satellites de plus basses élévations nécessitent une correction plus importante. 188
- Figure 79. (a) Pseudo-observations calculées à partir de la partie droite de l'équation 4.25 en utilisant la valeur d'ambiguïté estimée par l'équation 4.26 pour le survol D1 – D2 à 300 ft. (b) Mêmes grandeurs calculées en ajoutant 1 à la valeur estimée de l'ambiguïté entière pour les satellites G09 et G30. 189
- Figure 80. (a) Estimation de la hauteur z_w de la surface de réflexion par moindres carrés et biais associé (b) en utilisant la méthode n°1. Le biais est ainsi estimé à chaque époque. (c) Estimation de cette même hauteur en tenant compte d'un biais constant (d). D'une méthode de résolution à l'autre, on observe des résultats proches et des biais d'antennes égaux ($b = -0,082$ m). Les hauteurs z_w mesurées sont également en adéquation avec les mesures de la bouée avec un écart de l'ordre de 3,7 cm..... 191
- Figure 81. A gauche, antenne fixe de référence pour le calcul PPK de la position de l'avion et de la bouée GNSS. L'antenne est placée sur un terrain vague bien dégagé. A droite, bouée GNSS pour la réalisation d'une mesure de référence sur la surface du lac. La hauteur entre la ligne de flottaison et le point de référence de l'antenne a été mesurée à 0,791 m. Dans les deux cas, les antennes sont des NovAtel GNSS-850 couplées à des récepteurs Septentrio PolaRx5. 192
- Figure 82. Hauteur de la station de référence estimée par 4 méthodes de calcul GNSS. On observe un saut aux alentours de 15 : 20 UTC et des sauts de cycle sur l'estimation par

PPK autour de 16 : 20 UTC. L'estimation donnée par l'outil de calcul PPP en ligne de l'IGN est ne couvre pas l'intégralité du profil car cet outil n'accepte pas une taille de fichier très importante. Enfin, cette estimation est cohérente avec celle du calcul iPPP de GINS. RTKlib et l'outil du CGRSC utilisent un filtrage plus important pour lisser l'estimation finale.	194
Figure 83. En haut, série temporelle des hauteurs du lac mesurées par la bouée GNSS via un calcul PPK de la position de l'antenne. En bas, zoom sur la série temporelle de la bouée lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft. L'écart-type de cette série temporelle est de $\sigma = 0,6$ cm.	195
Figure 84. Carte de l'ondulation de la grille de conversion altimétrique RAF20 de l'IGN au niveau du lac de Carcans-Hourtin. Cette grille est utilisée pour modéliser la surface du géoïde en France métropolitaine. On observe un gradient de géoïde dans la direction Nord-Est /Sud-Ouest.	198
Figure 85. (a) Hauteur estimée de la surface de réflexion pour le profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Même hauteur pour le profil transverse D3 – D4. (c) Pente du géoïde estimée sur le profil D1 – D2 en comparaison au modèle de géoïde RAF20. (d) Pente du géoïde estimée sur le profil transverse D3 – D4 en comparaison au modèle de géoïde RAF20.	199
Figure 86. (a) Hauteurs estimées zw de la surface de réflexion pour les différentes bandes de fréquence sur le profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Estimations des hauteurs zw pour les différentes bandes de fréquence sur le profil D3 – D4 à 300 ft. (c) Comparaison des pentes de géoïde estimées pour les différentes bandes de fréquence et pour le modèle de géoïde RAF20 pour le profil D1 – D2 et le profil D3 – D4 (d).	200
Figure 87. (a) Hauteurs de la bouée obtenue via un calcul par méthode PPK lors de la campagne de collecte sur le lac de Carcans-Hourtin. (b) Hauteurs estimées zw de la surface de réflexion pour le profil D1 – D2 à 300, 500, et 1000 ft et le profil D3 – D4 à 300 ft pour les différents signaux émis. Les hauteurs obtenues sont cohérentes entre les différents profils avec des écarts globaux inférieurs à 5 cm. Il est à noter que le profil à 500 ft montre une différence de pente en début du profil qui semble être corrélée avec les observations de la bouée.	201
Figure 88. Position relative des antennes à bord de l'avion mesurée précisément par laser tracker dans le repère de référence de la centrale inertielle.	213
Figure 89. Expression géométrique du terme correctif à appliquer pour tenir compte du bras de levier d'antenne lorsque les antennes A et B ne sont pas colocalisées.....	214

Figure 90. Représentation des axes de tangage, roulis et lacet dans le repère de l'avion et dans le repère de navigation.	215
Figure 91. Rotation du repère de navigation au repère intermédiaire 1 pour l'angle de lacet.	215
Figure 92. Rotation du repère intermédiaire 1 au repère intermédiaire 2 pour l'angle de tangage.	216
Figure 93. Rotation du repère intermédiaire 2 au repère de l'avion pour l'angle de roulis. ..	216

Liste des tableaux

Tableau 1. Descriptif des sites survolés lors de la campagne de collecte de données de réflectométrie en septembre 2021.	178
Tableau 2. Tableau récapitulatif des mesures réalisées sur le lac de Carcans-Hourtin.....	202
Tableau 3. Tableau récapitulatif des écarts des mesures réalisées sur le lac de Carcans-Hourtin.	203

Liste des annexes

Annexe 1 : Détermination du bras de levier d'antennes

Annexe 2 : Publication dans la revue *remote sensing*

Liste des acronymes

AFSCN : Air Force Control Satellite Network
AMF : Adaptive Mapping Functions
AutoNav : Autonomous Navigation
BOC : Binary Offset Carrier
BPSK : Binary Phase-Shift Keying
CAS : Commercial Authentication Service
CDMA : Code Division Multiple Access
CGRSC : Canadian Geodetic Reference System Committee
CL : Civil Long
CM : Civil Moderate
CNAV : Civil Navigation
CNES : Centre National d'Études Spatiales
CNSA : China National Space Administration
CTCC : Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya
CYGNSS : Cyclone Global Navigation Satellite System
DARPA : Defense Advanced Research Projects Agency
DDM : Delay Doppler Map
DGNSS : Differential GNSS
DLL : Delay Lock Loop
DNSS : Defense Navigation Satellite System
EGNOS : European Geostationary Navigation Overlay Service
ESA : European Space Agency
FDMA : Frequency Division Multiple Access
FFT : Fast Fourier Transform
FLL : Frequency Lock Loop
FOC : Full Operational Capability
GBAS : Ground-based augmentation system
GCS : Galileo Control Segment
GFZ : GeoForschungsZentrum (Centre de recherche des sciences de la Terre allemand)
GINS : Géodésie par Intégrations Numériques Simultanées
GIOVE : Galileo In-Orbit Validation Element

GLONASS : GLObalnaïa NAvigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma
GLOSS : Global Sea Level Observing System
GMS : Galileo Mission Segment
GNSS : Global Navigation Satellite System
GPS : Global Positioning System
GPT : Global Pressure and Temperature
GRAB : Galactic Radiation and Background
GRC : Galileo Reference Center
GRSP : Galileo Geodetic Service Provider
GRSS : Remote Sensing Society
GSC : GNSS Service Center
GSMC : Galileo Security Monitoring Centre
GSS : Galileo Sensing Station
GST : Galileo System Time
GTRF : Galileo Terrestrial Reference Frame
HAS : High Accuracy Service
IAG : International Association of Geodesy
ICAO : International Civil Aviation Organization
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform
IGARSS : International Geoscience and Remote Sensing Symposium
IGN : Institut national de l'information géographique et forestière
ION : Institute Of Navigation
IPPP : Integer Precise Point Positioning
IPT : Interference Pattern Technique
ISRO : Indian Space Research Organisation
ISS : Informatsionnye sputnikovye systemy
ISS : International Space Station
ITOW : Interval Time Of Week
ITRF : International Terrestrial Reference Frame
ITU : International Telecommunication Union
JAXA : Japan Aerospace Exploration

Agency
LAMBDA : Least-squares
 AMBiguity Decorrelation Adjustment
LEO : Low Earth Orbiter
LHCP : Left-Handed Circular Polarization
LNA : Low Noise Amplifier
LORAN : LONg RANGE Navigation
LPA : Laboratoire de Physique Appliquée
MEO : Medium Earth Orbit
MNAV : Military Navigation
NASA : National Aeronautics and Space Administration
NCO : Numerically Controlled Oscillator
NRL : Naval Research Laboratory
NRTK : Network Real Time Kinematic
OSNMA : Open Service Navigation Message Authentication
PARIS : Passive Reflectometry and Interferometry System
PCPS : Parallel Code-Phase Search Acquisition
PLL : Phase Lock Loop
PPK : Post Processing Kinematic
PPP : Precise Point Positioning
PPS : Precise Positioning Service
PRETTY : Passive REFlecTomeTry and dosimetry
PRN : Pseudo Random Noise
PRS : Public Reglemented Service
PSK : Phase-Shift Keying
PVT : Position, Velocity, Time
QZSS : Quasi-Zenith Satellite System
 Projet
RAZ : Remise A Zéro
RGP : Réseau GNSS Permanent
RHCP : Right-Handed Circular Polarization
RONIM : Réseau d'Observation du Niveaude la Mer
RTK : Real Time Kinematic
SAFIRE : Service des Avions Français Instrumentés pour la Recherche en Environnement
SBAS : Satellite-Based Augmentation Systems
SCC : System Control Center
SDCM : System for Differential Corrections and Monitoring

SDR : Software-Defined Receiver
SECOR : SEquential COLLation of Range
SHOM : Service Hydrographique et Océanographique de la Marine
SLR : Satellite Laser Ranging
SMAP : Soil Moisture Active Passive
SNR : Signal to Noise Ratio
SPS : Standard Positioning Service
SSTL : Survey Satellite Technology Ltd
SWH : Significant Wave Height
SWOT : Surface Water Ocean Topography
TOI : Time Of Interval
TSP : Time Service Provider
TT&C : Telemetry, Tracking, and Command
TTF : Time To First Fix
ULS : UpLink Stations
USCG : United States Coast Guard
UTC : Universal Time Coordinate
VHF : Very High Frequency
VLF : Very Low Frequency
VMF : Vienna Mapping Functions
WAAS : Wide Area Augmentation System
WGS : World Geodetic System

Introduction

Depuis le milieu du XX^e siècle, les systèmes de navigation globaux par satellites (GNSS) sont utilisés pour déterminer les positions, vitesses et temps d'un utilisateur à la surface de la terre. Cette méthode a rapidement été adaptée pour l'observation de phénomènes géophysiques tels que la tectonique des plaques, le suivi de l'activité volcanique, la caractérisation du contenu ionosphérique, etc. Par suite des préoccupations liées au changement climatique, d'autres phénomènes géophysiques comme la fonte des glaciers, la sécheresse des sols ou encore la montée du niveau des mers (Figure 1) sont aujourd'hui particulièrement étudiés. Pour ce, le GNSS est devenu un outil incontournable de surveillance que ce soit par son utilisation conventionnelle ou, plus récemment, par des utilisations alternatives. Parmi celles-ci figure la réflectométrie GNSS, une méthode opportuniste utilisant les signaux GNSS réfléchis sur une surface pour en tirer des informations sur ses propriétés physiques. Cette méthode a vu le jour dans les années 1990 et se décline en différentes techniques suivant les observables utilisées pour la mettre en œuvre. Dans ce manuscrit, nous nous intéresserons principalement à son application à la mesure des variations du niveau des eaux océaniques et continentales. En effet, nous montrerons que lorsqu'un signal en provenance d'un satellite GNSS se réfléchit sur l'eau, il est possible de le collecter et de mesurer son déphasage par rapport au signal direct. La connaissance du déphasage permet de remonter à la hauteur de la surface de réflexion, autrement dit au niveau d'eau.

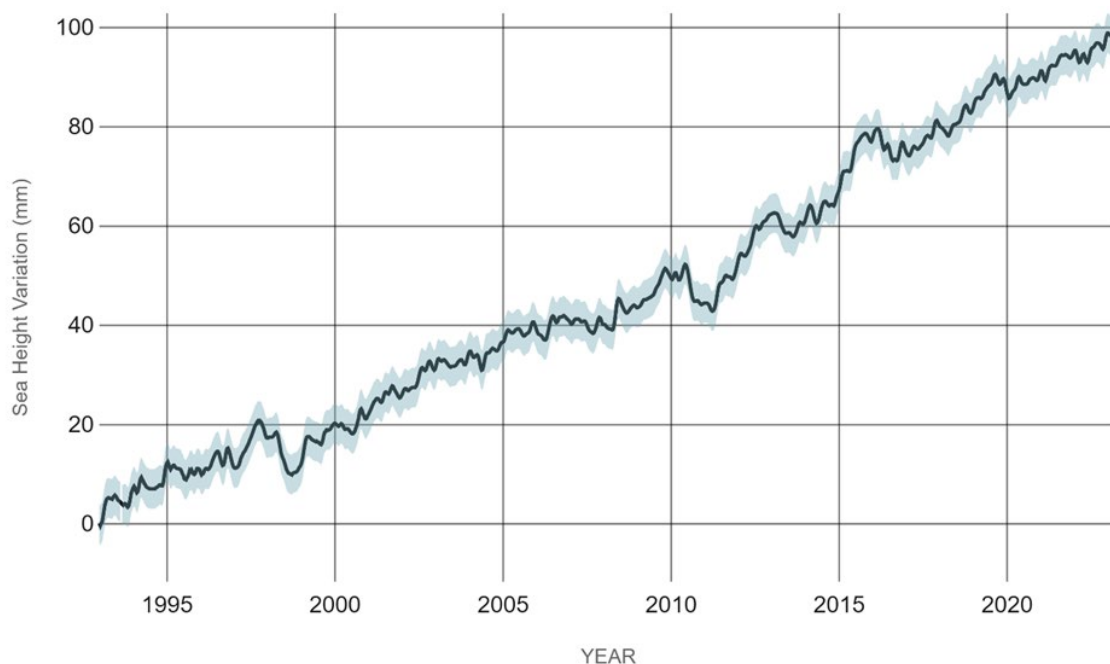


Figure 1. Variations du niveau moyen des mers depuis 1993 déterminées par des observations satellitaires. On note une augmentation du niveau moyen de $98 (\pm 0,4)$ mm depuis cette date. Crédits : Centre de vol spatial Goddard (NASA).

De manière plus classique, la surveillance du niveau des mers est effectuée via des observations marégraphiques et/ou altimétriques. Les premiers marégraphes à flotteurs ont aujourd'hui été remplacés par des marégraphes numériques qui peuvent fournir des mesures en temps quasi-réel. On trouve ainsi des réseaux de marégraphes permanents, tels que le Réseau d'Observation du Niveau de la Mer (RONIM) opéré par le Service hydrographique et océanographique de la Marine (SHOM) en France [1], ou encore le programme mondial d'observation du niveau de la mer (GLOSS) de l'UNESCO [2], qui permettent de répondre aux besoins opérationnels de la surveillance des côtes. Bien que précis à mieux qu'un centimètre, les marégraphes ne fournissent qu'une mesure ponctuelle à l'endroit où ils sont déployés sur les côtes. Ainsi, étendre la couverture spatiale des mesures nécessite un réseau dense de marégraphes, complété le cas échéant par des bouées GNSS pour des mesures au large. Cette méthode est donc peu adaptée à une surveillance mondiale ou au suivi des courants océaniques. Aussi, les agences spatiales gouvernementales ont étudié la possibilité d'utiliser des satellites embarquant des instruments capables de fournir des mesures altimétriques. Depuis le satellite expérimental Seasat lancé en 1978 par la NASA [3], de nombreuses missions dites d'altimétrie par satellite ont été lancées pour fournir des mesures à l'échelle de la planète avec une précision de quelques centimètres. Dès le début des années 1990, les mesures d'altimétrie radar ont pu être effectuées en continue grâce à des séries de satellites qui se sont relayées : celles de la NASA et du Cnes avec les satellites TOPEX/Poseidon (1992), et ses successeurs, Jason-1 (2001), Jason-2 (2008) et Jason-3 (2016), celles de l'Agence Spatiale Européenne (ESA), avec les satellites ERS-1 (1991), ERS-2 (1995), Envisat (2002) et Saral (lancé en 2013 en collaboration avec l'organisation indienne pour la recherche spatiale, ISRO), enfin celles des satellites de la série Sentinel avec Sentinel-3A (2016) et 3B (2018) et Sentinel-6A (2020) . On trouve également les satellites de la famille Haiyang, pour l'observation de la Terre, développés depuis 2002 par l'Administration spatiale nationale chinoise (CNSA) [4], [5]. La dernière mission, inscrite dans la lignée des satellites Jason et dédiée à l'altimétrie satellitaire, se nomme SWOT (Surface Water Ocean Topography) [6]. Lancée en décembre 2022, ce satellite utilise un radar à synthèse d'ouverture innovant permettant d'effectuer des relevées sur des surfaces d'eau de

quelques dizaines de mètres. À la différence des missions précédentes, le satellite SWOT a été conçu pour pouvoir mesurer la hauteur des eaux continentales (lacs, rivières, etc.).

Le principe de la réflectométrie GNSS a vu le jour au début des années 90 [7]. Cette méthode peut être déployée de différentes façons, avec une antenne simple ou double, depuis le sol, par avion, voire par satellite. Selon la méthodologie utilisée, la réflectométrie GNSS trouve des applications pour l'observation de paramètres physiques variés ([cf. chapitre II section 2](#)). Dans le cadre de cette thèse, nous avons étudié plus spécifiquement une configuration matérielle et logicielle dans le but de réaliser des mesures altimétriques des surfaces d'eau. De nombreux travaux se sont concentrés sur cette application historique de la réflectométrie GNSS. Les premiers, utilisant des stations au sol [8], ont des précisions internes meilleures que 10 cm sur des surfaces calmes. Rapidement, l'utilisation de systèmes aéroportés a été étudiée au-dessus d'océans [9], favorisant ainsi l'utilisation de systèmes à double antenne. Bien que des difficultés apparaissent liées à l'augmentation de l'altitude des antennes et à la dégradation de l'état de surface, des précisions internes de l'ordre de 10 cm ont été obtenues [10]. Les difficultés majeures qui apparaissent alors résident dans l'utilisation de signaux réfléchis de faibles amplitudes et dont la cohérence dépend de l'état de la surface de réflexion. Ainsi, malgré ces verrous, des travaux ont été menés pour déployer des systèmes satellitaires de réflectométrie GNSS pour l'altimétrie [11][12]. En effet, comme mentionné précédemment, l'intérêt majeur de cette méthode réside dans les techniques d'implémentation et les traitements variés permettant des applications diverses. Ainsi, le déploiement de telles missions permet à la communauté de disposer de données sur lesquelles développer de nouveaux moyens d'exploitation. Aujourd'hui, la réflectométrie GNSS est principalement utilisée via les systèmes à double antenne pour des études aéroportées ou spatiales [13], car il s'agit de l'implémentation la plus prometteuse pour l'altimétrie. Néanmoins, de nombreux travaux s'intéressent également à améliorer la méthodologie basée sur l'utilisation d'une seule antenne, notamment pour des applications d'altimétrie côtière [14], [15].

Dans ce manuscrit, la méthodologie utilisée est celle qui implique l'utilisation de deux antennes permettant une mesure directe du déphasage de porteuse des signaux provenant des satellites GPS et Galileo. Bien que cette configuration à deux antennes offre la flexibilité de travailler avec n'importe quel type de porteuse, elle présente la contrepartie d'une mesure

ambiguë, ce qui complique l'estimation des hauteurs d'eau absolues en raison de la nécessité d'estimer des valeurs entières d'ambiguïtés. En effet, dans les travaux mentionnés précédemment, les mesures d'altimétrie sont généralement relatives, étant ajustées pour correspondre à des mesures comparatives, et les précisions fournies sont internes au système. Les travaux réalisés au cours de cette thèse visent à fournir des techniques pour améliorer la cohérence du signal, une méthodologie pour résoudre les ambiguïtés entières, ainsi qu'un aperçu des corrections possibles pour améliorer la précision des mesures. Une question essentielle abordée dans cette thèse est de savoir dans quelle mesure la réflectométrie GNSS peut apporter des mesures complémentaires à celles fournies par les missions d'altimétrie par satellite, l'objectif étant d'atteindre des précisions équivalentes, voire meilleures.

Ce manuscrit est organisé en 4 chapitres. Le premier s'ouvre sur un bref historique de la navigation par satellite et présente un état de l'art détaillé du fonctionnement des systèmes GNSS. Le second décrit les principes physiques de la réflectométrie et les différentes configurations actuelles utilisées pour la mettre en œuvre. Le troisième chapitre présente le développement d'un simulateur qui permet d'estimer le déphasage de porteuse et la position des points spéculaires de réflexion dans différentes configurations de lever pour plusieurs modèles de la surface de réflexion (plan, ellipsoïde de révolution, géoïde). Outre la préparation des campagnes de mesure, ce simulateur a servi à fournir des valeurs approchées de hauteurs d'eau qui servent dans la méthodologie de traitement des données de réflectométrie présentée dans le chapitre 4. Après l'exposé du principe d'estimation des hauteurs d'eau par moindres carrés, ce chapitre décrit en détail une campagne test de mesure de réflectométrie aéroportée sur un lac de la région Aquitaine. Les données acquises lors de cette campagne ont été mises à profit pour évaluer rigoureusement les performances de la méthodologie développée et ses perspectives d'amélioration.

Contributions

Ce travail de thèse a été valorisée par plusieurs communications scientifiques dont la liste figure ci-après.

Article de revue

- ❖ N. Varais, J. Verdun, J. Cali, et L. Lestarquit, « Lake Altimetry Using Long Coherent Integration Carrier Phase Measurements from Airborne GNSS Reflectometry », *Remote Sensing*, vol. 15, n° 17, p. 4192, août 2023, doi : 10.3390/rs15174192.

Présentations orales et par affiche

- ❖ Varais N., Verdun J., Cali J., Lestarquit L., 2023, Lake Altimetry Using Long Coherent Integration Carrier Phase Measurements from Airborne GNSS Reflectometry. Oral presentation, IEEE GNSS+R 2023, 24 - 26 May, Boulder (CO), USA.
- ❖ Varais N., Verdun J., Cali J. et L. Lestarquit, 2021, Réflectométrie GNSS : présentation générale (présentation orale) : Journées doctorales du Cnes, 6 – 8 octobre 2021, Cité de l'espace, Toulouse.
- ❖ Varais N., Verdun J., Cali J. et L. Lestarquit, 2021, Réflectométrie GNSS : présentation générale (présentation orale) : Journées doctorales de l'école doctorale SMI, 6 et 7 juillet 2021, Le Cnam, Paris.
- ❖ Varais N., Verdun J., Cali J. et L. Lestarquit, 2020, Réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse (poster) : Le GNSS pour la science, 4 février 2020, Observatoire Midi Pyrénées, Toulouse.
- ❖ Varais N., Verdun J., Cali J. et L. Lestarquit, 2019, Réflectométrie GNSS : présentation générale (présentation orale) : Colloque G2, Géodésie & géophysique spatiales et planétaires : nouvelles méthodologies et innovations instrumentales, 20 – 22 novembre 2019. ESGT, Le Mans.

Bibliographie

- [1] <http://refmar.shom.fr/fr/partenaires/producteurs-de-donnees/reseau-maregraphique-ronim>
Page web du Service hydrographique et océanographique de la Marine (SHOM) présentant le réseau marégraphique français RONIM.
- [2] <https://gloss-sealevel.org/>
Site web officiel du réseau marégraphique international GLOSS.
- [3] C. C. Kilgus, “A First Look at the Potential of Remote Sensing of the Ocean”, APL Technical Digest, Applied Physics Laboratory (université Johns-Hopkins), vol. 16, no 3, juillet - septembre 1977, p. 2-7.
- [4] <https://sealevel.jpl.nasa.gov/>
Site web du Jet Propulsion Laboratory de la NASA dédié à la topographie de la surface des océans par satellite.
- [5] <https://www.aviso.altimetry.fr/en/home.html>
Site web du Centre de données et services satellites AVISO. Piloté par le Cnes, ce centre est dédié à l’exploitation et la distribution des données altimétriques issues d’observations satellitaires.
- [6] <https://swot.jpl.nasa.gov/>
Site web de la NASA dédié à la mission satellitaire SWOT.
- [7] M. Martin-Neira. “A Passive Reflectometry and Interferometry System (PARIS): Application to ocean altimetry”, *ESA Journal*, 17. 331-355, 1993.
- [8] R. N. Treuhaft, S. T. Lowe, C. Zuffada, et Y. Chao, “2-cm GPS altimetry over Crater Lake”, *Geophysical Research Letters*, vol. 28, n° 23, p. 4343-4346, déc. 2001, doi: [10.1029/2001GL013815](https://doi.org/10.1029/2001GL013815).
- [9] S. T. Lowe, C. Zuffada, Y. Chao, P. Kroger, L. E. Young, et J. L. LaBrecque, “5-cm-Precision aircraft ocean altimetry using GPS reflections”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 29, n° 10, p. 13-1-13-4, mai 2002, doi: [10.1029/2002GL014759](https://doi.org/10.1029/2002GL014759).
- [10] O. Germain, G. Ruffini, F. Soulat, M. Caparrini, B. Chapron, et P. Silvestrin, “The Eddy Experiment: GNSS-R speculometry for directional sea-roughness retrieval from

low altitude aircraft: GNSS-R SPECULOMETRY FROM LOW AIRCRAFT”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 31, n° 21, p. n/a-n/a, nov. 2004, doi: 10.1029/2004GL020991.

- [11] A. Camps, H. Park, I. Sekulic, et J. Rius, “GNSS-R Altimetry Performance Analysis for the GEROS Experiment on Board the International Space Station”, *Sensors*, vol. 17, n° 7, p. 1583, juill. 2017, doi: 10.3390/s17071583.
- [12] W. Li, E. Cardellach, F. Fabra, A. Rius, S. Ribó, et M. Martín-Neira, “First spaceborne phase altimetry over sea ice using TechDemoSat-1 GNSS-R signals”, *Geophysical Research Letters*, vol. 44, n° 16, p. 8369-8376, août 2017, doi: 10.1002/2017GL074513.
- [13] E. Cardellach et al., “First Precise Spaceborne Sea Surface Altimetry With GNSS Reflected Signals”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 13, p. 102-112, 2020, doi: 10.1109/JSTARS.2019.2952694.
- [14] F. Geremia-Nievinski et al., “SNR-based GNSS reflectometry for coastal sea-level altimetry: results from the first IAG inter-comparison campaign”, *J Geod*, vol. 94, n° 8, p. 70, août 2020, doi: 10.1007/s00190-020-01387-3.
- [15] S. Tabibi, R. Sauveur, K. Guerrier, G. Metayer, et O. Francis, “SNR-Based GNSS-R for Coastal Sea-Level Altimetry”, *Geosciences*, vol. 11, n° 9, p. 391, sept. 2021, doi: 10.3390/geosciences11090391.

Chapitre I

Principe de fonctionnement des systèmes de radio-positionnement par satellite

1. Histoire du développement des systèmes de radio-positionnement GNSS

1.1. Les précurseurs

Les premiers systèmes de radionavigation ont été développés dès le début du XX^e siècle dans le but de permettre le positionnement de navires ou d'aéronefs. Fonctionnant pour la plupart en mode passif, ils n'utilisaient aucun émetteur à bord. C'est la réception d'ondes radioélectriques émises par plusieurs stations proches au sol qui permettait de déterminer la position du « rover » par trilatération. Entre 1930 et 1940, de nombreux systèmes de radio-positionnement innovants vont être imaginés. Comme dans beaucoup de domaines scientifiques et techniques, la seconde guerre mondiale va susciter une compétition internationale effrénée pour le développement de systèmes de radionavigation. C'est le cas notamment du système radar [16], qui jouera un rôle clef dans la défense des côtes britanniques, du système GEE utilisé par les bombardiers anglais en Allemagne, ou encore du système DECCA qui servit à guider les dragueurs de mines en vue de la préparation des débarquements de Normandie [17], [a]. Après la guerre, ces systèmes continueront à se développer et bien que leur utilisation se soit rapidement généralisée, le faible nombre de stations émettrices limitait leur rayon d'action. Il est vite devenu nécessaire d'augmenter le nombre de stations émettrices afin de permettre une couverture des territoires plus importante. De plus, la portée limitée des émetteurs, liée aux contraintes techniques de l'époque, restreignait l'utilisation de ces méthodes aux régions continentales ou proches des côtes.

Le début de l'ère spatiale au milieu du XX^e siècle ouvrit de nouvelles perspectives. En 1957, après la mise en orbite du premier satellite artificiel « Spoutnik 1 » par l'Union Soviétique, deux physiciens américains du Laboratoire de Physique Appliquée (LPA) de l'université Johns-Hopkins, William Guier and George Weiffenbach parvinrent à mesurer son signal radio. Ils prirent conscience que grâce au décalage de fréquence induit par l'effet Doppler, il devenait possible de déterminer la position du satellite le long de son orbite. À la suite de cette observation, les physiciens du LPA tentèrent de réaliser la mesure inverse dès l'année suivante : en connaissant la position précise du satellite, est-il possible de déterminer

celle d'un récepteur à la surface terrestre ? Dans le contexte de guerre froide de cette époque, la marine de guerre des États-Unis travaillait au développement du missile intercontinental « Polaris ». Lancé depuis un sous-marin, le bon fonctionnement de son système de guidage nécessitait de connaître précisément la position du sous-marin. Ainsi dès 1960, les efforts conjoints de l'Agence Américaine pour les Projets de Recherche Avancée de Défense (DARPA) et du LPA ont permis la réalisation de tests concluants du premier système de positionnement par satellite [18].

Baptisé TRANSIT, ce système était constitué dans sa configuration opérationnelle de quatre satellites circulant sur des orbites polaires basses à environ 1000 km d'altitude, permettant ainsi une couverture quasi mondiale. Le principe du système TRANSIT reposait sur exploitation de l'effet Doppler lié au mouvement rapide des satellites par rapport à un récepteur au sol. Les satellites émettaient un signal radio sur deux fréquences de 150 et 400 MHz respectivement, tout en transmettant leurs éphémérides. Ces derniers permettaient la détermination de la position du récepteur sur une période comprise entre deux et huit heures avec une précision de l'ordre de 200 mètres (Figure 2). Le système fut rendu complètement opérationnel dès 1964. Fort de son succès, son utilisation fut généralisée à la navigation des navires civils, et les applications scientifiques telles que les relevés hydrographiques ou géodésiques dès 1967. Au fil du temps, tous les facteurs contribuant à la précision de la mesure ont été améliorés. L'affinage des modèles géodésiques au cours des années 1960 et 1970 a notamment permis d'augmenter le niveau de précision, en associant la mesure réalisée par les satellites TRANSIT au système géodésique WGS72. La constellation de satellites TRANSIT fut ensuite modernisée par les lancements de plusieurs séries de satellites jusqu'en 1988, assurant un service continu jusqu'au milieu des années 1990.

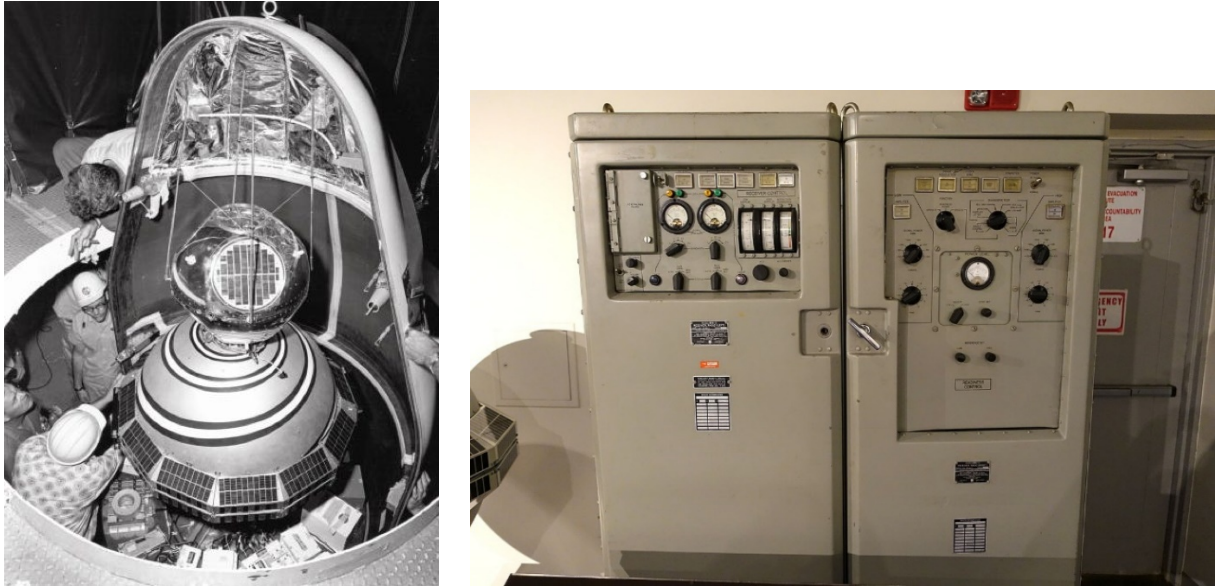


Figure 2. A gauche, photographie du satellite TRANSIT 2A avant son lancement. Le satellite est surmonté du petit satellite de surveillance GRAB 1. Source : DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency). A droite, modèle de récepteur TRANSIT installé à bord des sous-marins nucléaires. Source : National Electronics Museum (Maryland, USA).

En parallèle du développement de TRANSIT, d'autres programmes ont été lancés dans le courant des années 1960. L'un d'eux, porté par l'un des ingénieurs de l'armée de l'air des États-Unis, Bradford Parkinson, fut baptisé 621B [19]. À la suite de TRANSIT, le système de positionnement par satellite 621B devait être capable de fournir une position bien plus rapidement que son prédécesseur pour s'adapter aux besoins de l'armée de l'air, notamment l'amélioration des systèmes de guidage des bombardiers (Figure 3). À cette époque, bien que l'armée de l'air ait la charge de la construction et l'exploitation des engins spatiaux, ce sont principalement les autres branches de l'armée qui tireront bénéfices de 621B. Pour les dirigeants de l'armée de l'air, principalement des pilotes, les fonds consacrés à l'espace étaient autant de fonds en moins pour le développement d'aéronef. Aussi, le projet 621B a été arrêté en 1973. En précurseur, le système 621B présentait dans son développement beaucoup des attributs présents actuellement dans le GPS.



Figure 3. En 1972, Al Gallegly, ingénieur de l'Aerospace Corporation et M. Moore, ingénieur de chez Grumman testent un émetteur pour le système 621B sur le polygone d'essais de missile de White Sands (Nouveau Mexique, USA). Source : Smithsonian Institution Time and Navigation.

En 1962, l'armée de terre des États-Unis lance à son tour un programme de positionnement par satellite nommé SECOR (SEquential COLLation of Range) [20], [b] (Figure 4). Développé par Cubic Corporation pour le compte des laboratoires topographiques du corps des ingénieurs de l'armée des États-Unis, il a été imaginé en 1954, et les premiers transpondeurs SECOR furent installés dès 1961 à bord d'autres satellites (le premier étant un satellite du programme TRANSIT) afin de permettre des expérimentations. Malheureusement, une série d'échecs au lancement de ces missions ne permettra une mise en orbite du premier satellite dédié au programme SECOR qu'en janvier 1964. Finalement, une série de 15 satellites furent lancés jusqu'en 1970, avec pour objectif de réaliser une mesure par trilatération de quatre stations au sol. Parmi ces quatre stations, trois avaient une position parfaitement connue et une seule était inconnue. La mesure était réalisée entre les stations connues et le satellite pour déterminer sa position dans l'espace, puis entre le satellite et la station inconnue permettant alors de déterminer sa position par rapport aux trois autres stations. La station inconnue devenait alors une station connue et la mesure était répétée en déplaçant une autre station [21]. Avec une fréquence de 70 mesures par seconde, et en considérant un temps de visibilité d'un satellite par station au sol de l'ordre de 12 minutes, le système SECOR était capable de réaliser environ 48 000 mesures à chaque passage de

satellite. Cette expérimentation a montré l'intérêt d'une grande redondance de données pour garantir la précision des mesures de positionnement. Enfin, utilisé principalement dans les îles du Pacifique, le système SECOR a également permis aux îles et aux continents d'être rattachées au même référentiel géodésique.

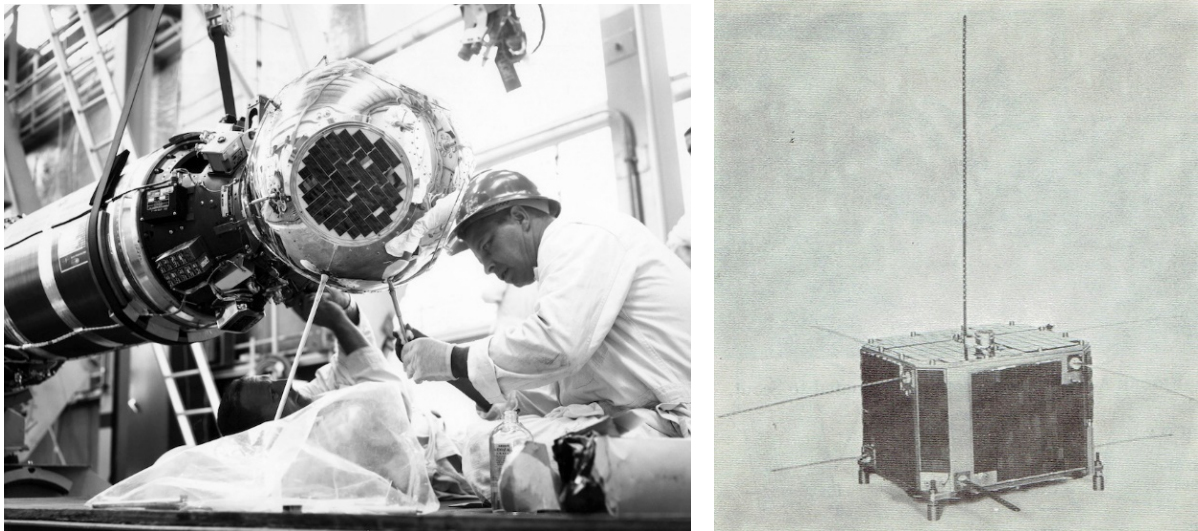


Figure 4. A gauche, en 1965 un ingénieur de Ling-Temco-Vought effectue les derniers ajustements sur un satellite SECOR avant son lancement. Source : Smithsonian Institution Time and Navigation. A droite, satellite SECOR de type II. Source : NASA Space Science Data Coordinated Archive.

En 1964, alors que le premier satellite SECOR était mis en orbite, le laboratoire naval de recherche des États-Unis (NRL, Naval Research Laboratory) continua ses avancées sur le système TRANSIT en lançant un nouveau programme appelé « Timation » [22] (Figure 5). Les objectifs de ce programme étaient essentiellement de contribuer à de nouvelles avancées dans le développement d'horloges stables et le transfert de temps. En outre, le programme Timation comprenait également un service de télémétrie par satellite basé non plus sur le décalage Doppler, mais sur le temps de propagation des signaux. Ce dernier a notamment permis de préciser les besoins quant à l'utilisation d'horloges de plus en plus précises pour les systèmes de positionnement par satellite. De ce fait, le troisième satellite de Timation lancé en 1974, fut le premier satellite à emporter à son bord une horloge atomique au rubidium.

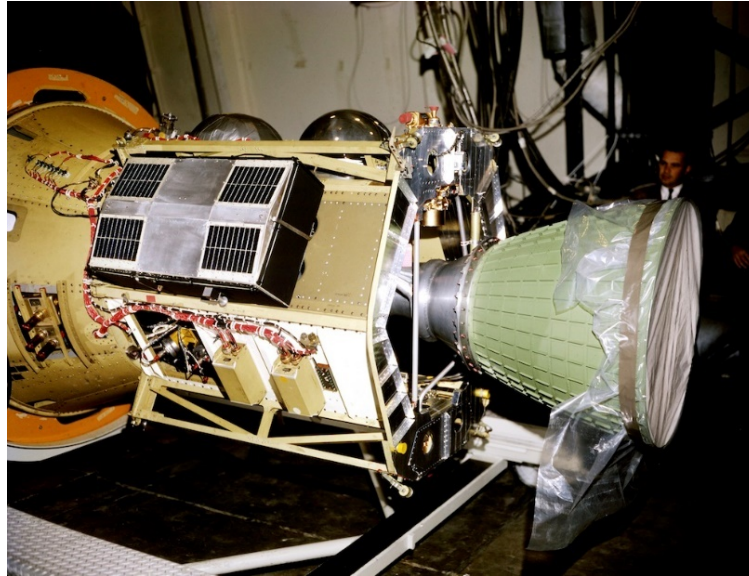


Figure 5. Satellite Timing 1, première expérience du NRL utilisant des signaux horaires pour la navigation (1964). Source : Smithsonian Institution Time and Navigation.

À partir de 1968, les États-Unis et six pays partenaires ont entamé le développement d'un nouveau système de radionavigation appelé OMEGA [23] (Figure 6). Pour la première fois, ce système ambitionnait d'atteindre la couverture totale de tous les océans du globe avec une précision de l'ordre de 6,4 km. Comme pour les systèmes DECCA et le LORAN, OMEGA constituait un système de navigation hyperbolique basé sur la durée de propagation d'un signal reçu depuis au moins trois stations. Le système OMEGA opérait avec des signaux très basse fréquence (VLF, Very Low Frequency), entre 10 et 14 kHz, guidées entre la surface terrestre et l'ionosphère, permettant ainsi de pouvoir être reçu presque aux antipodes d'un émetteur. OMEGA devint entièrement opérationnel en 1971. Dans le même temps, les systèmes LORAN-C et DECCA furent largement utilisés et améliorés jusqu'à atteindre des précisions en positionnement de l'ordre de 200 m. Aussi, le système OMEGA a été progressivement abandonné à cause du coût élevé des horloges et de la précision limitée inhérente à l'utilisation d'ondes radiofréquences à grande longueur d'onde. Il restera néanmoins utilisé par l'armée américaine jusqu'en 1997 pour servir de référence lors du développement du système TRANSIT.



Figure 6. Antenne OMEGA de l'île de la Réunion (Station E du réseau) située sur la commune Saint-Paul. Sa construction a débuté en 1974 avec une mise en service en janvier 1976. Elle a cessé d'émettre son signal en septembre 1997 puis a été démolie en avril 1999.

1.2. Du Navstar au célèbre système GPS.

Les développements conjoints des systèmes TRANSIT, 621B, SECOR et Timation dans les années 1960 ont fait prendre conscience de la nécessité de combiner ces technologies pour espérer améliorer les performances de positionnement. Après l'arrêt du programme 621B en 1973, l'ingénieur américain Bradford Parkinson réunit au Pentagone douze officiers des différents corps de l'armée américaine pour discuter de la création d'un nouveau système baptisé « Defense Navigation Satellite System » (DNSS) (Figure 7). La même année, le système est renommé Navstar [24], [25] et les premiers satellites de sa constellation identifiés par l'indicatif Navstar-GPS. Il faudra attendre 5 années avant le lancement du premier satellite du système Navstar le 22 février 1978. Puis, 9 autres furent placés en orbite jusqu'en 1985. Cette première génération de satellite (aussi appelée « Block I ») a permis de valider le fonctionnement du système au fil des différents lancements de satellites.



Figure 7. Frank Butterfield (à gauche) de l'Aerospace Corporation, le colonel de l'Armée de l'air Bradford Parkinson du bureau du programme conjoint (au centre) et le commandant de la marine Bill Huston (à droite) discutent du GPS dans les années 1970. Source : Smithsonian Institution Time and Navigation

A l'origine, le système Navstar était destiné à un usage essentiellement militaire, mais un événement accidentel est venu modifier cette destination. En 1983, à la suite d'une erreur de navigation, le vol commercial Korean Air Lines 007 [26] entra dans l'espace aérien de l'Union Soviétique. L'avion fut immédiatement abattu par l'aviation soviétique causant la mort des 269 passagers et membres d'équipage. Après cet événement funeste, le président américain Ronald Reagan annonça officiellement que le système Navstar serait dorénavant mis à disposition des utilisateurs civils. Ainsi, le système devint complètement opérationnel dès avril 1995, sous le nom de GPS (Global Positioning System), avec une constellation de 24 satellites fournissant deux services : un service de positionnement standard (SPS) civil dont la précision horizontale était de l'ordre de 100 m, et un service de positionnement précis (PPS) à destination de l'armée dont la précision atteignait 20 m. Les satellites de la constellation GPS furent également équipés d'une fonctionnalité appelée la disponibilité sélective (Selective Availability). Il s'agit d'une dégradation volontaire des signaux publics afin d'en diminuer la précision. Cette fonctionnalité implémentée à des fins de sécurité nationale, a été utilisée

jusqu'en mai 2000 [c]. En septembre 2007, le gouvernement américain a annoncé retirer cette fonctionnalité de la future génération de satellite GPS (Block III) [d].

A l'heure actuelle, 8 générations de satellites GPS se sont succédé pour un total de 75 satellites placés en orbite (Figure 8). Les spécificités de la constellation sont détaillées dans la [section 0](#).

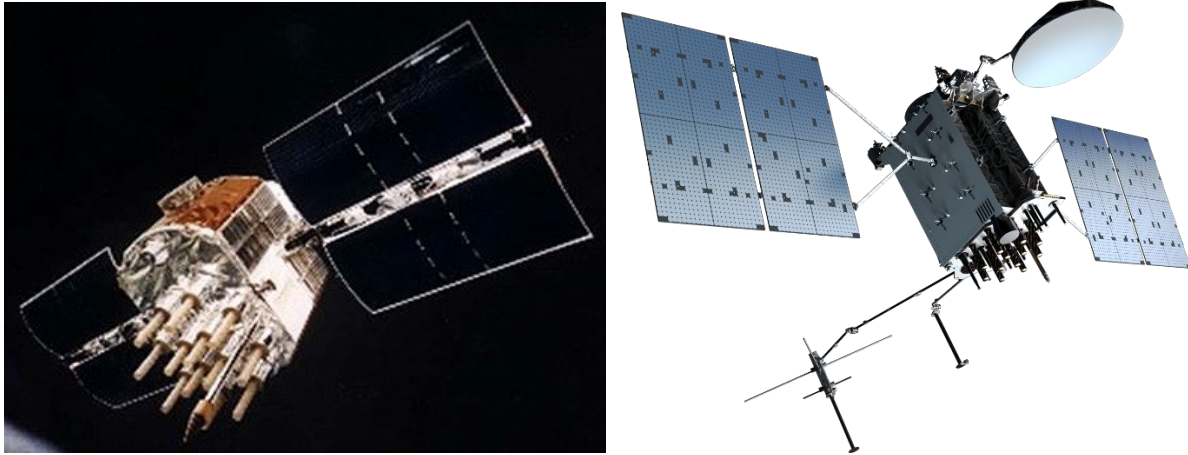


Figure 8. Évolution des satellites de la constellation américaine GPS. A gauche, vue d'artiste d'un satellite du bloc I. A droite, représentation d'un satellite du bloc III F. Sources : Rockwell & Lockheed Martin.

1.3. La naissance des systèmes GLONASS, Beidou et Galileo

Avec le développement et les performances atteintes par le système GPS, plusieurs agences spatiales décidèrent de développer leur propre système que ce soit pour concurrencer la précision de ce dernier ou en améliorer la couverture.

1.3.1. Le système soviétique GLONASS

En plein contexte de guerre froide, la course aux technologies spatiales faisait rage. Ainsi, de même que pour le système GPS, l'Union Soviétique a expérimenté plusieurs systèmes de positionnement avant d'aboutir au système GLONASS. En effet, dès le début de

l'ère spatiale, le système Tsiklon [e], [f] a été mis au point pour permettre aux sous-marins de déterminer leur position avec suffisamment de précision et améliorer la fiabilité de leurs tirs balistiques. Basé sur une mesure de l'effet Doppler, son erreur initiale était de l'ordre de 3 km, considérée à l'époque comme totalement insuffisante. Des améliorations sur le calcul des orbites ont permis d'améliorer la précision du système jusqu'à 100 m. Le système ainsi constitué fut déclaré opérationnel en 1973 sous le nom de Zaliv [g] (Figure 9). Avec la généralisation du TRANSIT américain, l'Union Soviétique décida de remplacer rapidement ce système par un nouveau équipé d'une seconde génération de satellite, appelé Parous (initialement Tsiklon-B, Figure 9. Ce nouveau système permis alors aux navires de déterminer leur position avec une précision de l'ordre d'une centaine de mètres. Une version civile fut également déployée dès la fin des années 1970 connue sous le nom de Tsikada et une variante, appelée Nadejda, embarquant les premiers récepteurs du système COSPAS-SARSAT pour les opérations de sauvetage en mer.

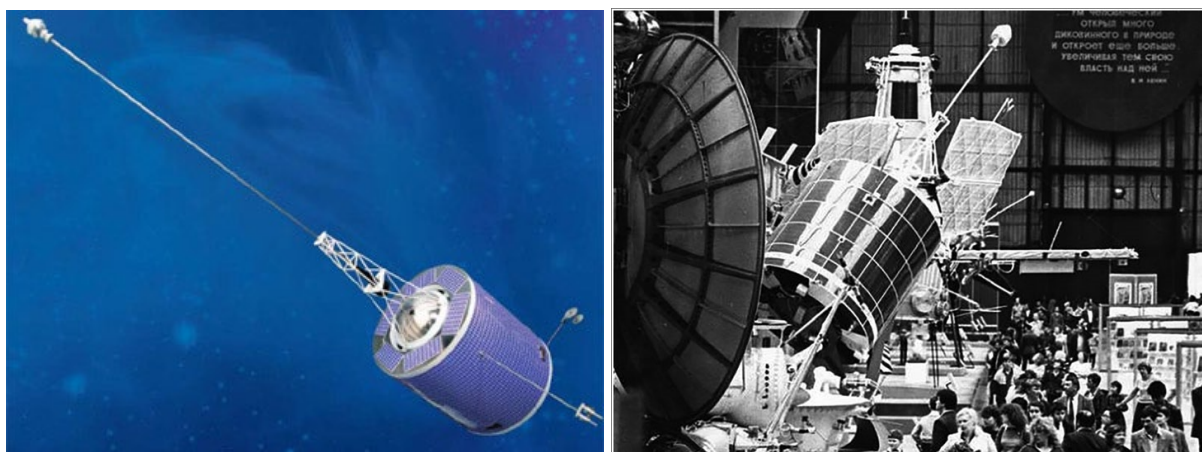


Figure 9. A gauche, vue d'artiste d'un satellite Tsiklon. A droite, photographie prise lors de l'exposition des réalisations de l'économie nationale (Moscou) où fût exposé un satellite Parous. Sources : Encyclopedia Astronautica (Mark Wade), Russian Space Web (Anatoly Zak) et ISS Reshetnev.

Du fait des limitations techniques, le système Parous [h], [i] n'était capable de fournir une mesure de position avec une bonne précision, qu'avec des temps de calcul pouvant aller jusqu'à une heure et demie, ce qui disqualifiait le système pour de nombreuses applications. Aussi, dès 1968, les instituts de recherche du ministère de la Défense, de l'Académie des sciences et de la marine de guerre soviétique décidèrent de travailler ensemble sur un nouveau

système de navigation par satellite. Son cahier des charges définitif fut constitué après 3 ans de travaux. Six ans plus tard le gouvernement soviétique lança officiellement le programme GLONASS [27]. Celui-ci fut confié au bureau d'études NPO PM qui avait notamment conçu les systèmes Tsiklon puis Parous. La phase de conception s'acheva à la fin des années 1970, puis la production en série des satellites fut confiée à la société d'ingénierie aérospatiale PO Polyot. Le premier satellite de la constellation fut lancé en octobre 1982 et la constellation complètement opérationnelle, avec 24 satellites en orbite, en septembre 1995. Six mois avant, le système jusque-là réservé à un usage militaire fut également ouvert aux utilisateurs civils. La chute de l'Union des Républiques Socialistes Soviétiques en décembre 1991 entraîna une crise économique importante en Russie. Le budget alloué au système GLONASS fut considérablement réduit et le maintien d'une constellation complète impossible. La durée de vie relativement courte des satellites, 3 à 4 ans, firent que seulement 6 satellites demeuraient encore opérationnels en octobre 2000. Face à cette situation, les autorités russes décidèrent dès 2001, de lancer le développement de deux nouvelles générations de satellites plus performantes à durée de vie grandement allongée. Les premiers de ces satellites baptisés Ouragan M et K, furent placés en orbite à partir de 2008 (Figure 10). Finalement, le système GLONASS retrouva une couverture de toute la surface terrestre en décembre 2011 [28].



Figure 10. Photographie d'une maquette d'un satellite GLONASS-K exposé lors du salon des technologies de l'information et de la bureautique (CeBIT) 2011.

1.3.2. Le système européen Galileo

En 1998, un groupe de travail composé de 170 experts de l'Union Européenne se réunit à Bruxelles pour réfléchir à la « constitution d'un réseau transeuropéen de positionnement et de navigation comprenant une stratégie européenne pour un système global de navigation par satellite GNSS » [29]. Trois ans plus tard, la décision fut prise de créer un système de positionnement par satellite européen à usage civil. Initialement prévu pour 2008, le déploiement du système pris un retard conséquent lié notamment à des difficultés de gouvernance du projet, d'insuffisances budgétaires et de la nécessité de négocier des accords sur l'utilisation des bandes de fréquences GPS avec les États-Unis. Aussi, le premier satellite opérationnel n'a été lancé qu'en août 2014. À partir de 2008, la gouvernance du système fut entièrement prise par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) qui assure depuis la phase dite FOC (Full Operational Capability).

Plusieurs pays ont participé au développement du système Galileo à des niveaux de coopérations, techniques et/ou financiers plus ou moins importants pour profiter de sa couverture mondiale. Étonnamment figurent parmi eux depuis 2004 les États-Unis, bien que leur politique initiale fût d'essayer de faire annuler le projet Galileo. Cette participation a permis d'améliorer l'interopérabilité entre les systèmes Galileo et GPS. Actuellement, les deux systèmes sont utilisables avec un même récepteur et, en cas de défaillance de l'un des systèmes, l'autre peut prendre le relais de manière transparente. De plus, Galileo est compatible avec le système EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service) [30]. Ce système d'augmentation comprend une constellation de satellites géostationnaires et un réseau de stations au sol permettant d'améliorer les mesures réalisées avec les systèmes GPS et GLONASS. Pour tester la validité du système et réserver l'usage des bandes de fréquences déclarées pour ce dernier, deux premiers satellites expérimentaux GIOVE-A et GIOVE-B (Galileo In-Orbit Validation Element) [j] ont été placés en orbite, respectivement en décembre 2005 et avril 2008 (Figure 11). Outre des tests sur la fiabilité des systèmes embarqués et les algorithmes de calcul pour la détermination de l'orbite et la synchronisation temporelle du segment de contrôle, cette expérimentation a permis d'éprouver la réception et les performances des signaux émis par la constellation Galileo. En 2011 et 2012, quatre nouveaux satellites furent lancés pour la phase de validation dite « IOV » (In-Orbit Validation). Très similaires au design final des satellites du système opérationnel, ils devaient

fournir la totalité des services Galileo grâce aux dix signaux prévus à cet effet (cf. [section 2.3](#)). Les satellites opérationnels dits « FOC » (Full Operational Capability) furent lancés à partir d'août 2014 (Figure 12). Les premiers services de Galileo devinrent opérationnels à partir du 15 décembre 2016. Actuellement, en comptant les satellites IOV, 24 satellites forment la constellation Galileo. Des lancements sont prévus jusqu'en 2025 pour porter la constellation à 30 satellites.



Figure 11. GIOVE-A au sommet du lanceur Soyouz sur la plateforme n°6 du cosmodrome de Baïkonour. Source : Agence spatiale européenne (ESA).



Figure 12. A gauche vue d'artiste du satellite GIOVE-A premier élément de la phase de validation en orbite du système. A droite, vue d'artiste des satellites Galileo. Source : ESA.

1.3.3. Le système chinois Beidou (COMPASS)

En 1983, l'ingénieur chinois Chen Fangyun proposa de développer un système de navigation à couverture uniquement régionale reposant sur l'utilisation de satellites géostationnaires [k]. La mise au point d'un tel système fut impulsée pour pallier la dépendance au système GPS américain, notamment pour les utilisations militaires. L'idée avait été préalablement expérimentée à la fin des années 1980 par le lancement de deux satellites géostationnaires, qui montrèrent des performances proches de celles du GPS sur le territoire chinois. Le programme dit Beidou-1 fut alors officiellement lancé en 1993 et trois satellites géostationnaires furent mis en orbite entre 2000 et 2003. Le système régional Beidou-1 a perduré jusqu'à sa mise hors service fin 2012.

Bien que très impliquée dans le développement du système européen Galileo depuis 2004, la Chine a développé un nouveau système de couverture mondiale baptisé Beidou-2. Ce système était composé par un ensemble de 35 satellites dont 5 satellites en orbite géostationnaire, 27 satellites en orbite terrestre moyenne et 3 satellites en orbite géosynchrone. Les premiers satellites de Beidou-2 furent placés en orbite en avril 2007. Compatible avec le premier système chinois ainsi qu'avec les systèmes GPS, GLONASS et Galileo, le système Beidou-2 devint opérationnel en décembre 2012 dans la région Asie-Pacifique après le lancement de 16 autres satellites. Finalement, le système parvient à assurer une couverture mondiale dès 2020, après la mise en orbite de son dernier satellite en mai 2019. En parallèle, une troisième génération du système dite Beidou-3 fut mise à l'étude avec notamment l'introduction de nouveaux signaux. Les premiers satellites expérimentaux furent mis en orbites dès 2015 et des lancements effectués jusqu'en juin 2020, date à laquelle le système Beidou-3 fut déclaré entièrement opérationnel. Certains satellites du système Beidou-3 ont été notamment équipés pour servir de système d'augmentation (SBAS) et/ou pour participer au programme international de recherche et sauvegarde COSPAS-SARSAT [l].

1.3.4. Les autres systèmes de radio-positionnement

Il existe actuellement d'autres systèmes de radio-positionnement utilisés soit en positionnement direct, soit en vue d'améliorer des systèmes mondiaux préexistants.

1.3.4.1. L'IRNSS, système régional indien de navigation par satellite

L'IRNSS (ou NavIC) est un système régional de navigation par satellite développé par l'Inde depuis mai 2006. Basé sur une constellation de 7 satellites dont 3 géostationnaires et 4 en orbite géosynchrone, le système a été conçu pour fournir un service de positionnement sur tout le territoire Indien et ainsi permettre de s'affranchir du GPS américain dans cette zone. Le premier satellite de l'IRNSS a été mis en orbite en 2013 et des lancements ont ensuite été effectués progressivement jusqu'en 2018 [m].

1.3.4.2. Le QZSS, système satellitaire quasi zénithal japonais

À l'image de son homologue indien, le système QZSS japonais, également nommé « Michibiki », est un système de positionnement par satellite régional complémentaire aux systèmes de couverture mondiale, développé par l'agence spatiale japonaise (JAXA). Débuté en 2002, le projet avait pour but d'augmenter la disponibilité et la fiabilité du GPS dans les zones très urbanisées du Japon. Constitué de 4 satellites, 3 en orbites géosynchrones et 1 en orbite géostationnaire, le système a vu son premier satellite lancé en septembre 2010. Le système est devenu officiellement opérationnel en novembre 2018. À plus long terme, la JAXA souhaiterait déployer 3 satellites supplémentaires pour permettre au système de fonctionner de manière autonome [n].

1.3.4.3. Les systèmes d'augmentation

Par définition, un système d'augmentation est un ensemble de moyens et de méthodes permettant d'améliorer la précision, la fiabilité et la disponibilité d'un système de navigation par satellite. Les systèmes dits SBAS (Satellite-Based Augmentation Systems) sont basés sur

une constellation de satellites, généralement en orbite géosynchrone ou géostationnaire, indiquant si les satellites GNSS sont intègres ou pas. Les systèmes dits GBAS (Ground-Based Augmentation Systems) font de même grâce à un réseau de stations au sol. Il existe de nombreux systèmes d'augmentation ayant une couverture plus ou moins importante. La plupart des états ayant développé leur propre système de positionnement par satellite possèdent également un ou plusieurs systèmes d'augmentation. C'est le cas notamment du WAAS (Wide Area Augmentation System) américain, du système EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service) européen ou encore du SDCM (System for Differential Corrections and Monitoring) russe. Il existe également de nombreux systèmes d'augmentation privés et dont la disponibilité est soumise à un accord commercial. Le fonctionnement des SBAS et des GBAS est décrit plus en détail dans la [section 4.1](#) de ce chapitre.

1.3.4.4. Le système Français DORIS

Dans les années 1980, le Centre national d'études spatiales a développé en collaboration avec l'Institut Géographique National et le Groupe de recherches en géodésie spatiale, le système de Détermination d'Orbite et Radio-positionnement Intégré par Satellite (DORIS). Déployé pour la première fois sur le satellite d'observation de la terre SPOT-2 lancé le 22 janvier 1990, il fut ensuite embarqué par la majorité des missions satellitaires dédiées à l'altimétrie et à la surveillance de la terre. L'année suivante le système DORIS embarqué à bord du satellite SPOT-4 fut amélioré avec l'intégration du navigateur DIODE (Détermination Immédiate d'Orbite par Doris Embarqué). Ce dernier permet de positionner le satellite porteur en temps réel (détermination toutes les 10 secondes) et de manière automatique en combinant la modélisation dynamique de son orbite et les mesures reçues à bord. Contrairement aux autres systèmes, le système DORIS utilise un réseau permanent d'une soixantaine de stations réparties sur tout le globe émettant des signaux depuis le sol vers des récepteurs embarqués sur des satellites. L'ensemble des mesures sont ensuite transmises à chaque passage du satellite au-dessus d'une station vers un centre de contrôle et de traitement. Ainsi, grâce à la mesure précise du décalage Doppler des signaux radiofréquences, il est possible de déterminer avec précision l'orbite du satellite (< 5 cm sur l'altitude du satellite). Bien que le système avait été développé initialement pour cette application, DORIS a également été mis à profit pour répondre aux besoins de la géodésie et de la géophysique. En effet, à partir de la

connaissance précise de la position du satellite, il est possible de déterminer la position d'une balise DORIS n'appartenant pas au réseau de balises de référence mais placée en un endroit nécessitant une surveillance temporaire, notamment pour le suivi des mouvements tectoniques avec une précision meilleure que le centimètre. Ce niveau de performance lui a également valu d'être accepté à partir de 1994 aux côtés de l'interférométrie à très longue base (VLBI), la télémétrie laser sur satellite et le GPS, parmi les techniques utilisées pour la détermination du système international de référence terrestre (ITRS).

2. Architectures des systèmes de positionnement par satellite

Les parties 2, 3 et 4 de ce chapitre sont essentiellement basées sur les sources [31], [32], [33] et [o].

Les systèmes de positionnement par satellite sont composés de trois segments : le segment spatial, le segment de contrôle et le segment utilisateur. Le segment spatial consiste en une constellation de satellites qui émettent des signaux radio en continu sur plusieurs longueurs d'onde. Le segment de contrôle est composé d'un réseau de stations au sol qui déterminent l'orbite des satellites sous forme de paramètres képlériens et de corrections de leur position, ainsi que la synchronisation des satellites sous forme de correction d'horloge. Il s'assure également de l'intégrité du système avec un délai qui peut être trop long pour certaines applications, d'où l'utilisation des SBAS et GBAS. Enfin, le segment utilisateur correspond à l'ensemble des utilisateurs civils et militaires qui recourent au système pour obtenir une mesure de leur Position, Vitesse et Temps (PVT).

2.1. Architecture du « Global Positioning System »

Le système GPS américain est le système précurseur des systèmes de positionnement par satellite actuels. Par suite, son nom est entré par autonomase dans le langage courant pour désigner les systèmes de positionnement par satellite. Ainsi, de 1995 jusqu'à la remise en

service complète de la constellation GLONASS en octobre 2011, le système GPS est resté le seul système de navigation par satellite opérationnel.

2.1.1. Segment de contrôle

Le segment de contrôle a la responsabilité de maintenir le service de navigation opérationnel à tout instant. Pour ce faire, il doit s'assurer que les satellites sont à la bonne position, mais également contrôler leur état de santé ce qui implique le suivi des niveaux de batteries, du fonctionnement des panneaux solaires et du niveau des réservoirs de propulsion. Ce segment a également la charge d'activer les satellites de rechange en cas de besoin afin de maintenir la continuité du service. Au moins une fois par jour, il effectue une mise à jour du message de navigation transmis par chaque satellite à l'utilisateur, dans lequel se trouve les informations d'horloge, d'éphémérides, d'almanach ainsi que d'autres indicateurs (Figure 13).

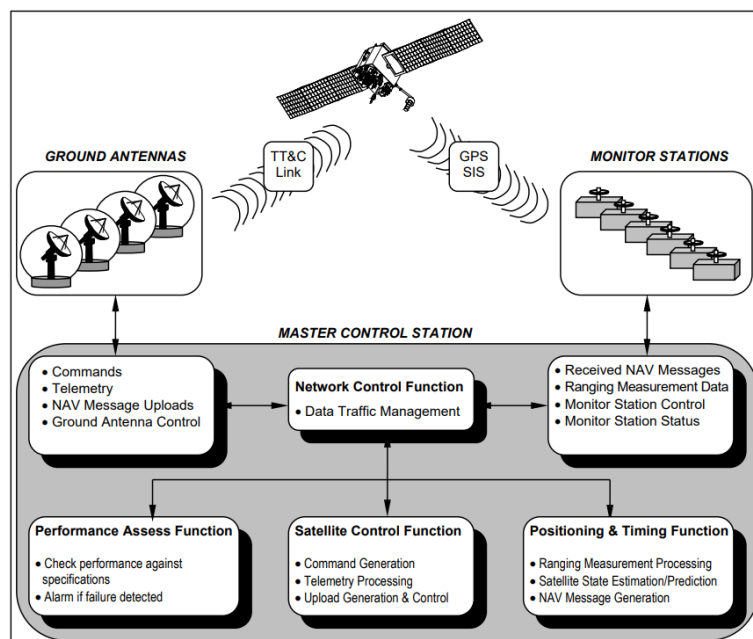


Figure 13. Schéma des attributions du segment de contrôle GPS. Source : Navigation Center (USCG).

Pour assurer ces opérations, le segment de contrôle est constitué d'une station de contrôle maîtresse, d'une station maîtresse de secours, de 11 antennes de contrôle et de commandement et de 16 stations de surveillance (Figure 14).

2.1.1.1. Station de contrôle maîtresse

La station de contrôle maîtresse du GPS est localisée au centre conjoint d'opérations spatiales des États-Unis situé à la base spatiale de Schriever dans le Colorado. Elle est chargée de collecter les données en provenance des stations de surveillance puis de calculer les orbites et paramètres d'horloge des satellites. Les résultats sont ensuite envoyés vers les antennes de contrôle pour transmettre aux satellites d'éventuelles corrections d'orbites ou bien une mise à jour du message de navigation.

2.1.1.2. Stations de surveillance

A l'origine, le réseau de contrôle des satellites comportait 5 stations de surveillance localisées respectivement à Colorado Springs, Hawaï, sur l'île de l'Ascension dans l'océan Atlantique sud, l'atoll Diego Garcia dans l'océan Indien et l'atoll de Kwajalein dans l'océan Pacifique nord. Chacune de ces stations est équipée d'un étalon précis de temps atomique et de récepteurs qui mesurent en permanence les pseudo-distances de chaque satellite en vue. Les données collectées sont ensuite transmises à la station de contrôle maîtresse.

En 2001, l'US Air Force intègre à son réseau la station de Cap Canaveral en Floride. Puis en 2005, 6 nouvelles stations de la « National Geospatial-Intelligence Agency » sont venues compléter le réseau afin de fournir une plus grande couverture et donc une meilleure observabilité de la constellation : Washington DC (US Naval Observatory), Buenos-Aires (Argentine), Manama (Bahrain), Hermitage (GB), Quito (Equateur) et à Adelaïde (Australie). Ce complément a permis d'augmenter le nombre de mises à jour transmises aux satellites chaque jour. Enfin en 2006, 5 autres stations sont intégrées au réseau dont Fairbanks (Alaska), Osan (Corée du Sud), Papeete (Tahiti), Pretoria (Afrique du Sud) et Wellington (Nouvelle-Zélande).

Actuellement ce sont 16 stations qui permettent à chaque satellite d'être en vue d'au moins 3 d'entre elles à tout instant, afin de calculer des orbites et des éphémérides plus précises, améliorant ainsi la précision du système.

2.1.1.3. Antennes de contrôle

Au déploiement du système, les antennes de contrôle sont au nombre de quatre. Situées à Cap Canaveral, sur l'île de l'Ascension, l'atoll Diego Garcia et celui de Kwajalein, elles sont équipées pour recueillir des données de télémétrie et les transmettre à la station de contrôle maîtresse. De plus, ces antennes permettent de transmettre aux satellites via un signal en bande S, les commandes et les mises à jour des données de navigation, générées par la station de contrôle maîtresse. Si une antenne au sol est désactivée, des messages de navigation préenregistrés sont disponibles dans chaque satellite pour maintenir une plage de prédiction, de sorte que la précision du positionnement ne se dégrade que progressivement. Par la suite, 7 stations de suivi du réseau de contrôle par satellite de l'armée de l'air (AFSCN) ont été ajoutées au sein du réseau d'antennes au sol.

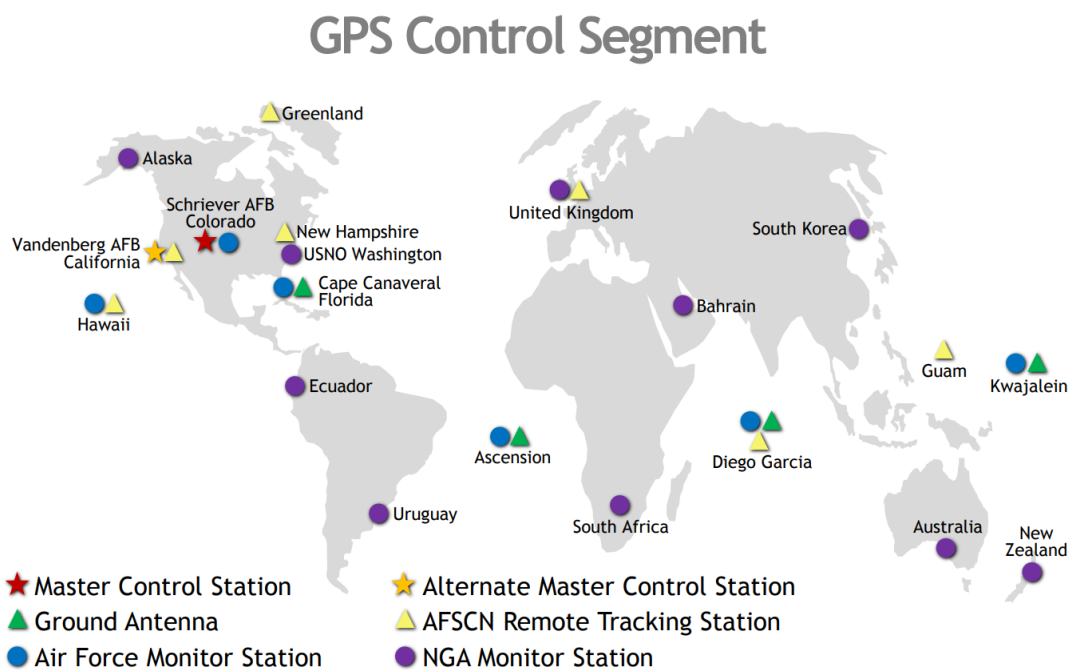


Figure 14. Carte mondiale de répartition des éléments composant le segment de contrôle du système GPS. Source : GPS.gov (site d'informations officielles du Gouvernement des États-Unis sur le système de positionnement global (GPS) et sujets connexes).

2.1.2. Segment spatial

Les satellites du Global Positioning System sont situés à une altitude d'environ 20 200 kilomètres et se partagent six plans en orbite terrestre moyenne (MEO), dont l'inclinaison est d'environ 55° par rapport à l'équateur. Ils parcourent cette orbite en 11 h 58 mn 2 s, soit un demi-jour sidéral. Ainsi les satellites vus du sol reprennent la même position dans le ciel au bout d'un jour sidéral. Au fil du développement du système, sept générations différentes de satellites se sont succédé (Figure 15). Ces générations de satellites intègrent toutes leur lot d'innovations que ce soit dans leur conception ou le matériel embarqué.

2.1.2.1. Bloc I – Satellites pour la validation du concept

Au nombre de 11, les satellites du bloc I furent développés par la compagnie Rockwell International afin de valider le concept initial du système GPS. Ils furent lancés entre 1978 et 1985, avec une durée moyenne de mission estimée à 4,5 ans. Ces satellites avaient pour objectif de démontrer la possibilité de mesurer des pseudo-distances entre un satellite et un récepteur. Ils permirent également de montrer que les horloges atomiques pouvaient fonctionner dans l'espace et que les satellites restaient opérationnels malgré leur exposition aux radiations de la ceinture de Van Allen. Les satellites du bloc I étaient capables de fournir un service de positionnement sans contact avec le sol pendant 3 ou 4 jours ; ils furent exploités pendant 8 ans.

2.1.2.2. Bloc II – Des premiers satellites opérationnels à la modernisation du système

De 1989 à 2016, 61 satellites du Bloc II furent lancés pour alimenter la constellation GPS. Les premiers satellites opérationnels au nombre de 9 constituèrent les premiers satellites opérationnels de la constellation. Dès 1990, 19 véhicules d'une version avancée furent déployés (Bloc IIA, advanced). Ils incluaient notamment un système de communication inter-satellites, permettant de fournir un service sans contact avec le segment de contrôle pendant 180 jours consécutifs. Bien que leur durée de vie fût initialement prévue pour 7,5 ans à leur lancement, la durée de vie moyenne de ces premiers satellites opérationnels atteignit 26 ans. À partir de 1997, de nouveaux satellites (Bloc IIR, replacement) furent lancés afin de remplacer ou servir de réserve aux satellites des Blocs II et IIA. Au nombre de 13, leur charge utile embarquait des horloges au rubidium plus précises et un système de navigation

autonome (AutoNav). Ainsi, chaque satellite pouvait déterminer sa propre orbite et produire son message de navigation de manière indépendante. De plus, ils avaient la capacité de mesurer les distances inter-satellites et d'échanger des données. Ces caractéristiques permettaient aux satellites du bloc IIR d'opérer approximativement 6 mois sans soutien du segment de contrôle. Avec la modernisation des signaux GPS décidée au début des années 2000, une version modernisée des satellites du Bloc IIR (bloc IIR-M, modernized) fut déployée à partir de 2005. Ces 8 satellites incluaient notamment un nouveau code militaire et un signal civil plus robuste L2C. Les détails de cette modernisation sont présentés dans la [section 2.1.3](#) de ce chapitre. Enfin, en vue de préparer l'évolution du système GPS, une dernière version des satellites du Bloc II, appelée Bloc IIF (Follow-on), fut lancée à partir de 2010. Version améliorée des satellites du bloc IIA, les satellites du blocs IIF pouvaient émettre des signaux modernisés sur une gamme d'émission enrichie d'une nouvelle fréquence L5 destinée aux applications visant la « sécurité des personnes ». Les satellites du bloc IIF embarquaient également des horloges atomiques dont deux horloges atomiques au rubidium et une horloge à haute stabilité au césium.

2.1.2.3. Bloc III – Le futur du segment spatial GPS

À partir de 2016, le gouvernement américain accorda les financements nécessaires au développement d'une troisième génération de satellites et l'amélioration du segment de contrôle. Ces 10 nouveaux satellites dits du Bloc III permirent d'achever le déploiement des signaux L2C et L5 déjà diffusés par les blocs IIR-M et IIF. Ils diffusaient également un quatrième signal civil sur la bande L1 (L1C), interopérable avec les autres signaux modernes, permettant d'augmenter nettement les performances quant au positionnement en plus d'une grande résistance au brouillage. Entre autres raffinements, les satellites du bloc III fournissaient un signal de plus grande puissance que leurs prédécesseurs et pratiquaient également une surveillance automatisée de l'intégrité des mesures. Prévus pour une durée de vie de 15 ans, ils furent rejoints par 10 nouveaux dits du bloc IIIF. De taille et poids réduits comparés à leurs prédécesseurs, ils consommaient moins de puissance électrique que les satellites du bloc III. Les satellites du bloc IIIF intégraient de nombreux raffinements dans l'instrumentation embarquée comme le système de détection de détonation nucléaire et le système de recherche et de sauvetage nécessaire pour intégrer le programme international de sécurité COSPAS-SARSAT. Enfin, ils disposaient d'un réseau de réflecteurs lasers pour

permettre des mesures télémétriques de haute précision en vue d'affiner la mesure de la trajectoire.


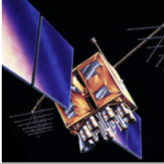
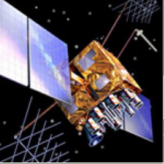
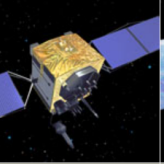
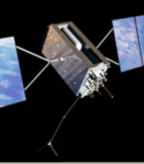
LEGACY SATELLITES		MODERNIZED SATELLITES		
				
BLOCK IIA	BLOCK IIR	BLOCK IIR-M	BLOCK IIF	GPS III/IIIF
0 operational	6 operational	7 operational	12 operational	6 operational
<ul style="list-style-type: none"> Coarse Acquisition (C/A) code on L1 frequency for civil users Precise P(Y) code on L1 & L2 frequencies for military users 7.5-year design lifespan Launched in 1990-1997 Last one decommissioned in 2019 	<ul style="list-style-type: none"> C/A code on L1 P(Y) code on L1 & L2 On-board clock monitoring 7.5-year design lifespan Launched in 1997-2004 	<ul style="list-style-type: none"> All legacy signals 2nd civil signal on L2 (L2C) LEARN MORE New military M code signals for enhanced jam resistance Flexible power levels for military signals 7.5-year design lifespan Launched in 2005-2009 	<ul style="list-style-type: none"> All Block IIR-M signals 3rd civil signal on L5 frequency (L5) LEARN MORE Advanced atomic clocks Improved accuracy, signal strength, and quality 12-year design lifespan Launched in 2010-2016 	<ul style="list-style-type: none"> All Block IIF signals 4th civil signal on L1 (L1C) LEARN MORE Enhanced signal reliability, accuracy, and integrity No Selective Availability LEARN MORE 15-year design lifespan IIIF: laser reflectors; search & rescue payload First launch in 2018

Figure 15. Caractéristiques des satellites des différents blocs constituant le segment spatial de la constellation GPS. Source : GPS.gov.

Actuellement, ce sont 31 satellites des blocs IIR, IIR-M, IIF et III qui constituent la totalité du segment spatial du système GPS. Les différents signaux diffusés par les satellites de la constellation GPS sont détaillés dans la partie suivante.

2.1.3. Structure du signal

Les satellites de la constellation GPS émettent en permanence des signaux électromagnétiques en direction de la surface terrestre. Ces signaux sont situés dans la bande L définie selon l'institut américain des ingénieurs électriciens et électroniciens (IEEE) comme la plage entre 1 et 2 Gigahertz. L'utilisation de cette bande de fréquence offre aux signaux GPS plusieurs avantages. À des fréquences plus basses, l'atmosphère terrestre causerait davantage de perturbations sur la propagation et la puissance du signal. À des fréquences plus

élevées, les besoins énergétiques du satellite seraient plus importants et le signal subirait une plus grande atténuation en cas de précipitations. Par souci de standardisation, c'est l'Union Internationale des Télécommunications (ITU) sous l'égide des Nations-Unis qui décide de l'attribution des bandes de fréquences pour les systèmes de télécommunications et procède à leur régulation. Cette coordination de l'utilisation des bandes de fréquences mondiales s'avère indispensable pour limiter les interférences entre les différents systèmes et services.

2.1.3.1. Onde Porteuse

Les satellites GPS émettent des signaux grâce aux horloges atomiques embarquées qui délivrent une fréquence fondamentale de 10,23 MHz. De cette fréquence sont dérivés deux signaux à 1575,42 MHz (L1) et 1227,60 MHz (L2) respectivement, qui correspondent aux fréquences de l'onde porteuse. Dans le domaine des télécommunications, une onde porteuse est une onde modulée par un signal contenant une information. Elle est généralement d'une fréquence beaucoup plus élevée afin de permettre le transport de l'information de l'émetteur de bord du satellite au récepteur. Dans le cas des systèmes de positionnement par satellite, l'onde porteuse est modulée par deux signaux d'entrée, un code pseudo-aléatoire (PRN) et un message de navigation. Initialement, la modulation utilisée pour construire les signaux GPS est une modulation par changement de phase (PSK). Le principe de cette modulation est de transporter une information binaire (alternance de 0 et de 1) via la phase de la porteuse. Dans le cas du GPS, la forme la plus simple du PSK est utilisée avec une modulation de phase de 180°.

2.1.3.2. Code pseudo-aléatoire

Pour permettre aux récepteurs d'identifier le satellite émetteur, le GPS utilise une technique de multiplexage appelée CDMA (Code Division Multiple Access). Il s'agit d'une technique d'étalement de spectre permettant à plusieurs systèmes d'utiliser simultanément la même bande de fréquence de porteuse. Pour cela, le signal est modulé par une séquence pseudo-aléatoire unique et propre à chaque satellite (Figure 16). Ce code a la particularité de présenter une forte autocorrélation et une faible intercorrélation avec les autres séquences pseudo-aléatoires. Ainsi, un seul code suffit pour qu'un récepteur identifie le satellite, puis

démodule le signal afin d'en récupérer l'information utile. A l'origine, deux codes sont utilisés par les satellites GPS : le code C/A et le code P. Le code C/A (Coarse/Acquisition code), transmis sur la porteuse L1, est un code de Gold avec une période de 1023 bits transmis à la fréquence de 1,023 Mbit/s. Ainsi le code se répète environ chaque milliseconde (0,978 ms). En tenant compte de la vitesse de la lumière, la longueur d'onde d'une séquence de Gold est donc de 293 mètres. Un autre code, le code P (Precise), est une séquence pseudo-aléatoire transmise à une fréquence 10 fois supérieure que le code C/A sur les porteuses L1 et L2. La longueur d'onde d'une séquence de code P est de 29,3 mètres d'où une mesure dix fois plus précise. Sa période est telle qu'il ne se répète qu'au bout d'une semaine. Pour accélérer son utilisation, les récepteurs utilisent donc le code C/A pour acquérir une position approximative, puis affinent leur solution avec le code P. Utilisé pour la navigation militaire, il peut être crypté (code Y) par l'ajout d'un code supplémentaire (code W) afin d'empêcher son utilisation. Cependant, cette fonction a été supprimée depuis janvier 1994.

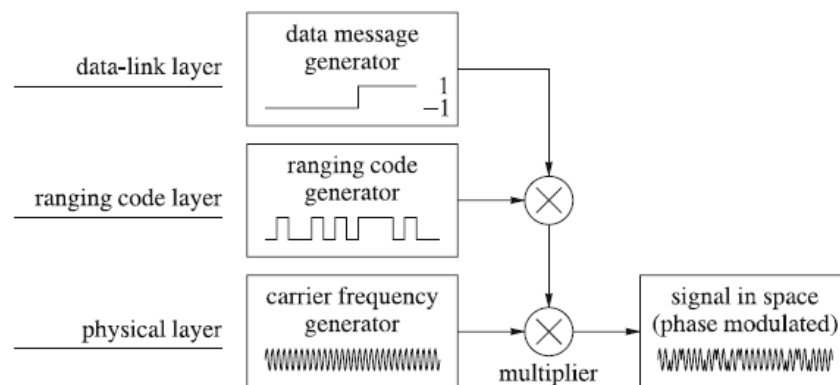


Figure 16. Schéma fonctionnel de la construction des signaux émis par les satellites GPS.
Source : Hoffman.

2.1.3.3. Message de navigation

En plus du code PRN, la détermination de la position du récepteur requiert la mesure du temps d'émission et la position de chaque satellite. Aussi, la porteuse est également modulée par un signal binaire de 50 Hz appelé message de navigation. À l'origine, il contient les données temporelles, les éphémérides et un almanach du satellite. Le temps GPS transmis dans le message de navigation est exprimé avec une résolution de 1,5 seconde sous la forme

d'un numéro de semaine et d'un décompte de l'heure de la semaine (Time Of Week). L'almanach contient des informations sur l'orbite approximative du satellite, un indicateur de l'état du satellite, un modèle ionosphérique et des informations permettant de relier le temps GPS au temps UTC (Coordinated Universal Time). L'almanach permet entre autres de générer une liste des satellites visibles au démarrage du récepteur. Dans sa structure, le message de navigation est composé de 25 trames de 30 secondes d'une longueur de 1500 bits, elles-mêmes divisées en 5 sous-trames de 6 secondes chacune (Figure 17). Le message de navigation est ainsi entièrement transmis en 12,5 minutes. Il est mis à jour environ tous les jours. Un volume correspondant à 60 jours de données peut être stocké à bord du satellite en cas d'interruption de la possibilité de mise à jour.

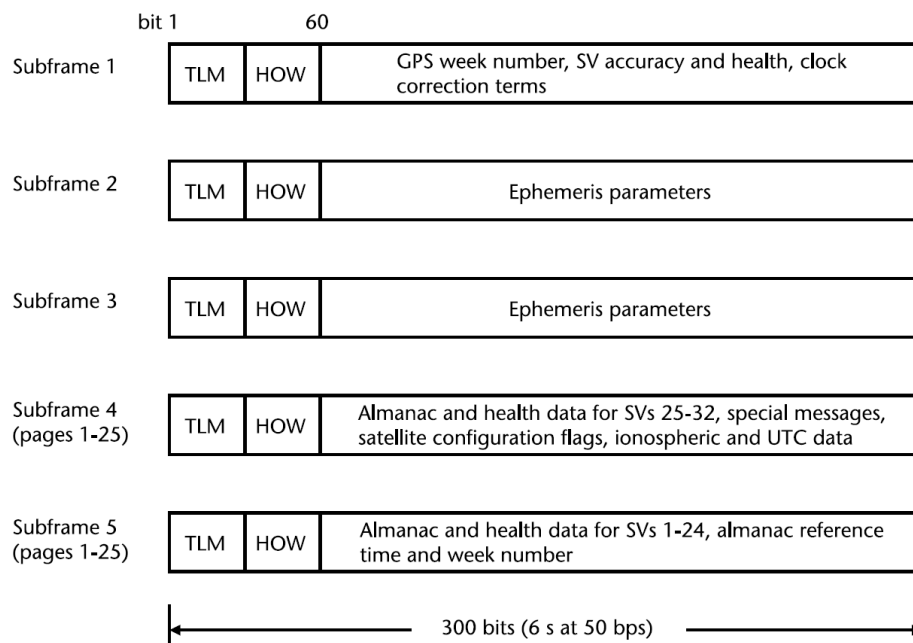


Figure 17. Description de la construction du premier message de navigation émis par les satellites GPS. Source : Kaplan.

2.1.3.4. Modernisation du GPS

La structure des signaux émis par les satellites GPS a été revue lors de la modernisation du système au cours des années 2000. Tout d'abord, une version améliorée du message de navigation (CNAV) a été développée. La structure du message a été repensée afin

de transmettre plus de données de plus grande précision. Une version dédiée à l'utilisation militaire (MNAV) a également été créée.

Un nouveau signal à usage civil L2C est intégré sur la fréquence L2 dans les satellites du Bloc IIR-M et ultérieurs. Le signal L2C est constitué de deux séquences de code pseudo-aléatoire, le code CM (civil-moderate) et le code CL (civil-long). Les codes CM et CL sont constitués respectivement de 10 230 et 767 250 bits de périodes égales respectivement à 20 ms et 1500 ms. Le code CM est celui contenant le message de navigation CNAV, tandis que le code CL ne contient aucune donnée. Aussi, son intérêt vient de ses performances quant à la corrélation environ 250 fois plus grande que pour le code C/A. Un autre code militaire, le code M, a été ajouté aux fréquences L1 et L2 intégrant le message de navigation MNAV avec pour objectif de remplacer le code P. Contrairement à ce dernier, il fonctionne de manière autonome et un utilisateur peut en disposer pour se positionner sans nécessiter l'emploi préalable d'un code civil.

Une nouvelle fréquence de porteuse L5 de 1176,45 MHz, a également été intégrée sur les satellites du bloc IIF de la constellation GPS. Initialement prévue pour des applications de guidage précis d'aéronefs, cette bande de fréquence a finalement été réservée par l'ITU pour les services de radionavigation aéronautiques, offrant une plus grande immunité aux interférences. Le signal L5 est construit de manière très similaire au signal L2C avec deux codes pseudo-aléatoires transmis avec un déphasage de 90°. Le code en phase (I5) contient le message de navigation CNAV, tandis que le code en quadrature de phase (Q5) ne contient aucune donnée et constitue le signal pilote. Plus facile à acquérir que le code I5, le code Q5 permet de faciliter l'acquisition du signal GPS et d'augmenter la puissance en sortie du corrélateur (cf. [section 3.3.1](#)).

Un dernier signal civil (L1C) a été intégré sur les nouveaux satellites du bloc III et diffusé sur la fréquence L1. Comme pour le signal L5, il est composé d'un signal pilote (L1CP) pour améliorer l'acquisition et d'un signal contenant les données (L1CD), mais ces derniers ne sont pas déphasés. Le signal L1C contient également le code historique C/A afin de permettre une rétrocompatibilité. Le signal L1C est construit par une modulation BOC (Binary Offset Carrier) permettant de limiter les interférences avec les signaux modulés en BPSK. Enfin, le signal L1C contient également un message de navigation CNAV-2 dont la structure est légèrement différente des versions précédentes. Dans cette nouvelle structure, toutes les trames comportent les données d'éphémérides et le format temporel trois

composantes dont un numéro de semaine, un intervalle de temps de semaine (ITOW) et un temps d'intervalle (TOI).

2.2. GLONASS

Le système GLONASS, développé par l'Union Soviétique pour concurrencer le GPS américain et géré par les forces spatiales de la Fédération de Russie, possède une structure similaire aux autres systèmes de positionnement par satellite.

2.2.1. Segment de contrôle

Comme pour le GPS, le segment terrestre du GLONASS surveille l'état de la constellation, détermine les éphémérides et les décalages d'horloge des satellites et télécharge les données de navigation vers les satellites. Ce segment est composé de 22 stations presque entièrement situées sur le territoire russe, à l'exception de quelques stations au Brésil et au Nicaragua (Figure 18). Le centre de contrôle du système (SCC) formé par la station maîtresse de GLONASS, est situé à Krasnoznamensk. Il est responsable du contrôle de la constellation et fournit des fonctions de télémétrie et de commande des satellites. Le SCC coordonne l'ensemble des stations de commande et de suivi pour déterminer l'état de santé des satellites et leur transmettre les messages de navigation. Un réseau de 5 centres de télémétrie, localisation et commandement (TT&C), localisées respectivement à Chtchiolkovo, Komsomolsk, Saint-Petersbourg, Oussouriïsk et Ienisseïsk, est chargé de récupérer les données de télémétrie, de les envoyer au SCC et de transmettre les mises à jour aux satellites. Deux stations de télémétrie laser (SLR), situées également à Chtchiolkovo et Komsomolsk, permettent de fournir des données haute précision pour le suivi et l'étalonnage des autres stations et pour le calcul des éphémérides. De plus, 10 autres stations de surveillance et mesure (MS) viennent suppléer les stations TT&C pour le suivi de l'état de santé du système et pour la détermination des orbites. Le segment de contrôle russe diffère du segment américain par la présence d'une station de contrôle temporel à Chtchiolkovo. Cette station est chargée de générer le temps de référence du système, et de s'assurer de la synchronisation des horloges atomiques embarquées par les satellites.

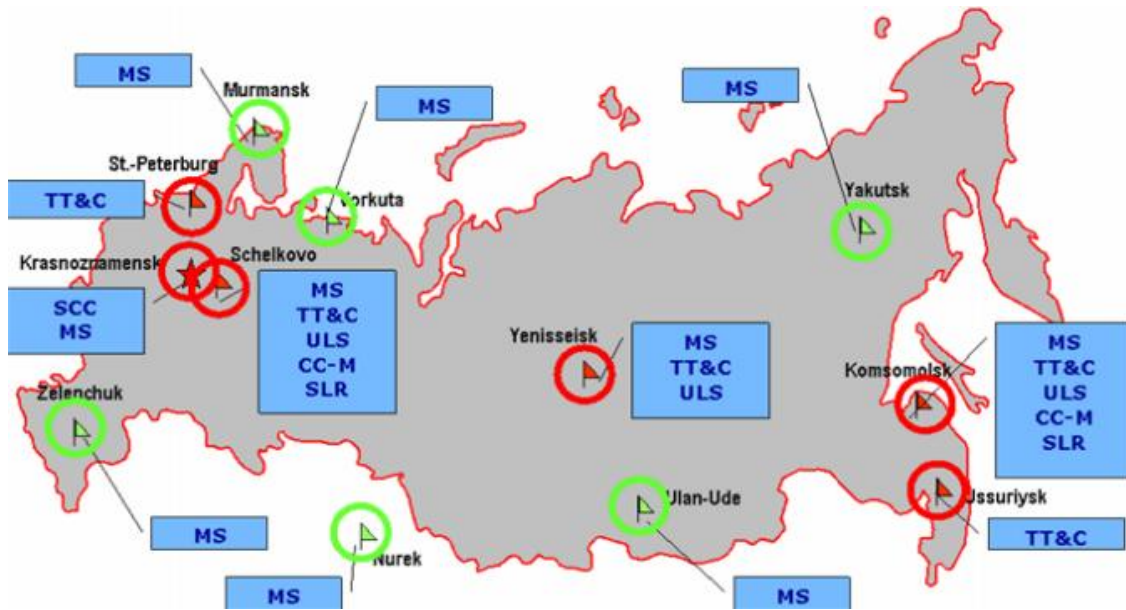


Figure 18. Carte de l'emplacement des éléments constituant le segment de contrôle du système GLONASS. Source : Navigation Center (USCG).

2.2.2. Segment spatial

Comme mentionné dans la [section 1.3.1](#), la constellation GLONASS est actuellement composée de 26 satellites opérationnels, 1 satellite de réserve et 2 satellites de tests, répartis sur trois plans orbitaux à une altitude d'environ 19 100 km. Ces trois plans orbitaux sont inclinés de $64,8^\circ$ par rapport à l'équateur, permettant ainsi une meilleure couverture des régions polaires. L'orbite est parcourue en 11 heures 15 minutes et 44 secondes. Ainsi, un observateur au sol verra les satellites occuper la même position tous les 8 jours sidéraux. Au cours du développement du système, quatre générations de satellites se sont succédé (Figure 19).

2.2.2.1. Ouragan

La première génération de satellites GLONASS, appelée Ouragan, fut lancée entre 1982 et 2005 en quatre blocs (I, IIa, IIb, IIv et III). La durée de vie opérationnelle des satellites Ouragan étant comprises entre 12 mois (bloc I) et 3 ans (bloc IIv), pas moins de 82

satellites ont été déployés. Le bloc IIv constitua la version finale de cette première génération de satellites avec 56 véhicules opérationnels. Le bloc III ne fut constitué que d'un seul satellite lancé en 2001, en même temps que deux satellites IIv, dotés de nouveaux systèmes d'alimentation et de commande de vol. Il fut le prototype de la nouvelle génération de satellites dont le déploiement débuta deux ans plus tard.

2.2.2.2. Ouragan-M

Les satellites Ouragan-M formèrent la seconde génération de satellites GLONASS. Les premiers satellites furent lancés en 2003 pour une durée de vie de 7 ans. Entre 2001 et 2022, 51 satellites de cette génération furent lancés. Dotés d'un nouveau signal civil L2, ils possédaient des antennes bien plus performantes que leurs prédécesseurs pour améliorer la précision du système. Les satellites Ouragan-M constituent l'essentiel de la constellation GLONASS actuelle.

2.2.2.3. Ouragan-K

Baptisée Ouragan-K, la dernière génération de satellites GLONASS constitue 4 satellites de la constellation actuelle. Contrairement aux autres générations, ces satellites ne sont pas pressurisés et tous leurs équipements sont capables de fonctionner dans le vide. Cette propriété permet de réduire considérablement la masse totale du satellite et donc ses besoins énergétiques. Leur durée de vie estimée à 10 ans a également été augmentée par rapport aux versions précédentes. La structure des signaux émis a également été modifiée. Les satellites de génération K ont été conçus pour émettre les anciens signaux FDMA transmis sur les bandes L1 et L2, ainsi que de nouveaux signaux civils CDMA transmis sur les bandes L1, L2, L3 et L5 (cf. [section 2.2.3](#)). Ce faisant, cette génération est compatible avec les autres systèmes mondiaux de positionnement par satellite. Une seconde version de la génération K, nommée Ouragan-K2, était prévue pour être déployée dès 2019. La situation géopolitique du pays a entraîné des retards liés aux sanctions internationales en vigueur, notamment pour l'approvisionnement de certains composants utilisés dans la fabrication des satellites. À l'instar du système GPS, certains satellites Ouragan-K devaient emporter des charges utiles

auxiliaires telles que des récepteurs radio pour l'intégration dans le programme international de recherche et sauvetage COSPAS-SARSAT ou la détection d'explosion nucléaire.

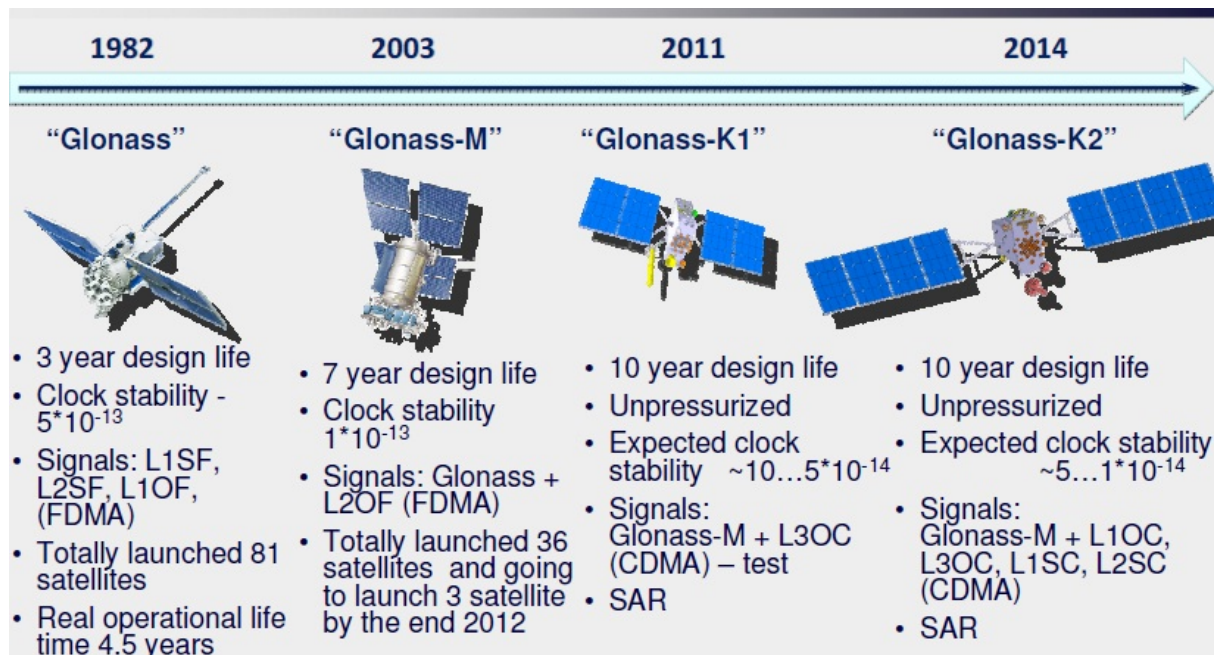


Figure 19. Caractéristiques des satellites des différentes générations constituant le segment spatial de la constellation GLONASS. Source : Navigation Center (USCG).

2.2.3. Structure du signal

Les signaux émis par les satellites GLONASS diffèrent de ceux émis par les satellites GPS. En effet, bien que les signaux historiques du système utilisent une modulation BPSK comme le GPS, la technique de transmission utilisée n'est pas une répartition en code, mais en fréquence (FDMA, Frequency Division Multiple Access). Ainsi, en remplacement d'un code propre différent, chaque satellite émet un signal à une fréquence différente autour de la fréquence de la porteuse. À titre d'illustration, pour le signal L1, la fréquence de la porteuse est centrée sur 1602 MHz puis est décalée d'une valeur égale à $n \times 0,5625$ MHz avec $n = -7, \dots, 0, \dots, 6$. Seuls 14 canaux sont nécessaires pour les 24 satellites de la constellation, puisque les satellites aux antipodes du même plan orbital utilisent le même décalage en fréquence. Ainsi, la confusion n'est pas possible car les deux satellites ne seront ainsi jamais en vue en même temps par un utilisateur au sol. La même opération est réalisée sur la bande L2 dont la

fréquence est centrée sur 1246 MHz avec les mêmes décalages que sur L1. Les satellites de la constellation GLONASS émettent deux types de signaux, un signal de précision standard, appelé L1OF/L2OF, destiné à une utilisation civile et un signal de haute précision, appelé L1SF/L2SF, brouillé pour les civils et réservé à une utilisation militaire. Ces signaux sont construits par modulation BPSK d'un code C/A et d'un code P sur la porteuse. Le signal civil L2OF n'a été introduit que sur la seconde version des satellites GLONASS (Ouragan-M). Un message de navigation modulé à 50 bits/s est également transmis. Il consiste en une trame maîtresse de 7500 bits de long divisé en 5 trames de 30 secondes. Le message complet est ainsi transmis en 2,5 minutes. Les éphémérides des satellites GLONASS sont mis à jour et transmis aux satellites toutes les 30 minutes par l'intermédiaire du centre de contrôle du système.

Depuis 2008, une nouvelle structure de signaux pour les satellites GLONASS est étudiée afin de remplacer l'utilisation du multiplexage en fréquence (FDMA) par un multiplexage en code (CDMA), pour rendre le système interopérable avec les autres constellations mondiales. Ces signaux seront diffusés sur les bandes L1, centrée à 1600,995 MHz, L2, centrée à 1248,06 MHz, et sur une nouvelle bande L3 centrée à 1202,025 MHz. Deux nouvelles versions du message de navigation transmis sur L1OC et L3OC ont également été intégrées. Contrairement au GPS, le signal L2OC n'est modulé par aucun message de navigation mais uniquement par un code PRN. Le signal L3OC est diffusé sur les satellites depuis 2014, mais la totalité des nouveaux signaux seront transmis par les satellites de génération Ouragan-K2 à venir. Avec cette modernisation, le système GLONASS vise à assurer une inter-compatibilité avec les systèmes mondiaux GPS, Galileo et Beidou. De ce fait, il est prévu de diffuser des signaux CDMA similaires aux signaux des constellations modernes (même fréquence et modulation) depuis une nouvelle génération de satellites baptisée Ouragan-KM.

2.3. Galileo

Le système européen Galileo en développement depuis le début des années 2000 a vu ses premiers services devenir opérationnels dès le 15 décembre 2016. Comme pour les autres systèmes mondiaux, le fonctionnement de Galileo est assuré par une constellation de satellites associée à un important réseau de stations au sol assurant le suivi et la maintenance du système (Figure 20).

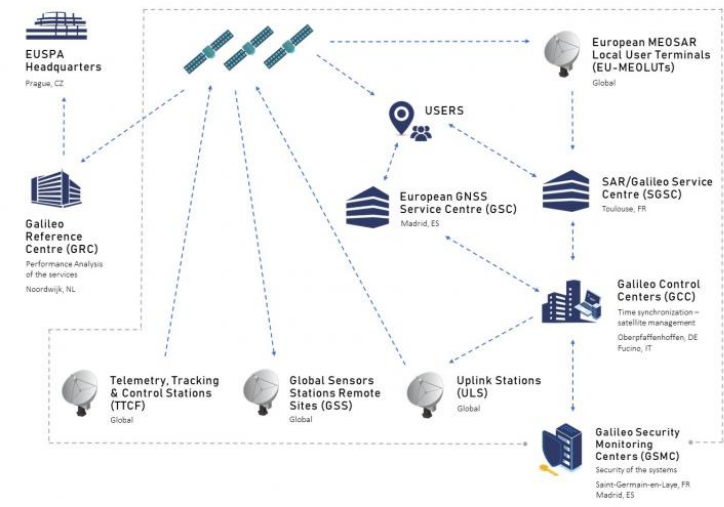
2.3.1. Segment de contrôle terrestre

Les centres de contrôle terrestre réalisent des fonctions de contrôle (GCS, Galileo Control Segment) et de gestion de la constellation (GMS, Galileo Mission Segment). Plus précisément, le GCS gère l'entretien des satellites, la maintenance de la constellation au moyen d'un réseau de stations de télémétrie, suivi et commandement (TT&C, Telemetry, Tracking, and Command), réparties dans le monde entier. Le GMS assure les calculs d'orbitographie, la création du message de navigation, la génération de l'échelle de temps Galileo, et réalise des mesures de performances et d'intégrité du système. Les données de navigation à jour sont transmises aux satellites grâce à 12 stations terrestres ULS (UpLink Stations). En plus du réseau de stations TT&C et ULS, les deux centres de contrôle collectent des mesures en temps réel transmises par un réseau de stations de détection (GSS, Galileo Sensing Station).

L'infrastructure du segment de contrôle Galileo comprend également différentes installations de services pour assurer le bon fonctionnement du système. Le centre de service GNSS européen (GSC, GNSS Service Center), situé à Torrejón (Espagne) met en relation les usagers et le système Galileo et fournit toutes sortes d'informations, de données GNSS ainsi qu'un service de support aux utilisateurs. Le fournisseur de services de référence géodésique (GRSP, Galileo Geodetic Service Provider) est responsable de la réalisation du système de référence Galileo (GTRF, Galileo Terrestrial Reference Frame) en cohérence avec le système international de référence terrestre (ITRF, International Terrestrial Reference System and Frame). Le fournisseur de services horaires (TSP, Time Service Provider) procure aux centres de contrôle le système de temps Galileo afin d'assurer la correspondance avec le temps universel coordonné (UTC, Coordinated Universal Time). Le centre de contrôle de sécurité Galileo (GSMC, Galileo Security Monitoring Centre), situé à Saint-Germain-en-Laye (France), est responsable de la sécurité du système, notamment pour le service public réglementé. Le fournisseur de services de données SAR/Galileo, situé à Toulouse (France), est responsable de la coordination des opérations du service de recherche et sauvetage du système. Enfin, un centre de référence Galileo (GRC, Galileo Reference Center), situé à Noordwijk (Pays-Bas), a pour mission de l'évaluation des performances des services Galileo. Ce centre travaille de manière indépendante, et permet un contrôle extérieur du bon fonctionnement du système.



Galileo Signal Processing



SAR/Galileo Service Centre (SGSC)
The SAR/Galileo Service Centre (SGSC) is operating SAR Ground Segment (SGS) and Return Link Service Facility (RLSP) contributing to Forward and Return Link Services. This centre monitors SAR/Galileo Service and acts as the main interface towards SAR users.

Galileo Reference Centre (GRC)
The Galileo Reference Centre (GRC) monitors, assesses and reports on all GNSS's performance and provides EUSPA with an independent means of evaluating the quality of the signals in space and the performance of the Galileo Service.

EUSPA Headquarters
From its Prague headquarters, EUSPA manages the Galileo and EGNOS programmes, develops markets for Copernicus services and data, coordinates user-related aspects of the GOVSATCOM programme, and carries out work in various areas targeted at Security, Research and Development and increasing space's contribution to the EU Market. The Agency is also responsible for the security accreditation of all the components of the EU Space Programme.

Galileo ILS Centre (GILSC)
The Galileo ILS Centre is the Galileo Central Warehouse, aimed to support an efficient spare part and repair provisioning service for Galileo ground infrastructure, and to hold the spare part stock for corrective and preventive maintenance, especially for the Remote Sites.

Remote sites around the world
The Galileo Ground Mission Segment (GMS) consists of the Galileo Control Centres (GCC) in Italy and Germany and a worldwide network of ground stations, including Galileo Sensor Stations (GSS), which collect Galileo signal in space measurements, Galileo Uplink Stations (ULS), which distribute and uplink mission data to the Galileo constellation, Telemetry, Tracking & Control stations (TT&C), which collect and forward telemetry data generated by the Galileo satellites, and European MEOSAR Locator User Terminals (EU-MEOLUTs)

Galileo Security Monitoring Centre (GSMC)
The Galileo Security Monitoring Centre (GSMC) undertakes Galileo Security Monitoring, which involves monitoring and taking action regarding security threats, security alerts and the operational status of system components. It acts as well as the interface to the PRS users.

Galileo Control Centres (GCC)
The Galileo Control Centres - GCC-D Germany and GCC-I in Italy - operate and manage the Galileo constellation. The main mission of the GCC-D is to control the satellites in space, while GCC-I main mission is to be responsible for the overall navigation mission, but the centres are fully interchangeable.

European GNSS Service Centre (GSC)
The European GNSS Service Centre (GSC) provides the single interface between the Galileo system and the users of the Galileo services (OS/OSNMA/PIAS) and contributes to SAR/Galileo service. Its mission is to provide general information and expertise, performance assessment, GNSS data, Service Notifications and support Galileo services provision.

Figure 20. En haut, carte mondiale des éléments constituant le segment de contrôle du système Galileo. En bas, descriptif des rôles assurés par les centres et sites qui constituent le segment de contrôle de Galileo. Source : Agence de l'Union européenne pour le programme spatial (EUSPA).

2.3.2. Segment spatial

Après le lancement des deux satellites expérimentaux GIOVE (Galileo In-Orbit Validation Element), puis des 4 premiers satellites opérationnels de la phase de validation IOV (In Orbit Validation), 24 satellites opérationnels FOC (Full Operational Capability) ont été déployés jusqu'à maintenant. Les satellites FOC ont une masse d'environ 730 kg et une durée de vie de l'ordre de 12 ans. La société allemande OHB-System est le maître d'œuvre et le constructeur de la plateforme des satellites, tandis que la société anglaise SSTL a fourni la charge utile de navigation. Celle-ci est composée de plusieurs sous-systèmes jouant chacun un rôle prépondérant dans le fonctionnement du satellite et son maintien dans un état opérationnel. Le cœur de la charge utile de navigation est composé de quatre horloges atomiques, dont deux masers à hydrogène passifs (précision de 0,45 ns sur 12 heures) et deux horloges au rubidium (précision de 1,8 ns sur 12 heures), fonctionnant deux par deux. Ainsi, en cas de défaillance de l'horloge maser, l'horloge rubidium en fonctionnement prendra instantanément le relais et les deux horloges de réserve se mettront en marche jusqu'à ce que la deuxième horloge maser soit pleinement opérationnelle. La charge utile de navigation comprend également un sous-système de liaison montante permettant de capter les données envoyées aux satellites par les stations au sol par l'intermédiaire d'une antenne en bande C. Un sous-système de génération des signaux utilise les horloges et les données reçues par les stations au sol pour générer les signaux de navigation et les transmettre en bande L. Un sous-système d'amplification des signaux radiofréquences permet de transmettre des signaux de qualité avec la puissance suffisante. De plus, les satellites Galileo embarquent également une seconde charge utile dédiée aux missions de recherche et sauvetage du programme COSPAS-SARSAT dont le rôle est de relayer et de localiser les messages de détresse, ainsi qu'un réseau de rétro-rélecteurs laser pour permettre le suivi précis du satellite sur son orbite depuis le sol. Actuellement, ce sont 3 satellites IOV et 21 satellites FOC qui forment la constellation opérationnelle, 10 satellites FOC devraient être déployés entre 2023 et 2025 et une seconde génération de satellite (G2G) est en cours de développement.

2.3.3. Structure du signal

Les satellites de la constellation Galileo diffusent au total 10 signaux de navigation différents permettant ainsi à la constellation d'offrir 6 services décrits ci-après :

- Le service ouvert (OS) est le service gratuit pour les utilisateurs dont les performances de positionnement et de temps demeurent compétitives avec les autres systèmes GNSS.
- Le service de haute précision (HAS, High Accuracy Service) consiste en un message de données supplémentaire incluant des corrections d'orbites, d'horloges et atmosphériques et transmis sur le signal E6-B ainsi que par des moyens terrestres (internet). Initialement prévu pour le service commercial (CS), il est finalement diffusé gratuitement et permet aux utilisateurs une précision horizontale jusqu'à 20 cm et une précision verticale de 40 cm.
- Galileo se dote également de deux services civils d'authentications l'un étant gratuit et l'autre payant. Le premier, appelé OSNMA (Open Service Navigation Message Authentication) vient compléter le service ouvert transmis par le signal E1-B via des données d'authentification garantissant aux utilisateurs que le message de navigation Galileo reçu provient du système lui-même et n'a pas été modifié. Un second service payant plus robuste appelé CAS (Commercial Authentication Service) permet à l'utilisateur d'avoir accès aux codes encryptés du signal E6-C. Ces deux services peuvent être exploités en parallèles et permettent de fournir la meilleure protection contre les interférences accidentelles (jamming) ou volontaire (spoofing).
- Le service public réglementé (PRS, Public Reglemented Service) s'adresse aux utilisateurs chargés d'une mission de service public qui nécessite une grande fiabilité du signal. Le service PRS est crypté et ne peut être utilisé que sur des récepteurs autorisés et il bénéficie également de systèmes prévenant le brouillage du signal.
- Le service de recherche et de sauvetage (SAR) est la contribution du système européen à l'effort de coopération internationale du programme COSPAS-SARSAT. L'intégration de Galileo au programme permet d'apporter des améliorations importantes au système existant, notamment la réception en quasi-temps réel des messages de détresse depuis n'importe quel endroit sur Terre, la localisation précise des alertes et la disponibilité accrue des satellites. Une nouvelle fonction de liaison retour est également implémentée facilitant ainsi les opérations de sauvetage et contribuant à réduire le taux de fausses alertes.

La structure des signaux émis par la constellation Galileo est proche de celle des signaux GPS. Ainsi, les satellites émettent trois signaux CDMA polarisés circulairement à droite (RHCP) dans les bandes de fréquences E1, E5 et E6. Comme pour GPS, la bande E1 est centrée à 1575,42 MHz assurant ainsi une bonne compatibilité des récepteurs. Trois signaux sont transmis sur cette bande, un signal de données, un signal pilote du service ouvert (E1 OS) et un signal du service public réglementé. La modulation utilisée pour la construction de ces signaux sont deux types particuliers de modulation BOC. Les signaux transmis sur la bande E6, centrée à 1278,75 MHz, sont utilisés comme signaux supplémentaires pour améliorer la précision du HAS et du PRS. Trois signaux sont transmis sur cette bande, un signal de données et un signal pilote modulé BPSK à la porteuse et un signal modulé BOC pour le service public réglementé. Enfin, l'utilisation de la bande E5 diffère légèrement puisqu'elle utilise une modulation spécifique, appelée AltBOC, permettant d'obtenir un spectre divisé autour de la fréquence centrale. Chaque bande latérale comprend alors deux codes pseudo-aléatoires sur les composantes en phase, tandis que les composantes en quadrature sont des signaux pilotes. Les deux fréquences résultantes, E5a et E5b, peuvent être traitées indépendamment par un récepteur comme s'il s'agissait de deux signaux distincts avec une fréquence porteuse de 1176,45 et 1207,14 MHz, respectivement.

Les satellites Galileo transmettent également deux types de message de navigation. Le F/NAV est composé de trames de 600 secondes, elles-mêmes composées de 12 sous-trames de 50 secondes contenant 5 pages de 10 secondes. Il est utilisé par le service ouvert sur E5a. Le I/NAV est utilisé conjointement par le service ouvert et le service commercial sur E5b et E1, et se compose de trames de 720 secondes, elles-mêmes composées de 15 sous-trames de 30 secondes contenant 15 pages de 2 secondes. Les deux messages de navigation fournissent des données équivalentes et partiellement identiques. Ces données incluent les informations relatives à l'orbite du satellite ainsi que les paramètres de conversion du temps entre le GST (Galileo System Time) et l'UTC et entre le GST et le temps GPS. De manière générale, les informations diffusées telles que les éphémérides, les corrections d'horloge, les paramètres GST-UTC ou encore les almanachs sont similaires aux définitions du système GPS, et seules des adaptations mineures ont été apportées pour Galileo.

La Figure 21 recense les caractéristiques et la représentation spectrale des différents signaux émis par les constellations GNSS existantes.

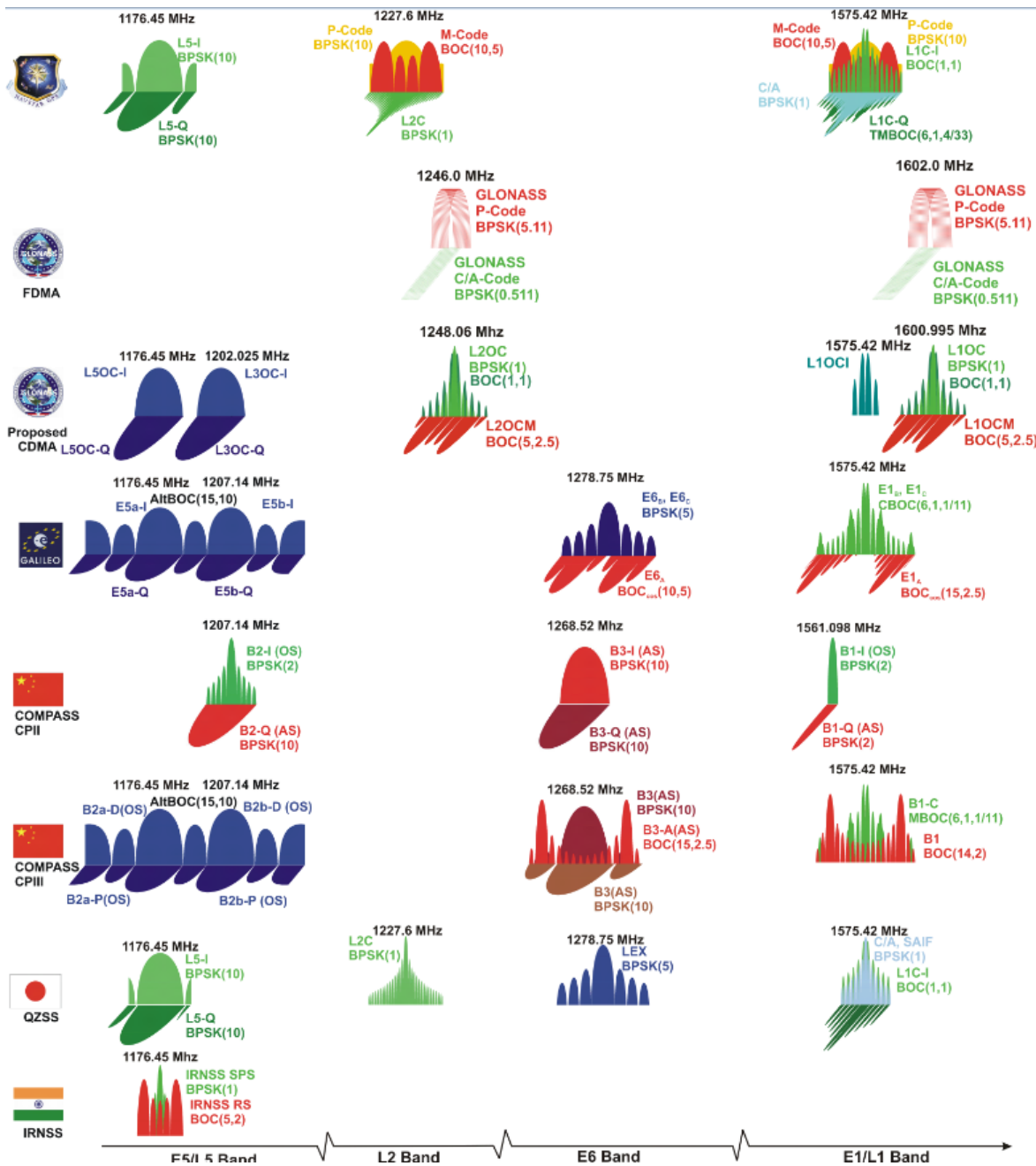


Figure 21. Caractéristiques des différents signaux émis par les satellites des constellations GNSS existantes. Source : Stefan Wallner (ESA).

3. Fonctionnement des récepteurs GNSS.

Les parties 2, 3 et 4 de ce chapitre sont essentiellement basées sur les sources [31], [32], [33] et [o].

Depuis la conception des premiers systèmes GNSS, les récepteurs ont beaucoup évolués et deviennent de plus en plus performants à mesure que les constellations de satellites de navigation se développent et les technologies utilisées progressent. Selon les besoins des utilisateurs quant à la précision de mesure de la position, vitesse et temps (PVT), les caractéristiques peuvent fortement varier d'un récepteur à l'autre. Cependant, il existe de nombreux principes de conception de base d'un récepteur GNSS (Figure 22). En effet, dans une implémentation typique d'un récepteur, les signaux arrivent à l'antenne puis sont convertis, filtrés et numérisés par le « front-end » qui fournit alors un signal numérique en bande de base. Le bloc de traitement en bande de base assure ensuite les tâches de traitement de signaux telles que l'acquisition, la poursuite des différents signaux, et l'élaboration des mesures de pseudo-distances de code et de porteuse. Enfin, la dernière opération effectuée par un récepteur classique consiste à fournir les mesures PVT et autres observables.

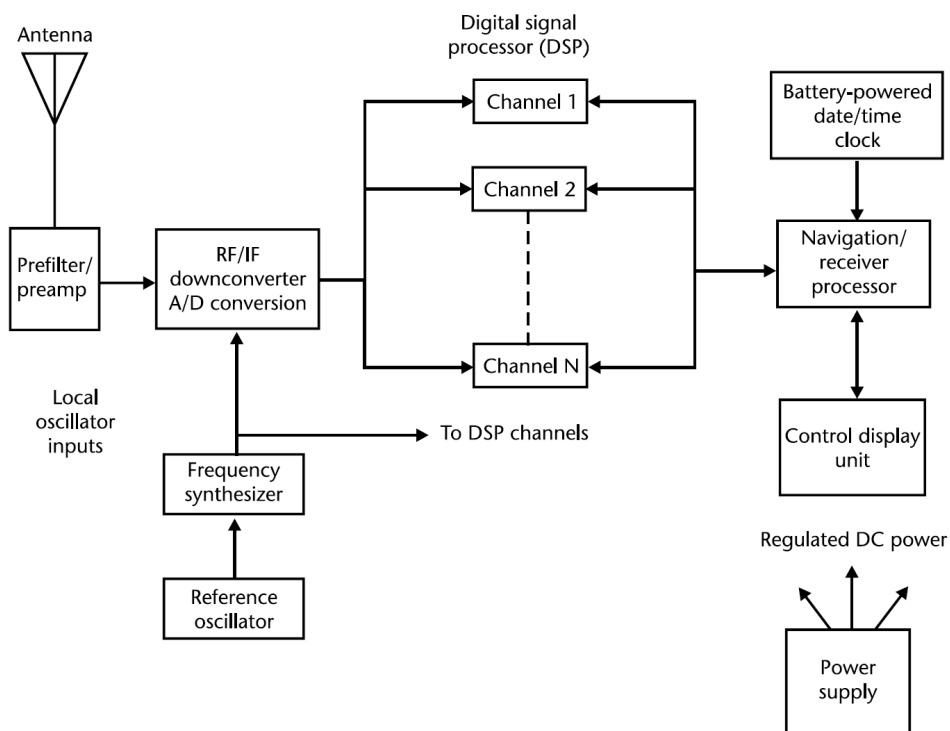


Figure 22. Schéma fonctionnel d'un récepteur conventionnel GNSS. Source : [32].

3.1. Caractéristiques d'antenne

Les antennes GNSS utilisées pour le positionnement sont de formes et caractéristiques variées. Elles ont pour rôle de recevoir le signal polarisé circulairement à droite (RHCP) transmis par les satellites et de les convertir en un signal électrique analogique (RF). Les performances d'une antenne peuvent être estimées via le gain. Cette dernière mesure la capacité d'une antenne à recevoir une onde électromagnétique en fonction de la direction incidente (angle d'azimut et d'élévation). Le gain d'antenne est mesuré dans une chambre anéchoïque (pièce dont les parois absorbent les ondes électromagnétiques) par rapport à une antenne idéalisée sans perte et recevant le signal électromagnétique de manière égale dans toutes les directions. On l'appelle antenne isotrope. Ainsi, le gain peut se définir comme le rapport entre la puissance rayonnée dans la direction voulue et la puissance rayonnée par l'antenne de référence. La physique des antennes est telle que pour augmenter le gain dans certaines directions, il est nécessaire de réduire le gain dans d'autres. Généralement, la conception des antennes GNSS est telle que le gain RHCP est lentement décroissant du zénith jusqu'à un angle d'élévation de coupure plus ou moins important (dépendant de l'antenne), et diminue fortement en dessous de cet angle de coupure. Or, les signaux polarisés circulairement à droite en provenance des satellites deviennent polarisés circulairement à gauche (LHCP) lorsqu'ils sont réfléchis par une surface avec une élévation supérieure à l'angle de Brewster (compris entre 8° pour l'eau et 20° à 30° pour une surface de réflexion solide, cf. [Chapitre II section 1.3](#)). Ainsi l'isolation imparfaite entre la polarisation circulaire gauche et droite pour un angle d'incidence donné peut entraîner la formation d'interférences liées aux signaux réfléchis. Idéalement, une antenne GNSS pour le positionnement classique doit présenter un gain de réception minimum pour les ondes électromagnétiques à polarisation circulaire gauche. De même bien que les antennes GNSS captent les signaux dans une bande de fréquence donnée, d'autres sources émettent des signaux RF à proximité du GNSS et peuvent également créer des interférences ; on appelle ce phénomène le « jamming ».

Généralement, les antennes utilisées par les récepteurs GNSS sont constituées d'un élément rayonnant, d'un « plan de sol », d'un amplificateur et d'un radôme. La conception de l'élément rayonnant détermine les attributs fondamentaux de l'antenne appelés le facteur de forme et l'ouverture du faisceau. L'électronique, le plan de sol et le radôme déterminent, quant à eux, le diagramme de gain final, le centre de phase et l'impédance de sortie de l'antenne. Le centre de phase ne correspond pas à une zone physique de l'antenne, mais cette

dernière est localisée grâce à la mesure GNSS. Pour des applications nécessitant une bonne précision, le centre de phase doit être positionné par rapport à un emplacement physique précis appelé point de référence de l'antenne (ARP, Antenna Reference Point). De plus, il est également important que sa position varie peu en fonction de l'angle d'incidence du signal (même centre de phase pour tous les satellites). Un centre de phase est associé à une loi de phase. On peut donc choisir arbitrairement n'importe quel point comme centre de phase, pourvu qu'on tienne compte de sa loi de phase associée.

Ces critères de conception jouent un rôle important dans le coût final de l'antenne sa forme (Figure 23). Ainsi les antennes peuvent être de forme et de tailles variables selon les précisions requises et les contraintes d'utilisation. Par exemple, les antennes utilisées dans les appareils mobiles, sont appelés « antennes patch » car elles prennent la forme d'une ligne micro-ruban. Peu coûteuses, elles sont également petites et légères et offrent donc un excellent facteur de forme. Cependant, contrairement aux antennes de forme spirales ou hélicoïdales, les antennes patch ne sont pas naturellement RHCP. Il est donc nécessaire de les polariser artificiellement. Cette opération affecte les caractéristiques de l'antenne, notamment la précision et la stabilité du centre de phase.

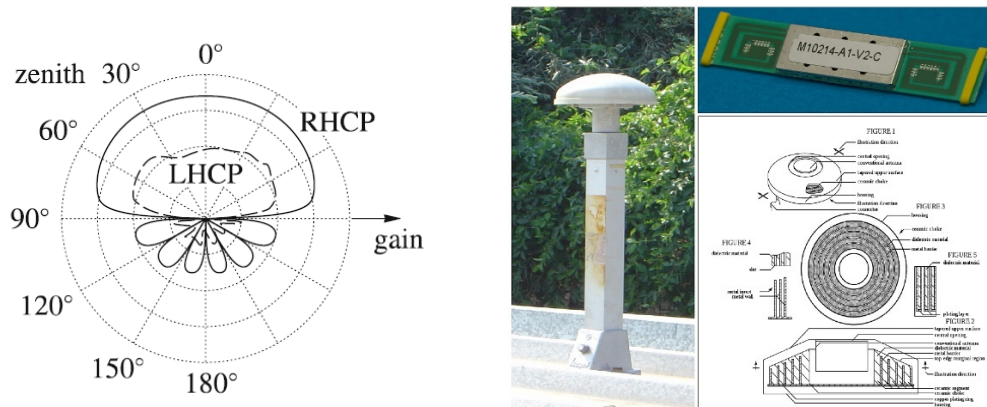


Figure 23. À gauche, diagramme de rayonnement d'antenne. Source : [33]. À droite, exemples d'antennes GNSS de formes différentes, radôme, « patch » et choke-ring. Source : ESA.

3.2. Front-end

Une fois que l'antenne a intercepté le signal RHCP d'un satellite, ce dernier est transmis au « front-end » du récepteur dont le rôle est de conditionner le signal afin de le préparer pour le traitement en bande de base (Figure 24). Les signaux GNSS reçus par l'antenne sont de faible puissance et les câbles et autres éléments du récepteur génèrent également du bruit qui altère les signaux. La première opération effectuée par le front-end consiste donc à filtrer et amplifier le signal reçu via un amplificateur faible bruit (LNA, Low Noise Amplifier). Son but est d'amplifier la puissance du signal tout en maintenant un faible facteur de bruit et en rejetant les éventuelles interférences. Pour ce dernier traitement, un filtre passe-bande peut également être placé avant l'amplificateur. Le signal RF est ensuite converti en un signal de fréquence intermédiaire permettant de fixer la fréquence des filtres qui seront par la suite appliqués sur le signal (Figure 24). Cette étape, appelée conversion descendante (« down-conversion »), est généralement réalisée par détection hétérodyne. Il s'agit d'une méthode de traitement qui repose sur la multiplication d'un signal RF, par un signal formé par un oscillateur local (LO) combiné à un synthétiseur de fréquence. Ainsi, le spectre du signal résultant est transposé à une fréquence plus basse ce qui facilite sa conversion numérique et sa démodulation. Une autre approche, appelée échantillonnage direct, consiste à échantillonner directement le signal au niveau RF. Bien qu'elle permette d'éliminer les erreurs introduites par l'oscillateur local, elle nécessite cependant du matériel capable de fonctionner en RF (à des fréquences de l'ordre de 1,2 à 1,6 GHz) peu adapté pour les applications du marché de masse en raison des coûts de conception. Enfin, le signal analogique est numérisé via un convertisseur analogique-numérique, en réel lorsqu'on utilise le signal IF, ou en complexe I&Q lorsqu'on numérise le signal en bande de base. Le taux d'échantillonnage est généralement de 2 à 20 fois celui du code PRN transmis. La fréquence d'échantillonnage doit être choisie avec soin. Pour les signaux GPS L1C par exemple, elle ne doit pas être un multiple de 1,023 MHz. De plus, dans le cas où l'on utilise le signal IF, elle doit être au moins du double de la fréquence maximale de la bande passante du front-end pour satisfaire le critère de Nyquist.

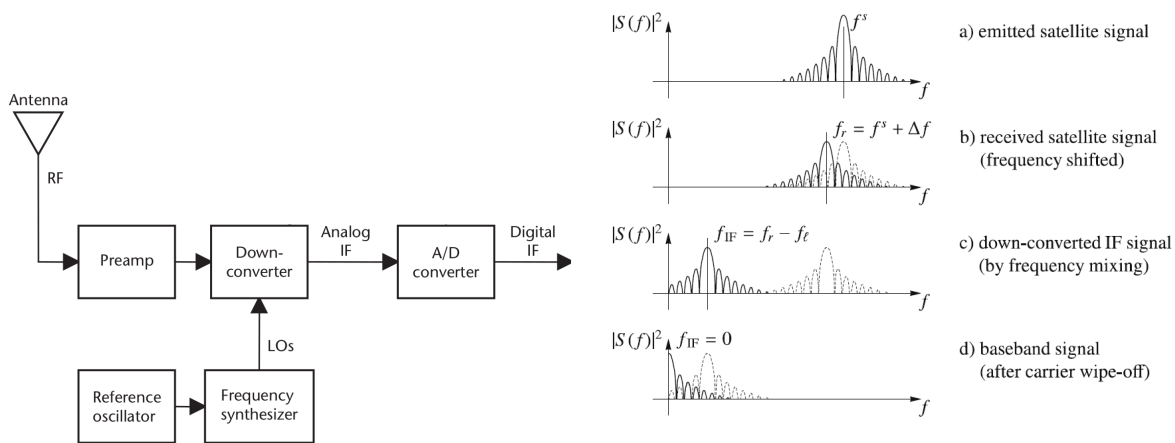


Figure 24. À gauche, schéma fonctionnel du front-end chargé de conditionner le signal GNS S collecté. Source : [32]. À droite, étapes du traitement réalisé par le convertisseur du front-end sur le spectre du signal. Source : [33][33].

3.3. Traitement en bande de base

Une fois le signal conditionné et numérisé, le récepteur effectue un traitement en bande de base afin de produire les observables qui sont les mesures de pseudo-distances de code, de phase de porteuse, ainsi que les informations de navigation. D'autres données peuvent également être fournies selon la configuration du récepteur (fréquence Doppler, rapport C/N0, etc...). Dans l'architecture classique d'un récepteur GNSS, le traitement en bande de base est séparé en canaux numériques indépendants qui détectent et suivent le signal de chaque satellite (Figure 25). Les fonctions d'un canal du bloc de traitement en bande de base peuvent être décrites synthétiquement par une phase d'acquisition et une phase de poursuite.

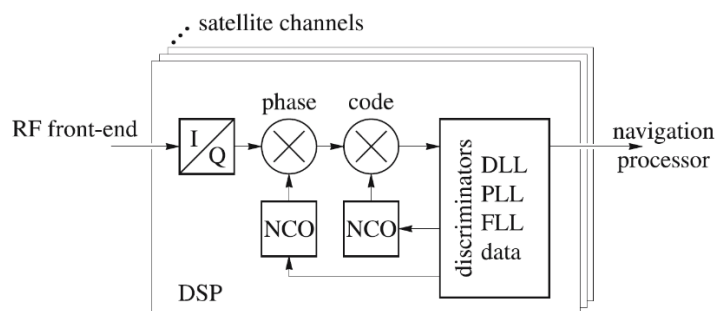


Figure 25. Schéma fonctionnel générique du traitement en bande de base réalisé par un récepteur GNSS. Source : [33].

3.3.1. Acquisition

Dans la phase d'acquisition, des oscillateurs contrôlés par entrée numérique (NCO) génèrent des répliques de code et de phase de porteuse du signal d'entrée (Figure 26). Lorsque l'acquisition se fait « à froid », c'est-à-dire sans aucune détermination du décalage en fréquence et de temps lié à la propagation du signal, il est nécessaire d'estimer ces valeurs. Pour cela, un balayage en deux dimensions est réalisé afin de tester différentes valeurs de fréquences de porteuse et de décalage de code. Du fait des propriétés des codes utilisés dans les signaux GNSS, une corrélation maximale n'est atteinte que lorsque le bon décalage de code et de fréquence est trouvé. Cette opération peut nécessiter un temps de calcul important lorsque la plage de recherche est étendue puisqu'il faut la répéter pour chaque satellite. Par exemple, pour le signal L1C (longueur de code de 1023 chips), avec une corrélation tous les $\frac{1}{2}$ chip, en utilisant un temps d'intégration de 1 ms et une plage de recherche de $\pm 4,2$ kHz avec un pas de 500 Hz, on peut dénombrer $\frac{2 \times 4200}{500} \times \frac{10230}{1/2} = 343\,728$ combinaisons. Pour diminuer le temps de recherche, le récepteur peut stocker en mémoire la configuration de la précédente réception, ce qui réduit la plage de recherche. Pour une acquisition « aidée », il est nécessaire de connaître l'almanach de la constellation, la position approximative du récepteur (à quelques 100 km près) et le décalage Doppler approximatif de l'horloge du récepteur. Pour une acquisition « à chaud », il faut connaître une position précise à quelques kilomètres et l'horloge à quelques microsecondes. Comme l'horloge du récepteur peut dériver vite, on ne peut réaliser une acquisition à chaud que peu de temps après la dernière estimation PVT valide, ainsi on parle plutôt en général d'une « ré-acquisition à chaud ».

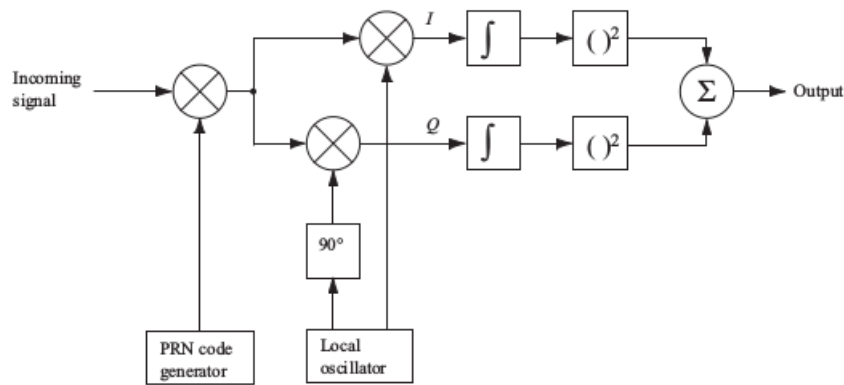


Figure 26. Schéma fonctionnel de l'étape d'acquisition classique réalisée par un récepteur GNSS. Source : [34].

Pour améliorer la vitesse d'acquisition, certains récepteurs utilisent un algorithme particulier appelé PCPS (Parallel Code-Phase Search Acquisition). Son intérêt est d'améliorer le temps d'exécution au prix d'une complexité de calcul plus importante. Le signal complexe formé du signal reçu est multiplié par la réplique de porteuse puis transformé dans le domaine de Fourier (FFT), avant d'être multiplié par le conjugué de la transformée de Fourier du code pseudo-aléatoire du satellite généré par le récepteur (Figure 27). Le résultat de la multiplication est ensuite ramené dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse (IFFT). La valeur absolue de ce résultat fournit directement une valeur de corrélation dont l'abscisse représente le décalage de code recherché. Ainsi, le nombre de combinaisons est réduit au nombre de fréquences de porteuse à tester, soit 17 combinaisons dans le cas de l'exemple précédent, et le résultat d'acquisition est obtenu en seulement quelques millisecondes.

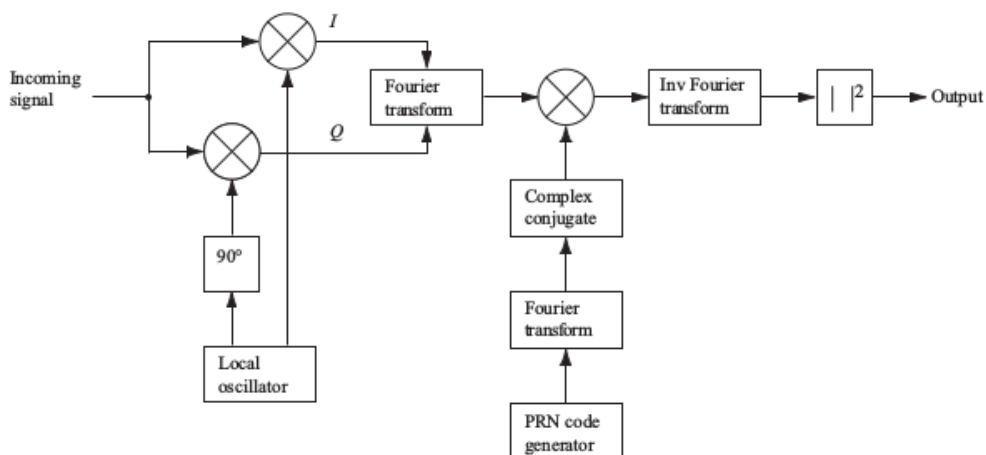


Figure 27. Schéma fonctionnel de l'étape d'acquisition classique réalisée par un récepteur GNSS avec un algorithme PCPS (Parallel Code-Phase Search Acquisition). Source : [34].

3.3.2. Poursuite

Lorsque les estimations du décalage de fréquence et de code sont obtenues, le récepteur passe à la phase de poursuite qui consiste à générer une réplique locale du signal reçu à l'aide de boucles de poursuite dans le but de conserver la synchronisation du récepteur. Un récepteur conventionnel utilise généralement deux boucles de poursuite imbriquées et mutuellement dépendantes, une boucle à verrouillage de phase (PLL, Phase Lock Loop) et une boucle à verrouillage de code (DLL, Delay Lock Loop). Le signal est dupliqué en deux composantes qui sont ensuite multipliées par deux répliques de porteuse décalées de 90° qui forment respectivement la composante en phase (I) et celle en quadrature (Q). Ensuite, le récepteur génère également 3 (ou plus) répliques de code à partir du retard estimé lors de l'acquisition. La première, appelée « Early », est une réplique en avance d'au maximum 1 chip de code par rapport au signal reçu. La seconde, « Prompt », est synchronisée avec le signal reçu. Enfin, la réplique « Late » en retard d'au maximum 1 chip de code. Chacune de ces répliques est multipliée avec les composantes I et Q formant ainsi 6 signaux distincts. Les signaux incidents étant soumis au bruit et à d'autres perturbations, il est plus intéressant d'utiliser la combinaison de plusieurs observations lors de l'étape de corrélation décrite ci-après. Les signaux sont donc intégrés sur une durée égale à une ou plusieurs périodes de chip. Par exemple pour le signal L1 C/A, une période de chip est d'une milliseconde, l'objectif étant d'augmenter la puissance lors la corrélation et réduire le bruit inhérent. Cette opération est appelée « intégration avec RAZ (remise à zéro) ». Les sorties de corrélations sont utilisées par le « discriminateur » pour former la fonction de discrimination propre à chaque boucle.

Pour la boucle à verrouillage de phase, on utilise seulement la réplique de code « Prompt » multipliée par les deux composantes I et Q. Ensuite, après l'intégration, le discriminateur entre en jeu. Son rôle est de fournir une valeur de l'erreur entre la phase du signal reçu et celle générée par le récepteur. La sortie de la fonction de discrimination est filtrée puis envoyée au NCO chargé de générer les répliques de porteuse, fermant ainsi la boucle d'asservissement. Du fait des variations du décalage Doppler lors du passage du satellite, cette opération doit être effectuée en continu. Différents discriminateurs peuvent être implémentés dans la boucle à verrouillage de phase dont le choix est un compromis entre les

performances de la PLL et les ressources matérielles requises. Dans certains récepteurs, la boucle à verrouillage de phase peut être remplacée ou complétée par une boucle à verrouillage de fréquence (FLL, Frequency Lock Loop). Elle est utilisée notamment lors de la transition entre l'acquisition et la poursuite, ou pour effectuer une poursuite plus robuste en conditions de signal dégradé (faible rapport signal sur bruit). En effet, cette dernière est plus robuste que la PLL, notamment vis-à-vis de l'erreur de contrainte dynamique.

Bien que le principe reste le même, la boucle à verrouillage de code utilise les 6 signaux générés. Une fois l'intégration réalisée, les signaux sont corrélés avec celui reçu par le récepteur afin d'obtenir des valeurs d'intercorrélation. Les valeurs de corrélation des trois répliques de code forment le triangle de corrélation (Figure 28). Si la réplique « Prompt » de code n'est pas correctement synchronisée avec le code reçu, les valeurs de puissance des répliques « Early » et « Late » ne sont pas égales. Le discriminateur détermine alors, à partir de la différence des puissances des répliques « Early » et « Late », l'erreur entre la réplique et le code reçu et la transmet au NCO qui génère de nouvelles répliques de plus courte ou plus longue période. À l'inverse, lorsque la réplique « Prompt » est synchronisée avec le signal reçu, la corrélation est maximum et la réplique de code est alors utilisée pour calculer le temps de propagation du signal. Comme pour la boucle à verrouillage de phase, il existe différents discriminateurs pour cette étape, fournissant chacun des charges de calcul plus ou moins importantes au récepteur. Il existe également des implémentations particulières de la boucle à verrouillage de code dans certains récepteurs. Par exemple, les signaux modulés en BOC produisent une ambiguïté dans la fonction de discrimination. Une façon de la résoudre consiste à utiliser plusieurs corrélateurs simultanément pour détecter à coup sûr le maximum de corrélation.

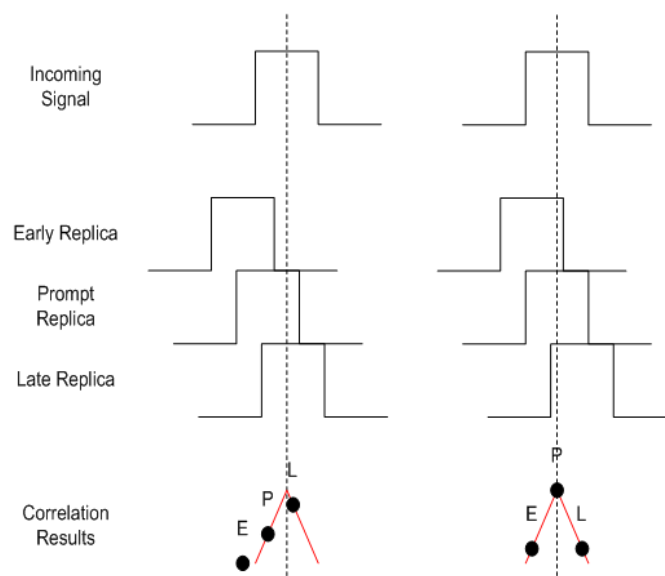


Figure 28. Principe de l'étape de corrélation réalisée avec trois corrélateurs E, P, L. À gauche, le maximum de corrélation n'est pas atteint, la réplique « Prompt » est alors décalée avec un retard différent jusqu'à obtenir un maximum (à droite). Source : [o].

Un bloc appelé détecteur de verrouillage, fonctionne également en parallèle des boucles PLL et DLL, Figure 29. Son rôle est d'utiliser les sorties de corrélation ou d'autres paramètres internes afin de vérifier que les boucles à verrouillage sont bien en train de suivre le signal entrant. Il peut fonctionner sur les différentes boucles à verrouillage en estimant des paramètres du signal suivi. Par exemple pour le détecteur de verrouillage de code, une estimation peut être faite sur la puissance du signal et le rapport de la puissance de la porteuse par rapport au bruit (rapport C/N_0). Si le détecteur estime que le signal n'est plus correctement suivi, la perte de verrouillage est déclarée, et le récepteur peut alors réagir de différentes manières. Si seulement une des boucles a décroché, le récepteur peut décider de redémarrer uniquement celle-ci. À l'inverse, s'il estime que le verrouillage est irrécupérable, il peut repasser le canal entier en mode acquisition. Cette prise de décision est dépendante de la conception du récepteur et de ses contraintes de performances. Il manque encore une étape sur la production des observables de pseudo-distance (code) et phase de porteuse, à savoir la connaissance du retard des répliques générées en fonction du temps récepteur. La plupart des récepteurs réalisent leurs mesures à date commune à tous les GNSS en vue, et régulière dans l'horloge du récepteur. Plus rarement, certains récepteurs réalisent des mesures à date commune en temps GNSS reçu. Il est ensuite nécessaire d'extraire le message de navigation indispensable à la production d'observables. Une démodulation du signal est donc effectuée sur chaque canal, puis le message de navigation est décodé pour en extraire, entre autres, les éphémérides des satellites et ses paramètres d'horloge. Ces informations sont indispensables car, rappelons-le, les balises temporelles du signal, permettant de convertir la mesure du code en pseudo-distance, sont également contenu dans le message de navigation.

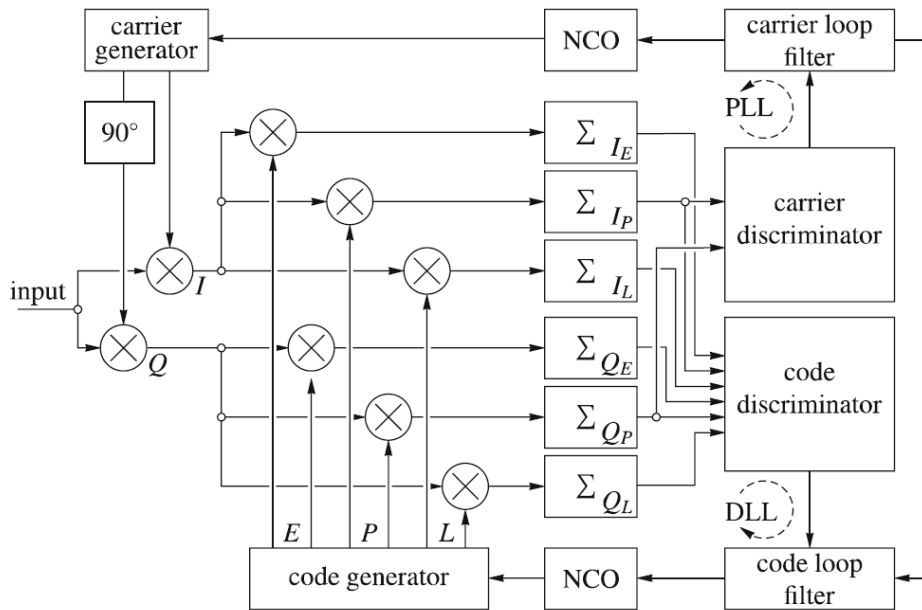


Figure 29. Schéma fonctionnel des boucles de poursuite DLL et PLL imbriquées dans un récepteur GNSS. Source : [33].

3.4. Production d'observables

Le dernier bloc d'un récepteur classique est le bloc de traitement de navigation chargé de remplir trois fonctions principales. La première est d'utiliser le résultat de la démodulation du signal afin de décoder le message de navigation et connaître la position des satellites et leur erreur d'horloge. Ensuite, les mesures de code, de phase et/ou du décalage Doppler permettent de calculer les données PVT. Une dernière étape de ce bloc est de transmettre des informations à un module de gestion des canaux qui décide quel satellite acquérir, et qui détermine les paramètres d'acquisition aidée. Le temps nécessaire au récepteur entre sa mise sous tension et le calcul de la première position est appelé « temps de premier calcul » (TTFF, Time To First Fix). La transmission d'informations aux boucles à verrouillage permet, en cas de redémarrage du récepteur, d'accélérer le TTFF. C'est l'acquisition « aidée » mentionnée dans la [section 3.3.1](#) de ce chapitre. En principe, la détermination des données PVT peut se faire à partir de la mesure de code seule, ou à partir d'une combinaison de deux mesures, la mesure de code et la mesure de phase plus précise. Ces deux mesures sont basées sur la comparaison entre les signaux reçus et les signaux générés par le récepteur. Avec la mesure

de code, la distance entre le satellite et le récepteur est obtenue en observant l'écart entre l'horloge définie par le code local (horloge satellite) et l'horloge du récepteur. Cependant, la présence d'un biais sur les horloges, en particulier l'horloge du récepteur, entraîne une erreur qui doit être corrigée et, pour cette raison, la mesure obtenue est appelée une « pseudo-distance ». Une mesure plus précise peut être obtenue grâce à la mesure de phase. Néanmoins, cette mesure est ambiguë d'un nombre entier de longueurs d'onde qu'il est nécessaire de déterminer. Un récepteur conventionnel utilise généralement une combinaison des deux types de mesure, ce qui le rend plus précis qu'avec le code seul.

3.4.1. Mesure de code

L'observable de base de la mesure GNSS est le temps ΔT de parcours du signal entre le centre de phase de l'antenne du satellite et le centre de phase de l'antenne réceptrice, Figure 30. Au cours de la poursuite, la boucle à verrouillage de code effectue une corrélation entre le code du signal reçu et le code généré par le récepteur. La réplique est décalée jusqu'à obtenir la corrélation maximale. Le décalage entre la réplique du signal (qui correspond au temps d'émission du signal dans l'horloge du satellite) et l'horloge du récepteur est ensuite mesuré et correspond au temps de propagation du signal ΔT plus le biais d'horloge entre satellite et récepteur. En multipliant cette valeur par la vitesse de la lumière c , on obtient une valeur de pseudo-distance $\rho = c\Delta T$ correspondant à une distance apparente entre le satellite et le récepteur. Cette pseudo-distance ne correspond pas à une distance géométrique en raison d'erreurs de synchronisation entre les horloges du récepteur et du satellite, de retards liés à la troposphère et à l'ionosphère, de retards instrumentaux du récepteur et du satellite, des multi-trajets et du bruit thermique. En tenant compte de toutes ces sources d'erreurs, une relation simplifiée pour le calcul de pseudo-distance, entre le satellite j et le récepteur i , est donnée par :

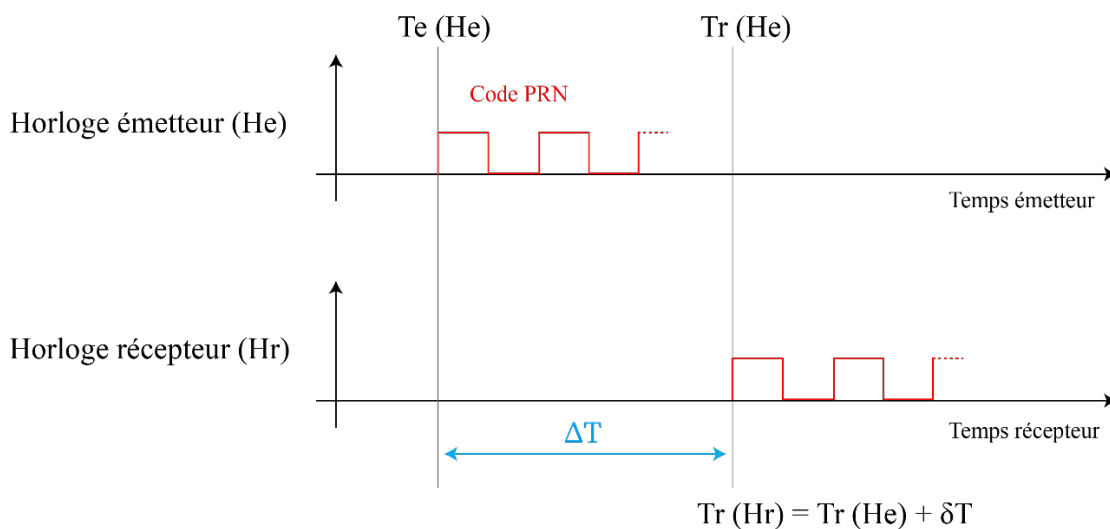
$$\rho_i^j = D_i^j + c(\delta t_i - \delta t^j) + \tau_i^j + \epsilon_i^j \quad (1.1)$$

où

- D_i^j est la distance géométrique entre le satellite j , de coordonnées cartésiennes (x_j, y_j, z_j) , et le récepteur i , de coordonnées cartésiennes (x_i, y_i, z_i) définie comme :

$$D_i^j = \sqrt{[x_i - x_j]^2 + [y_i - y_j]^2 + [z_i - z_j]^2} \quad (1.2)$$

- c est la vitesse de la lumière dans le vide,
- δt_i et δt^j sont respectivement l'erreur d'horloge du récepteur et l'erreur d'horloge du satellite,
- $\tau_i^j(t_r, t_e)$ résulte du cumul des retards de propagation liés à la traversée de l'ionosphère et de la troposphère,
- $\epsilon_i^j(t_r)$ intègre le retard lié à la présence de multi-trajets, les biais instrumentaux et le bruit thermique du récepteur.



$$\text{Pseudo-distance} = c \times [Tr(Hr) - Te(He)] = c\Delta T = \text{distance-vraie} + c \times \delta T$$

$\delta T = Tr(Hr) - Tr(He) = \ll \text{clock offset} \gg$, avance de l'horloge du récepteur par rapport à l'horloge émetteur.

Figure 30. Méthode de détermination du temps de parcours du signal GNSS ΔT via la corrélation entre le code reçu par le récepteur et celui qu'il génère.

3.4.2. Mesure de phase

Une autre méthode pour obtenir une mesure de la distance apparente entre le satellite et le récepteur consiste à effectuer une mesure du déphasage de porteuse entre les signaux reçus et la porteuse synchronisée sur l'horloge du récepteur. La mesure de phase est beaucoup plus

précise que la mesure de code mais elle est ambiguë d'un nombre entier N inconnu de longueur d'onde (λN). Comme pour la mesure de code, la mesure de phase ϕ_i^j entre le satellite j et le récepteur i , est donnée par :

$$\lambda\phi_i^j = D_i^j + c(\delta t_i - \delta t^j) + \lambda N_i^j + \tau_i^j + \varepsilon_i^j \quad (1.3)$$

où λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de la porteuse, N est l'ambiguïté de la mesure correspondant au nombre entier de cycles de porteuse compris entre le satellite et le récepteur, $\varepsilon_i^j(t_r)$ regroupe le retard lié à la présence de multi-trajets, les biais instrumentaux et le bruit thermique du récepteur pour la mesure de phase. En effet, la boucle à verrouillage de phase utilisée lors de la poursuite du signal, permet de mesurer le déphasage entre la réplique et le signal reçu. Néanmoins, seule une partie fractionnaire est estimée. Le nombre entier initial de cycles peut être choisi arbitrairement, avec une ambiguïté initiale à résoudre. En général, on fait en sorte que le nombre entier initial de cycle corresponde à la pseudo-distance mesurée, ainsi l'ambiguïté diffère de seulement quelques cycles en plus ou en moins. Afin d'obtenir une mesure précise de position, il est donc nécessaire de déterminer la partie entière du déphasage. Il existe différentes méthodes permettant de « fixer » cette valeur entière lors de la poursuite du signal. Une fois cette étape réalisée, le récepteur peut à partir de la longueur d'onde du signal incident, incrémenter ou décrémente la valeur d'ambiguïté lors de la phase de poursuite. Cependant, la perte de verrouillage du signal par le récepteur peut causer des sauts et discontinuités qui entraînent une erreur sur la mesure de distance.

3.4.3. Calcul du PVT (Position, Velocity, Time)

À partir de la mesure de pseudo-distance d'au moins quatre satellites, il est possible de déterminer, par multilatération, la position et la hauteur de l'utilisateur avec une précision de l'ordre de quelques mètres. Théoriquement, la méthode de trilatération permet de calculer la position, la vitesse et le temps en utilisant les signaux de trois satellites. Cependant, un quatrième satellite au minimum est nécessaire pour déterminer les valeurs de décalage de l'horloge du récepteur. Dans la pratique, le récepteur utilise le maximum de satellites dont le signal est exploitable et calcule ainsi une solution affinée par exemple en utilisant une méthode des moindres carrés. La précision dépend de nombreux facteurs dont la qualité du

récepteur, le mode de calcul et l'environnement proche du récepteur. Afin d'améliorer ses performances et/ou de garantir un service minimal (notion d'intégrité de la mesure), des méthodes d'augmentation, basées sur un apport supplémentaire de données, ont été mises au point.

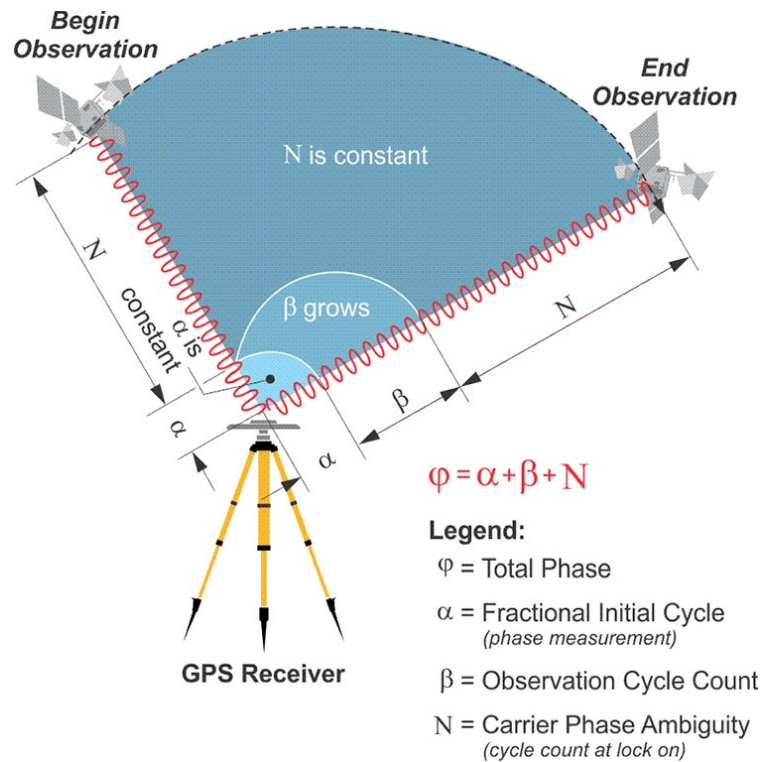


Figure 31. Principe de la mesure de phase GNSS. La phase mesurée est ambiguë d'un nombre entier de cycles, avant le verrouillage du signal, qu'il est nécessaire d'estimer. Une fois verrouillé, le récepteur compte le nombre de cycles et l'incrémente lors du passage du satellite. Source : GPS for Land Surveyors.

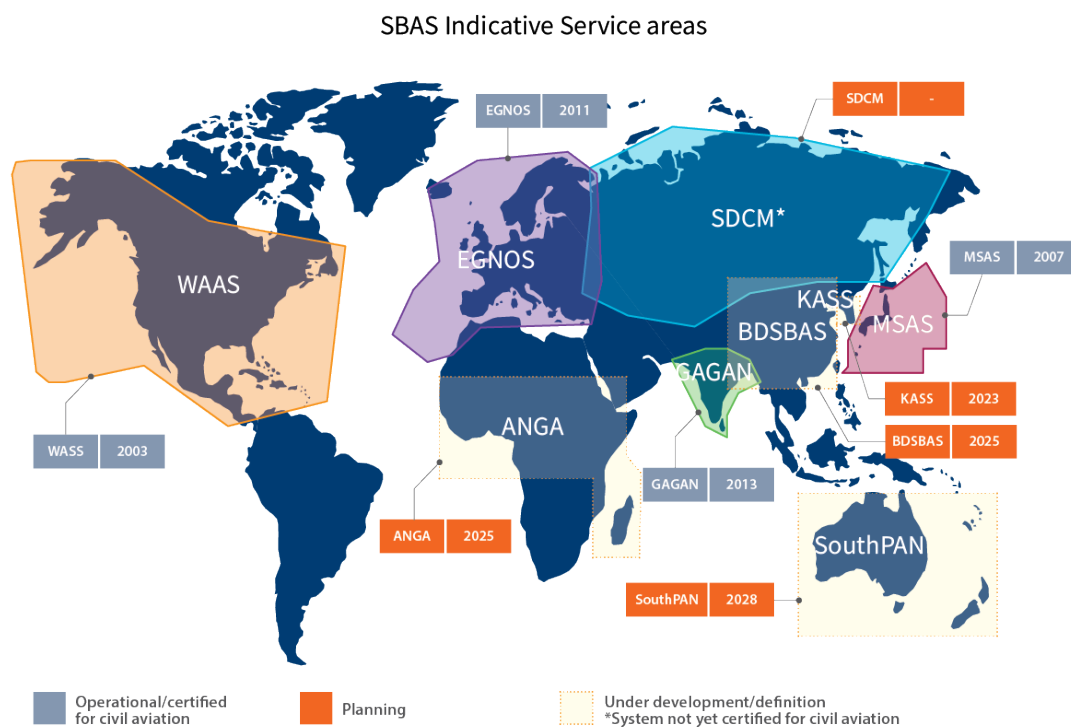
4. Méthodes d'augmentation de la mesure GNSS.

Les sections 2, 3 et 4 de ce chapitre sont essentiellement basées sur les sources [0], [31], [32] et [33].

En plus de l'ambiguïté entière à estimer, d'autres types d'erreurs viennent entacher la mesure de position : les erreurs liées à la désynchronisation entre l'horloge satellite prédite et l'horloge satellite réelle, les erreurs liées à l'imprécision des éphémérides diffusées par les satellites, et les effets liés à la traversée par le signal de l'ionosphère et de la troposphère. Afin de corriger certains effets et ainsi améliorer la précision de la mesure, il existe des méthodes d'augmentation basées sur l'utilisation de plusieurs récepteurs et/ou de plusieurs fréquences simultanément. Certaines solutions utilisent des signaux supplémentaires en provenance de satellites (SBAS), et d'autres de signaux en provenance de stations au sol (GBAS).

4.1. Systèmes d'augmentation par satellite (SBAS) et au sol (GBAS)

Différents systèmes d'augmentation par satellite ont été décrits dans la [section 1.3.4.3](#) de ce chapitre. Ces systèmes fournissent une couverture régionale plus ou moins étendue et permettent de fournir des informations supplémentaires à l'utilisateur via une constellation de satellites géostationnaires (Figure 32). Le SBAS fonctionne sur un réseau de stations au sol qui reçoit les données des satellites GNSS et les transmettent à un centre de traitement qui détermine des indicateurs d'intégrité, de télémétrie ainsi que des corrections. Les données sont ensuite envoyées aux satellites géostationnaires qui les relaient à l'utilisateur. Bien qu'à l'origine les premiers SBAS furent développés pour permettre de vérifier l'intégrité des données GNSS, ils sont ainsi exploités dans différents domaines d'application pour améliorer les mesures de position. Le système Européen EGNOS par exemple, fournit plusieurs types de services : un service ouvert pour tous types d'utilisation et un service dit de « sécurité de la vie » pour les opérations de l'aviation civile. L'implémentation des corrections SBAS est basée sur le principe du GNSS différentiel décrit dans la [section 4.2](#).



The picture depicts available information as of September 2022 and may be subject to changes.

Figure 32. Carte de couverture des systèmes d’augmentation basée sur des satellites (SBAS).
Source : EUSPA.

Les systèmes d’augmentation au sol, ou GBAS, ont également été développés pour l’aviation afin d’améliorer les services GNSS pendant les phases d’approche, d’atterrissage et de décollage. Contrairement au SBAS, ils ont une couverture plus locale, mais sont finalement utilisés de façon analogue et basés sur le principe du GNSS différentiel. L’architecture d’un GBAS, telle que rencontrée aux abords d’un aéroport par exemple, est constituée de plusieurs récepteurs qui collectent les données GNSS, puis les transmettent à une installation au sol chargée de calculer les corrections et les informations d’intégrité. Les données sont ensuite relayées aux avions en approche via une antenne VHF leur permettant d’améliorer la détermination de leur position.

4.2. GNSS différentiel (DGNSS)

Le GNSS différentiel est un type d'augmentation basé sur l'utilisation d'une ou plusieurs stations de référence au sol permettant de diffuser des informations à l'utilisateur, aussi appelé « rover », pour améliorer la précision du positionnement. Le principe du DGNSS est basé sur le fait qu'en des points voisins, les effets des erreurs de mesure sont très semblables. Le positionnement différentiel peut être effectué sur la mesure de code ou de phase, en temps réel ou en temps différé, et avec des éphémérides radiodiffusées ou recalculées. La version la plus élaborée du DGNSS est basée sur un calcul en simple, doubles ou triples différences de la mesure de phase du rover et des stations de références. En reprenant l'équation (1.3) de mesure de phase pour deux récepteurs i et k observant le même satellite j , la différence entre les mesures réalisées par les récepteurs est donnée par

$$\lambda\Delta[\phi_{i,k}^j] = \Delta[D_{i,k}^j] + c\Delta[\delta t_{i,k}] + \lambda \cdot \Delta[N_{i,k}^j] + \Delta[\tau_{i,k}^j] + \varepsilon_{i,k} \quad (1.4)$$

Ainsi la combinaison des mesures permet d'éliminer, pour une époque donnée, l'erreur d'horloge du satellite (δt^j) et si les récepteurs sont suffisamment proches, de réduire les erreurs d'orbites et de propagation du signal dans l'atmosphère. En considérant maintenant un second satellite l , observés par les récepteurs i et k en même temps que le satellite j , la différence s'exprime par :

$$\lambda\Delta\{\Delta[\phi_{i,k}^j]\} = \Delta\{\Delta[D_{i,k}^j]\} + \lambda \cdot \Delta\{\Delta[N_{i,k}^j]\} + \Delta\{\Delta[\tau_{i,k}^j]\} + \varepsilon_{i,k} \quad (1.5)$$

Cette formulation, appelée double différence, permet cette fois de supprimer les erreurs d'horloges des récepteurs. Dans les deux cas, en simple et double différences, les ambiguïtés conservent leur caractère entier. Si la station de référence i est fixe et de coordonnées connues, la linéarisation de l'équation (1.5) autour d'une position approchée du rover k permet de déterminer la position de k par rapport à i par moindres carrés. Enfin, la différenciation peut également être réalisée une nouvelle fois en considérant des époques successives, c'est la formulation des triples différences. Cette dernière permet d'éliminer les ambiguïtés entières inconnues. Comme mentionné précédemment, le calcul différentiel peut être effectué en temps différé. L'analyse des observations GNSS et le calcul des corrections est effectué en post-traitement après l'acquisition PPK (Post Processing Kinematic). Le calcul peut aussi être effectué en temps réel, dans le cas où la station de référence est équipée d'un émetteur radio qui transmet ses mesures de phase et sa position au rover (Figure 33). Cette

méthode est dite cinématique en temps réel (RTK, Real Time Kinematic). Un temps d'initialisation peut être nécessaire pour résoudre les ambiguïtés entières à l'aide d'algorithmes de résolution rapide. Cette méthode permet d'atteindre des précisions centimétriques sur la position relative du rover. Des évolutions de la méthode RTK sont apparues telle que la résolution cinématique en temps réel en réseau (NRTK, Network Real Time Kinematic) grâce au développement des réseaux GNSS permanents. Au lieu d'utiliser les observations mesurées en une seule station fixe, on utilise un réseau de stations GNSS de coordonnées connues. La méthode est semblable au RTK simple excepté que les lignes de bases sont plus longues, ce qui nécessite par l'utilisation d'un nombre plus important de stations fixes.

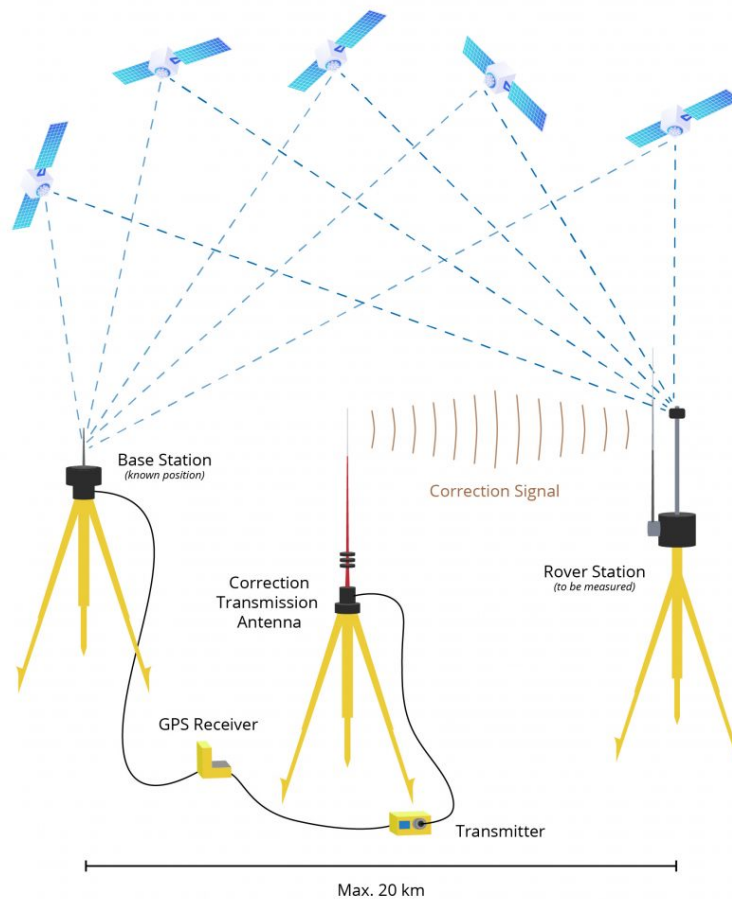


Figure 33. Illustration du principe de positionnement GNSS cinématique en temps-réel (RTK). Source : Talysman.

4.3. Positionnement Ponctuel Précis (PPP)

Le positionnement ponctuel précis est une autre approche permettant d'améliorer le positionnement d'un récepteur GNSS. Son avantage par rapport aux méthodes de DGNSS est de ne pas nécessiter d'observations simultanées de plusieurs stations. Un positionnement absolu est réalisé en temps différé sur les mesures de phase et de code, en utilisant des orbites et des corrections d'horloge satellite précises déterminées par des centres d'analyse GNSS (Figure 34). Les seuls paramètres estimés sont alors les paramètres propres à la station tels que les erreurs d'horloge ou le retard induit par la troposphère. Cette méthode fournit généralement des résultats similaires à la mesure RTK sans nécessiter le déploiement d'une station proche permettant de faciliter la logistique opérationnelle. Cependant, la précision du positionnement est fortement dépendante des conditions d'acquisitions (nombre de satellite en vue, temps d'acquisition suffisamment long, etc.), mais également de la précision des orbites utilisées. Différentes sources d'erreurs habituellement éliminées lors du traitement différentiel sont alors conservées. Des méthodes ont ainsi été développées pour pallier ces limitations. Par exemple, l'utilisation d'un récepteur multifréquence permet d'effectuer des combinaisons de mesure pour corriger les effets ionosphériques, des algorithmes de résolution des ambiguïtés entières sont utilisés, ou encore des estimations précises de paramètres environnementaux affectant le récepteur (retard troposphériques, marées, rotation terrestre, etc...) et de corrections d'horloges satellites. De nos jours, le PPP permet d'atteindre des précisions équivalentes à la résolution RTK, et des implémentations en temps réel (RT-PPP) ont fait leur apparition grâce à l'augmentation des capacités de calculs permettant la transmission en temps réel de données précises.

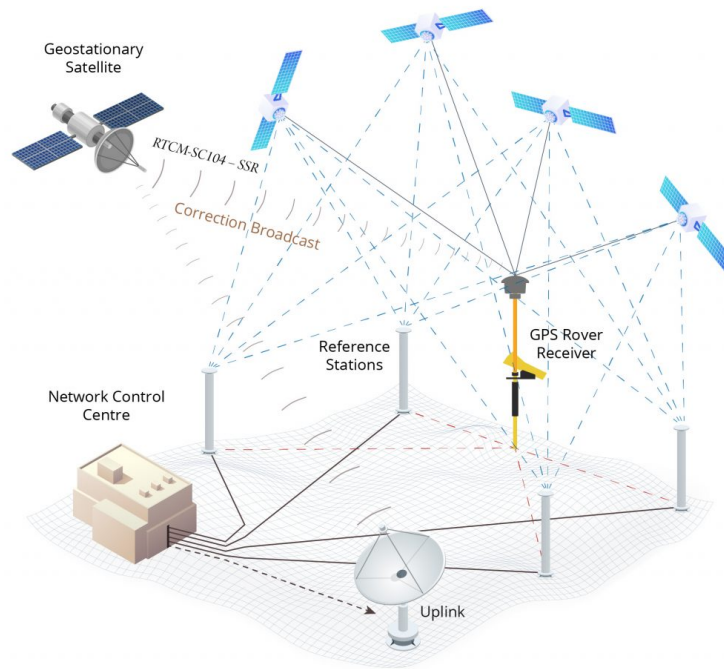


Figure 34. Illustration du principe de positionnement GNSS ponctuel précis. Source : Tallysman.

5. Bibliographie

- [16] C. Latham et A. Stobbs, “Radar: a wartime miracle”, 1st pbk. ed. Phoenix Mill: Sutton Pub., 1997.
- [17] W. F. Blanchard, “Air Navigation Systems Chapter 4. Hyperbolic Airborne Radio Navigation Aids – A Navigator’s View of their History and Development”, *J. Navigation*, vol. 44, n° 3, p. 285-315, Sept. 1991, doi : 10.1017/S0373463300010092.
- [18] Résumé technique du Laboratoire de Physique Appliquée (LPA) de l'Université Johns Hopkins, “The Legacy Of Transit” », vol. 19, n° 1, Janv. - Mar. 1998.
- [19] Grumman Aerospace Corporation, “System 621B User Equipment Definition and Experiments Program. Final Report”, vol. 1 – résumé exécutif, avr. 1973.
- [20] R. H. Nichols, “Geodetic Secor Satellite”, Defense Technical Information Center, Fort Belvoir, VA, Juin 1974, doi : 10.21236/ADA002625.
- [21] G. Seeber, “Satellite Geodesy”, ed. Walter de Gruyter, 2003, doi : 10.1515/9783110200089.
- [22] R.L. Beard, J.A. Murray, & J.D. White, “GPS Clock Technology and the Navy PTTI Programs at the U.S. Naval Research Laboratory”, Dec. 1986.
- [23] O. Wilkes, N. P. Gleditsch, et I. Botnen, “Loran-C and Omega: a study of the military importance of radio navigation aids”, PRIO monograph, n° 17, Norwegian University Press, Distributed world-wide excluding Scandinavia by Oxford University Press, 1987.
- [24] C. Alexandrow, “The story of GPS,” DARPA: 50 Years of Bridging the Gap, Oct. 2016.
- [25] B. W. Parkinson, T. Stansell, R. Beard, et K. Gromov, “A History of Satellite Navigation”, *Navigation*, vol. 42, n° 1, p. 109-164, mars 1995, doi: 10.1002/j.2161-4296.1995.tb02333.x.
- [26] Organisation De L'aviation Civile Internationale (ICAO), “Destruction of Korean Air Lines Flight 007 on 31 August 1983 – Investigation Report”, Ref. LE 4/19.4 - 93/68, 1993.
- [27] N. Vnoukova, “The Start Of Glonass”, ISS Reshetnev journal, Oct. 2007.
- [28] B. Harvey, “The rebirth of the Russian space program: 50 years after Sputnik, new frontiers”, 1st ed. New York: Springer, 2007.

- [29] Commission of the European Communities, “Towards a Trans-European Positioning and Navigation Network”, Communication From The Commission To The Council And The European Parliament, janv. 1998.
- [30] D. Flament et J. Ventura-Traveset, “EGNOS: the European geostationary navigation overlay system a corner stone of Galileo”, in ESA SP (Print), no. 1303. Noordwijk: ESA publications division, ESTEC, 2006.
- [31] A. Leick, L. Rapoport, et D. Tatarnikov, GPS satellite surveying, Fourth edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2015.
- [32] E. D. Kaplan et C. Hegarty, Éd., Understanding GPS/GNSS: principles and applications, Third edition. in GNSS Technology and Applications Series. Boston; London: Artech House, 2017.
- [33] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, et E. Wasle, GNSS--global navigation satellite systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more. Wien; New York: Springer, 2008.
- [34] K. Borre, “A software-defined GPS and Galileo receiver: a single-frequency approach.”, in Applied and numerical harmonic analysis, Boston: Birkhauser, 2007.

6. Webographie

[a] <http://www.jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

Site web de Jerry Proc, ingénieur en technologie du génie électronique et radioamateur passionné par les équipements de radio militaire. Il s'agit d'une véritable encyclopédie sur le développement des méthodes de navigations et de communications militaires. Site web consulté le 20/09/2023.

[b] <https://nssdc.gsfc.nasa.gov/nmc/spacecraft/display.action?id=1964-001C>

Site web des archives coordonnées des données sur les sciences spatiales de la NASA. Site web consulté le 20/09/2023.

[c] https://clintonwhitehouse3.archives.gov/WH/EOP/OSTP/html/0053_2.html

Site web archive de la Maison Blanche du président Bill Clinton sur la "Déclaration du président concernant la décision des Etats-Unis de cesser de dégrader la précision du système mondial de positionnement". Déclaration faite le 1^{er} Mai 2000. Site web consulté le 20/09/2023.

[d] <https://georgewbush-whitehouse.archives.gov/news/releases/2007/09/20070918-2.html>

Site web archive de la Maison Blanche du président George W. Bush sur le retrait de la « disponibilité sélective » sur les futurs satellites GPS III. Déclaration faite le 18 Septembre 2007. Site web consulté le 20/09/2023.

[e] <http://www.astronautix.com/t/tsiklonsatellite.html>

Site web "Encyclopedia Astronautica" de Mark Wade fondé en 1994. Passionné par la conquête spatiale, ce site web regroupe de nombreuses informations et photographies sur le sujet. Son travail a été récompensé par la Société d'Astronomie Américaine (AAS). Le site est maintenant gelé pour consultation uniquement. Site web consulté le 20/09/2023.

[f] https://glonass-iac.ru/en/about_glonass/

Site web dédié au système GLONASS porté par l'agence spatiale russe Roscosmos. Site web consulté le 20/09/2023.

[g] https://space.skyrocket.de/doc_sdat/zaliv.htm

Site web de Gunter's Space Page fondé en 1996 par Gunter Krebs. Ce site tenu par un passionné de la conquête spatiale référence les caractéristiques des fusées, lanceurs, satellites et astronautes par nation. Site web consulté le 20/09/2023.

[h] <http://www.astronautix.com/p/parus.html>

Site web "Encyclopedia Astronautica" de Mark Wade fondé en 1994. Passionné par la conquête spatiale, ce site web regroupe de nombreuses informations et photographies sur le sujet. Son travail a été récompensé par la Société d'Astronomie Américaine (AAS). Le site est maintenant gelé pour consultation uniquement. Site web consulté le 20/09/2023.

[i] https://space.skyrocket.de/doc_sdat/parus.htm

Site web de Gunter's Space Page fondé en 1996 par Gunter Krebs. Ce site tenu par un passionné de la conquête spatiale référence les caractéristiques des fusées, lanceurs, satellites et astronautes par nation. Site web consulté le 20/09/2023.

[j] https://www.esa.int/Applications/Navigation/Galileo/First_Galileo_Launch/First_Galileo_signals_transmitted_by_GIOVE-A

Site web de l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Cet article annonça la réception des premiers signaux émis par le satellite de validation GIOVE-A. Site web consulté le 20/09/2023.

[k] <https://www.eoportal.org/satellite-missions/cnss#launch>

eoPortal est un site web soutenu par l'ESA portant sur les activités spatiales pour l'observation de la terre. Il regroupe de nombreux articles du Dr. Herbert Kramer et décrit les missions menées par les agences spatiales mondiales. Site web consulté le 20/09/2023.

[l] <https://www.cospas-sarsat.int/fr>

Site web officiel du système international de recherche et sauvetage par satellite (COSPAS-SARSAT). Site web consulté le 20/09/2023.

[m] <https://www.eoportal.org/satellite-missions/irnss>

eoPortal est un site web soutenu par l'ESA portant sur les activités spatiales pour l'observation de la terre. Il regroupe de nombreux articles du Dr. Herbert Kramer et décrit les missions menées par les agences spatiales mondiales. Site web consulté le 20/09/2023.

[n] <https://www.eoportal.org/satellite-missions/qzss>

eoPortal est un site web soutenu par l'ESA portant sur les activités spatiales pour l'observation de la terre. Il regroupe de nombreux articles du Dr. Herbert Kramer et décrit les missions menées par les agences spatiales mondiales. Site web consulté le 20/09/2023.

[o] https://gssc.esa.int/navipedia/index.php/Main_Page

Le site web Navipedia est une initiative de l'Agence spatiale européenne visant à devenir la référence en matière de connaissances générales sur les systèmes mondiaux de navigation par satellite. Elle est conçue comme une encyclopédie GNSS collaborative ayant pour objectif de favoriser le transfert de connaissances dans le domaine du GNSS et adopte le concept de produits Media-wiki. Cependant, un processus robuste de gestion et de contrôle du contenu garantit la qualité, la fiabilité et la cohérence nécessaires des informations GNSS stockées. Site web consulté le 20/09/2023.

Chapitre II

La réflectométrie : une utilisation opportuniste du GNSS ; principes et applications

1. Réflexion des signaux GNSS

Les systèmes GNSS utilisés pour le positionnement sont soumis à des perturbations liées à l'environnement dans lequel sont réalisées les mesures. Ainsi, la présence d'obstacles naturels (arbres, montagnes, etc...) ou artificiels (constructions) sur le trajet d'un signal électromagnétique en provenance d'un satellite peut conduire, selon la nature de l'obstacle, à sa réflexion. Parfois, le signal capté par un récepteur au sol est la somme du signal direct et de plusieurs signaux ayant préalablement subi plusieurs réflexions avant d'être collecté. Le signal réfléchi est bruité et atténué et son temps de propagation s'en trouve allongé. Ces signaux sont appelés multi-trajets. Dans le cadre de l'utilisation classique des méthodes GNSS, la présence de multi-trajets entraîne une erreur dans la mesure de position qu'il est nécessaire de compenser. À l'inverse, la réflectométrie GNSS tire profit de manière opportuniste des multi-trajets pour mesurer certaines propriétés physiques de la surface de réflexion. En effet, l'amplitude et la durée de propagation des signaux réfléchis dépendent de la nature et les propriétés géophysiques de la surface de réflexion. Ainsi, le but de ce chapitre est d'expliquer le phénomène de réflexion d'un signal GNSS et l'influence des propriétés physiques de la surface de réflexion, puis de présenter les différentes méthodes pour mesurer les propriétés du signal réfléchi.

1.1. Les multi-trajets

Les multi-trajets apparaissent lorsque le signal d'un satellite GNSS arrive au récepteur après réflexion sur une surface environnante (Figure 35). Dans ce cas, les mesures de pseudo-distance et de phase réalisées par le récepteur (cf. [Chapitre I section 3.4](#)) sont biaisées puisque résultant de la combinaison de plusieurs signaux ayant des temps de propagation différents. En théorie, la contribution du multi-trajet sur la mesure de phase est inférieure à un cycle, soit une longueur d'onde (~19 cm pour GPS L1 C/A). Néanmoins, elle perturbe la résolution de l'ambiguïté entière, ce qui peut entraîner des erreurs plus importantes. Sur la mesure de code fortement dépendante de la durée de propagation, l'erreur peut atteindre jusqu'à plusieurs dizaines de mètres selon la distance du point de réflexion, la puissance du signal réfléchi, le type de code utilisé, et les techniques de réception mises en œuvre. Dans les applications de

positionnement géodésique, différentes méthodes sont utilisées pour réduire l'impact des multi-trajets et ainsi améliorer la précision. La plus évidente consiste à positionner l'antenne dans une zone dégagée où les surfaces de réflexion possibles sont éloignées, minimisant ainsi le risque de collecter des signaux réfléchis.

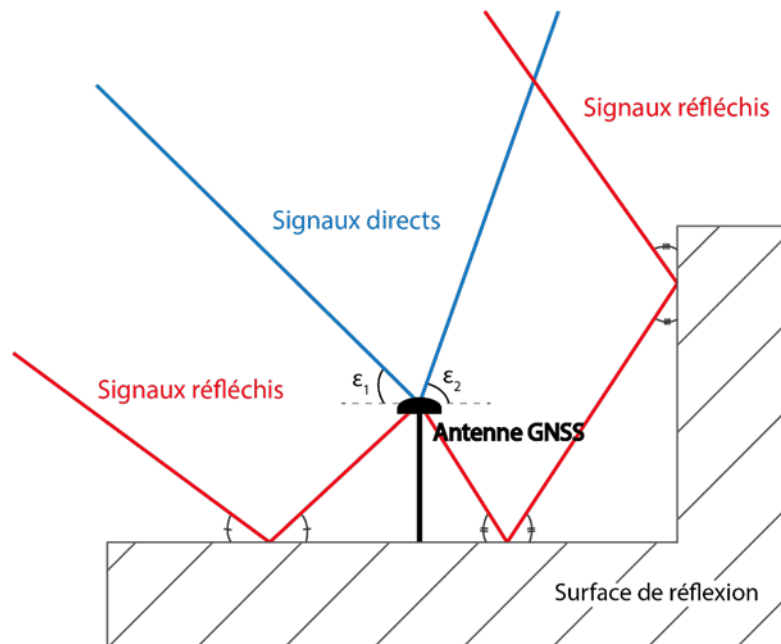


Figure 35. Illustration de la réflexion des signaux GNSS sur une surface de réflexion proche de l'antenne de réception.

La conception des antennes GNSS peut également limiter l'influence des multi-trajets. Ainsi, la majorité des antennes géodésiques sont équipées d'un plan absorbant dans leur partie inférieure. Elles peuvent également être de type « choke-rings » (Figure 36), c'est-à-dire présenter une succession de cylindres concentriques. Les deux dispositifs ont pour but de filtrer les signaux de faibles incidences, parmi lesquels figure une majorité de signaux réfléchis. Outre la constitution physique des antennes, il est possible d'opérer une réduction des multi-trajets par traitement du signal. Certaines méthodes traitent directement les observations au niveau du récepteur en filtrant les signaux de basses incidences. En temps différé, il est également possible de supprimer les multi-trajets dont la signature est caractéristique. Enfin, les acquisitions longues autorisent un moyennage sur un nombre d'époques important, qui entraîne naturellement une atténuation de l'effet des multi-trajets.



Figure 36. Antenne de type choke-ring NovAtel GNSS750. Source : NovAtel.

1.2. Réflexion spéculaire et diffuse

On distingue deux composantes de la réflexion des signaux en provenance des satellites GNSS. La première, appelée composante spéculaire, ou cohérente, se produit lorsque la surface de réflexion est parfaitement plane. Idéalement, l'énergie du rayon incident est totalement transmise au rayon réfléchi et la loi de la réflexion de Snell-Descartes peut donc s'appliquer. On parle alors de réflexion miroir. En pratique, une partie de cette énergie est absorbée, diffusée ou réfractée au niveau de la surface de réflexion. La réflexion spéculaire ne peut donc se produire qu'avec certaines interfaces tels que les matériaux parfaitement opaques ou transparents. De plus, elle dépend de la rugosité de la surface. Ainsi une interface est considérée parfaitement réfléchissante lorsque les défauts de sa surface sont de dimension inférieure à la longueur d'onde du signal incident. Dans la nature, il est rare de rencontrer ce genre de réflexion. Par conséquent, pour les signaux GNSS, une réflexion spéculaire ne se produit presque qu'exclusivement sur les surfaces d'eau calmes. La seconde composante de la réflexion est appelée composante diffuse, ou incohérente. À l'inverse de la réflexion spéculaire, elle se produit lorsque la surface de réflexion n'est pas parfaitement plane et présente une rugosité de surface importante. Lors d'une réflexion diffuse, le signal est réfléchi dans un grand nombre de directions et l'énergie du rayon incident est redistribuée parmi les rayons réfléchis.

Les deux types de réflexion peuvent être décrits selon les principes de l'optique géométrique et de l'optique physique (Figure 37). En optique géométrique, la réflexion spéculaire est simplement modélisée par un rayon incident se réfléchissant en un point (point

spéculaire) et donnant naissance à un rayon réfléchi unique. La réflexion obéit à la loi de Snell-Descartes stipulant que l'angle d'incidence et l'angle de réflexion sont égaux. Pour la réflexion diffuse, la rugosité de la surface de réflexion peut être modélisée par une multitude de petites facettes sur lesquelles se produisent des réflexions spéculaires. On définit ainsi la surface de scintillement comme la zone où il est possible d'avoir des facettes correctement orientées, afin que le signal puisse être capté par le récepteur, selon un certain seuil de probabilité. En optique ondulatoire, la réflexion spéculaire est décrite selon le principe de Huygens-Fresnel. Chaque point du front d'onde agit comme source secondaire d'une onde sphérique. Ainsi, dans le cas où le signal incident est une onde plane, le signal réfléchi est formé d'une nouvelle onde plane, d'incidence égale et d'azimut opposé, dont l'énergie provient de la contribution de chacune des sources secondaires situées dans une zone autour du point spéculaire. Cette zone est appelée surface de Fresnel. La $n^{\text{ième}}$ surface de Fresnel est définie comme la zone sur la surface de réflexion entraînant un déphasage égal à n fois la demi-longueur d'onde du signal incident. Ainsi la première surface de Fresnel peut être représentée par une ellipse centrée sur le point spéculaire de réflexion dont le demi-grand axe r_a et le demi-petit axe r_b s'expriment respectivement par :

$$r_b = \sqrt{\frac{\lambda h}{\sin \theta} + \frac{\lambda^2}{2 \sin^2 \theta}} \quad \text{et} \quad r_a = \frac{r_b}{\sin \theta} \quad (2.1)$$

où λ désigne la longueur d'onde, h est la hauteur de l'antenne et θ est l'angle d'incidence du signal en provenance du satellite.

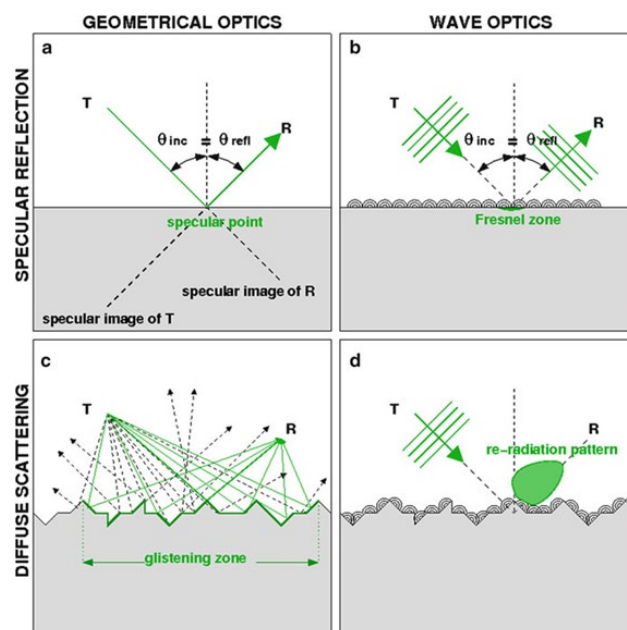


Figure 37. Réflexion des signaux électromagnétiques selon les principes d'optique géométrique et d'optique ondulatoire. En haut, on tient compte d'une réflexion spéculaire, et en bas d'une réflexion diffuse sur la zone de scintillement. Source : [35].

Pour la réflexion diffuse, la réflexion est régie par le même principe. Tout point de chaque facette sur laquelle se produit une réflexion, agit comme source secondaire d'une onde sphérique. Le signal réfléchi reçu après une réflexion diffuse est donc la somme des contributions individuelles des ondes sphériques secondaires, chacune introduisant un déphasage différent. Une surface plane se distingue d'une surface rugueuse selon le critère de Rayleigh. Ce critère stipule qu'une surface peut être considérée plane dès lors que sa rugosité σ_{RMS} satisfait l'inégalité suivante :

$$\sigma_{RMS} < \frac{\lambda}{8 \sin \theta} \quad (2.2)$$

où λ est la longueur d'onde du signal et θ est l'angle d'élévation du satellite. La rugosité σ_{RMS} correspond à la moyenne de l'écart géométrique de la surface topographique par rapport à la ligne moyenne de rugosité. Ce critère est équivalent à ce que la différence de phase entre chaque facette soit inférieure à $\frac{\pi}{2}$ radian. Il est possible d'appliquer un critère plus restrictif en remplaçant le facteur 8 dans l'équation (2.2) par 16 ou 32. La différence maximale de phase entre chaque facette est alors de $\frac{\pi}{4}$ ou $\frac{\pi}{8}$, respectivement. Il est important de souligner ici que la rugosité n'est pas une grandeur intrinsèque de la surface. Elle dépend des caractéristiques du rayonnement. Ainsi, la même surface peut être jugée lisse à une fréquence et un angle donnés, et rugueuse pour une fréquence et un angle différents.

En réflectométrie GNSS, le signal réfléchi reçu est constitué à la fois d'une composante cohérente et d'une composante incohérente en fonction de la rugosité de la surface de réflexion. Afin de réaliser des mesures altimétriques par mesure de phase de porteuse, il est indispensable que la phase du signal soit correctement déterminée. Ainsi, moins le signal réfléchi comportera de composante diffuse, plus il sera aisé de déterminer la hauteur de la surface de réflexion (cf. [Chapitre IV](#)).

1.3. Propriétés de la réflexion sur le signal

Comme évoqué précédemment, un signal électromagnétique réfléchi sur une surface voit certaines de ses propriétés altérées. Tout d'abord, son amplitude n'est pas entièrement conservée car une partie du signal peut être atténuée, réfractée ou absorbée au niveau de la surface de réflexion. Ainsi, plus la part incohérente du signal est importante, plus l'amplitude du signal collecté est faible. Dans le chapitre I, nous avons évoqué le fait que les signaux émis par les satellites GNSS présentent une polarisation circulaire droite (RHCP). Une autre propriété essentielle de la réflexion d'un signal polarisé comme celui-ci est l'inversion du sens de polarisation [36]. Cette inversion intervient lorsque l'angle d'élévation du signal incident dépasse un seuil appelé angle de Brewster, autour de 8° pour l'eau de mer. L'angle de Brewster est un angle d'incidence particulier pour lequel l'onde possède des propriétés de polarisation particulières. Ainsi, le signal réfléchi est majoritairement polarisé circulairement à gauche (LHCP) lorsqu'il est reçu par l'antenne (Figure 38). Les antennes GNSS classiques pour le positionnement étant en général non polarisées, elles sont rarement adaptées aux applications de réflectométrie. Les antennes dédiées à la réflectométrie ont donc été conçues pour collecter les signaux LHCP.

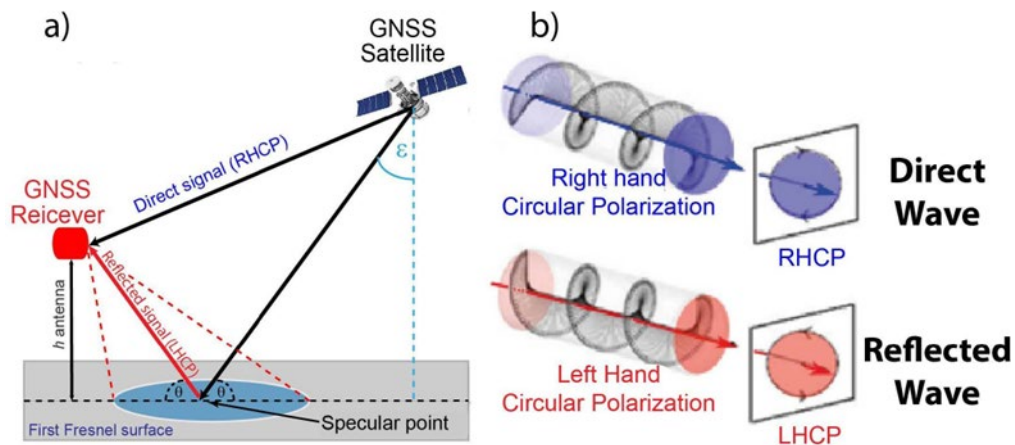


Figure 38. Illustration du changement de sens de polarisation du signal électromagnétique GNSS après réflexion.

2. Utilisation des signaux réfléchis : la réflectométrie GNSS (GNSS-R)

La réflectométrie GNSS se propose d'exploiter les multi-trajets comme des signaux utiles pour déterminer les propriétés géophysiques de la surface de réflexion. Depuis l'apparition du concept en 1988 et jusqu'à aujourd'hui, les systèmes GNSS ont bénéficié de nombreuses avancées technologiques à tous les niveaux (nombre de satellites, qualité de la charge utile, fiabilité des signaux). De façon opportuniste, la réflectométrie GNSS a également bénéficié de ces avancées et de nombreuses applications pour l'étude de la Terre ont vu le jour. À l'instar du GNSS classique, la réflectométrie GNSS a un caractère multistatique et profite donc de l'augmentation du nombre de signaux et de satellites. Plusieurs dispositifs et plateformes peuvent être utilisés en réflectométrie : de simples antennes qui captent les interférences entre les signaux réfléchis et directs, jusqu'à des doubles antennes où les signaux sont traités indépendamment. De plus, il est possible de placer les antennes sur différents types de plateformes fixes (mat, falaise, etc.) ou mobiles (avion, ballon, drone, etc.). Ces dernières années, des antennes de réflectométrie ont été spécialement développées pour être installées sur des satellites en orbite basse. De façon générale, plus le récepteur est placé haut, plus la zone couverte par les réflexions est importante et plus l'amplitude du signal réfléchi est faible, ce qui nécessite des antennes de haut gain. Un bref historique des développements et applications de la réflectométrie GNSS et une présentation des principes des systèmes à antenne unique et à double antenne sont donnés dans la section suivante.

2.1. Réflectométrie GNSS : historique des développements

En 1988, Hall & Corey [37] eurent l'idée d'un système de diffusomètre basé sur l'utilisation des signaux émis par les satellites de la constellation GPS, dans le but de déterminer la vitesse des vents de surface au-dessus de l'océan à partir de la mesure de réflectivité du signal. A l'époque, l'intérêt d'un tel système résidait notamment dans son caractère multistatique. En effet, un tel système permettait la réalisation de mesures simultanées en utilisant les émissions de plusieurs satellites d'élévations différentes. Le principe de réflectométrie GNSS commença à attirer l'attention de la communauté

scientifique en 1993 lorsqu'il fut étudié par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) sous la dénomination de PARIS (Passive Reflectometry and Interferometry System) **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** pour des applications d'altimétrie. Durant les trente dernières années, le GNSS-R a ainsi fait l'objet de nombreuses recherches et beaucoup d'applications ont vues le jour, dont :

- L'altimétrie des océans et vitesse de vents [38], [40], [41], [42], [43], [44], [45] ;
- La caractérisation de la cryosphère et des épaisseurs de neige [46], [47], [48], [49] ;
- La mesure de l'humidité des sols [50], [51], [52], [53] ;
- La mesure de la rugosité des mers/océans [54], [55] ;
- La caractérisation de la biosphère [56], [57], [58] ;
- La cartographie des zones inondées [59], [60], [61] ;

La réflectométrie GNSS est également utilisée de manière conjointe avec des méthodes de radio-occultation pour permettre la caractérisation des couches atmosphériques terrestres [62], [63]. Aujourd'hui, différentes constellations de satellites dédiées à l'observation de la terre par réflectométrie GNSS ont été déployées soit par des agences gouvernementales (la NASA avec CYGNSS [64], l'ESA avec PARIS et HydroGNSS [65]), soit par des acteurs privés tel que Spire [66]. Tous ces domaines d'applications de la réflectométrie utilisent des systèmes à antenne unique ou des systèmes à deux antennes, chacun présentant des avantages et des inconvénients notables (coûts de développement et de déploiement, précision, limites d'applications).

2.2. Réflectométrie à antenne unique

Une première façon de collecter les signaux réfléchis, très commentée dans la littérature scientifique, consiste à n'utiliser une seule antenne pour réceptionner les signaux réfléchis et directs qui vont interférer. Très répandue, cette méthode possède l'avantage de grandement diminuer les besoins matériels par rapport aux méthodes à double antenne (cf. [section 2.3](#)) et permet une mise en place rapide. L'antenne collecte les signaux directs, et également les signaux réfléchis qui induisent des interférences constructives et destructives. Pour cela, il est possible d'utiliser une antenne classique de polarisation RHCP dénuée de tout dispositif de

limitation des multi-trajets, ou encore une antenne à polarisation linéaire horizontale et/ou verticale. Le traitement des données de méthode à une seule antenne se base sur l'analyse de ces interférences. On distingue généralement deux méthodes de mesures basées sur l'analyse de ces interférences, appelées SNR et IPT, mais il est également possible de réaliser des mesures de code et de phase de porteuse plus classique avec un traitement de signal spécifique [67], [68]. Ce chapitre ne présentera que les méthodes « interférométriques », car elles sont aujourd'hui largement utilisées dans cette configuration.

2.2.1. Méthode SNR

La première méthode est souvent appelée méthode du rapport signal sur bruit (SNR, Signal to noise ratio). Cependant, il arrive que le rapport C/N_0 soit utilisé dans la mesure à la place du SNR. Celui-ci représente le rapport entre la puissance d'une porteuse et la puissance du bruit par unité de largeur de bande. Ainsi, il peut être utilisé pour indiquer la qualité d'un signal reçu indépendamment de la largeur de bande du récepteur. Le rapport C/N_0 s'exprime en dB-Hz et est lié au SNR par la relation suivante :

$$C/N_0(\text{dB} - \text{Hz}) = \text{SNR} + 10 \log_{10}(\text{bw}) \quad (2.3)$$

où bw désigne la largeur de bande du front-end en Hz (cf. [chapitre I section 3.2](#)).

Cette méthode repose sur l'utilisation des interférences produites par les signaux directs et réfléchis sur une antenne unique. L'antenne utilisée peut être polarisée RHCP ou linéaire et orientée vers le zénith, le nadir ou bien inclinée. Le signal direct est collecté par l'hémisphère supérieur de l'antenne, tandis que le signal réfléchi est capté par l'hémisphère inférieur. En observant le rapport de la puissance de porteuse C par rapport à la puissance du bruit N_0 pour chaque fréquence de porteuse, il est possible de remonter à l'amplitude et la phase du signal composite contenant à la fois le signal direct et le signal réfléchi. On peut représenter l'amplitude et la phase des signaux sur un diagramme de phase (Figure 39) décrivant le comportement des composantes en-phase (I) et en quadrature de phase (Q) du signal. Si le signal est exempt de multi-trajets, le diagramme de phase ne contient que la contribution du signal direct d'amplitude A_d et de phase ϕ_d . La présence de multi-trajets entraîne l'ajout d'un, ou plusieurs phaseurs d'amplitude A_r et de phase relative ψ (par rapport à ϕ_d). Le

signal composite est ainsi de phase ϕ_c et d'amplitude A_c égale à la valeur du SNR. L'erreur de phase $\delta\phi = \phi_c - \phi_d$ satisfait la relation suivante :

$$\tan(\delta\phi) = \frac{A_r \sin\psi}{A_d + A_r \cos\psi} \quad (2.4)$$

Quant à l'amplitude du signal, elle est donnée par la relation :

$$SNR^2 = A_c^2 = A_d^2 + A_r^2 + 2A_d A_r \cos\psi \quad (2.5)$$

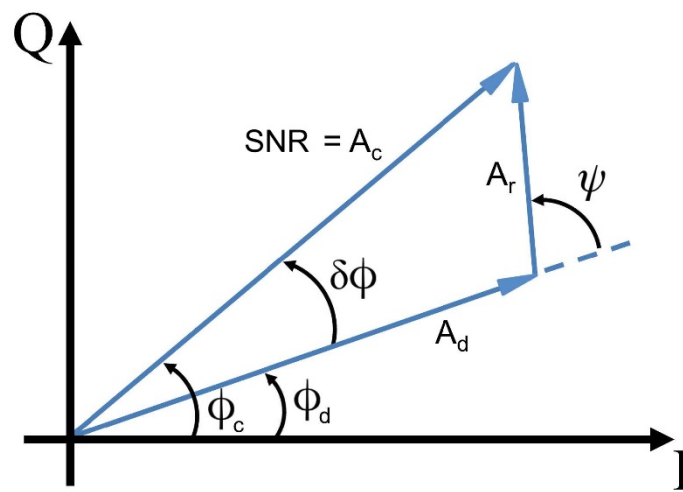


Figure 39. Diagramme de phase (ou diagramme I/Q). Le signal est représenté selon l'amplitude et la phase de ses composantes (trajets direct et réfléchi). Source : [69].

L'équation (2.5) montre que l'allure du SNR est principalement dictée par le signal direct, car du fait de la perte d'amplitude liée à la réflexion, l'amplitude du signal réfléchi, A_r , est faible devant celle du signal direct, A_d ($A_r \gg A_d$). De plus, comme mentionné précédemment, la composante RHCP du signal est plus importante pour les basses élévations que la composante LHCP et décroît rapidement lorsque l'angle d'élévation augmente. Comme l'antenne a classiquement un gain RHCP plus important que le gain LHCP, l'effet du multi-trajet est principalement important aux basses élévations où l'amplitude A_r est plus importante que pour les hautes élévations (Figure 40). En supposant une surface de réflexion plane, la différence de phase entre le signal direct et réfléchi peut être déduite de la différence de trajet δ par la relation suivante [70] :

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \delta = 4\pi \frac{h}{\lambda} \sin \varepsilon \quad (2.6)$$

où ε est l'angle d'élévation du satellite, λ la longueur d'onde du signal GNSS et h la hauteur de l'antenne par rapport à la surface de réflexion. L'équation (2.6), permet d'exprimer la fréquence des oscillations du multi-trajet par rapport au temps :

$$\tilde{f} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{dx} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{dt} \frac{dt}{dx} = \frac{2}{\lambda} \left(\dot{h} \frac{\tan \varepsilon}{\varepsilon} + h \right) \quad (2.7)$$

où $\dot{h} = \frac{dh}{dt}$ désigne la vitesse verticale, $\dot{\varepsilon} = \frac{d\varepsilon}{dt}$, la vitesse de variation de l'angle d'élévation du satellite et $x = \sin \varepsilon$ [71]. À partir de la fréquence des oscillations induites par les multi-trajets sur le SNR, il est possible de remonter aux paramètres de la surface de réflexion. Dans beaucoup de travaux utilisant une antenne statique, on considère que la vitesse verticale est nulle et que la hauteur ne varie pas au cours du temps $\dot{h} = 0$. La fréquence des oscillations est alors simplifiée à $\tilde{f} = \frac{2h}{\lambda}$. La fréquence des oscillations est ainsi directement proportionnelle à la hauteur de l'antenne par rapport à la surface de réflexion. Cependant, pour certaines applications tel que l'altimétrie, cette approximation est fortement incorrecte. Il est alors nécessaire de déterminer des hauteurs variables au cours du temps (en fonction de l'élévation). L'analyse spectrale du SNR est effectuée sur une fenêtre glissante et permet de réaliser des mesures d'altimétrie avec une précision décimétrique.

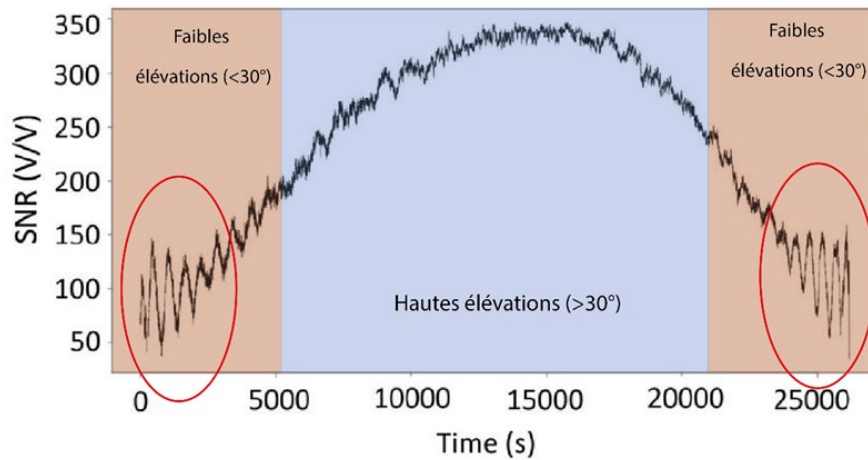


Figure 40. SNR du signal reçu en fonction du temps pour un satellite donné. Les oscillations de plus basses fréquences (zones rouges) sont liées, en partie, à la présence de multi-trajets.

2.2.2. Méthode IPT

La seconde méthode, appelée « Interference Pattern Technique » (IPT), consiste à utiliser une antenne polarisée linéairement plus sensible aux variations d'élévation que les composantes RHCP et LHCP. L'antenne est orientée vers l'horizon pour avoir un gain d'antenne symétrique, et la différence entre les signaux réside alors dans la modification du signal par la surface de réflexion et des gains d'antenne qui diffèrent avec la provenance des signaux. Le diagramme d'interférence obtenu est alors fonction de l'élévation du satellite. En polarisation linéaire horizontale H, on a le même comportement que pour la méthode SNR. De plus, lorsque l'angle de Brewster (cf. [section 1.3](#)) est atteint, une singularité appelée « notch », apparaît sur le diagramme d'interférence en polarisation linéaire V (Figure 41), dont la position et l'amplitude, dépendent des propriétés de la surface de réflexion. Il est alors possible de réaliser une inversion à partir de ces observations pour déterminer certains paramètres géophysiques de la surface de réflexion. Par exemple, les travaux de Rodriguez-Alvarez et al. [72] sur l'application de la réflectométrie à la mesure de l'humidité du sol ont montré, que la valeur de cette singularité diminue de 30° à 20° d'élévation lorsque l'humidité augmente de 0 à 20 %. De plus, l'amplitude augmente avec le taux d'humidité (Figure 42).

Des observations similaires ont été obtenues au-dessus de surfaces d'eau, puisque l'angle auquel apparaît la singularité est corrélé à la composante cohérente de la réflexion, tel que décrit dans la [section 1.2](#). Ainsi, en dessous de cet angle le critère de Rayleigh n'est plus respecté et la composante incohérente devient plus importante que la composante cohérente. Les travaux d'Alonso-Arroyo et al., 2015 [73] montre que cet angle de coupure $\theta_{cut-off}$ peut alors permettre de calculer par inversion la hauteur significative des vagues (SWH, Significant Wave Height), définie comme la hauteur moyenne des vagues (du creux à la crête) du tiers le plus élevé des vagues. La relation entre l'angle de coupure et la hauteur significative des vagues à inverser est donnée dans ses travaux par :

$$\widehat{SWH} = -\frac{1}{3.3} \ln \left(\frac{\theta_{cut-off}}{55.44} \right) \quad (2.8)$$

Cependant, le SWH maximal théoriquement mesurable par cette méthode est de 70 cm, car au-delà, le critère de Rayleigh n'est plus respecté par aucun angle d'élévation et la composante cohérente de la réflexion disparaît.

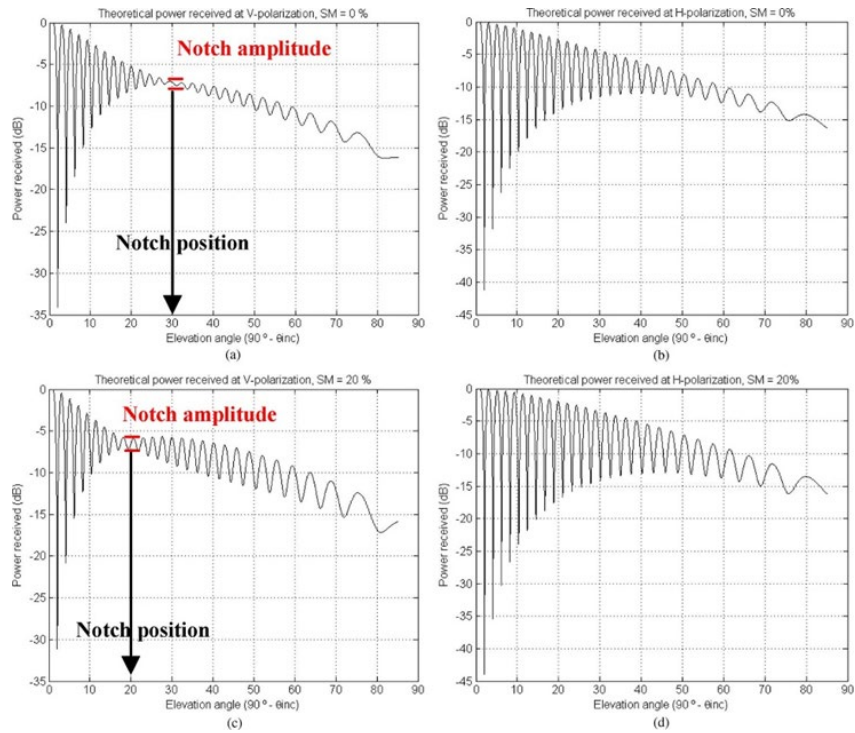


Figure 41. Puissance théorique normalisée en fonction de l'angle d'élévation en polarisation V (gauche) et H (droite) avec une humidité de sol de 0% (haut) et 20% (bas). Source : [72].

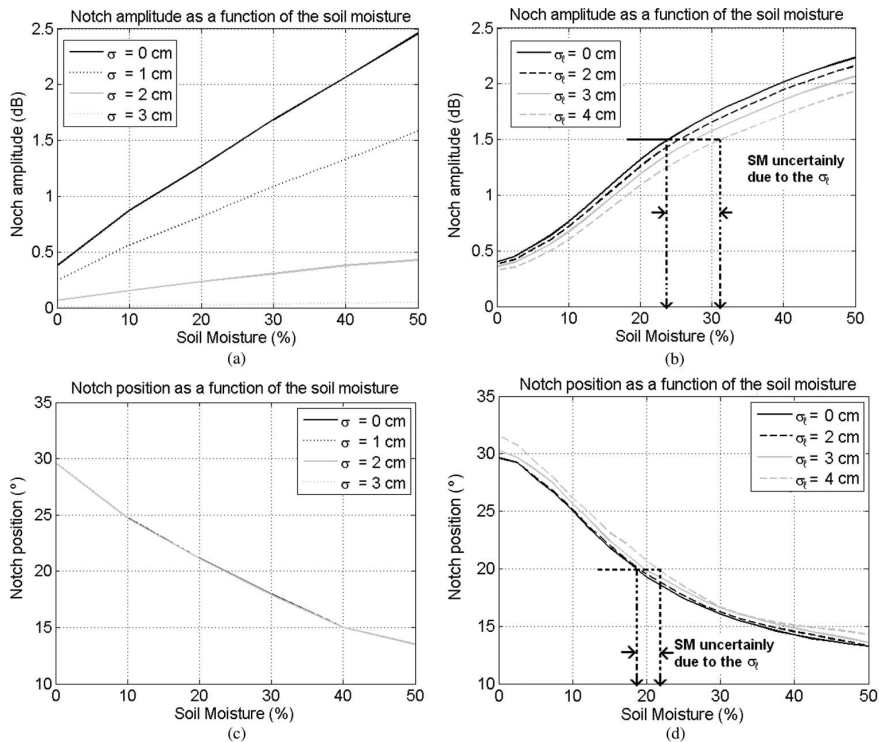


Figure 42. Influence de la rugosité de surface (à gauche) et de la rugosité de l'interface (à droite), sur l'amplitude (en haut) et la position (en bas) du « notch » en fonction de l'humidité du sol. Source : [72].

2.2.3. Conclusion

Les méthodes de réflectométrie GNSS utilisant une antenne unique sont faciles à mettre en œuvre et moins coûteuses que les méthodes à deux antennes. Les avancées de ces dernières années sur les traitements des signaux pour chacune de ces techniques en font des outils prometteurs pour l'étude locale de paramètres géophysiques. Avec le développement constant des réseaux GNSS permanents, ces méthodes peuvent permettre la densification des réseaux de mesures in-situ. Cependant, une importante limitation réside dans la nécessité absolue pour le signal réfléchi de produire des interférences cohérentes afin de réaliser des mesures. À cet égard, il est nécessaire que le retard entre les signaux soit inférieur à la longueur d'un chip de code pour garantir la corrélation au niveau du récepteur. Par exemple, si on considère le signal historique GPS L1 C/A d'une période de 1 ms et composé de 1023 chips, la différence de trajet $\Delta\rho_{AB}$ entre les signaux directs et réfléchis doit être inférieure à la longueur de cohérence Δ_r donnée par :

$$\Delta_r = c \frac{1}{1023} = 293 \text{ m} \quad (2.9)$$

où c désigne la vitesse de la lumière dans le vide. En considérant une surface de réflexion plane, l'allongement du signal réfléchi par rapport au signal direct s'exprime par :

$$\Delta\rho_{AB} = 2h \sin \varepsilon \quad (2.10)$$

où h est la hauteur de l'antenne par rapport à de la surface de réflexion et ε l'élévation du satellite d'où est émis le signal direct.

Ainsi, pour garantir la corrélation au niveau du récepteur par une antenne unique pour n'importe quel angle d'élévation, il est donc nécessaire que l'antenne soit placée à une hauteur maximum de 146,5 mètres ($h < \frac{293}{2 \sin \varepsilon}$ pour tout ε). Plus la hauteur de l'antenne augmente, plus la cohérence du signal baisse et la corrélation n'est alors réalisable que pour certaines élévations. À 300 mètres, la corrélation n'est possible que pour des élévations inférieures à 30°. De plus, les méthodes SNR et IPT se basent sur la présence d'interférences au niveau de l'antenne. Par conséquent, la sensibilité au signal réfléchi, dont l'amplitude est fortement affectée par la réflexion, est relativement faible. En effet, comme mentionné dans la [section 1.1](#), les antennes de positionnement classiques utilisent des méthodes avancées pour le

filtrage ou l'atténuation des multi-trajets. Pour les besoins de la réflectométrie, il est donc nécessaire d'utiliser du matériel dédié, ou de s'équiper d'antennes moins sophistiquées mais dont la capacité à collecter les signaux réfléchis de faibles amplitudes reste limitée. Enfin, les méthodes SNR et IPT sont restreintes à une utilisation avec des antennes fixes ; leur déploiement sur des plateformes aéroportées ou satellitaires est donc exclue. Elles nécessitent également un temps d'acquisition relativement important pour mesurer les interférences au fur et à mesure du passage des satellites.

2.3. Réflectométrie à double antenne

De manière générale, les systèmes de réflectométrie utilisant deux antennes ont pour objectif de séparer la contribution des signaux directs et réfléchis. Les deux antennes de qualité géodésique sont placées « dos-à-dos » au-dessus de la surface de réflexion (Figure 43). La première antenne (A), placée au-dessus et orientée vers le zénith est chargée de collecter les signaux directs en provenance des satellites GNSS. Il s'agit d'une antenne classique pour le positionnement ayant une polarisation RHCP. La seconde antenne (B), placée en dessous, est orientée vers le nadir et a pour but de collecter uniquement les signaux qui ont été réfléchis. Les signaux réfléchis étant principalement polarisés LHCP pour des élévations au-dessus de l'angle de Brewster, l'antenne B est également polarisée LHCP pour optimiser la collecte des signaux réfléchis. Depuis le développement des premiers systèmes à deux antennes, de nombreuses méthodes pour améliorer la collecte et le traitement des signaux ont été développées dans le but de pallier les limitations imposées par les méthodes IPT et SNR. Il existe ainsi différentes méthodes de collecte et de traitement des signaux réfléchis selon l'application.



Figure 43. Système de réflectométrie à double antenne. Une antenne pointe vers le zénith et une seconde antenne vers le nadir. Source : [69].

2.3.1. Mesure de code : retard de la forme d'onde

Nous avons décrit dans le [chapitre I](#) de cette thèse la forme d'onde théorique issue de la corrélation du signal reçu et de la réplique du code PRN généré par le récepteur. En effet, les modulations de code étant des trains d'impulsions rectangulaires, la corrélation prend la forme d'un pic triangulaire, généralement atténué pour le signal réfléchi dont la puissance est amoindrie lors de la réflexion (Figure 44). En considérant une réflexion spéculaire du signal GNSS, le signal réfléchi parcourt un trajet supplémentaire par rapport au signal direct. Ainsi, le signal collecté par l'antenne directe RHCP présente un pic de corrélation à l'instant t_0 , tandis que le pic de corrélation du signal réfléchi arrive à l'instant $t_0 + \tau$. Le retard τ n'est pas facile à déterminer car le pic de corrélation est déformé et le retard correct peut se trouver dans le front montant de la fonction de corrélation. La mesure du retard τ est directement liée à la hauteur de l'antenne h par rapport à la surface de réflexion et permet donc des mesures altimétriques selon :

$$\Delta\rho_{AB}(t) = (2h + d) \sin \varepsilon \quad (2.11)$$

où $\Delta\rho_{AB}$ est l'allongement du trajet réfléchi par rapport au trajet direct, d , la distance entre les centres de phase des deux antennes et ε l'élévation du satellite. Cette méthode est analogue à la mesure de pseudo-distance en GNSS classique et la précision est bien moins bonne qu'avec la mesure de phase (précision altimétrique de l'ordre du mètre).

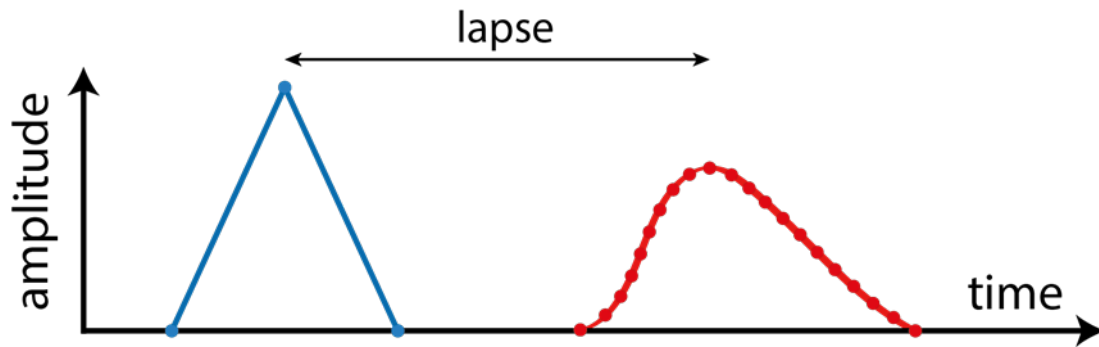


Figure 44. Forme d'onde théorique de la corrélation pour un signal direct (en bleu) avec 3 corrélateurs et un signal réfléchi (en rouge) utilisant 21 corrélateurs.

2.3.4. Carte de Délai-Doppler (DDM)

Lorsqu'un signal se réfléchit sur une surface, une part de la composante de réflexion est dite spéculaire c'est-à-dire que l'énergie du rayon incident est transmise à un unique rayon réfléchi. Une autre part, dite diffuse, est fonction de la rugosité de l'interface de réflexion et provient d'une large zone autour du point spéculaire de réflexion appelée zone de scintillement (cf. [section 1.2](#)). Chaque rayon réfléchi émis au niveau de la zone de scintillement arrive au niveau de l'antenne avec un retard supplémentaire $\Delta\tau(x, y)$ par rapport au rayon réfléchi de la réflexion spéculaire tel que :

$$\Delta\tau(x, y) = \tau(x, y) - \tau_{spec} \quad (2.12)$$

où $\tau(x, y)$ est le temps de trajet du rayon réfléchi au point de coordonnées (x, y) et τ_{spec} le temps de trajet du rayon réfléchi au point spéculaire de coordonnées $(0,0)$. Les points de réflexion dans la zone de scintillement, qui présentent le même retard lors de la réception par

l'antenne, forment une ellipse centrée sur le point de réflexion spéculaire (Figure 45) dont l'équation est donnée par [74] :

$$\frac{y^2}{a_{iso}^2} + \frac{x^2}{b_{iso}^2} = 1 \quad (2.13)$$

où $a_{iso} = \frac{\sqrt{2h\Delta\rho(x,y)}}{(\sin \epsilon)^{\frac{3}{2}}}$ et $b_{iso} = \frac{\sqrt{2h\Delta\rho(x,y)}}{(\sin \epsilon)^{\frac{1}{2}}}$ (2.14) désignent respectivement le demi-grand axe et le demi-petit axe de l'ellipse.

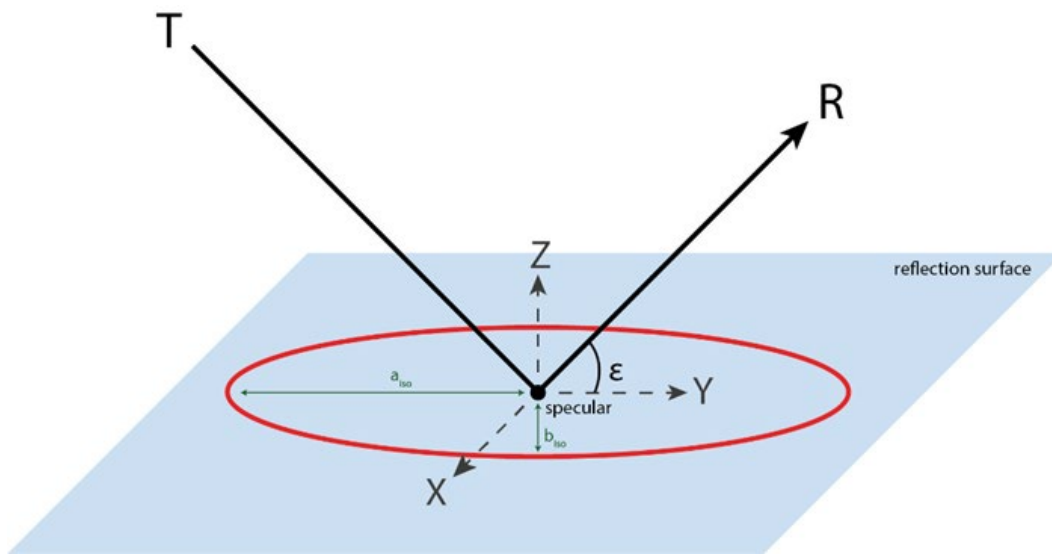


Figure 45. Schéma théorique de la zone de scintillement centrée sur le point de réflexion spéculaire. Cette zone de scintillement décrite par l'ellipse rouge est appelée première surface de Fresnel.

Chaque point de réflexion dans la zone de scintillement à l'écart du point de réflexion spéculaire ajoute de la puissance sur le bord de la forme d'onde reçue. Ainsi la forme d'onde se déforme et le pic de corrélation s'arrondit et se déplace vers des retards positifs (Figure 46). Cette distorsion est directement liée à la part de composante incohérente et donc à la rugosité de la surface et ses paramètres géophysiques. La contribution de chaque zone de la surface de scintillement présente une fréquence Doppler différente de celle du point de réflexion spéculaire liée aux différences de parcours du rayon réfléchi. Des hyperboles inscrites dans la surface de réflexion matérialisent les courbes iso-Doppler pour lesquelles les points de réflexion possèdent la même fréquence Doppler. Puis, en traçant la fonction de corrélation selon le délai et le Doppler on obtient une carte appelée DDM (Delay Doppler Maps) (Figure

47) représentant l'intensité du signal en fonction de ces deux paramètres. L'intensité d'un pixel sur une DDM étant donc directement liée à l'état de la surface de réflexion, l'analyse de ces cartes permet de déterminer différentes caractéristiques. Par exemple, pour l'étude d'une surface marine, une baisse importante d'amplitude par rapport au point spéculaire de réflexion peut traduire de la présence de fortes vagues ou d'un vent important [64]. À l'inverse, il est possible d'identifier la présence de surfaces de glace si l'amplitude est conservée.

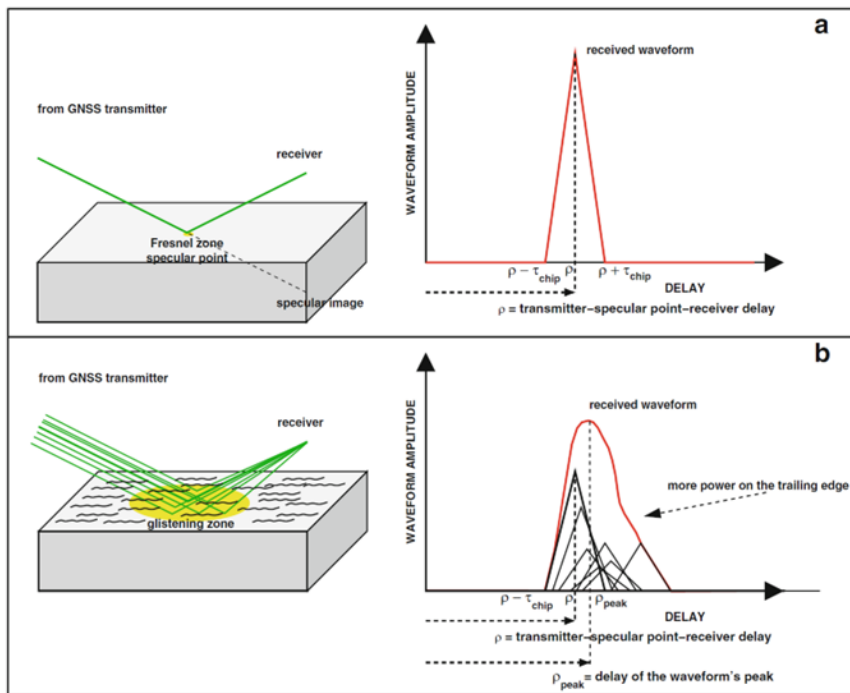


Figure 46. Effet de la rugosité de la surface de réflexion sur la forme d'onde du signal. La composante incohérente de la réflexion introduit des retards positifs. Source : [35].

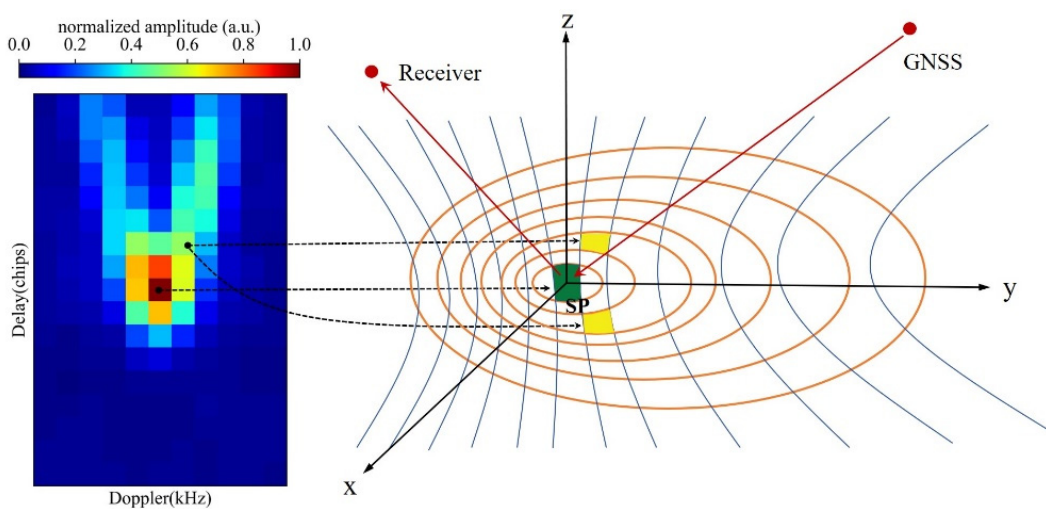


Figure 47. Illustration de la construction d'une DDM (à gauche) à partir des courbes iso-Doppler et iso-retard (à droite). Source : [75].

2.3.5. Mesure de phase

Lors de l'utilisation classique du GNSS, il existe deux façons de réaliser la mesure de position : la mesure de pseudo-distance sur le code ou la mesure plus précise sur la phase de la porteuse. En réflectométrie GNSS, les deux méthodes de mesure sont également possibles. La mesure de code a été détaillée succinctement dans la [section 2.3.1](#). La réflectométrie GNSS par mesure de phase consiste à comparer les phases de porteuses des signaux directs et réfléchis. Comme pour le positionnement classique les possibilités de la réflectométrie par mesure de phase de porteuse permettent des estimations beaucoup plus précises que la mesure de code, mais nécessitent une détermination de la valeur d'ambiguïté entière. De nombreuses études montrent que cette méthode peut permettre d'obtenir de meilleurs résultats et plus particulièrement pour les mesures altimétriques. C'est pourquoi elle est étudiée dans ce manuscrit de thèse. Comme pour l'utilisation classique en positionnement, la mesure de phase pour une porteuse de longueur d'onde λ peut être décrite par la relation suivante :

$$\lambda\Delta\Phi_{AB}^i(t) = \Delta\rho_{AB}^i(t) - \lambda\Delta N_{AB}^i(t) + c\Delta\tau_{AB}(t) + \Delta Z_{AB}^i - \Delta I_{AB}^i \quad (2.17)$$

où $\Delta\Phi_{AB}^i$ est le déphasage entre le signal direct et réfléchi, ΔN_{AB}^i la différence des ambiguïtés entières relatives aux signaux direct et réfléchi et $\Delta\tau_{AB}$ le biais d'horloge, supposé nul lorsque la réception est synchronisée. Enfin, ΔZ_{AB} est l'allongement du trajet dû à la traversée de la troposphère, et ΔI_{AB} celui lié à la traversée de l'ionosphère. Ces derniers peuvent être une importante source d'erreur et il est donc nécessaire de les corriger dès lors que des modèles suffisamment fiables le permettent.

2.3.6. Types de récepteurs

On distingue généralement deux types de récepteurs permettant la comparaison de phase ou de code entre le signal direct et le signal réfléchi (Figure 48). Le premier, appelé récepteur conventionnel (cGNSS-R), utilise la corrélation du signal réfléchi reçu $S_r(t)$ avec une réplique de code $a^*(t)$ générée par le récepteur après correction du décalage Doppler. La corrélation est réalisée sur un intervalle de temps T_c , généralement de 1 ms pour GPS et 4 ms

pour Galileo, mais nos travaux ont montré qu'il est possible d'allonger ce temps à plusieurs centaines de millisecondes. Le signal est ainsi décrit selon :

$$Y^c(t_0, \tau, f_d) = \frac{1}{T_c} \int_{t_0}^{t_0+T_c} S_r(t) a^*(t - \tau) e^{-j2\pi(f+f_d)t} dt \quad (2.15)$$

où t_0 est le temps du début de l'intégration cohérente et τ est le décalage de la réplique par rapport au signal réfléchi collecté. Ce type de récepteur a l'avantage de séparer les signaux des différents satellites par leurs codes. Il nécessite en contrepartie une connaissance exacte des signaux reçus excluant ainsi l'utilisation des signaux militaires. Un second type de récepteur a donc vu le jour, appelé récepteur interférométrique (iGNSS-R). Il permet d'utiliser les signaux cryptés en corrélant le signal réfléchi collecté directement avec le signal direct. D'après l'équation (2.15), en remplaçant la réplique de code $a^*(t)$ par le signal direct S_d , on obtient :

$$Y^i(t_0, \tau, f_d) = \frac{1}{T_c} \int_{t_0}^{t_0+T_c} S_r(t) S_d(t - \tau) e^{-j2\pi(f+f_d)t} dt \quad (2.16)$$

La méthode iGNSS-R fournit un résultat de corrélation beaucoup plus bruité que la méthode conventionnelle. Cependant, comme il n'est pas nécessaire de connaître le code, il est possible d'exploiter les signaux des services restreints. C'est cette méthode qui fut développée et utilisée pour le projet historique de réflectométrie PARIS, car à l'époque du démarrage de ce projet, les signaux GNSS civils bi-fréquence large bande n'existaient pas.

Il existe également des variantes de ces méthodes [77] telles que la réflectométrie GNSS par code reconstruit (rGNSS-R) similaire à la méthode conventionnelle cGNSS-R. Celle-ci utilise des techniques de traitement dites semi-codeless pour reconstruire et permettre l'utilisation de signaux à vocation militaire tel que le code P(Y). Il existe également une méthode partielle de réflectométrie interférométrique (partial iGNSS-R) similaire à la méthode iGNSS-R décrite précédemment. Elle diffère néanmoins par les modulations de code P et M qui sont extraites du signal direct par démodulation cohérente avant d'effectuer la corrélation entre les signaux directs et réfléchis.

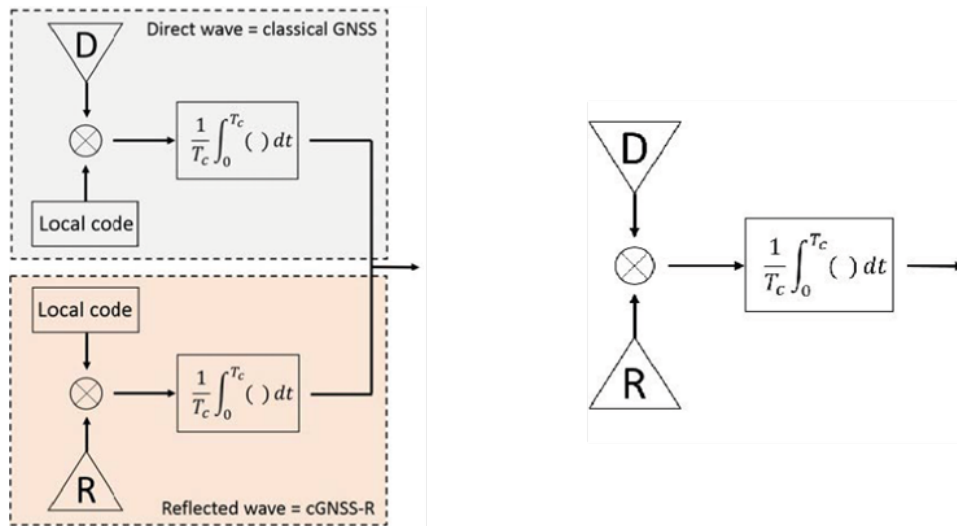


Figure 48. Schéma fonctionnel d'un récepteur conventionnel cGNSS-R (à gauche) et d'un récepteur interférométrique iGNSS-R (à droite). Source : [76].

Dans le cas des travaux réalisés dans cette thèse, nous utiliserons un récepteur de type cGNSS-R avec une implémentation particulière (cf. [Chapitre IV section 1.2](#)) afin de réaliser des mesures de phases de manière robuste.

2.3.7. Conclusion

Bien qu'elles requièrent des moyens matériels plus importants pour l'acquisition et le traitement, les méthodes de réflectométrie utilisant deux antennes sont prometteuses pour améliorer la précision des mesures. En effet, les différentes techniques détaillées ici font l'objet de nombreuses innovations notamment sur le traitement des signaux et la production d'observables afin d'améliorer les précisions de mesure. Bien que la précision de la méthode utilisée dépende essentiellement des traitements appliqués, l'utilisation de deux antennes permet une meilleure séparation des signaux directs et réfléchis au niveau du récepteur et donc une maximisation des capacités du système. Aujourd'hui, de nombreuses applications ont été étudiées et de nombreux travaux portent sur l'analyse des cartes DDM afin de déterminer la rugosité de la surface de réflexion et de caractériser les vents de surface, l'humidité des sols, le couvert végétal ou encore la cryosphère. Néanmoins, pour une application à l'altimétrie, la mesure de phase doit pouvoir permettre de fournir la meilleure

précision. En effet, la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi est directement liée à l'allongement supplémentaire du signal réfléchi et donc à la hauteur entre l'antenne et la surface de réflexion. Cependant, pour permettre cette mesure, il est nécessaire d'avoir une réflexion cohérente au niveau de la surface de réflexion et de résoudre l'ambiguïté entière lors du traitement. Les travaux détaillés dans la suite de cette thèse portent sur la méthode de réflectométrie à double antenne par mesure de phase. L'objectif étant de proposer une chaîne de traitement innovante, afin de permettre des mesures altimétriques précises via une amélioration de la cohérence du signal et la fixation des ambiguïtés.

2.4. Plateformes : avantages et inconvénients

Pour les mesures altimétriques, les méthodes employées aujourd'hui sont principalement les bouées GNSS et les marégraphes (de pression, acoustique, radar, etc.) au niveau local ou l'altimétrie satellitaire radar (JASON, SWOT) pour des observations plus globales. La réflectométrie GNSS est une méthode opportuniste dont l'un des avantages est de pouvoir être utilisé aux différentes échelles en fonction de la position du récepteur et de celles des satellites. Ainsi pour un système positionné à quelques mètres seulement au-dessus de la surface de réflexion, la zone couverte par les réflexions s'étend sur quelques mètres carrés autour de l'antenne, mais le nombre de points de réflexion est très important. Plus l'altitude augmente, plus la couverture spatiale augmente et la densité de points de réflexion diminue. On peut alors atteindre plusieurs kilomètres carrés pour une antenne aéroportée, voire plusieurs centaines de kilomètres carrés pour une antenne qui serait placée sur un satellite à basse orbite (LEO, Low Earth Orbiter). Bien qu'historiquement ce soient les plateformes mobiles, essentiellement des avions, qui furent utilisés pour développer la méthode, des travaux sont réalisés aujourd'hui en utilisant tous types de plateformes, chacune ayant son lot d'avantages et d'inconvénients.

2.4.1. Systèmes fixes

Les systèmes au sol sont principalement adaptés aux mesures in situ et sont notamment utilisés pour les mesures d'humidité des sols, de hauteur de neige ou de croissance végétale. La couverture spatiale d'un système au sol est donc limitée. En effet selon

l'équation (2.11), plus l'altitude du système est importante et l'élévation du satellite faible, plus les points de réflexion sont éloignés de l'antenne. Néanmoins, ce type de plateforme au sol possède l'avantage d'être très facile à mettre en place, mais il est également très simple de déployer des méthodes comparatives in-situ (bouée GNSS, marégraphes, etc...) facilitant ainsi le développement des techniques de mesure. De plus, la position fixe des antennes facilite le traitement des signaux puisqu'un système mobile à plus haute altitude nécessite de déterminer précisément la trajectoire de la plateforme. Des effets, tels que le délai induit par la traversée de la troposphère, peuvent également apparaître lorsque l'on dépasse la dizaine de mètres entre l'antenne de réception et la surface de réflexion nécessitant un besoin de corrections.

2.4.2. Systèmes aéroportés

Les systèmes historiques de réflectométrie furent installés à bord de plateformes aéroportées. Qu'ils s'agissent d'avions, de drones ou encore de ballons, ces plateformes ont l'avantage majeur de couvrir de larges zones sans être perturbées par les masques environnants. Ainsi, le nombre de satellites exploitables est plus important que pour un système au sol et la zone couverte par les signaux réfléchis est bien plus importante. À l'inverse des systèmes fixes au sol, les désavantages de ce type de plateforme sont les besoins de corrections et la difficulté de comparer leurs mesures avec des mesures in situ, liée notamment au mouvement de la plateforme et à son altitude. En effet, pour un avion par exemple, on obtient des mesures au-dessus d'un profil survolé et non sur une zone fixe, la comparaison avec une mesure ponctuelle est donc plus complexe. De plus, l'altitude plus importante de l'avion nécessite la correction d'un retard supplémentaire induit par la traversée de la troposphère. Enfin, il est également nécessaire de connaître son attitude (tangage, roulis, lacet) pour tenir compte de la distance relative entre les deux antennes.

2.4.3. Systèmes satellitaires

Ces dernières années, de nombreuses missions ont vu le jour avec pour objectif l'utilisation de la réflectométrie GNSS sur des satellites en orbite basse. En effet, bien qu'ils présentent les mêmes désavantages que les systèmes aéroportés, la réflectométrie GNSS

depuis un satellite permet de réaliser des mesures avec une couverture globale. Les difficultés de mise en place d'un tel système résident notamment dans le coût de déploiement, et également dans la faible amplitude du signal qui nécessite alors des antennes de bonne qualité pour collecter les signaux réfléchis. Parmi les missions satellitaires déployées, on peut citer TechDemoSat-1 dont l'objectif est de tester la faisabilité de la constellation CYGNSS dont le but est de mesurer les vents de surface pour la surveillance des cyclones. La constellation de 8 microsattelites CYGNSS a été lancée en décembre 2016. Ces satellites fournissent des DDM dont l'analyse permet de comprendre les processus de formation des cyclones. Aujourd'hui, la réflectométrie depuis des satellites s'accélère avec notamment la constellation développée par la société Spire fournissant des données pour différentes applications scientifiques. De même, la future mission PRETTY (Passive REflecTomeTry and dosimetry) menée par l'ESA consiste en une constellation de CubeSat (nanosatellite cubique) pour des applications d'altimétrie, de radio occultation et de dosimétrie de l'ionosphère.

Dans le cadre des travaux présentés dans la suite de ce manuscrit, nous avons réalisé une campagne de mesures aéroportées à différentes altitudes dans le but de quantifier les limites de la réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse appliquée à la mesure de hauteurs d'eau. Le choix d'une plateforme aéroportée a notamment permis de survoler une variété de surface de réflexion présentant des caractéristiques physiques différentes. Pour optimiser la position des antennes, des méthodes de simulation ont été proposées afin de modéliser la trajectoire des signaux réfléchies et prévoir la densité de points de réflexion spéculaire sur la surface de réflexion en fonction de la position et de l'altitude de l'antenne. Une méthode de modélisation prenant en compte une réflexion sur une surface géodésique telle que l'ellipsoïde IAG-GRS80 ou la surface de conversion altimétrique RAF18, a été l'objet de mes premiers travaux de thèse et est présentée dans le chapitre suivant.

3. Bibliographie

- [35] S. Jin, E. Cardellach, et F. Xie, “GNSS remote sensing: theory, methods and applications. in Remote sensing and digital image processing”, volume 19. Dordrecht Heidelberg New York London: Springer, 2014, doi: 10.1007/978-94-007-7482-7.
- [36] M. Born et E. Wolf, “Principles of optics”, Seventh anniversary edition, United Kingdom: Cambridge University Press, 2019.
- [37] R. C. C. Hall, “Multistatic scatterometry”, IEEE Int. Geoscience Remote Sensing Symp., Edinburgh, Scotland, 1988.
- [38] M. Martin-Neira, M. Caparrini, J. Font-Rossello, S. Lannelongue and C. S. Vallmitjana, “The PARIS concept: an experimental demonstration of sea surface altimetry using GPS reflected signals” in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, no. 1, pp. 142-150, Jan. 2001, doi: 10.1109/36.898676.
- [39] M. Martin-Neira, P. Colmenarejo, G. Ruffini, et C. Serra, “Altimetry precision of 1 cm over a pond using the wide-lane carrier phase of GPS reflected signal”, Canadian Journal of Remote Sensing, vol. 28, n° 3, p. 394-403, janv. 2002, doi: 10.5589/m02-039.
- [40] S. T. Lowe, C. Zuffada, Y. Chao, P. Kroger, L. E. Young, et J. L. LaBrecque, “5-cm-Precision aircraft ocean altimetry using GPS reflections”, Geophys. Res. Lett., vol. 29, n° 10, p. 13-1-13-4, mai 2002, doi: 10.1029/2002GL014759.
- [41] E. Cardellach, C. O. Ao, M. De La Torre Juárez, et G. A. Hajj, « Carrier phase delay altimetry with GPS-reflection/occultation interferometry from low Earth orbiters: spaceborne carrier phase GPS altimetry », Geophys. Res. Lett., vol. 31, n° 10, p. n/a-n/a, mai 2004, doi : 10.1029/2004GL019775.
- [42] S. Gleason et al., “Detection and Processing of bistatically reflected GPS signals from low Earth orbit for the purpose of ocean remote sensing”, IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 43, n° 6, p. 1229-1241, juin 2005, doi : 10.1109/TGRS.2005.845643.
- [43] J. F. Marchan-Hernandez et al., “Sea-State Determination Using GNSS-R Data”, IEEE Geosci. Remote Sensing Lett., vol. 7, n° 4, p. 621-625, oct. 2010, doi: 10.1109/LGRS.2010.2043213.
- [44] K. M. Larson, J. S. Löfgren, et R. Haas, “Coastal Sea level measurements using a single geodetic GPS receiver”, Advances in Space Research, vol. 51, n° 8, p. 1301-1310, avr. 2013, doi : 10.1016/j.asr.2012.04.017.

- [45] N. Roussel et al., “Sea level monitoring and sea state estimate using a single geodetic receiver”, *Remote Sensing of Environment*, vol. 171, p. 261-277, déc. 2015, doi : 10.1016/j.rse.2015.10.011.
- [46] K. M. Larson, E. D. Gutmann, V. U. Zavorotny, J. J. Braun, M. W. Williams, et F. G. Nievinski, “Can we measure snow depth with GPS receivers?”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 36, n° 17, p. L17502, sept. 2009, doi : 10.1029/2009GL039430.
- [47] E. Cardellach, F. Fabra, A. Rius, S. Pettinato, et S. D’Addio, “Characterization of dry-snow sub-structure using GNSS reflected signals”, *Remote Sensing of Environment*, vol. 124, p. 122-134, sept. 2012, doi : 10.1016/j.rse.2012.05.012.
- [48] E. D. Gutmann, K. M. Larson, M. W. Williams, F. G. Nievinski, et V. Zavorotny, “Snow measurement by GPS interferometric reflectometry: an evaluation at Niwot Ridge, Colorado: GPS-IR Snow Measurement at Niwot Ridge”, *Hydrol. Process.*, vol. 26, n° 19, p. 2951-2961, sept. 2012, doi : 10.1002/hyp.8329.
- [49] Rodriguez-Alvarez et al., “Snow Thickness Monitoring Using GNSS Measurements”, *IEEE Geosci. Remote Sensing Lett.*, vol. 9, n° 6, p. 1109-1113, nov. 2012, doi : 10.1109/LGRS.2012.2190379.
- [50] K. M. Larson, E. E. Small, E. D. Gutmann, A. L. Bilich, J. J. Braun, et V. U. Zavorotny, “Use of GPS receivers as a soil moisture network for water cycle studies”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 35, n° 24, p. L24405, déc. 2008, doi : 10.1029/2008GL036013.
- [51] D. Entekhabi et al., “The Soil Moisture Active Passive (SMAP) Mission”, *Proc. IEEE*, vol. 98, n° 5, p. 704-716, mai 2010, doi : 10.1109/JPROC.2010.2043918.
- [52] C. C. Chew, E. E. Small, K. M. Larson, et V. U. Zavorotny, “Effects of Near-Surface Soil Moisture on GPS SNR Data: Development of a Retrieval Algorithm for Soil Moisture”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 52, n° 1, p. 537-543, janv. 2014, doi : 10.1109/TGRS.2013.2242332.
- [53] A. Camps et al., “Sensitivity of GNSS-R Spaceborne Observations to Soil Moisture and Vegetation”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 9, n° 10, p. 4730-4742, oct. 2016, doi : 10.1109/JSTARS.2016.2588467.
- [54] O. Germain, G. Ruffini, F. Soulat, M. Caparrini, B. Chapron, et P. Silvestrin, “The Eddy Experiment: GNSS-R specularometry for directional sea-roughness retrieval from low altitude aircraft”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 31, n° 21, p. n/a-n/a, nov. 2004, doi : 10.1029/2004GL020991.

- [55] J. L. Garrison, J. K. Voo, S. H. Yueh, M. S. Grant, A. G. Fore, et J. S. Haase, “Estimation of Sea Surface Roughness Effects in Microwave Radiometric Measurements of Salinity Using Reflected Global Navigation Satellite System Signals”, *IEEE Geosci. Remote Sensing Lett.*, vol. 8, n° 6, p. 1170-1174, nov. 2011, doi : 10.1109/LGRS.2011.2159323.
- [56] N. Rodriguez-Alvarez et al., “Review of crop growth and soil moisture monitoring from a ground-based instrument implementing the Interference Pattern GNSS-R Technique: Land Geophysical Parameters Retrievals”, *Radio Sci.*, vol. 46, n° 6, déc. 2011, doi : 10.1029/2011RS004680.
- [57] A. Camps et al., “Sensitivity of GNSS-R Spaceborne Observations to Soil Moisture and Vegetation”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 9, n° 10, p. 4730-4742, oct. 2016, doi : 10.1109/JSTARS.2016.2588467.
- [58] H. Carreno-Luengo, G. Luzi, et M. Crosetto, “Above-Ground Biomass Retrieval over Tropical Forests: A Novel GNSS-R Approach with CyGNSS”, *Remote Sensing*, vol. 12, n° 9, p. 1368, avr. 2020, doi: 10.3390/rs12091368.
- [59] Chew, J. T. Reager, et E. Small, “CYGNSS data map flood inundation during the 2017 Atlantic hurricane season”, *Sci Rep*, vol. 8, n° 1, p. 9336, juin 2018, doi : 10.1038/s41598-018-27673-x.
- [60] S. L. K. Unnithan, B. Biswal, et C. Rüdiger, “Flood Inundation Mapping by Combining GNSS-R Signals with Topographical Information”, *Remote Sensing*, vol. 12, n° 18, p. 3026, sept. 2020, doi : 10.3390/rs12183026.
- [61] S. Zhang et al., “Using CYGNSS Data to Map Flood Inundation during the 2021 Extreme Precipitation in Henan Province, China”, *Remote Sensing*, vol. 13, n° 24, p. 5181, déc. 2021, doi : 10.3390/rs13245181.
- [62] M. Martin-Neira, “GNSS Interferometric Radio Occultation”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 54, n° 9, p. 5285-5300, sept. 2016, doi : 10.1109/TGRS.2016.2559944.
- [63] J. Wickert et al., “GEROS-ISS: GNSS Reflectometry, Radio Occultation, and Scatterometry Onboard the International Space Station”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 9, n° 10, p. 4552-4581, oct. 2016, doi : 10.1109/JSTARS.2016.2614428.
- [64] C. Ruf et al., “CYGNSS: Enabling the Future of Hurricane Prediction”, *IEEE Geosci. Remote Sens. Mag.*, vol. 1, n° 2, p. 52-67, juin 2013, doi : 10.1109/MGRS.2013.2260911.

- [65] J. Unwin et al., “An Introduction to the HydroGNSS GNSS Reflectometry Remote Sensing Mission”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 14, p. 6987-6999, 2021, doi : 10.1109/JSTARS.2021.3089550.
- [66] <https://spire.com/spirepedia/gnss-reflectometry-gnss-r/>
Site web de la société Spire. Fondée en 2012, elle fournit des données d’observations de la terre via une constellation de nanosatellites développés selon la demande des utilisateurs. Spire est impliqué dans le développement d’une constellation de satellites dédiés à la réflectométrie GNSS. Site web consulté le 22/09/2023.
- [67] R. N. Treuhaft, S. T. Lowe, C. Zuffada, et Y. Chao, “2-cm GPS altimetry over Crater Lake”, *Geophysical Research Letters*, vol. 28, n° 23, p. 4343-4346, déc. 2001, doi: 10.1029/2001GL013815.J.
- [68] J. C. Kucwaj, G. Stienne, S. Reboul, J.-B. Choquel, et M. Benjelloun, “Accurate Pseudorange Estimation by Means of Code and Phase Delay Integration: Application to GNSS-R Altimetry”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 9, n° 10, p. 4854-4864, oct. 2016, doi: 10.1109/JSTARS.2016.2538728.
- [69] J. S. Löfgren, “Local Sea level observations using reflected GNSS signals”, in *Doktorsavhandlingar vid Chalmers Tekniska Högskola*, no. N.S., 3637. Göteborg: Chalmers Univ. of Technology, 2014.
- [70] Y. Georgiadou, A. Kleusberg, “On carrier signal multipath effects in relative GPS positioning”, *Manuscripta Geodaetica*, 1988, 13(3):172–179.
- [71] K. M. Larson, E. E. Small, E. Gutmann, A. Bilich, P. Axelrad, et J. Braun, “Using GPS multipath to measure soil moisture fluctuations: initial results”, *GPS Solut*, vol. 12, n° 3, p. 173-177, juill. 2008, doi: 10.1007/s10291-007-0076-6.
- [72] N. Rodriguez-Alvarez et al., “Soil Moisture Retrieval Using GNSS-R Techniques: Experimental Results Over a Bare Soil Field”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 47, no 11, p. 3616 3624, nov. 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2030672.
- [73] A. Alonso-Arroyo, A. Camps, H. Park, D. Pascual, R. Onrubia, et F. 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”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 53, n° 6, p. 3198-3209, juin 2015, doi: 10.1109/TGRS.2014.2371540.

- [74] A. Helm, “Ground-based GPS altimetry with the L1 OpenGPS receiver using carrier phase-delay observations of reflected GPS signals”, p. Pages: 163 S., 2008, doi: 10.2312/GFZ.B103-08104.
- [75] J. Wang, Y. Hu, et Z. Li, “A New Coherence Detection Method for Mapping Inland Water Bodies Using CYGNSS Data”, *Remote Sensing*, vol. 14, n° 13, p. 3195, juill. 2022, doi: 10.3390/rs14133195.
- [76] N. Roussel, “Application de la réflectométrie GNSS à l’étude des redistributions des masses d’eau à la surface de la Terre”, *Géologie appliquée Université Toulouse III Paul Sabatier*, 2015.
- [77] H. Carreno-Luengo et al., “The GRSS Standard for GNSS-Reflectometry”, in *IGARSS 2020 - 2020 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Waikoloa, HI, USA: IEEE, sept. 2020, p. 6289-6292. doi: 10.1109/IGARSS39084.2020.9323222.

Chapitre III

Modélisation de la réflexion des signaux GNSS à la surface de la Terre

La réflectométrie GNSS est une méthode prometteuse pour l'étude altimétrique des surfaces d'eau. Il est possible d'augmenter grandement la couverture spatiale de la mesure en élevant l'altitude à laquelle se trouve l'antenne destinée à capter les signaux réfléchis. Ainsi, l'une des perspectives d'évolution de la réflectométrie consiste à équiper des satellites pour parvenir à une couverture globale de la surface terrestre. Cependant, augmenter l'altitude a un prix. En effet, avec une antenne plus haute, les points spéculaires de réflexion se retrouvent dispersés et par conséquent l'intégration des mesures s'avère plus délicate et requiert un traitement spécifique présentée dans ce chapitre. Dans le chapitre précédent, nous avons évoqué le modèle standard et simpliste d'une réflexion sur une surface plane avec un satellite à une distance infinie. Cependant, la courbure de la terre, l'effet de pente du géoïde selon l'azimut du signal incident, et la position des satellites à distance finie entraînent des erreurs significatives que les modélisations présentées dans ce chapitre vont permettre de quantifier. De nombreux travaux de simulation de la réflexion des signaux GNSS utilisent une sphère osculatrice pour modéliser une surface de réflexion courbe [78], [79], [80], [81], [82]. Or, ce type de modélisation n'est pas aussi affiné que l'utilisation de surfaces géodésiques plus fidèles à la surface de la Terre telles un ellipsoïde de révolution géocentrique ou un modèle de géoïde. Ainsi, ce chapitre décrit en détail les modélisations affinées de la réflexion pour quantifier les erreurs liées aux effets géodésiques. Nous détaillerons la modélisation standard d'une surface de réflexion plane avec un satellite à distance finie, puis celles qui tiennent compte de la courbure de la Terre en considérant, en premier lieu, une réflexion sur un ellipsoïde de référence (WGS 84) et, en second lieu, sur le géoïde dont l'ondulation sera obtenue à partir d'un modèle local.

1. Cas standard d'une réflexion sur un plan pour un satellite à distance finie

Le premier cas traité pour simuler la position de la réflexion est celui mentionné dans le [chapitre II](#). Il s'agit du cas le plus simple d'une réflexion sur une surface plane. La surface de réflexion peut être assimilée à une surface plane si l'antenne réceptrice est à une altitude suffisamment faible. En effet, plus l'antenne est basse, plus les points spéculaires de réflexion sont géographiquement proches de celle-ci et l'effet de la courbure de la surface terrestre est

donc négligeable sur l'allongement du trajet réfléchi. La Figure 49 représente le cas d'une réflexion sur une surface plane. Les satellites y sont positionnés à distance finie et l'angle incident de la réflexion ε_R n'est donc pas strictement identique à l'angle d'élévation du satellite ε .

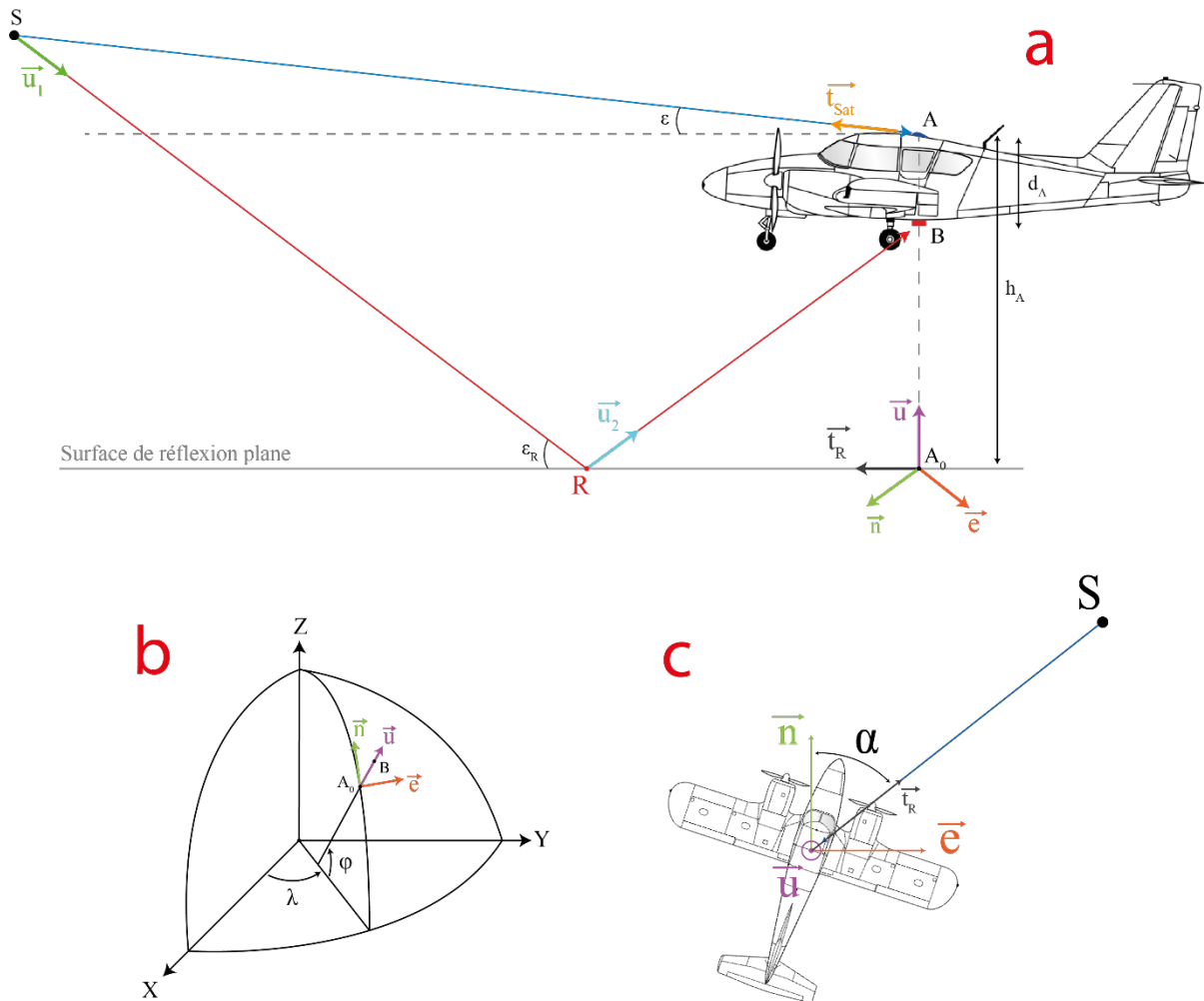


Figure 49. (a) Modèle de réflexion d'un signal GNSS sur une surface plane. On considère les signaux en provenance du satellite S qui émet un signal reçu directement sur l'antenne A et, après réflexion au point R, sur l'antenne B. L'antenne A est à une hauteur h_A de la surface de réflexion. L'antenne B est placée en dessous de l'antenne A de sorte que les plans parallèles à la surface de réflexion passant par A et B respectivement soient distants de d_A . Le point B se projette orthogonalement sur la surface de réflexion en A_0 . Le vecteur \vec{t}_{Sat} correspond au vecteur directeur unitaire de la droite (AS). Les angles d'élévation du satellite S mesurés au niveau de la surface de réflexion et celui de l'antenne A sont notés respectivement ε_R et ε . (b) Définition du repère géodésique local défini en A_0 par un axe Est de vecteur directeur unitaire

\vec{e} , un axe Nord de vecteur directeur unitaire \vec{n} , et un axe vertical (A_0B) de vecteur directeur unitaire \vec{u} . (c) Définition de l'azimut α du satellite en fonction des vecteurs Nord et Est. Le schéma en (a) reste valable quel que soit l'azimut du signal incident. Le vecteur \vec{t}_R est défini selon les composantes Nord et Est pour être orienté selon la direction du satellite.

Afin de déterminer la position des points spéculaires de réflexion du signal incident, il est nécessaire de connaître à tout instant t la position du satellite et de l'antenne réceptrice. La position de l'antenne est définie par ses coordonnées géographiques, c'est-à-dire sa latitude géographique φ_A , sa longitude λ_A , et sa hauteur au-dessus de l'ellipsoïde de référence h_A . Ces dernières sont liées aux coordonnées cartésiennes géocentriques (X_A, Y_A, Z_A) de l'antenne A par :

$$\begin{cases} X_A = (R_N + h_A)\cos\lambda_A\cos\varphi_A & (3.1.1) \\ Y_A = (R_N + h_A)\sin\lambda_A\cos\varphi_A & (3.1.2) \\ Z_A = [R_N(1 - e^2) + h_A]\sin\varphi_A & (3.1.3) \end{cases}$$

où e désigne la première excentricité de l'ellipsoïde de référence et R_N est le rayon de courbure de la grande normale à la latitude φ_A qui s'exprime par :

$$R_N = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi_A}} \quad (3.2)$$

où a est le demi-grand axe de l'ellipsoïde de référence.

La position du point A_0 projection orthogonale du point B sur la surface de réflexion est déterminée en posant $h_A = 0$ dans les équations (3.1.2). Les coordonnées cartésiennes géocentriques ($X_{A_0}, Y_{A_0}, Z_{A_0}$) du point A_0 s'expriment ainsi par :

$$\begin{cases} X_{A_0} = R_N \cos\lambda_A \cos\varphi_A & (3.3.1) \\ Y_{A_0} = R_N \sin\lambda_A \cos\varphi_A & (3.3.2) \\ Z_{A_0} = R_N (1 - e^2) \sin\varphi_A & (3.3.3) \end{cases}$$

Les trois vecteurs unitaires orthogonaux ($\vec{e}, \vec{n}, \vec{u}$), qui forment le repère géodésique local au point A_0 , sont donnés en fonction de ses coordonnées géographiques par :

$$\vec{e} = \begin{pmatrix} -\sin\lambda_A \\ \cos\lambda_A \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{n} = \begin{pmatrix} -\cos\lambda_A \sin\varphi_A \\ -\sin\lambda_A \sin\varphi_A \\ \cos\varphi_A \end{pmatrix} \quad \vec{u} = \begin{pmatrix} \cos\lambda_A \cos\varphi_A \\ \sin\lambda_A \cos\varphi_A \\ \sin\varphi_A \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Le repère local géodésique permet d'exprimer les coordonnées d'un satellite d'élévation ε et d'azimut α en tenant compte d'une distance satellite-antenne donnée. La position du satellite est obtenue à un instant t en utilisant directement les éphémérides des satellites. Cette méthode est utilisée pour simuler la position des points de réflexion spéculaires prévisionnels d'une campagne de mesure. On définit le vecteur directeur unitaire \vec{t}_R de la droite (A_0R) en fonction de l'azimut α par :

$$\vec{t}_R = \vec{n} \cos \alpha + \vec{e} \sin \alpha \quad (3.5)$$

Le vecteur \vec{t}_{sat} s'exprime alors en fonction du vecteur \vec{t}_R et de l'élévation ε_R par :

$$\vec{t}_{sat} = \vec{t}_R \cos \varepsilon + \vec{u} \sin \varepsilon \quad (3.6)$$

Les coordonnées cartésiennes géocentriques du satellite (X_S, Y_S, Z_S) sont alors déterminées en fonction de celles de l'antenne réceptrice (X_A, Y_A, Z_A) par :

$$\begin{pmatrix} X_S \\ Y_S \\ Z_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_A \\ Y_A \\ Z_A \end{pmatrix} + D_S (\vec{t}_{sat})_{geo} \quad (3.7)$$

où D_S est la distance entre le satellite et l'antenne A qui s'exprime par :

$$D_S = \sqrt{(X_S - X_A)^2 + (Y_S - Y_A)^2 + (Z_S - Z_A)^2} \quad (3.8)$$

et $(\vec{t}_{sat})_{geo}$ est le vecteur-colonne des coordonnées cartésiennes géocentriques du vecteur \vec{t}_{sat} .

D'après la loi de Snell-Descartes, le plan d'incidence qui passe par le point S est engendré par les vecteurs \vec{u}_1 et \vec{u}_2 , et contient également le point de réflexion R . Ce dernier appartient au plan de réflexion dont une équation cartésienne s'exprime par :

$$n_{plan_a} X + n_{plan_b} Y + n_{plan_c} Z + n_{plan_d} = 0 \quad (3.9)$$

où les coefficients $n_{plan_a}, n_{plan_b}, n_{plan_c}$ correspondent aux coordonnées cartésiennes du vecteur $\overrightarrow{n_{plan}} \begin{pmatrix} n_{plan_a} \\ n_{plan_b} \\ n_{plan_c} \end{pmatrix}$ qui est unitaire et normal au plan de réflexion, et n_{plan_d} est une constante à déterminer.

Dans le cas où la surface de réflexion est supposée plane, le vecteur unitaire normal coïncide avec le vecteur \vec{u} , dont les coordonnées cartésiennes s'expriment en fonction de la longitude λ_A et la latitude φ_A du point A par :

$$\begin{pmatrix} n_{plan_a} \\ n_{plan_b} \\ n_{plan_c} \end{pmatrix} = \vec{u} = \begin{pmatrix} \cos\lambda_A \cos\varphi_A \\ \sin\lambda_A \cos\varphi_A \\ \sin\varphi_A \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Enfin, la constante n_{plan_d} est déterminée en exprimant l'appartenance du point A_0 de coordonnées cartésiennes $X_{A_0}, Y_{A_0}, Z_{A_0}$ au plan de réflexion, ce qui se traduit par la relation :

$$n_{plan_d} = -\left(n_{plan_a} X_{A_0} + n_{plan_b} Y_{A_0} + n_{plan_c} Z_{A_0}\right) \quad (3.11)$$

Ainsi, pour un satellite et une époque donnés, les coordonnées cartésiennes (X_R, Y_R, Z_R) du point de réflexion R satisfont le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} n_{plan_a} X_R + n_{plan_b} Y_R + n_{plan_c} Z_R + n_{plan_d} = 0 & (3.12) \\ \overrightarrow{u_2} - \left(\overrightarrow{u_1} - 2(\overrightarrow{u_1} \cdot \overrightarrow{n_{plan}}) \overrightarrow{n_{plan}}\right) = 0 & (3.13) \end{cases}$$

où $\overrightarrow{u_1} = \frac{\overline{SR}}{\|\overline{SR}\|}$, $\overrightarrow{u_2} = \frac{\overline{RB}}{\|\overline{RB}\|}$ (3.14) et $\overrightarrow{u_1} \cdot \overrightarrow{n_{plan}}$ désigne le produit scalaire des vecteurs $\overrightarrow{u_1}$ et $\overrightarrow{n_{plan}}$.

La relation (3.12) correspond à l'expression vectorielle de la loi de Snell-Descartes pour la réflexion qui stipule l'égalité de l'angle d'incidence avec l'angle de réflexion. Pour un satellite à une époque donnée, les relations (3.12) et (3.13) génèrent 4 équations qui lient les 3 inconnues (X_R, Y_R, Z_R) . Il s'agit donc d'un système non linéaire surdéterminé. Le nombre d'équations s'accroît en utilisant plusieurs satellites observés à différentes époques. La méthode de détermination des coordonnées du point de réflexion consiste à trouver une

approximation de la solution du système ainsi constitué par moindres carrés. Un algorithme numérique d'obtention d'une telle solution est présenté ci-après.

1.1. L'algorithme de Levenberg-Marquardt

L'algorithme itératif de Levenberg-Marquardt [83], [84] permet d'obtenir la solution par moindres carrés d'un système surdéterminé d'équations non linéaires. Largement utilisé, cet algorithme d'optimisation est plus robuste que celui de Gauss-Newton ou la descente de gradient, notamment lorsqu'une première bonne approximation de la solution système n'est pas disponible.

Afin d'expliquer le principe de cet algorithme, considérons par exemple, un ensemble m de paires de données d'observation $(x_i, y_i), i = 1, 2, \dots, m$. L'objectif est de trouver le vecteur β de n paramètres d'une fonction numérique non linéaire $f(x, \beta)$ qui minimise la fonction-coût $S(\beta)$ définie par :

$$S(\beta) = \sum_{i=1}^m [y_i - f(x_i, \beta)]^2 \quad (3.15)$$

Pour ce, l'algorithme de Levenberg-Marquardt utilise un processus itératif à partir d'un vecteur β de départ. À chaque itération, ce vecteur est remplacé par une nouvelle estimation $(\beta + \delta)$. Pour déterminer le terme correctif δ , la fonction $f(x_i, \beta + \delta)$ est approchée par linéarisation :

$$f(x_i, \beta + \delta) \approx f(x_i, \beta) + \vec{\nabla}_{\beta} f(x_i, \beta) \cdot \delta \quad (3.16)$$

où $\vec{\nabla}_{\beta} f(x_i, \beta) \cdot \delta$ désigne le produit scalaire entre le gradient $\vec{\nabla}_{\beta} f(x_i, \beta)$ de f par rapport à β au point (x_i, β) et le terme correctif δ .

A chaque itération, une nouvelle estimation du vecteur β est déterminée pour converger vers un minimum local atteint lorsque le gradient tend vers zéro. L'algorithme détermine la correction δ qui minimise l'approximation au premier ordre de $S(\beta + \delta)$ qui s'écrit :

$$S(\beta + \delta) \approx \sum_{i=1}^m [y_i - f(x_i, \beta) - \vec{\nabla}_{\beta} f(x_i, \beta) \cdot \delta]^2 \quad (3.17)$$

En notation vectorielle, il vient :

$$\|y - f(\beta + \delta)\| \approx \|y - f(\beta) - J\delta\| \quad (3.18)$$

où J est la matrice jacobienne $m \times n$ dont chaque $i^{\text{ième}}$ ligne est formée par les n coordonnées du $i^{\text{ième}}$ gradient $\vec{\nabla}_{\beta} f(x_i, \beta)$. D'après le théorème de projection, le minimum est atteint lorsque $J\delta - [y - f(\beta)]$ est orthogonal aux colonnes de J , ce qui s'exprime par :

$$J^T(J\delta - [y - f(\beta)]) = 0 \quad (3.19)$$

Le terme correctif δ est alors solution de l'équation normale :

$$J^T J \delta = J^T [y - f(\beta)] \quad (3.20)$$

Cette méthode classique de résolution des moindres carrés non linéaires a donné l'algorithme de Gauss-Newton. L'algorithme de Levenberg-Marquardt introduit une légère variation de ce dernier en utilisant une « version amortie » de l'équation (3.20), donnée par :

$$(J^T J + \lambda I) \delta = J^T [y - f(\beta)] \quad (3.21)$$

où I est la matrice identité et λ est le facteur d'amortissement positif. Ce facteur est le point essentiel de l'algorithme puisqu'il est ajusté à chaque itération en fonction de S . Ainsi, si la diminution de S est rapide, une valeur plus faible de λ peut être utilisée, rapprochant alors l'algorithme de celui de Gauss-Newton. À l'inverse, si une itération entraîne peu de diminution des résidus, la valeur de λ peut être augmentée, rapprochant alors l'algorithme de celui de la descente de gradient.

Dans le cas de la réflexion du signal GNSS sur une surface plane, la formulation du problème se ramène à l'optimisation d'une fonction-coût de la forme $F(\beta) = 0$ où β est le

vecteur des coordonnées géocentriques cartésiennes du point de réflexion R , soit $\beta = [X_R, Y_R, Z_R]^T$.

1.2. Justesse de la résolution numérique

Afin de vérifier la justesse de la méthode, la détermination des coordonnées du point de réflexion a été réalisée dans un cas simple décrit sur la Figure 50. Cette figure reprend les notations de la Figure 49a. D'après la loi de la réflexion, le rayon réfléchi, représenté par le segment $[RB]$, est le symétrique du segment $[RB']$, où B' est le symétrique du point B par rapport au plan de réflexion. Ainsi, le point B' est situé à une distance e_A du plan de réflexion égale à la hauteur $(h_A - d_A)$ de l'antenne de réception du signal réfléchi placée en B . En supposant le satellite placé au point S à une hauteur e_S au-dessus du plan de réflexion, l'application du théorème de Thalès permet de calculer la distance d_1 qui sépare de point de réflexion R du point A_0 , projeté orthogonal du point A où se situe l'antenne de réception directe, sur le plan de réflexion. En notant d_S la distance horizontale entre la trace du satellite sur le plan de réflexion et le point A_0 , il vient :

$$\frac{d_1}{d_S - d_1} = \frac{e_A}{e_S} \Rightarrow d_1 = \frac{e_A}{e_A + e_S} d_S = \frac{h_A - d_A}{h_A - d_A + e_S} d_S \quad (3.22)$$

Les coordonnées (X_R, Y_R, Z_R) du point de réflexion spéculaire R peuvent donc être déterminées de façon analytique par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_R \\ Y_R \\ Z_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{A_0} \\ Y_{A_0} \\ Z_{A_0} \end{bmatrix} + d_1 (\vec{t}_R)_{geo} \quad (3.23)$$

Ces mêmes coordonnées ont été déterminées numériquement par la méthode des moindres carrés. La Figure 51 représente l'écart entre les coordonnées cartésiennes du point de réflexion obtenues par l'algorithme d'optimisation numérique et le calcul analytique direct (Eq. 3.23), pour différentes hauteurs d'antenne et élévations de satellite. Sur les 3 coordonnées, l'écart maximum est inférieur à $2 \times 10^{-6} m$ en valeur absolue (cf. graphe de ΔY

sur la Figure 51). Les deux méthodes fournissent donc la même solution, ce qui témoigne de la justesse de l'optimisation numérique.

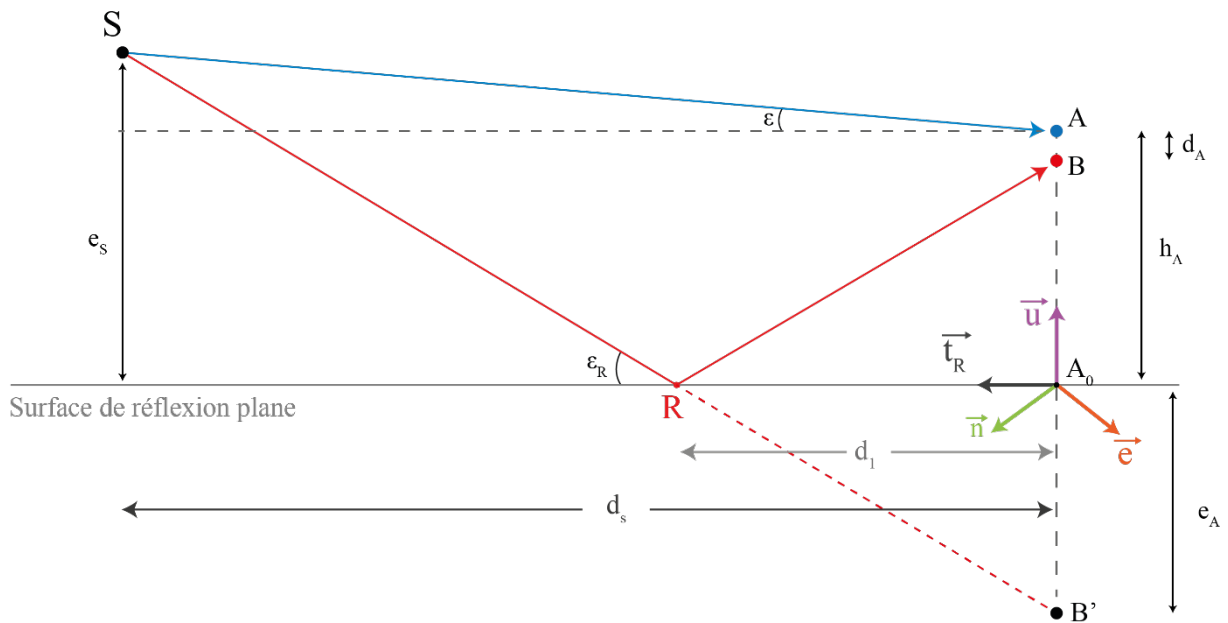


Figure 50. Modèle de réflexion d'un signal réfléchi sur une surface plane. La position du point R peut être déterminée par un calcul analytique direct à partir des hauteurs horizontales de l'antenne de réception e_A et du satellite e_S , ainsi que des distances d_1 et d_s . La hauteur e_A de l'antenne de réception est égale à la hauteur h_A de l'antenne de réception directe diminuée de la distance inter-antenne d_A .

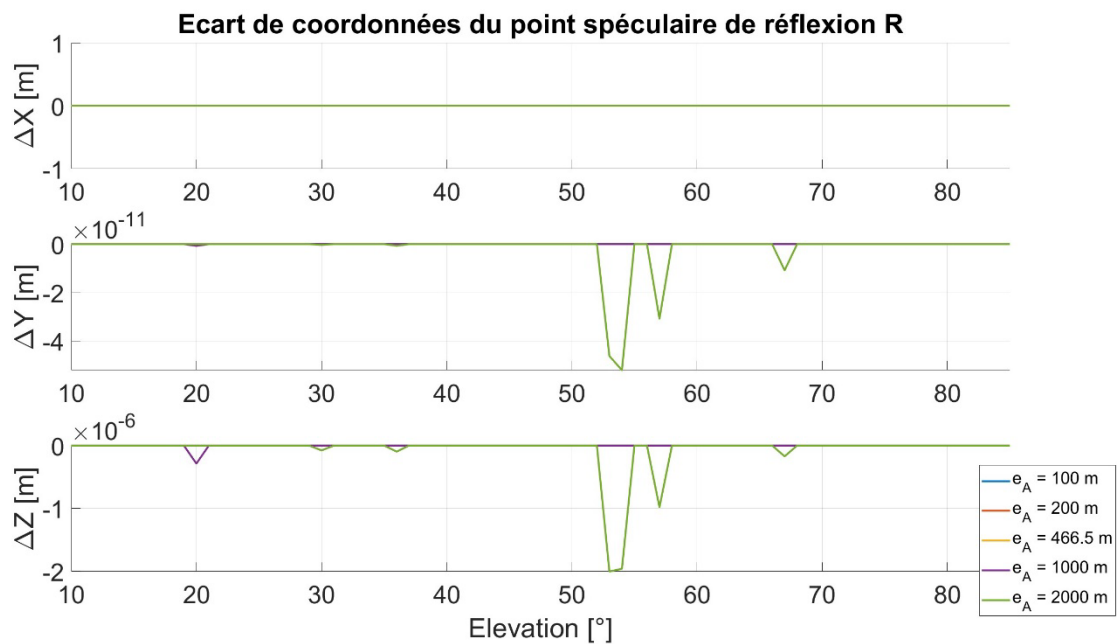


Figure 51. Écarts de coordonnées du point spéculaire de réflexion R sur les trois coordonnées cartésiennes X_R , Y_R et Z_R en fonction de l'élévation du satellite pour différentes hauteurs h_A de l'antenne de réception ($h_A = e_A$). Le récepteur est positionné en $\varphi_A = 0^\circ$ et $\lambda_A = 0^\circ$.

1.3. Justesse de la relation standard

En réflectométrie GNSS, il est d'usage, en première approche, d'utiliser un modèle simple permettant d'exprimer la différence de marche entre le rayon direct et le rayon réfléchi. Ce modèle suppose que la surface de réflexion est plane et que le satellite est situé à une distance infinie de l'antenne de réception Figure 52. Ainsi, la différence de marche $\Delta\delta_{AB}$ entre le trajet direct et le trajet réfléchi peut s'exprimer simplement en fonction de l'élévation ε par :

$$\Delta\delta_{AB} = 2(h_A - d_A) \sin \varepsilon \quad (3.24)$$

Les limites de validité de ce modèle ont été éprouvées en comparant la différence de marche donnée par ce modèle à celle calculée à l'aide de notre méthode numérique qui utilise la distance effective entre satellite et antenne de réception. Ainsi, la Figure 53 représente la différence entre les différences de marche obtenues par l'équation 3.24 et la méthode numérique en fonction de l'élévation du satellite, pour plusieurs hauteurs d'antenne comprises entre 100 m et 2000 m. Les résultats indiquent que cette différence peut déjà atteindre 1 cm lorsque le récepteur est situé à une hauteur d'environ 360 m pour les satellites de basse élévation (10°). Elle dépasse la valeur de la longueur d'onde à partir de 2000 m de hauteur (20 cm à 2000 m de hauteur et 40° d'élévation). Il est donc clair que la relation standard n'est plus valable pour les levés de réflectométrie aéroportée d'échelle régionale, à plus forte raison pour la réflectométrie par satellite.

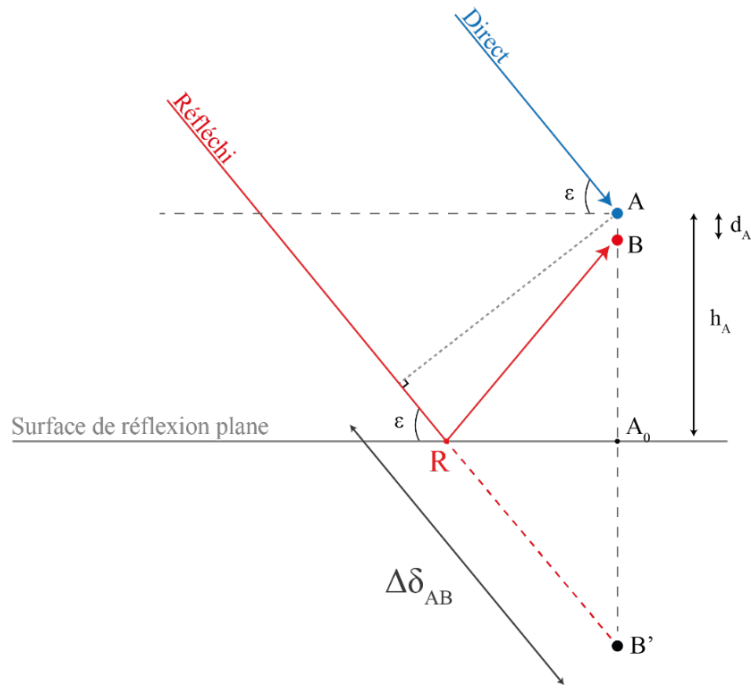


Figure 52. Modèle classique de réflectométrie GNSS sur une surface plane avec un satellite situé à une distance infinie (rais incidents parallèles).

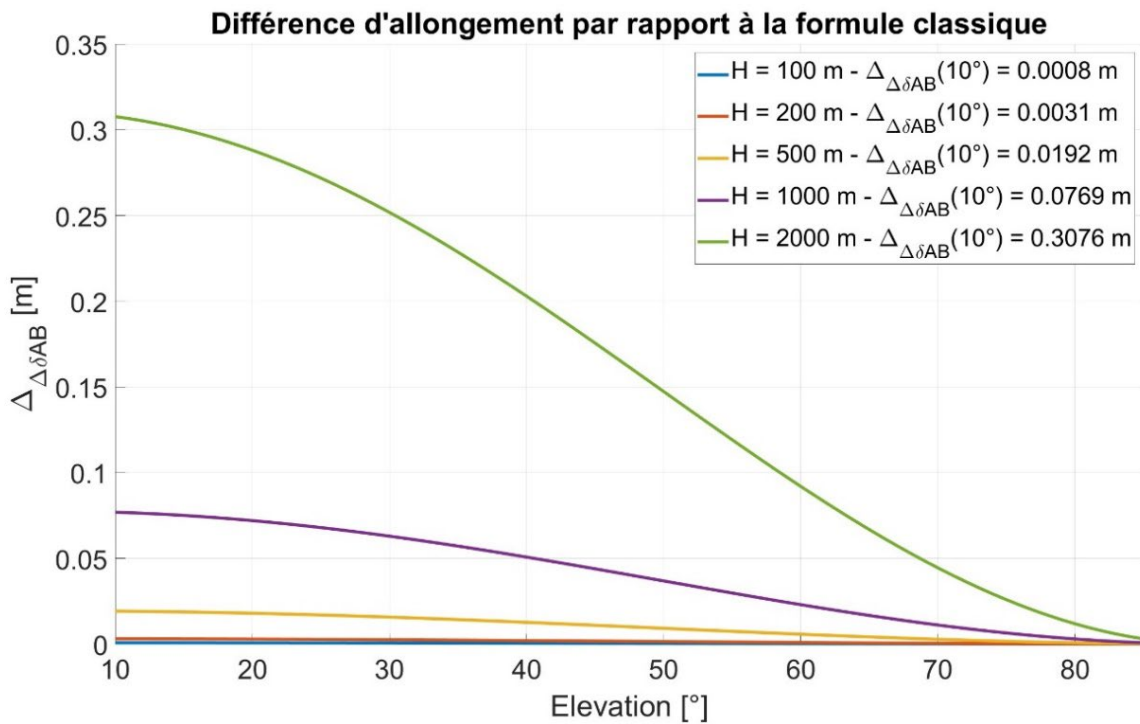


Figure 53. Différence des différences de marche entre le signal direct et le signal réfléchi, déterminé via le modèle considérant un satellite à distance infinie et notre méthode numérique qui utilise la distance réelle entre antenne et satellite.

2.1. Modélisation de la réflexion sur un ellipsoïde de révolution géocentrique

En considérant les notations définies sur la Figure 54, on définit à présent le point A_0 comme le projeté orthogonal des points A et B en suivant la normale à l'ellipsoïde. Le point A_0 a donc même longitude et latitude que le point A , et une hauteur ellipsoïdale égale à 0. Afin de déterminer les coordonnées cartésiennes géocentriques $(X_{R'}, Y_{R'}, Z_{R'})$ du point R' , nous allons traduire mathématiquement les trois conditions suivantes :

1. le point R' appartient au plan d'incidence défini par les points S, B et A_0 ;
2. le point R' de façon à ce que la loi de la réflexion de Descartes soit satisfaite ;
3. le point R' appartient à l'ellipsoïde.

En premier lieu, l'équation cartésienne du plan d'incidence s'écrit :

$$n_{inc_a}X + n_{inc_b}Y + n_{inc_c}Z + n_{inc_d} = 0 \quad (3.25)$$

où $\begin{pmatrix} n_{inc_a} \\ n_{inc_b} \\ n_{inc_c} \end{pmatrix}$ désignent les coordonnées cartésiennes géocentriques du vecteur unitaire

$$\frac{\overrightarrow{R'S} \wedge \overrightarrow{R'B}}{\|\overrightarrow{R'S} \wedge \overrightarrow{R'B}\|} \text{ et } n_{inc_d} = - (n_{inc_a}X_{R'} + n_{inc_b}Y_{R'} + n_{inc_c}Z_{R'}).$$

En second lieu, la loi de la réflexion de Descartes doit être écrite au point R' où le vecteur unitaire normal à l'ellipsoïde est désigné par $\overrightarrow{n_{ell}}$. Enfin, l'appartenance du point R' à l'ellipsoïde s'exprime très simplement en posant sa hauteur ellipsoïdale à 0, $h_{R'} = 0$. Ainsi, les conditions 1, 2 et 3 ci-dessus s'expriment par le système de trois équations suivant :

$$\begin{cases} n_{inc_a}X_{R'} + n_{inc_b}Y_{R'} + n_{inc_c}Z_{R'} + n_{inc_d} = 0 & (3.26) \\ \overrightarrow{u_2} - (\overrightarrow{u_1} - 2(\overrightarrow{u_1} \cdot \overrightarrow{n_{ell}})\overrightarrow{n_{ell}}) = 0 & (3.27) \\ h_{R'} = 0 & (3.28) \end{cases}$$

$$\text{avec } \overrightarrow{u_1} = \frac{\overrightarrow{SR'}}{\|\overrightarrow{SR'}\|}, \overrightarrow{u_2} = \frac{\overrightarrow{R'B}}{\|\overrightarrow{R'B}\|}, \overrightarrow{n_{ell}} = \begin{pmatrix} \cos \lambda_{R'} \cos \varphi_{R'} \\ \sin \lambda_{R'} \cos \varphi_{R'} \\ \sin \varphi_{R'} \end{pmatrix}.$$

Ce système doit être couplé avec les trois relations qui lient les coordonnées géocentriques cartésiennes $(X_{R'}, Y_{R'}, Z_{R'})$ du point R' à ses coordonnées géographiques $(\lambda_{R'}, \varphi_{R'}, h_{R'})$ (équations (3.1.2)). Comme dans le cas de la réflexion sur un plan, la détermination de la solution du système s'effectue par moindres carrés non-linéaires. La vitesse de convergence est augmentée en initialisant le calcul itératif avec les coordonnées du point R , qui correspond au point de réflexion dans le cas où ce dernier se situerait que le plan tangent à l'ellipsoïde au point A_0 (cf. Figure 54). Une fois les coordonnées du point de réflexion sur le plan tangent et sur l'ellipsoïde déterminées, la différence $\delta_{RR'}$, des différences de marche obtenues lorsque le rayon réfléchi parcourt $(SR'B)$ et (SRB) respectivement est calculée à partir de la distance géométrique entre chaque point, ce qui s'exprime par :

$$D_R = \sqrt{(X_R - X_S)^2 + (Y_R - Y_S)^2 + (Z_R - Z_S)^2} + \sqrt{(X_A - X_R)^2 + (Y_A - Y_R)^2 + (Z_A - Z_R)^2} \quad (3.29)$$

$$D_{R'} = \sqrt{(X_{R'} - X_S)^2 + (Y_{R'} - Y_S)^2 + (Z_{R'} - Z_S)^2} + \sqrt{(X_A - X_{R'})^2 + (Y_A - Y_{R'})^2 + (Z_A - Z_{R'})^2} \quad (3.30)$$

$$D_{RR'} = D_{R'} - D_R \quad (3.31)$$

Avant d'utiliser cette méthode pour étudier les variations de $D_{RR'}$ en fonction de l'élévation et l'azimut du satellite pour différentes positions d'antenne, nous allons étudier ci-après la robustesse de la méthode numérique de l'optimisation utilisée dans les moindres carrés.

2.2. Contrôle de la robustesse de l'optimisation

Afin de tester la robustesse de la méthode d'optimisation, nous avons implémenté un contrôle par la méthode de Monte-Carlo. Le principe est de tester aléatoirement des combinaisons de coordonnées initiales afin d'observer le résultat de l'optimisation. Pour cela, on génère 5000 combinaisons de coordonnées initiales (X_0, Y_0, Z_0) de points au voisinage du point de réflexion spéculaire déterminé sur le plan tangent (dans une sphère de rayon $2h_A$). Les coordonnées de l'antenne considérées dans cette simulation sont $\varphi_A = 0^\circ, \lambda_A = 0^\circ$ et $h_A = 1000$ m. La Figure 55 montre la position des points initiaux de l'optimisation ainsi que leur répartition dans un histogramme pour chaque coordonnée. Les distributions des coordonnées aléatoires ont été implémentées pour suivre une loi normale. La Figure 56 montre les résultats de l'optimisation numérique en utilisant chacune de ces 5000 positions

lorsqu'on tient compte d'un satellite à 10° d'élévation (cas le plus défavorable). On constate ainsi quelle que soit la position initiale fournie à l'algorithme d'optimisation, la valeur de l'écart des différences de marche reste constante, ce qui confirme la robustesse.

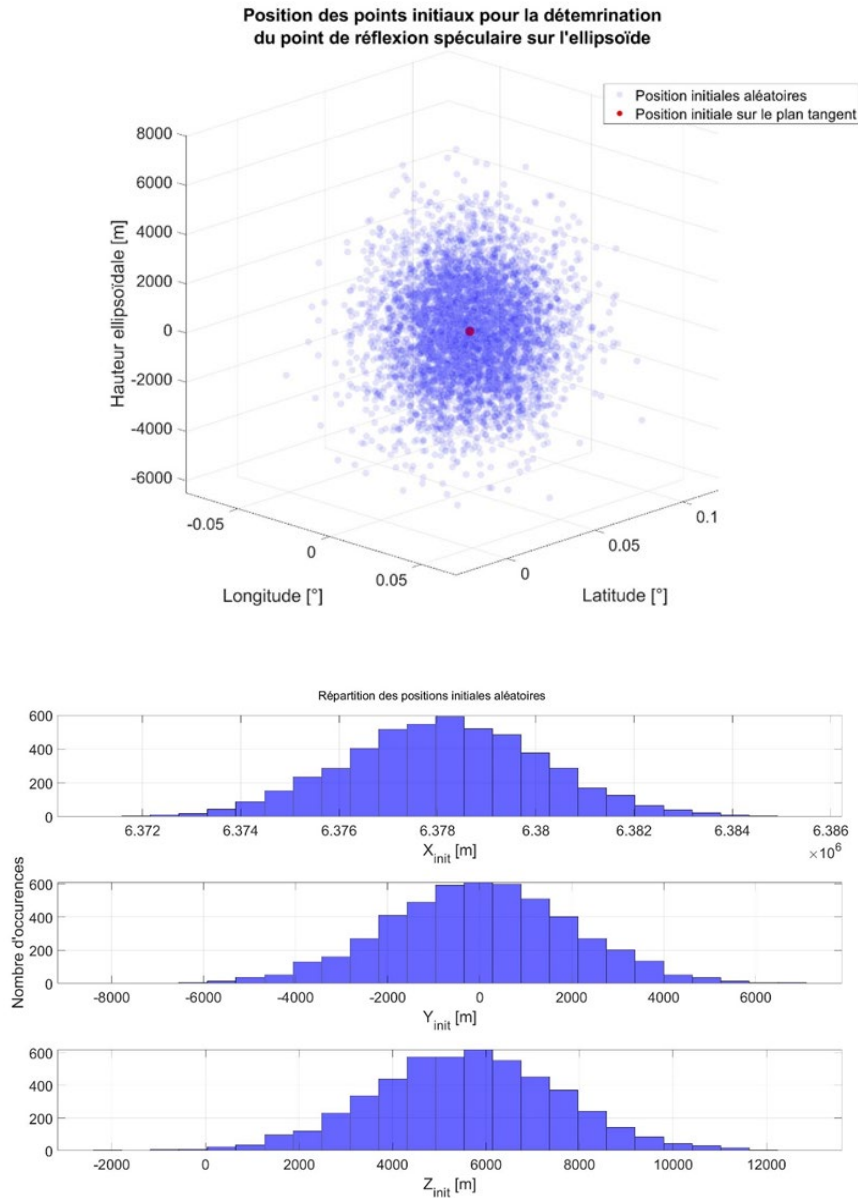


Figure 55. En haut, positions aléatoires des points initiaux de l'optimisation numérique autour de la position de la réflexion déterminée sur le plan tangent. En bas, distribution des coordonnées cartésiennes géocentriques des points initiaux de l'optimisation numérique.

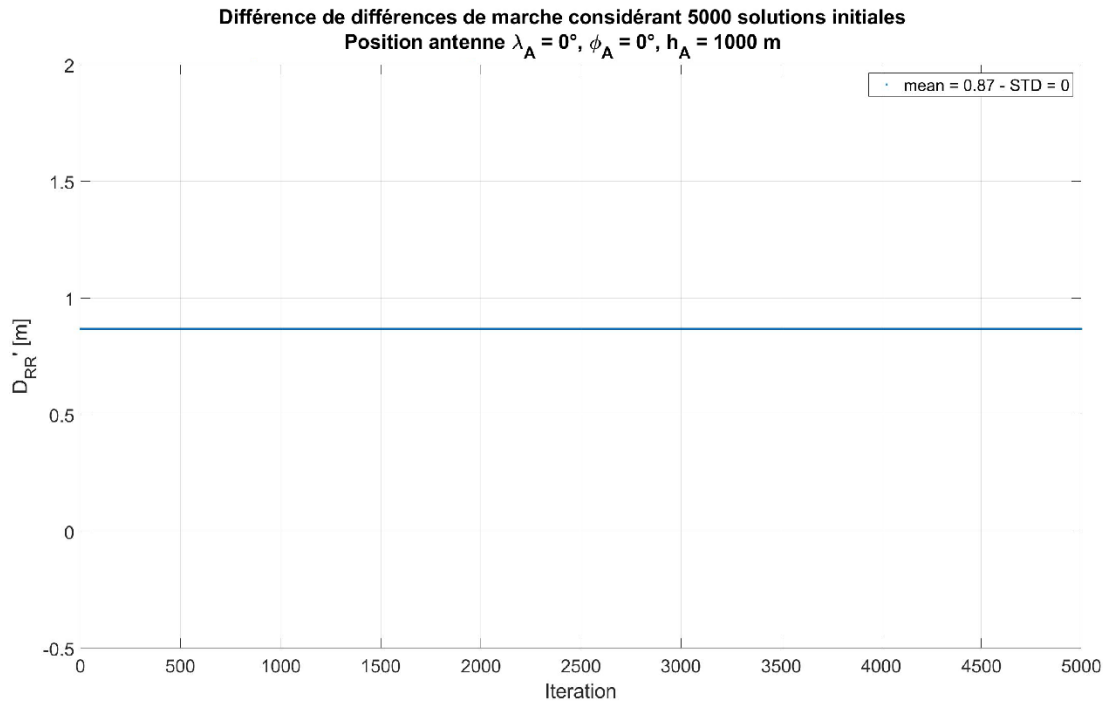


Figure 56. Différence des différences de marche entre une réflexion sur le plan tangent et une réflexion sur l'ellipsoïde de référence WGS84 pour les 5000 points initiaux de l'optimisation numérique. L'écart-type est de zéro, pour une antenne à 1000 m et un satellite à 10° d'élévation, le résultat d'optimisation est une constante.

2.3. Étude des variations de l'écart des différences de marche

Afin de se placer dans le cas le plus critique, on place l'antenne à la latitude $\phi_A = 0^\circ$ et à la longitude $\lambda_A = 0^\circ$. En effet, comme le montre la Figure 57, il s'agit de la latitude à laquelle la courbure moyenne de l'ellipsoïde est maximale.

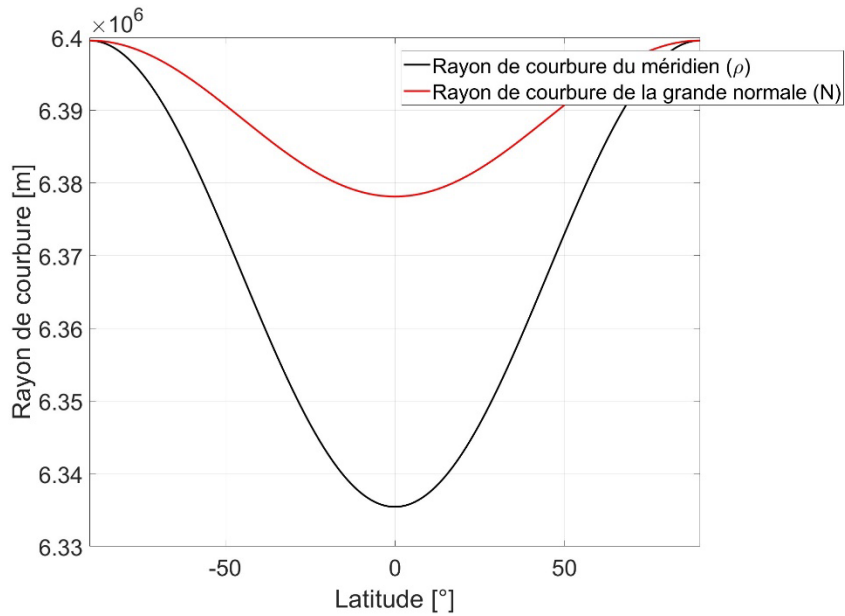


Figure 57. Rayons de courbure principaux de l'ellipsoïde WGS84 en fonction de la latitude. Le rayon de courbure ρ du méridien est représenté par la courbe en noir ; celui de la section normale à l'ellipsoïde, orthogonale au méridien, noté N , est représenté par la courbe en rouge. La section normale à l'ellipsoïde orthogonale au méridien en un point donné est la courbe à l'intersection du plan orthogonal au méridien contenant le vecteur normal à l'ellipsoïde au point considéré. La courbure moyenne C_m de l'ellipsoïde en un point donné est donnée par :

$$C_m = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\rho} + \frac{1}{N} \right) \quad (3.31)$$

Cette courbure est maximale lorsque les rayons de courbure principaux sont minimums, en l'occurrence à l'équateur comme montré par la figure.

De la même manière, on définit l'azimut du satellite tel que $\alpha = 0^\circ$, c'est-à-dire un satellite orienté vers le Nord, tandis que l'on fait varier l'élévation entre 10° et 85° . Afin de quantifier l'effet de la courbure sur la différence de marche lorsqu'on augmente l'altitude de l'antenne, on tient étudié les variations de $D_{RR'}$ pour plusieurs hauteurs d'antenne h_A en cherchant la valeur pour laquelle $D_{RR'}$ atteint une longueur d'onde du signal GPS L1, soit $\lambda_{L1} = 19,03 \text{ cm}$ à 10° d'élévation. C'est cette hauteur qui sera déterminante car au-delà, la courbure de la surface a un effet sur la résolution des ambiguïtés entières. Comme on peut l'observer sur la Figure 58, les valeurs de $D_{RR'}$ croissent lorsque la hauteur de l'antenne augmente et l'élévation du satellite diminue. L'écart $D_{RR'}$ est inférieur à 1 cm lorsque

l'antenne est située à moins de 100 m de hauteur. Ainsi, à ces altitudes il n'y a pas de besoin de correction des effets géodésiques et il est légitime de prendre en compte un modèle de Terre plate. En revanche, cet écart atteint une longueur d'onde du signal GPS L1 lorsque l'antenne est située autour de 465 m de hauteur à 10° d'élévation. Le même calcul peut être réalisé en faisant varier l'azimut du satellite pour une même élévation à 10°. Comme le montre la Figure 59, la dépendance azimutale de l'écart $D_{RR'}$ reste relativement faible pour les basses altitudes d'antenne du fait de la courbure de l'ellipsoïde. On observe un écart entre le minimum et le maximum inférieur à 1 cm lorsque $h_A < 1310$ m. Une attention toute particulière devra cependant être accordée à cet écart dans le cas de mesures de réflectométrie aéroportée à haute altitude ou depuis un satellite.

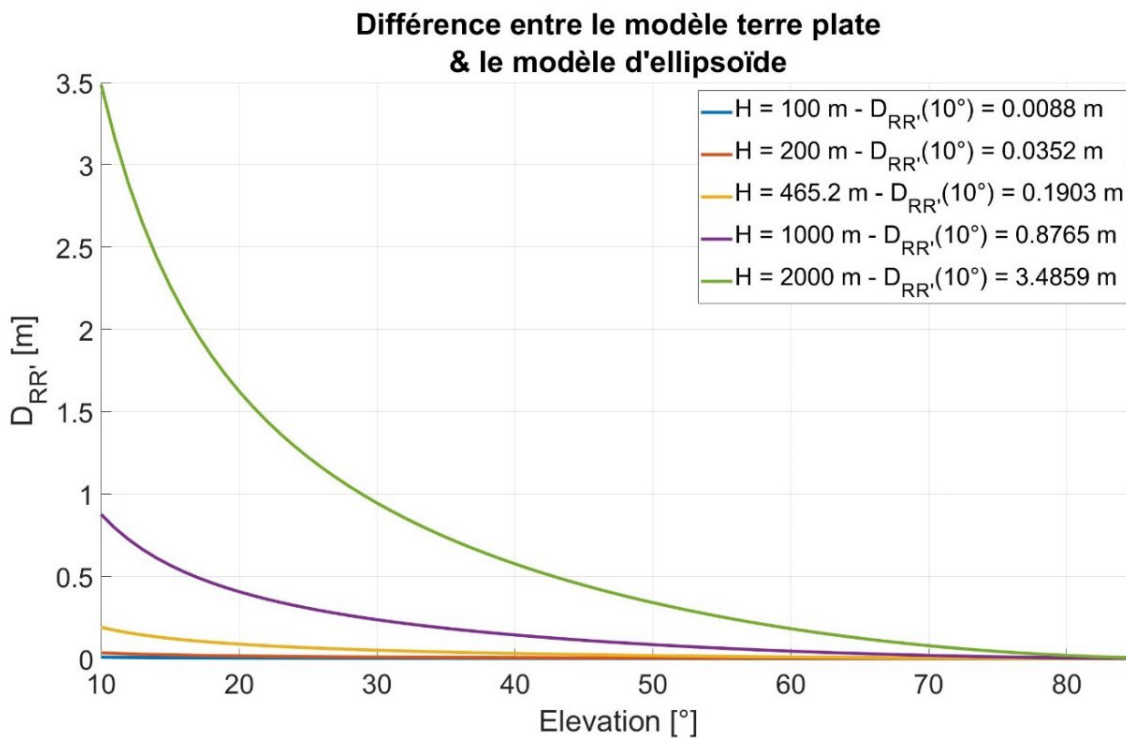


Figure 58. Différence des différences de marche $D_{RR'}$ entre une réflexion sur une surface plane et sur un ellipsoïde en fonction de la hauteur ellipsoïdale de l'antenne de réception et de l'élévation du satellite émetteur. Les valeurs données dans la légende correspondent à l'élévation à 10° pour laquelle $D_{RR'}$ est maximum pour une hauteur de satellite donné.

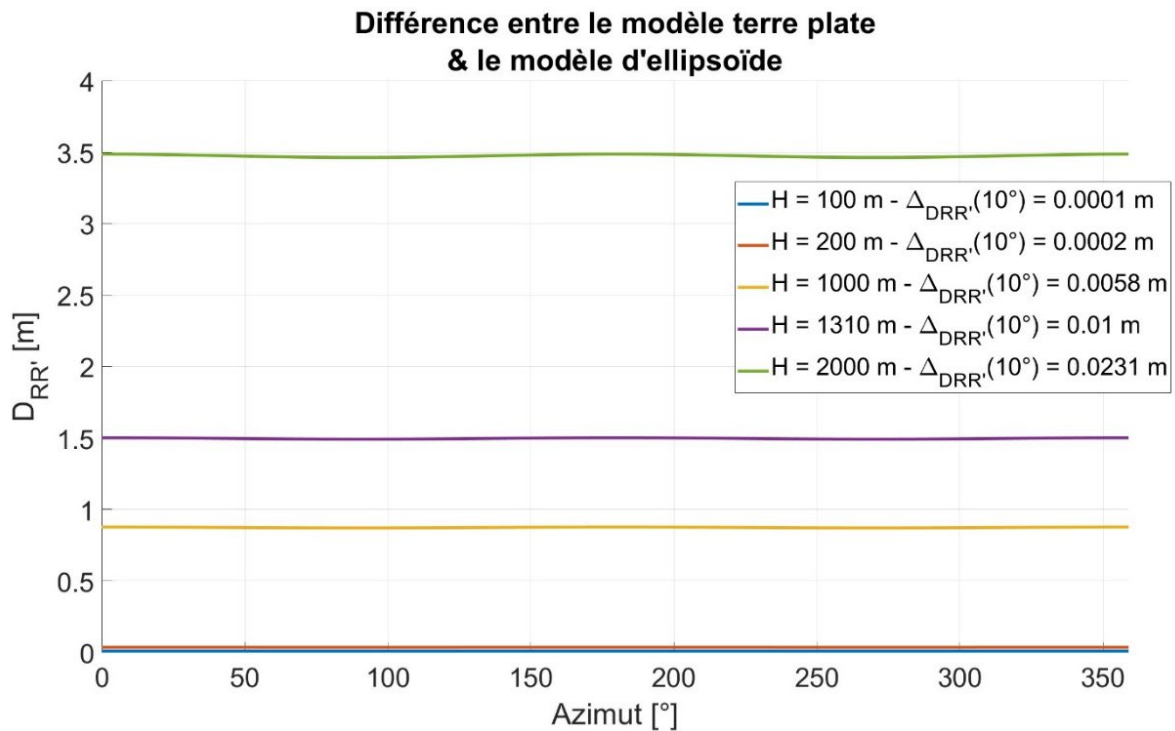


Figure 59. Différence des différences de marche $D_{RR'}$ entre une réflexion sur une surface plane et sur un ellipsoïde en fonction de la hauteur ellipsoïdale de l'antenne de réception et de l'azimut du satellite émetteur, pour une élévation de 10° . La valeur $\Delta_{DRR'}$ correspond à l'écart entre le minimum et le maximum de $D_{RR'}$ en fonction de l'azimut.

3. Modélisation de la réflexion sur la surface du géoïde

La dernière étape de la modélisation consiste à considérer une réflexion sur le géoïde. En effet, le géoïde est la surface équipotentielle du champ de pesanteur terrestre qui coïncide avec le niveau moyen des océans. Pour des mesures de réflectométrie en mer, il s'agit donc de la surface la plus proche de la surface de réflexion réelle, l'écart entre le niveau instantané de la mer et le géoïde venant essentiellement des marées océaniques, des courants marins et de la houle. La Figure 60 modélise une réflexion sur le géoïde. La différence des différences de marche est calculée entre une réflexion sur le plan tangent au géoïde à l'aplomb de l'antenne, et une réflexion sur le géoïde. Pour les calculs présentés dans cette partie, nous utiliserons de la surface de conversion altimétrique RAF18 fournie par l'Institut Géographique National (Figure 61), prise comme modèle de la surface du géoïde. Bien évidemment l'effet du géoïde

est directement dépendant de l'emplacement où sont réalisées les mesures de réflectométrie puisque le géoïde varie sur toute la surface terrestre.

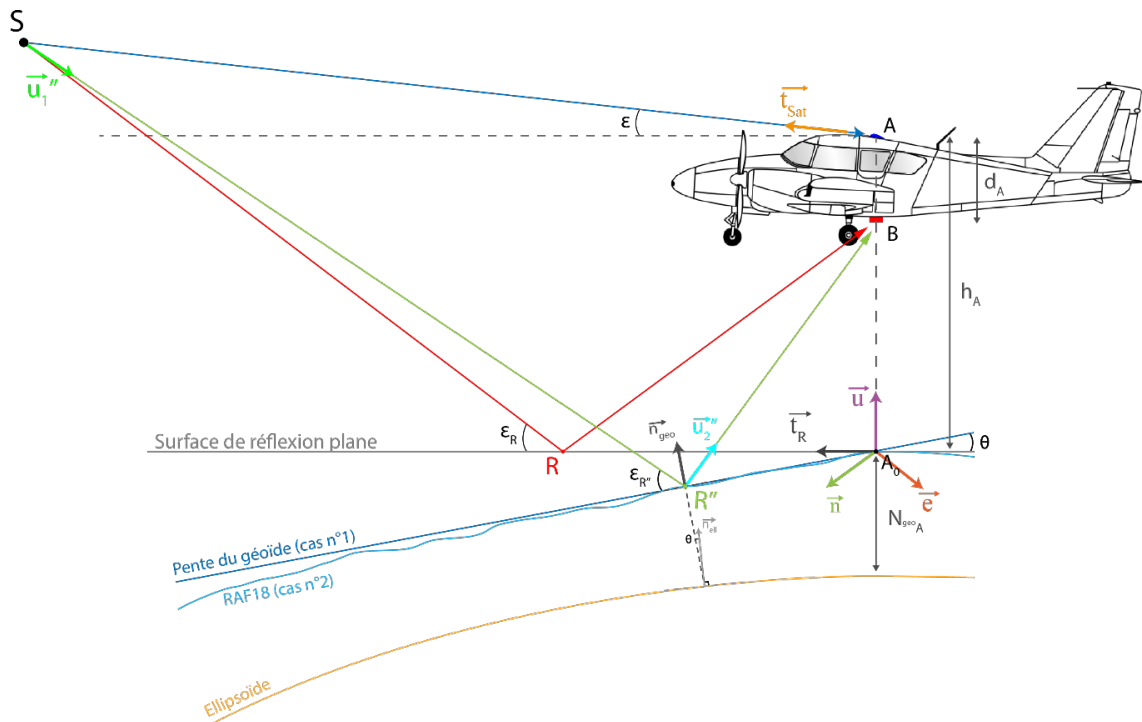


Figure 60. Modèle de réflexion d'un signal GNSS sur une surface plane et sur un géoïde local (ici RAF18). Deux cas sont traités ici, le premier constitue un géoïde modélisé simplement par son plan tangent, la surface de réflexion est alors une surface plane inclinée de la déviation de la verticale locale θ . Le second cas consiste à déterminer la position du point de réflexion R'' sur le plan tangent au géoïde local de normale \vec{n}_{geo} de manière analogue à la modélisation basée sur l'ellipsoïde.

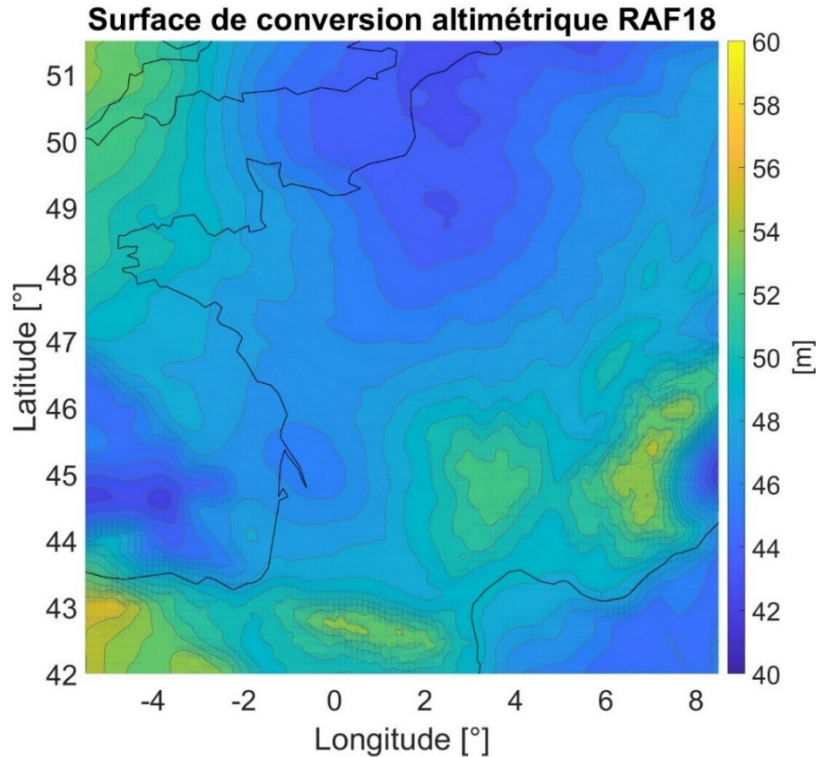


Figure 61. Carte de l'ondulation de la grille de conversion altimétrique RAF18 de l'IGN. Cette grille va être utilisée pour modéliser la surface du géoïde en France métropolitaine.

3.1. Méthodologie de la modélisation

Les principes de calcul sont analogues à ceux utilisés dans le cas d'une réflexion sur l'ellipsoïde. Le pas de grille de RAF18 est de $2' \times 1,5'$, soit environ $3,7 \times 2,8 \text{ km}$. La grille est interpolée afin de calculer son ondulation N_A à l'aplomb de l'antenne permettant ainsi de positionner le point A_0 par ses coordonnées géocentriques cartésiennes telles que :

$$\begin{cases} X_{A_0} = (R_N + N_A)\cos\lambda_A\cos\varphi_A & (3.32.1) \\ Y_{A_0} = (R_N + N_A)\sin\lambda_A\cos\varphi_A & (3.32.2) \\ Z_{A_0} = [R_N(1 - e^2) + N_A]\sin\varphi_A & (3.32.3) \end{cases}$$

Comme pour la modélisation sur l'ellipsoïde, nous cherchons à maximiser l'effet du géoïde pour le calcul de la l'écart des différences de marche. Pour cela, on fixe l'azimut du satellite

afin que son orientation soit dans la direction où la pente du géoïde est la plus forte autour de l'antenne. Ceci permet de se placer dans le cas le plus défavorable pour la modélisation. En réalité, on utilisera l'azimut réel du satellite. Pour déterminer l'azimut de plus forte pente, on recherche l'azimut α qui maximise la déviation de la verticale θ au point de latitude φ et longitude λ . La déviation de la verticale dans la direction d'azimut α s'exprime en fonction des composantes Nord ξ et Est η de la déviation de la verticale par :

$$\theta = \xi \cos \alpha + \eta \sin \alpha \quad (3.33)$$

Ces composantes s'expriment en fonction des gradients Nord/Sud et Est/Ouest de l'ondulation N_g du géoïde par :

$$\xi = -\frac{1}{R_N} \frac{\partial N_g}{\partial \varphi} \quad \text{et} \quad \eta = -\frac{1}{R_N \cos \varphi} \frac{\partial N_g}{\partial \lambda} \quad (3.34)$$

L'azimut et la déviation de la verticale sont déterminés sur toute la grille du géoïde puis interpolées aux coordonnées de l'antenne. Cependant, il va de soi que dans un cas réel, pour simuler les réflexions d'une campagne de mesure par exemple, on prendra l'azimut et l'élévation du satellite en vue. La suite du calcul reprend le même principe que pour une réflexion sur l'ellipsoïde. Le plan d'incidence correspondant à celui de la réflexion sur la surface plane est défini selon :

$$\begin{pmatrix} n_{inc_a} \\ n_{inc_b} \\ n_{inc_c} \end{pmatrix} = \frac{\overrightarrow{R''S} \wedge \overrightarrow{R''B}}{\|\overrightarrow{R''S} \wedge \overrightarrow{R''B}\|} \quad (3.35)$$

et

$$n_{inc_d} = -(n_{inc_a} X_R + n_{inc_b} Y_R + n_{inc_c} Z_R) \quad (3.36)$$

Les coordonnées du vecteur normal $\overrightarrow{n_{geo}}$ au géoïde au point de réflexion R'' , s'obtiennent à partir des composantes Nord et Est de la déviation de la verticale tel que :

$$\overrightarrow{n_{geo}} = \begin{bmatrix} -\sin \lambda_{R''} & -\sin \phi_{R''} \cos \lambda_{R''} & \cos \phi_{R''} \cos \lambda_{R''} \\ \cos \lambda_{R''} & -\sin \phi_{R''} \sin \lambda_{R''} & \cos \phi_{R''} \sin \lambda_{R''} \\ 0 & \cos \phi_{R''} & \sin \phi_{R''} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ \xi \\ \sqrt{1 - \eta^2 - \xi^2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

À nouveau, la résolution par moindres carrés non linéaires est réalisée en prenant pour solution initiale le point de réflexion R déterminé sur la surface plane (φ_R, λ_R) ramené sur le géoïde. Pour ce, l'interpolation de la grille RAF18 est réalisée aux coordonnées (φ_R, λ_R) pour obtenir une valeur approchée de l'ondulation du géoïde $N_{R''}$. Ainsi, le système non linéaire satisfait par les coordonnées géocentriques cartésiennes $(X_{R''}, Y_{R''}, Z_{R''})$ du point de réflexion R'' est donné par :

$$\begin{cases} n_{inc_a} X_{R''} + n_{inc_b} Y_{R''} + n_{inc_c} Z_{R''} + n_{inc_d} = 0 & (3.38) \\ \vec{u}_2 - (\vec{u}_1 - 2 * (\vec{u}_1 \cdot \vec{n}_{geo}) \vec{n}_{geo}) = 0 & (3.39) \\ h_{R''} - N_{R''} = 0 & (3.40) \end{cases}$$

Il implique que le point de réflexion soit situé dans le plan d'incidence du point de réflexion sur la surface plane (Éq. 3.38), que la réflexion respecte la loi de Snell-Descartes (Éq. 3.39) et que le point soit situé à la surface de géoïde (Éq. 3.40). Une fois les coordonnées déterminées, les différences de marche sont calculées géométriquement pour une réflexion sur une surface plane (D_R) et une réflexion sur le géoïde ($D_{R''}$). L'écart $D_{RR''}$ entre ces deux déterminations est donc donné par :

$$D_R = \sqrt{(X_R - X_S)^2 + (Y_R - Y_S)^2 + (Z_R - Z_S)^2} + \sqrt{(X_A - X_R)^2 + (Y_A - Y_R)^2 + (Z_A - Z_R)^2} \quad (3.41)$$

$$D_{R''} = \sqrt{(X_{R''} - X_S)^2 + (Y_{R''} - Y_S)^2 + (Z_{R''} - Z_S)^2} + \sqrt{(X_A - X_{R''})^2 + (Y_A - Y_{R''})^2 + (Z_A - Z_{R''})^2} \quad (3.42)$$

$$D_{RR''} = D_R - D_{R''} \quad (3.43)$$

Cette méthodologie permet d'estimer les variations de différence de marche liée à la pente maximale du géoïde, pour différentes valeurs d'élévation de satellite et à une position d'antenne ϕ_A, λ_A, h_A donnée. On peut également faire le calcul en contraignant l'azimut à une valeur donnée, mais l'influence de l'ondulation du géoïde sera moins importante car la réflexion ne se fait pas sur la plus forte pente. Il est également possible de ne calculer que l'effet de la pente d'un géoïde en tenant compte d'un plan incliné de la déviation de la verticale au point A_0 , ce qui simplifie le calcul. Dans ce cas, on sépare en deux effets distincts l'influence de la courbure de l'ellipsoïde et la pente du géoïde. Cependant, cette méthodologie ne tient pas compte de la valeur réelle de la pente du géoïde qui ne varie pas linéairement surtout lorsque la hauteur de l'antenne augmente.

3.2. Étude des variations de l'écart des différences de marche

Les figures 62 et 63 montrent les écarts calculés pour une antenne située à la latitude $\varphi_A = 45.13^\circ$ et la longitude $\lambda_A = -1.11^\circ$. Ces coordonnées correspondent à un point situé au centre du lac de Carcans-Hourtin (Gironde, France) qui constitue le site principal étudié dans le chapitre suivant sur l'acquisition et le traitement de données de réflectométrie. La pente du géoïde en ce point est de l'ordre de 14 mm/km. Les différences ont été modélisées avec plusieurs hauteurs d'antenne, pour des élévations comprises entre 10° et 85° en tenant compte de l'azimut de plus forte pente du géoïde. La Figure 62 montre les écarts calculés lorsqu'on tient compte uniquement de la pente du géoïde c'est-à-dire d'un plan de réflexion incliné de la déviation de la verticale au point A_0 (cas n°1). On remarque que pour de faibles élévations de satellites, l'écart peut atteindre plusieurs centimètres lorsque la hauteur du récepteur augmente (2,7 cm à 1000 m de hauteur et 10° d'élévation). Cependant, la modélisation du géoïde par un simple plan incliné n'est valable que pour les antennes situées à basses altitudes, c'est-à-dire lorsque les réflexions ne sont pas trop éloignées de la position de l'antenne, car l'ondulation réelle du géoïde peut fortement varier dans certaines zones du globe (Figure 63).

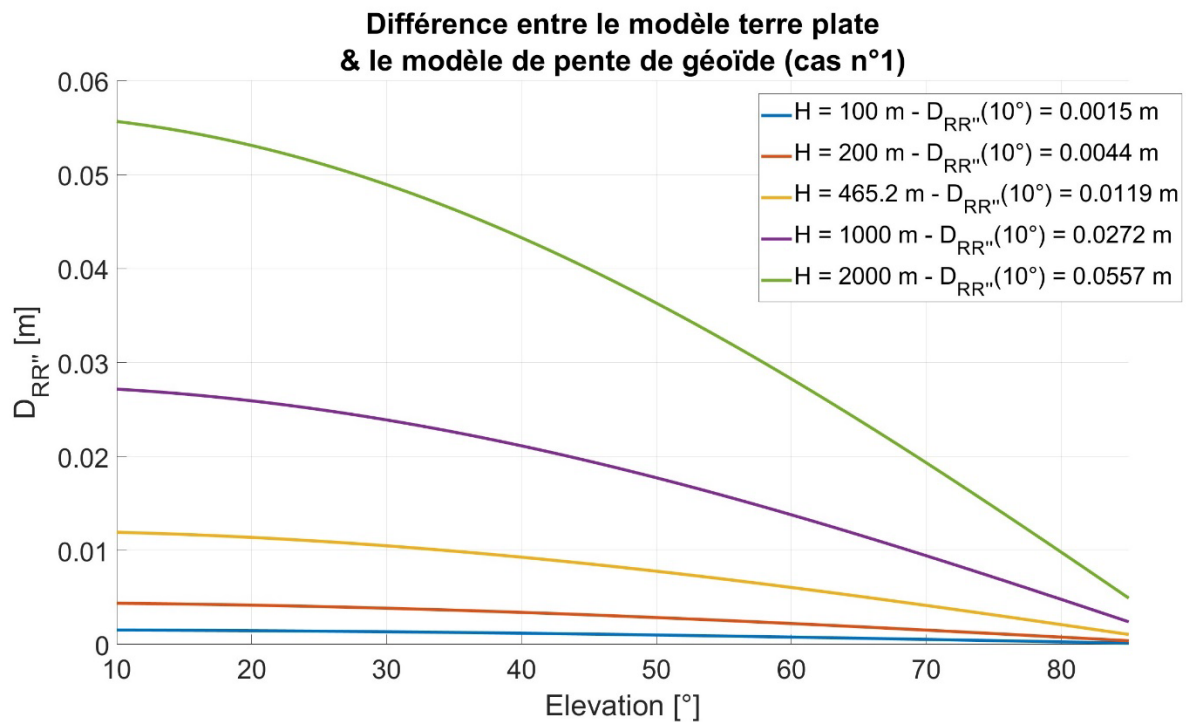


Figure 62. Différence $D_{RR''}$ des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur un plan incliné de la déviation de la verticale. Cette modélisation est une approximation de la pente du géoïde au niveau du récepteur.

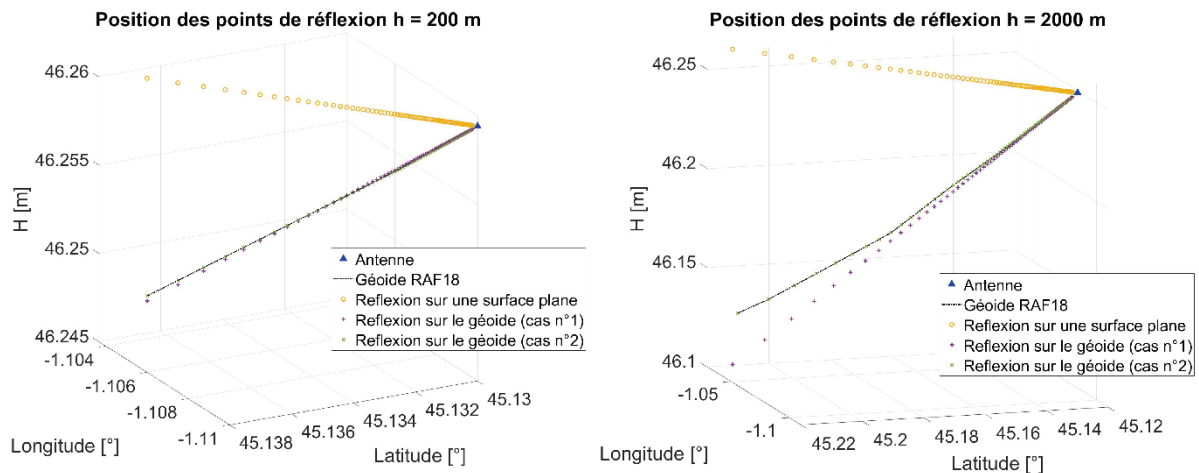


Figure 63. Position des points de réflexion spéculaires en tenant compte d'une surface de réflexion plane, puis du géoïde modélisé par un plan incliné (cas n°1), et enfin du géoïde réel (cas n°2). On constate qu'en augmentant la hauteur de l'avion, la modélisation du géoïde par un plan entraîne une approximation importante par rapport à l'ondulation du géoïde lorsque les points de réflexion sont éloignés.

Si on considère maintenant l'ondulation réelle du géoïde comme surface de réflexion (cas n°2), on remarque que l'écart des différences de marche est également impacté par la courbure de la surface (Figure 64). En effet, le géoïde représente une surface proche de l'ellipsoïde mais « déformée » par les variations latérales de la masse volumique des roches de la lithosphère et du manteau de la Terre. Ainsi, on observe dans le cas présent où le gradient du géoïde est positif selon l'orientation azimutale de plus forte pente, une diminution de la différence des différences de marche $D_{RR''}$. Celle-ci est de l'ordre d'un centimètre pour une antenne située à 200 mètres et peut atteindre la dizaine de centimètres pour une antenne à 2000 m de hauteur. Il est à noter que les valeurs de $D_{RR''}$ dépendent grandement de la position initiale de l'antenne. En effet, le géoïde est une surface hétérogène dont les gradients peuvent fortement varier en fonction de la position d'observation et/ou de l'azimut du signal incident. Par exemple, la Figure 65 montre la différence entre le modèle de réflexion sur

l'ellipsoïde et sur le géoïde en tenant compte d'une position où le géoïde présente une forte pente, de l'ordre de 65 mm/km, pour deux azimuts : celui du gradient du géoïde et son opposé. Ainsi, lorsqu'on se place dans la direction du gradient du géoïde $\alpha = 69,12^\circ$, la contribution de l'ondulation du géoïde entraîne une augmentation de la différence de marche par rapport à celle liée uniquement à la courbure de la Terre, jusqu'à 16 cm pour une antenne située à 2000 m de hauteur. À l'inverse, dans la direction opposée $\alpha = 249,12^\circ$, la contribution du géoïde entraîne une diminution de la différence de marche, jusqu'à 40 cm. Il est donc important lorsque l'on réalise des mesures de réflectométrie GNSS de considérer la position du récepteur ainsi que l'élévation et l'azimut du signal incident.

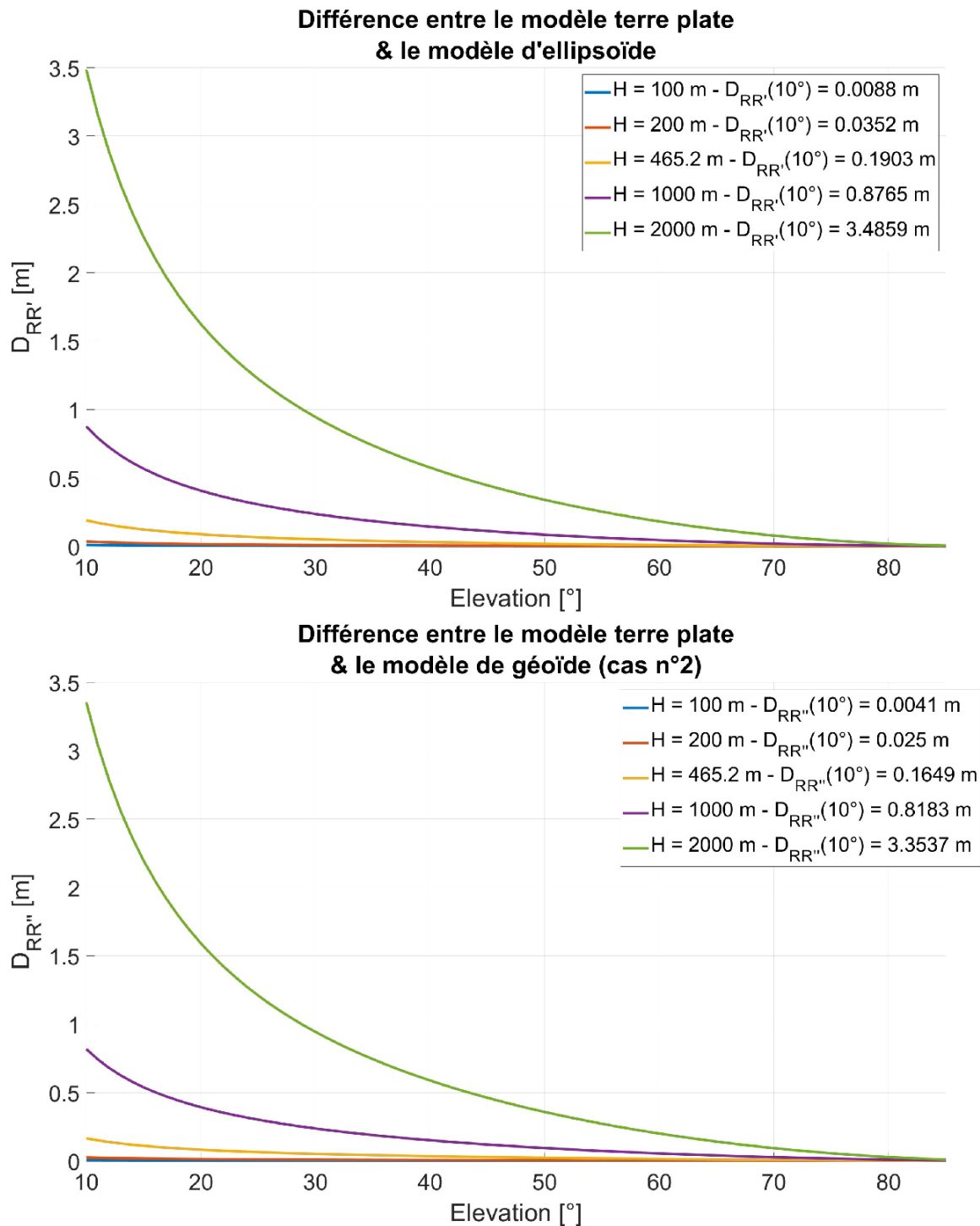


Figure 64. En haut, différence des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur une ellipsoïde de référence. En bas, différence des différences de marche entre une réflexion sur une surface plane et sur un modèle de géoïde pour les mêmes paramètres initiaux que la figure du haut. L'ondulation du géoïde diminue ainsi l'effet de courbure de la surface de réflexion.

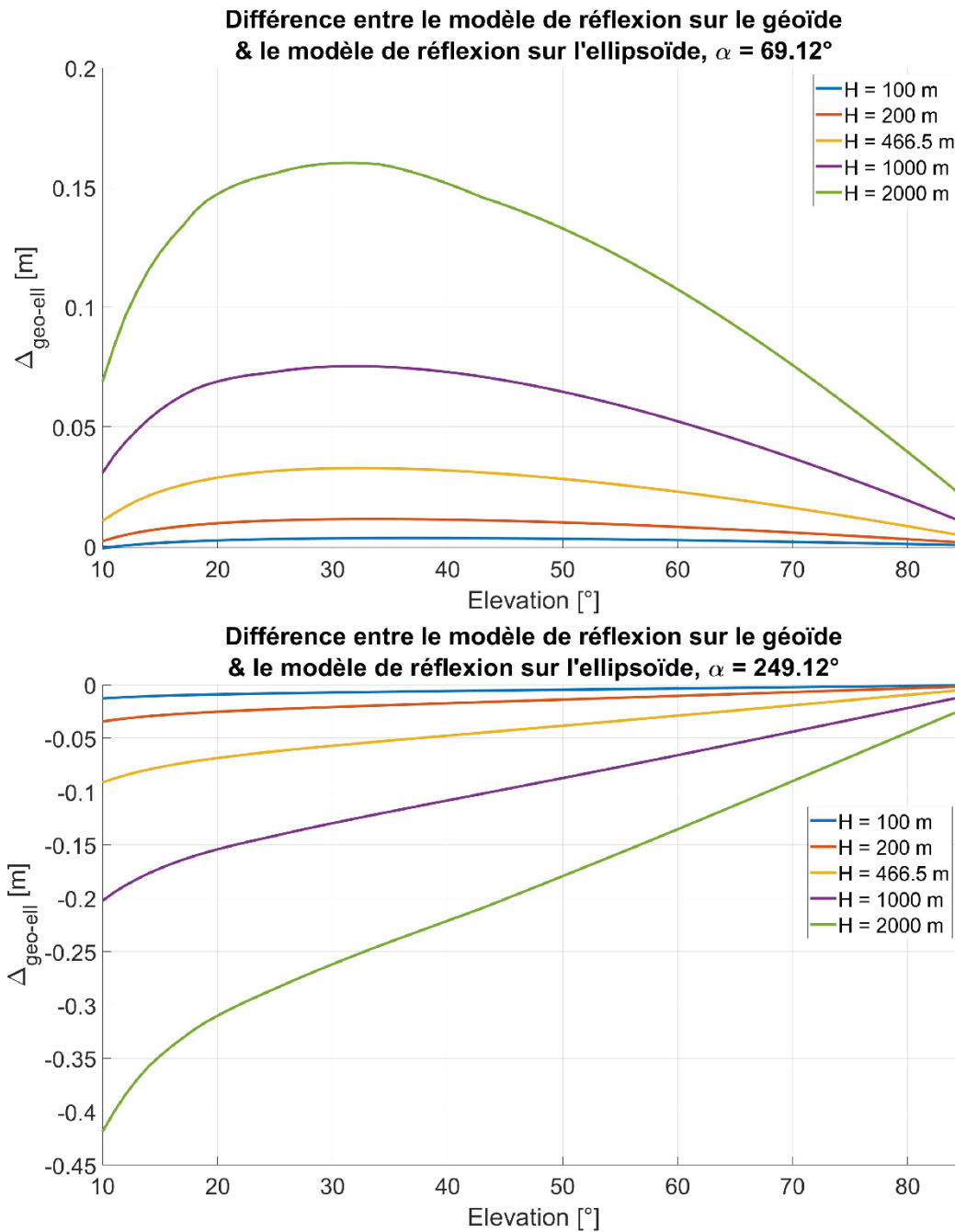


Figure 65. Écart entre les différences de marche calculées pour une réflexion sur le géoïde et une réflexion sur l'ellipsoïde en tenant compte de l'azimut de plus forte pente $\alpha = 69,12^\circ$ (en haut) et son opposé $\alpha = 249,12^\circ$ (en bas). L'antenne est placée dans une région où la pente de géoïde est forte ($\varphi_A = 43,5^\circ$ et $\lambda_A = -4,5^\circ$). On constate que lorsque le signal incident arrive dans la direction du gradient du géoïde, l'écart des différences de marche est plus important, et inversement.

4. Simulation de la position des points spéculaires

La modélisation de la réflexion des signaux a également permis de développer un outil de simulation pour la détermination de la position des points spéculaires de réflexion. Cet outil a pour vocation de prévoir le nombre de satellites en vue, avec ou sans masque d'élévation, et ainsi déterminer les meilleures conditions et horaires pour réaliser une collecte de données. Il est particulièrement utile d'avoir ce genre d'information lorsque l'antenne est au sol, proche de la surface de réflexion, et que des masques peuvent empêcher la propagation des signaux incidents. L'outil prend la position de l'antenne en entrée et en détermine l'élévation et l'azimut des satellites en fonction de leurs orbites. La position des satellites est déterminée à partir des éphémérides précises fournies par l'IGS (International GNSS Service). Un satellite GPS reprenant la même position dans le ciel au bout d'un jour sidéral il est possible d'utiliser un fichier « sp3 » antérieur. En connaissant la position de l'émetteur et du récepteur, le logiciel détermine la position des points spéculaires de réflexion selon la méthodologie précédemment décrite. Les fichiers de sorties sont au format « kml » afin de pouvoir les afficher sur une carte (google earth) et observer où se produiront les réflexions. La Figure 66 montre un exemple de la position des points de réflexion spéculaires pour les satellites GPS (en bleu) et GALILEO (en rouge) avec une antenne située aux coordonnées géographiques $\varphi_A = 45.13^\circ$, $\lambda_A = -1.11^\circ$ et $h_A = 600\text{ m}$. La position des satellites est prise à la date du 24 septembre 2021 à 15 : 42 UTC, qui correspond aux mesures réalisées lors de la campagne de collecte de données au-dessus du lac de Carcans-Hourtin présentée dans le chapitre suivant. Un filtre est appliqué pour ne conserver que les satellites dont l'élévation est supérieure à 10° . Enfin, sur cet exemple, on considère une antenne fixe et une seule époque d'observation. Le simulateur peut également fonctionner avec une antenne mobile et/ou sur plusieurs époques.

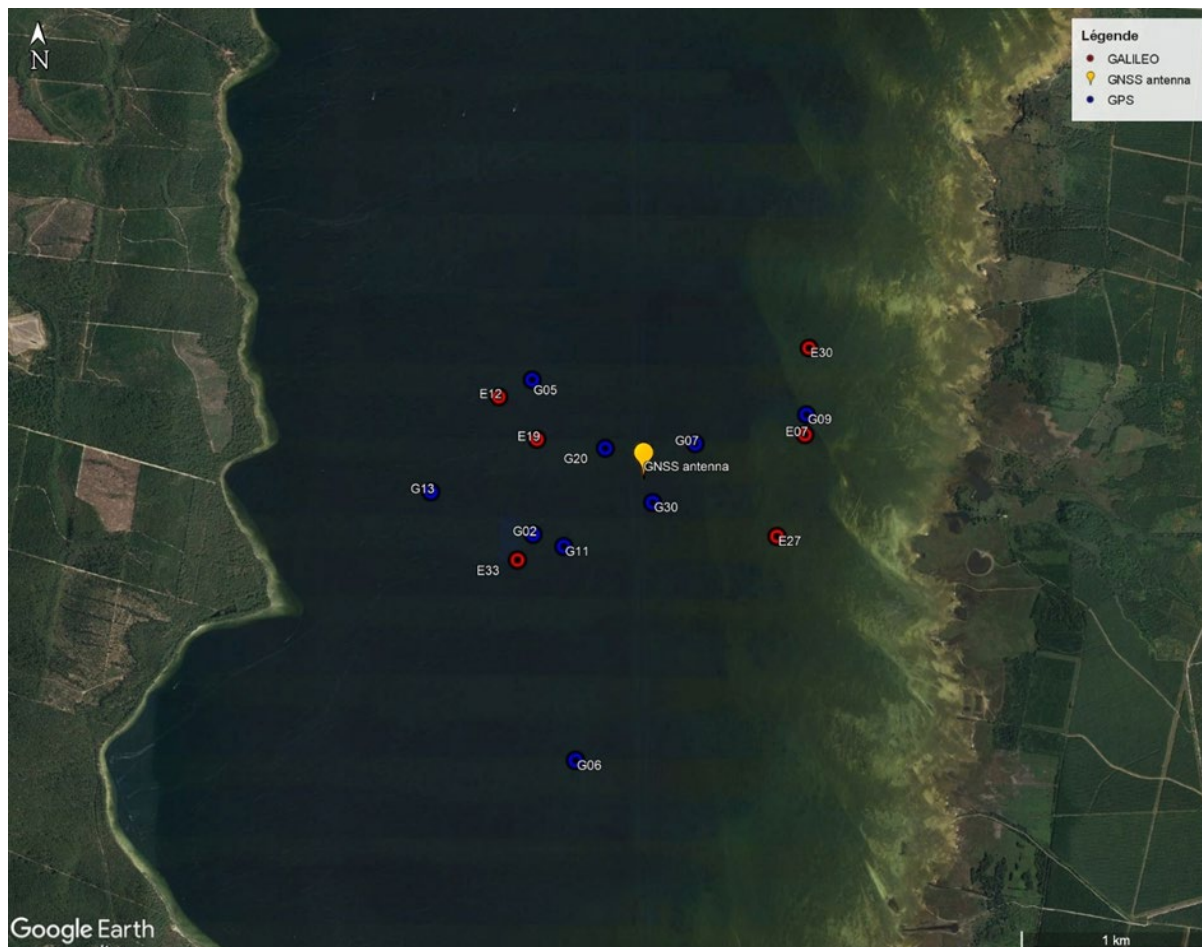


Figure 66. Carte de simulation de la position des points spéculaires de réflexion pour une antenne située au milieu du lac de Carcans-Hourtin (Gironde, France) à une hauteur de 600 m, à la date du 24 septembre 2021 à 15 : 42 UTC

5. Conclusion sur la modélisation de la réflexion des signaux GNSS

La modélisation de la réflexion des signaux GNSS est une étape fondamentale lorsqu'on envisage d'augmenter l'altitude des antennes. En effet, l'erreur géométrique liée à la prise en compte d'un modèle simple, surface de réflexion plane et satellites à distance infinie, est directement liée à l'éloignement du point spéculaire de réflexion par rapport à la verticale de l'antenne. Cet éloignement est croissant avec la hauteur de l'antenne de réflectométrie et la diminution de l'élévation du satellite. Ainsi, le simple fait de considérer les satellites à distance finie peut entraîner, pour un satellite à 10° d'élévation et une antenne à 360 m, une erreur supérieure à 1 cm sur l'allongement du signal réfléchi. De même, ne pas considérer la courbure de la terre peut causer, pour un satellite à 10° d'élévation et une antenne à 100 m, une erreur de l'ordre de 3 cm sur la détermination de la hauteur de la surface de réflexion (Figure 67).

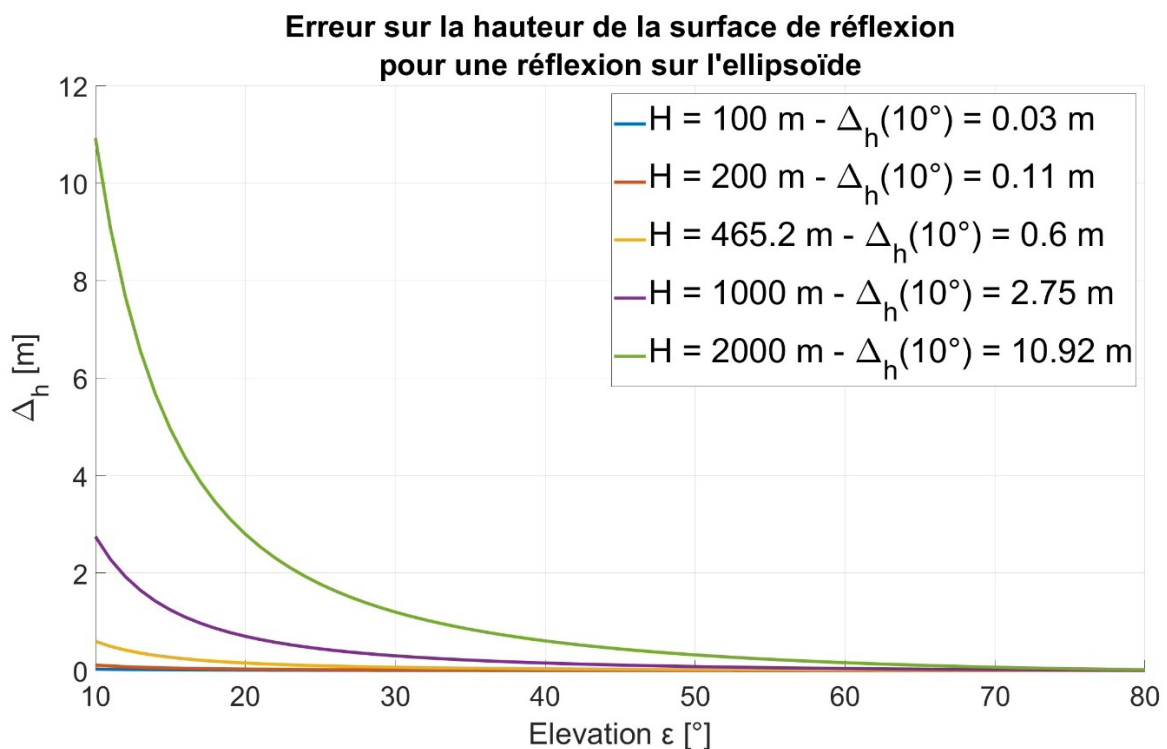


Figure 67. Estimation de l'erreur sur la détermination de la hauteur de la surface de réflexion (mesure altimétrique) en tenant compte d'une réflexion du signal GNSS sur un ellipsoïde de référence.

Enfin, la prise en compte du géoïde comme surface de réflexion plus réaliste, notamment pour les mesures d'altimétrie au niveau de la mer, modifie l'erreur liée simplement à la courbure de la Terre. En effet, le géoïde est une surface équipotentielle de la pesanteur terrestre ondulant de manière inégale sur toute la surface du globe. Selon l'endroit considéré, la pente du géoïde peut donc augmenter ou diminuer l'effet lié uniquement à la courbure terrestre. Dans les zones de faibles pentes de géoïde, comme c'est le cas sur le lac de Carcans-Hourtin, négliger l'ondulation du géoïde peut entraîner une variation de l'erreur sur la détermination de la hauteur de la surface de réflexion inférieur à 10 cm pour une antenne à moins de 600 m de hauteur. Elle peut cependant atteindre plusieurs dizaines de centimètres dans les zones où la pente du géoïde est plus forte.

Dans la suite de ce manuscrit, nous verrons que l'application de la méthode de mesure de phase de porteuse pour l'altimétrie utilise le modèle simple donné par l'équation (3.24) permettant la relation entre le déphasage du signal et la hauteur de la surface de réflexion. La prise en compte de l'erreur géométrique peut alors se faire, le cas échéant, via l'application d'un terme correctif.

6. Bibliographie

- [78] M. Semmling et al., “On the retrieval of the specular reflection in GNSS carrier observations for ocean altimetry: Reflection Retrieval for Ocean Altimetry”, *Radio Sci.*, vol. 47, n° 6, p. n/a-n/a, déc. 2012, doi : 10.1029/2012RS005007.
- [79] F. G. Nievinski et K. M. Larson, “Forward modeling of GPS multipath for near-surface reflectometry and positioning applications”, *GPS Solut*, vol. 18, n° 2, p. 309-322, avr. 2014, doi : 10.1007/s10291-013-0331-y.
- [80] N. Roussel et al., “Simulations of direct and reflected wave trajectories for ground-based GNSS-R experiments”, *Geosci. Model Dev.*, vol. 7, n° 5, p. 2261-2279, oct. 2014, doi : 10.5194/gmd-7-2261-2014.
- [81] V. H. Almeida Junior, M. T. Matsuoka, et F. Geremia-Nievinski, “Impact of Earth’s curvature on coastal sea level altimetry with ground-based GNSS Reflectometry”, *pico*, other, mars 2021. doi : 10.5194/egusphere-egu21-8511.
- [82] V. H. De Almeida et F. Geremia-Nievinski, “Computation of specular reflections on a sphere: Assessment and validation of algorithms based on special boundary cases”, *Computers & Geosciences*, vol. 176, p. 105357, juill. 2023, doi : 10.1016/j.cageo.2023.105357
- [83] K. Levenberg, “A method for the solution of certain non-linear problems in least squares”, *Quart. Appl. Math.*, vol. 2, n° 2, p. 164-168, 1944, doi : 10.1090/qam/10666
- [84] D. W. Marquardt, “An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters”, *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, n° 2, p. 431-441, juin 1963, doi : 10.1137/0111030

Chapitre IV

Réflexométrie GNSS par mesure de phase de porteuse : théorie et applications

Ce chapitre porte sur la seconde partie des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse, à savoir la mesure de hauteurs d'eau à partir de signaux GNSS réfléchis et collectés depuis un avion. Pour cela, une chaîne de traitement complète a été développée intégrant à la fois les traitements des signaux directs et réfléchis (corrélation, filtrage, etc.), mais également les corrections nécessaires pour la détermination de la surface de réflexion. Une campagne de mesure a été réalisée pour tester les méthodes de traitement et de résolution et les comparer à des mesures in situ.

1. Traitement des signaux GNSS réfléchis

Le traitement des signaux réfléchis comprend plusieurs étapes permettant d'obtenir des mesures de hauteurs d'eau. Une fois la numérisation et le conditionnement du signal radiofréquence effectués, un récepteur logiciel dédié réalise les étapes d'acquisition et de poursuite du signal. La corrélation des signaux réfléchis est alors effectuée sur une à quelques millisecondes en fonction du signal. L'étape suivante consiste alors à prolonger l'intégration cohérente des signaux et à les filtrer, afin d'améliorer la cohérence et supprimer le bruit haute fréquence. Enfin, une résolution par moindres carrés sur la phase du signal corrigée de certains effets permet de déterminer la hauteur de la surface de réflexion.

1.1. Collecte des signaux

Les premiers éléments du traitement des signaux GNSS réfléchis sont réalisés directement lors de leur acquisition. En effet, dès sa numérisation, le signal est conditionné afin de faciliter la corrélation, puis la mesure de phase lors du traitement par le récepteur. Pour cela, on s'assure que les voies directes et réfléchies soient parfaitement synchronisées, permettant ainsi d'améliorer le suivi en effectuant la corrélation du signal réfléchi à partir d'une réplique du signal direct (cf. [section 1.2](#)). Pour cela, les signaux sont collectés via un numériseur haute fréquence sur 4 canaux RF parallèles : 2 canaux pour le signal direct (LHCP et RHCP) et 2 pour le signal réfléchi (LHCP et RHCP). Les signaux collectés par les antennes sont amplifiés et filtrés une première fois lors de la numérisation avant d'être utilisés dans le récepteur logiciel. De plus, les signaux réfléchis étant majoritairement polarisés

circulairement à gauche (LHCP), lorsque l'angle d'élévation des satellites augmente, l'antenne de réflectométrie est optimisée pour collecter les signaux LHCP avec des gains relativement importants.

1.2. Récepteur GNSS-R

Le traitement des signaux GNSS directs et réfléchis est effectué via un récepteur dédié mis au point et opéré par le Cnes. Il s'agit d'une version modifiée du récepteur logiciel open-source GNSS-SDR v0.0.15 développé par le centre technologique de télécommunications de Catalogne (CTCC, Espagne) et basé sur la boîte à outils de développement pour le traitement des signaux GNU Radio [85]. La structure de base du récepteur implémente un bloc classique de traitement GNSS pour le signal direct avec la possibilité de traiter chaque satellite sur des canaux parallèles (Figure 68). Chaque canal inclut un bloc de suivi ainsi qu'un bloc pour déchiffrer le message de navigation. La boucle de suivi génère les trois répliques de code Early, Prompt et Late et deux répliques de porteuse, en phase (I) et en quadrature de phase (Q), qui sont ensuite multipliées par le signal entrant pour former six voies de corrélations parallèles. Lorsque la boucle de suivi a verrouillé le signal, la réplique de code Prompt et la réplique en phase de la porteuse générées par l'oscillateur numérique (NCO) sont successivement multipliées par le signal entrant puis intégrées. Ceci permet de calculer les fonctions de corrélation à partir desquelles sont déterminées les mesures traditionnelles de pseudo-distance et de déphasage servant à calculer les solutions de position, vitesse et temps (PVT) du véhicule porteur. Pour les besoins de la réflectométrie, le récepteur logiciel intègre en plus du bloc de traitement du signal direct, un bloc de traitement de réflectométrie dans une configuration maître-esclave. Ainsi, la corrélation des signaux réfléchis est effectuée en boucle ouverte par le récepteur, c'est-à-dire qu'on ne réutilise pas les sorties de corrélation comme c'est le cas lors du traitement du signal direct, en utilisant les répliques de code et de phase de la voie directe. Cette configuration permet de diminuer les problèmes de suivi liés aux faibles amplitudes des signaux réfléchis. La difficulté principale dans ce traitement consiste à déterminer le retard qu'il est nécessaire d'appliquer sur la réplique de code pour permettre le calcul de corrélation. Bien que trois répliques de code soient généralement utilisées pour la corrélation du signal direct, le bloc dédié à la réflectométrie autorise l'utilisateur à choisir un nombre supérieur de corrélateurs permettant de maximiser la

corrélation (cf. [section 1.3](#)). Après une courte période d'acquisition, les PVT du mobile sont calculées et le récepteur fournit des sorties, pour chaque satellite en vue, contenant tous les corrélateurs complexes I et Q avec une intégration cohérente de l'ordre de 1 ou 4 ms selon le signal utilisé.

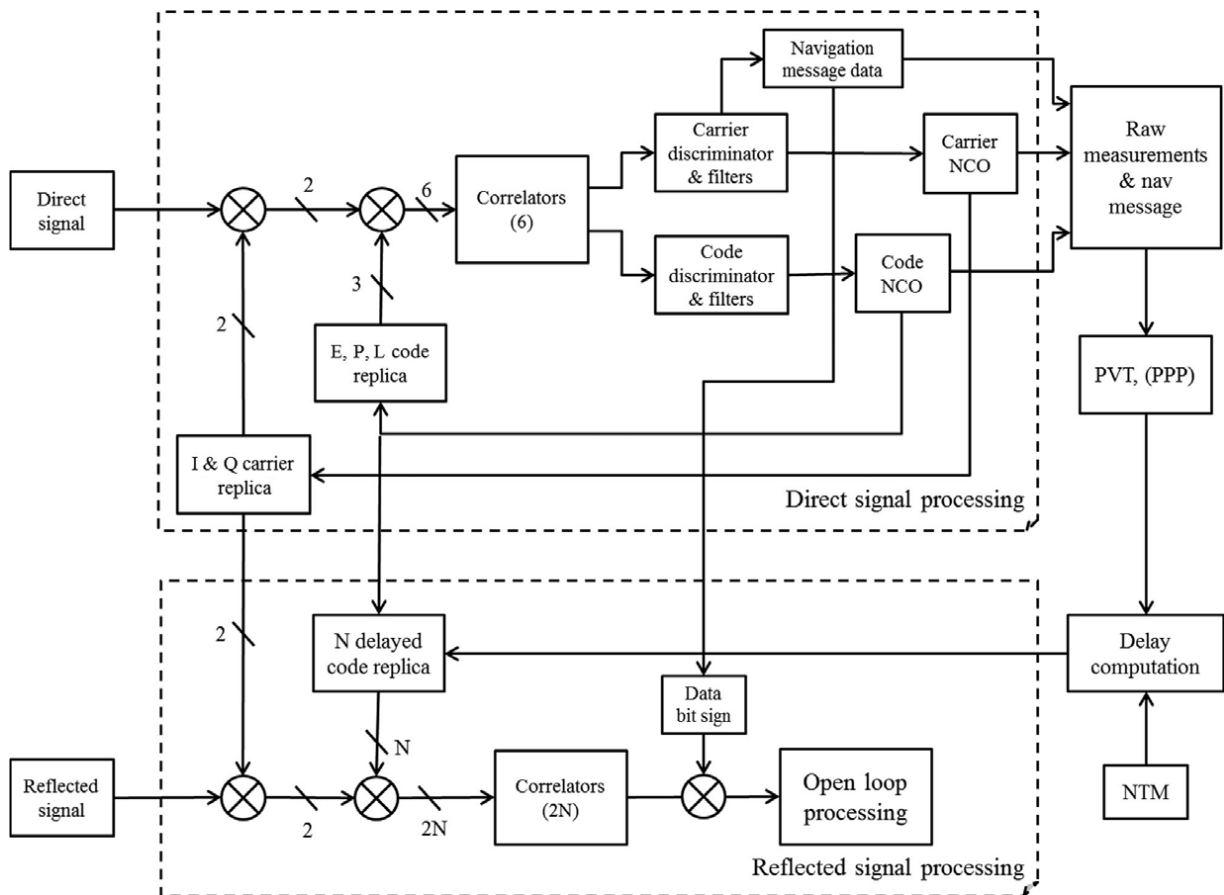


Figure 68. Schéma fonctionnel du récepteur logiciel dédié à la réflectométrie GNSS développé par le Cnes. Il est basé sur la version 0.0.15 du récepteur open-source GNSS-SDR. Source : [86]

1.3. Prolongation de l'intégration cohérente

Le signal complexe obtenu pour chaque corrélateur en sortie du récepteur est généralement fortement bruité et peu cohérent du fait de l'intégration sur seulement quelques millisecondes. L'un des traitements innovants de mes travaux de thèse consiste à prolonger l'intégration cohérente du signal tout en le filtrant pour améliorer sa cohérence et sa qualité.

Cette étape ne peut cependant être réalisée que si une opération de « data wipe-off » a été appliquée préalablement afin de supprimer les inversions de signe dans le signal induit par le message de navigation (voir exemple Figure 75 page 177). Pour cela, le signe du message de navigation est extrait du corrélateur direct obtenu via les répliques en phase et prompt (D_{IP}) et multiplié aux corrélateurs réfléchis. Soient D_{Ii}, D_{Qi}, R_{Ii} et R_{Qi} les composantes I et Q respectives des signaux directs et réfléchis pour le $i^{\text{ème}}$ corrélateur. L'opération de « data wipe-off » est définie à chaque instant t_k par :

$$\overline{D_{Ii}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times D_{Ii}(t_k) \quad (4.1)$$

$$\overline{D_{Qi}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times D_{Qi}(t_k) \quad (4.2)$$

$$\overline{R_{Ii}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times R_{Ii}(t_k) \quad (4.3)$$

$$\overline{R_{Qi}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times R_{Qi}(t_k) \quad (4.4)$$

où $\text{sign}[\cdot]$ est l'opérateur qui donne le signe de la valeur entre crochets. Les sorties de corrélateurs $\overline{D_i(t_k)}$ et $\overline{R_i(t_k)}$ peuvent ainsi s'exprimer par :

$$\overline{D_i(t_k)} = \overline{D_{Ii}(t_k)} + j\overline{D_{Qi}(t_k)} \quad (4.5)$$

$$\overline{R_i(t_k)} = \overline{R_{Ii}(t_k)} + j\overline{R_{Qi}(t_k)} \quad (4.6)$$

où j le nombre complexe tel que $j^2 = -1$. Une fois cette opération appliquée, on peut réaliser la prolongation de l'intégration cohérente sur une durée donnée en appliquant une fenêtre d'apodisation, puis un filtrage. L'utilisation de la fenêtre de Hamming [87] $W_M(u)$ appliquée sur M échantillons est définie par les équations suivantes :

- $W_M(u) = \alpha + \beta \cos\left(\frac{2\pi u}{M-1}\right), u \in \left\{-\frac{M-1}{2}; \dots; 0; \dots; \frac{M-1}{2}\right\}$ (4.7), si M est impair,

- $W_M(u) = \alpha + \beta \cos\left(\frac{2\pi u - \pi}{M-1}\right), u \in \left\{-\frac{M}{2} + 1; \dots; 0; \dots; \frac{M}{2}\right\}$ (4.8), si M est pair,

avec $\alpha = \frac{25}{46}$ et $\beta = \frac{21}{46}$ (4.9).

Pour le signal direct, l'intégration cohérente est prolongée en appliquant simplement la fenêtre sur chaque sortie de corrélateur. La sortie complexe du $i^{\text{ème}}$ corrélateur après

prolongation de l'intégration cohérente sur M échantillons et centrée sur la fenêtre d'apodisation $W_M(u)$ autour du $k^{\text{ème}}$ échantillon est définie comme :

$$D_{Mi}(tcf_k) = \sum_{u=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} W_M(u) \cdot \overline{D_i(t_{k+u})} \quad (4.10), \text{ si } M \text{ est impair}$$

$$D_{Mi}(tcf_k) = \sum_{u=-\frac{M}{2}+1}^{\frac{M}{2}} W_M(u) \cdot \overline{D_i(t_{k+u})} \quad (4.11), \text{ si } M \text{ est pair}$$

où tcf_k est le temps central de la fenêtre d'apodisation. Le signal résultant $D_{Mi}(tcf_k)$ peut se décomposer en une partie réelle $D_{I,Mi}(tcf_k)$ et une partie imaginaire $D_{Q,Mi}(tcf_k)$ telles que :

$$D_{Mi}(tcf_k) = D_{I,Mi}(tcf_k) + jD_{Q,Mi}(tcf_k) \quad (4.12)$$

Pour le signal réfléchi, la méthode est identique. De la même façon, le signal réfléchi complexe $R_{Mi}(tcf_k)$ peut alors être décomposé en une partie réelle $R_{I,Mi}(tcf_k)$ et une partie imaginaire $R_{Q,Mi}(tcf_k)$ telles que :

$$R_{Mi}(tcf_k) = R_{I,Mi}(tcf_k) + jR_{Q,Mi}(tcf_k) \quad (4.13)$$

Enfin, une dernière étape consiste à décimer les données afin de réduire le temps de calcul tout en gardant une bonne précision pour l'estimation des hauteurs d'eau.

1.4. Calcul du déphasage du signal

Le calcul du déphasage entre le signal direct et le signal réfléchi suppose que ce dernier ait une amplitude suffisante. Aussi, un algorithme de sélection du corrélateur avec le maximum d'amplitude est appliqué au préalable. En effet, un nombre plus important de corrélateurs est sélectionné lors du traitement par le récepteur du signal réfléchi pour optimiser la forme d'onde de la corrélation. Ainsi, comme le montre la Figure 69, plusieurs corrélateurs peuvent avoir une amplitude proche du maximum et l'algorithme de sélection permet de conserver pour chaque époque celui avec la plus grande amplitude. On peut également appliquer la même opération sur le signal direct afin de s'assurer que le corrélateur

prompt soit de forte amplitude et que la phase résiduelle soit proche de zéro (absence de saut de cycle), signe que le suivi du signal a été effectué dans de bonnes conditions.

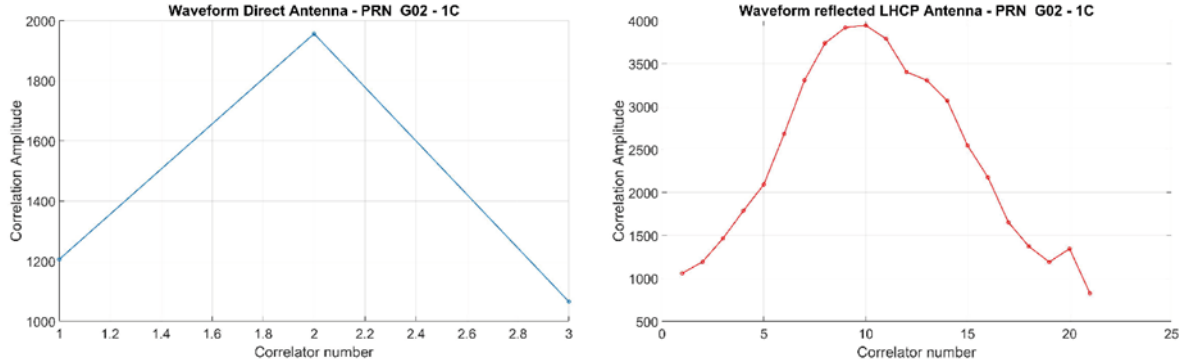


Figure 69. Amplitude de corrélation du signal direct (en bleu) et du signal réfléchi (en rouge) pour le satellite GPS G02, en fonction du numéro de corrélateur. Pour le signal direct, 3 corrélateurs ont été utilisés et 21 pour le signal réfléchi. Le maximum d’amplitude de corrélation pour le signal direct est bien atteint pour le second corrélateur (« Prompt »), alors que pour le signal réfléchi, le maximum de corrélation est atteint aux alentours du 10^{ème} corrélateur.

La mesure de hauteur se base sur une mesure de déphasage du signal réfléchi par rapport au signal direct. À partir des corrélateurs complexes de plus forte amplitude pour chaque époque, on calcule la phase $\phi_R(tcf_k)$ du signal réfléchi par une opération de déroulement de phase, qui s'exprime mathématiquement par :

$$\phi_R(tcf_k) = \text{unwrap} \left(\text{atan2} \left(-R_{Q,Mi}(tcf_k), R_{I,Mi}(tcf_k) \right) \right) \quad (4.14)$$

où *unwrap* est l’opérateur qui déroule la phase du signal en corrigeant les sauts de cycles de $\pm 0,5$ cycle et *atan2* est la fonction réciproque de la fonction tangente à deux arguments, qui permet le calcul correct du déphasage sans ambiguïté entre les angles de signe opposés. L’algorithme de la fonction *unwrap* est simple : chaque fois que deux valeurs d’angles consécutives sont supérieures ou égales à π radians, les angles sont décalés en ajoutant des multiples de $\pm 2\pi$ jusqu’à ce que le saut soit inférieur à π . Enfin, le déphasage $\Delta\phi_{R-D}(tcf_k)$ entre le signal direct et réfléchi est donné par la relation :

$$\Delta\phi_{R-D}(tcf_k) = \phi_R(tcf_k) - \phi_D(tcf_k) \quad (4.15)$$

Ce déphasage déroulé est à la base du calcul de la hauteur de la surface de réflexion. Il ne doit pas présenter de sauts de cycle et être synchronisé avec les mesures GNSS de position de l'avion.

1.5. Détermination de la hauteur de la surface de réflexion

La dernière étape du traitement consiste à réaliser la détermination de la mesure de hauteur. Dans le cadre du modèle le plus simple où la surface de réflexion est plane et les satellites à distance infinie, la mesure de déphasage ΔL_i^{R-D} pour un satellite i donné est liée à la hauteur h de l'antenne par rapport à la surface de réflexion par l'équation :

$$(\Delta L_i^{R-D} + N_i)\lambda = 2h\sin\epsilon_i + b + A_{arm_i} + T_i \quad (4.16)$$

où N_i la valeur entière de l'ambiguïté initiale pour le satellite i , λ la longueur d'onde du signal dans le vide, ϵ_i l'élévation du satellite, et b est un biais instrumental entre l'antenne du signal réfléchi et celle du signal direct. Ce dernier permet de tenir compte du fait que la chaîne de collecte du signal RF (câbles, splitter, etc.) n'est pas strictement identique entre les deux voies. A_{arm_i} est la correction du bras de levier d'antenne, nécessaire pour corriger la position relative des deux antennes. T_i est la correction troposphérique du retard induit par la troposphère sur le trajet réfléchi. Dans cette expression, le déphasage ΔL_i^{R-D} est exprimé en nombre de cycles de porteuse, contrairement à $\Delta\phi_{R-D}$ exprimé en radians. L'ambiguïté N_i est une valeur entière qui correspond aux nombres de cycles écoulés avant la première observation. Pour ne garder que la partie fractionnaire dans la mesure de déphasage, celle-ci est fixée entre 0 et 1 cycle de phase au début du profil.

1.5.1. Correction du bras de levier

Dans notre modélisation, la position de l'antenne de réflectométrie n'est pas identique à celle utilisée pour la réception directe sur le fuselage de l'avion. Il est donc nécessaire de

corriger un effet dit de bras de levier. Pour cela, les positions des deux antennes ont été mesurées précisément à l'aide d'un système laser tracker dans le repère de référence de la centrale inertielle de l'avion. Cette dernière fournit également l'attitude de l'avion, c'est-à-dire les angles de tangage, roulis et lacet qui décrivent le mouvement de l'avion, à une fréquence de 100 Hz. Il est ainsi possible de calculer un terme correctif du bras de levier pour chaque époque et pour un satellite donné. Si θ , φ et Ψ désignent respectivement les angles de lacet, tangage et roulis de l'avion mesurés par la centrale inertielle, alors ce terme correctif est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
A_{arm}(i) = & \\
& - \cos \varepsilon_r(i) \sin A_z(i) \left[\cos \theta \sin \Psi (d_x) - (\sin \varphi \sin \theta \sin \Psi + \cos \varphi \cos \Psi)(d_y) \right. \\
& \quad \left. - (\cos \varphi \sin \theta \sin \Psi - \sin \varphi \cos \Psi)(d_z) \right] \\
& - \cos \varepsilon_r(i) \cos A_z(i) \left[\cos \theta \sin \Psi (d_x) - (\sin \varphi \sin \theta \cos \Psi - \cos \varphi \sin \Psi)(d_y) \right. \\
& \quad \left. - (\cos \varphi \sin \theta \cos \Psi + \sin \varphi \sin \Psi)(d_z) \right] \\
& + \sin \varepsilon_r(i) \left[\sin \theta (d_x) + \sin \varphi \cos \theta (d_y) + \cos \varphi \cos \theta (d_z) \right] \tag{4.17}
\end{aligned}$$

où $\varepsilon_r(i)$ est l'angle de réflexion réfléchi pour un satellite i donné, $A_z(i)$, l'azimut du satellite i , d_x , d_y et d_z , les écarts sur les coordonnées de l'antenne de réflectométrie par rapport à l'antenne directe dans le repère de la centrale inertielle mesurés par le système laser tracker. La correction du bras de levier est indispensable du fait des mouvements de l'avion et de l'écart entre les antennes sur le fuselage de l'avion peut entraîner une erreur de quelques dizaines de centimètres à presque 2 mètres selon l'angle d'élévation du satellite. La méthode de détermination de ce terme correctif est donnée en détail dans [l'Annexe 1](#).

1.5.2. Correction du retard dû à la troposphère

Le signal réfléchi parcourt un trajet supplémentaire par rapport au signal direct et subit donc un retard additionnel lié à la couche de troposphère traversée (Figure 70). Ce retard dépend de l'angle d'incidence et de la composition de la troposphère caractérisée par la

température, la pression et le taux d'humidité. Dans une première approche, le retard zénithal ZTD (Zenith Total Delay) peut-être exprimé par une intégrale étendue sur le trajet de l'onde :

$$ZTD = \int (n - 1) dl \quad (4.18)$$

où n est l'indice de réfraction de l'air, lui-même lié à la réfractivité N par :

$$N = 10^6(n - 1) \quad (4.19)$$

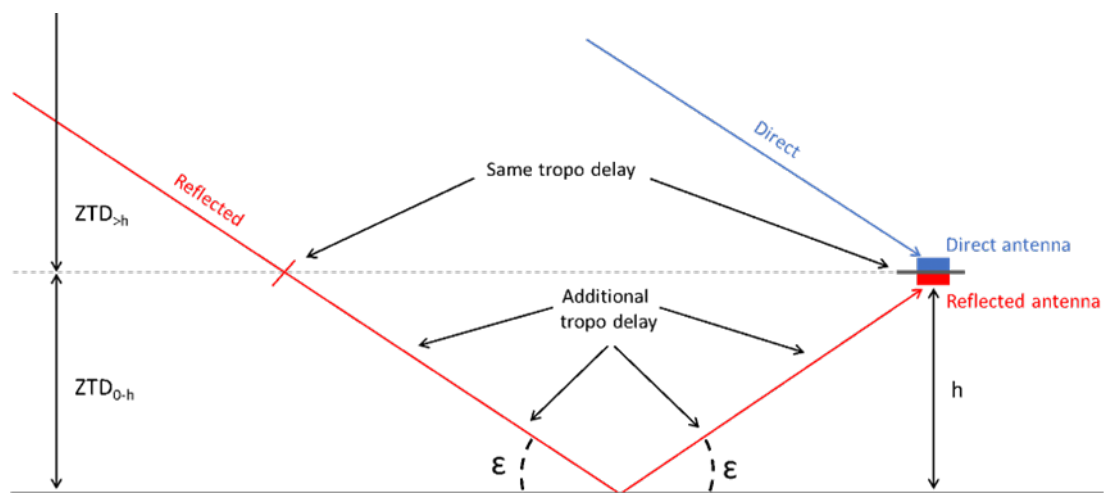


Figure 70. Schéma illustrant l'origine du retard dû à la troposphère. Le signal réfléchi traverse une couche de troposphère supplémentaire, ce qui entraîne un retard additionnel dans la propagation du signal réfléchi.

Le retard ZTD_{0-h} pour une antenne située à une hauteur h au-dessus de la surface de réflexion est alors donné par :

$$ZTD_{0-h} = 10^6 \int_0^h N dl \quad (4.20)$$

La réfractivité peut être divisée en une composante hydrostatique N_{hydr} et une composante humide N_{wet} telles que $N = N_{hydr} + N_{wet}$ et peut également s'exprimer comme une fonction de la pression atmosphérique P [hPa], de la température T [K] et de la pression de vapeur d'eau e [hPa] par :

$$N = K_1(P - e) + K_2 \frac{e}{T} + K_3 \frac{e}{T^2} \quad (4.21)$$

où $K_1 \left[\frac{1}{hPa} \right] = 77,689$, $K_2 \left[\frac{K}{hPa} \right] = 71,295$ and $K_3 \left[\frac{K^2}{hPa} \right] = 3,75463 \times 10^{-5}$ désignent les coefficients de réfractivité estimés à la fois par la théorie et l'expérimentation selon plusieurs auteurs. Les valeurs utilisées ici sont celles données par Rüeger en 2002 [88]. Les paramètres météorologiques P, e et T sont obtenus par le modèle global de pression et température GPT [89]. Enfin, le retard troposphérique additionnel T_i subi par le signal réfléchi pour un satellite d'élévation ε_i est lié au retard ZTD_{0-h} par :

$$T_i = \frac{2 ZTD_{0-h}}{\sin \varepsilon_i} \quad (4.22)$$

La correction troposphérique peut être affinée via des modèles plus poussés tels que les VMF (Vienna Mapping Functions) [90] ou les AMF (Adaptive Mapping Functions) [91]. Cependant, dans un premier temps l'approche présentée ici est suffisante pour permettre une première détermination de la hauteur de la surface de réflexion.

1.5.3. Calcul des résidus de pseudo-observations pour fixer les ambiguïtés

L'équation d'observation (4.16) est donnée pour chaque satellite i en vue. En considérant que les réflexions se produisent suffisamment proches les unes des autres, on peut estimer que la hauteur ellipsoïdale z_w de la surface d'eau s'exprime en fonction d'une hauteur ellipsoïdale a priori \widehat{z}_w par :

$$z_w = \widehat{z}_w + \delta z_w \quad (4.23)$$

où δz_w est un résidu par rapport à la valeur a priori.

Ainsi, une approximation \widehat{h} de la hauteur h de l'antenne par rapport à la surface de réflexion peut être exprimée par :

$$\widehat{h} = z_{aircraft} - \widehat{z}_w \quad (4.24)$$

où $z_{aircraft}$ est la hauteur ellipsoïdale de l'avion calculée via des méthodes de positionnement GNSS classiques comme les méthodes RTK ou PPP. En remplaçant h par $\hat{h} - \delta z_w$ dans l'équation (4.16), l'équation d'observation pour chaque époque peut être écrite :

$$-2\delta z_w \sin \epsilon_i + b = (\Delta L_i^{R-D} + N_i)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_i - A_{arm_i} - T_i \quad (4.25)$$

Les paramètres à déterminer dans l'équation (4.25) sont alors la valeur entière de l'ambiguïté N_i pour chaque satellite, le résidu de hauteur δz_w et le biais d'antenne b . Une première approche pour résoudre l'ambiguïté consiste à l'estimer au début du profil, où seule la partie fractionnaire du déphasage $\Delta \phi_{i_{R-D}}$ est considérée ; l'ambiguïté entière estimée \hat{N}_i s'obtient par :

$$\hat{N}_i = \left\lfloor \frac{2\hat{h} \sin \epsilon_i + A_{arm_i} + T_i}{\lambda} \right\rfloor \quad (4.26)$$

où $\lfloor x \rfloor$ désigne la partie entière de x .

De cette manière, on initialise l'ambiguïté initiale en début de profil, cette dernière s'incrémentant ensuite naturellement via le déroulement de la mesure de phase. Ainsi, en l'absence de saut de cycle, l'ambiguïté reste constante tout le long du profil. La partie droite de l'équation (4.25) représente une pseudo-observation dans laquelle la valeur entière d'ambiguïté N_i est préalablement estimée par l'équation (4.26). En observant ces pseudo-observations pour chaque satellite, il est possible de confirmer si la valeur de l'ambiguïté estimée est correcte ou non. En effet, on s'attend à ce que ces dernières soient ordonnées dans selon les élévations de satellite croissantes. Si tel n'est pas le cas, la valeur de l'ambiguïté peut être modifiée par ajout ou retrait d'un nombre entier pour les satellites dont les pseudo-observations sont mal ordonnées. Lorsque les ambiguïtés sont fixées pour tous les satellites, l'équation (4.25) exprimée pour chaque satellite et chaque époque permet de former un système linéaire surdéterminé de la forme $Ax = B$, dont les inconnues δz_w et b pourront être estimés par moindres carrés. Il est alors possible de résoudre le système de deux manières, soit en estimant la hauteur de la surface de réflexion et le biais instrumental à chaque époque, soit en considérant le biais constant sur toute la durée du profil de telle sorte qu'une seule valeur est estimée. Bien que la seconde approche requière des temps de calcul légèrement plus importants (une centaine de millisecondes pour la méthode 1 contre plus d'une seconde pour

la méthode 2), les deux méthodes sont comparées dans le but de confronter leurs résultats. Les systèmes à résoudre par moindres carrés selon les deux méthodes sont explicités ci-après.

- Méthode 1 : le biais instrumental est estimé à chaque époque $j = 1, \dots, m$ pour n satellites en vue

$$A = \begin{bmatrix} -2\sin\epsilon_1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -2\sin\epsilon_n & 1 \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} \delta z_{w_j} \\ b_j \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} (\Delta\phi_{1R-D} + N_1)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_1 - Aarm_1 - T_1 \\ \vdots \\ (\Delta\phi_{nR-D} + N_n)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_n - Aarm_n - T_n \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

- Méthode 2 : le biais instrumental est supposé constant sur m époques et n satellites en vue

$$A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -2\sin\epsilon_{1,1} \\ \vdots \\ -2\sin\epsilon_{n,1} \end{bmatrix} & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \begin{bmatrix} -2\sin\epsilon_{1,m} \\ \vdots \\ -2\sin\epsilon_{n,m} \end{bmatrix} & 1 \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} \delta z_{w_1} \\ \vdots \\ \delta z_{w_m} \\ b \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} (\Delta\phi_{1,1R-D} + N_1)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_{1,1} - Aarm_{1,1} - T_{1,1} \\ \vdots \\ (\Delta\phi_{n,mR-D} + N_n)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_{n,m} - Aarm_{n,m} - T_{n,m} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Une fois estimées, les valeurs de la hauteur de l'antenne par rapport à la surface de réflexion ont été confrontées à des valeurs de référence obtenues par des méthodes indépendantes. Un exemple complet de cette stratégie de résolution est présenté dans la suite de ce chapitre, utilisant des mesures collectées sur lors d'une campagne test sur la côte atlantique française.

2. Présentation de la campagne de mesure aéroportée

En septembre 2021, le Cnes a conduit une importante campagne aéroportée de collecte de données de réflectométrie dans le but de développer les méthodes de traitement pour des applications en altimétrie, radio-occultation, détection de bateaux, etc... En partenariat avec le Service des avions français instrumentés pour la recherche en environnement (SAFIRE), plusieurs sites ont été survolés par un Piper PA-23 présentant chacun des états de surface et des caractéristiques géophysiques bien différentes. La Figure 71 montre une carte globale de la campagne de réflectométrie. Au total, 5 vols ont été réalisés au-dessus du lac de Carcans-Hourtin, du bassin d'Arcachon, de l'Estuaire de la Gironde, du Pertuis d'Antioche, ainsi qu'au large de l'île d'Oléron. Le Tableau 1 recense les principaux intérêts de chacun de ces sites d'observations. Les traitements et mesures présentées dans la suite de ce manuscrit vont porter exclusivement sur le site d'étude du lac de Carcans-Hourtin, soit les profils identifiés D1 – D2 et D3 – D4. En effet, la diversité de sites survolés a pour objectif de fournir une variété de données pour les besoins des différents projets menés par le Cnes. L'objectif de ces travaux de thèse étant principalement de développer la chaîne de traitement sur le site expérimental le plus favorable, c'est-à-dire le site où les conditions météorologiques lors du survol de l'avion favorise au mieux la cohérence du signal, les données qui m'ont été fournies portent exclusivement sur le lac de Carcans-Hourtin. Ainsi, dans le but de développer la méthode d'altimétrie par mesure de phase de porteuse, il est prévu d'étudier les sites dans l'ordre croissant des contraintes qu'ils imposent. Cela implique de commencer par les profils sur le lac, puis sur le site du bassin d'Arcachon, où des effets de marées seront introduits tout en conservant des conditions de mer relativement calmes. Ensuite, le pertuis d'Antioche constitue un site où les conditions sont légèrement plus dégradées afin de tester la méthode de prolongation de l'intégration cohérente pour garantir la cohérence du signal, tout en permettant la comparaison à des mesures in situ (marégraphe d'Aix) ou à des mesures altimétriques par satellite (passage de la trace du satellite JASON-3).

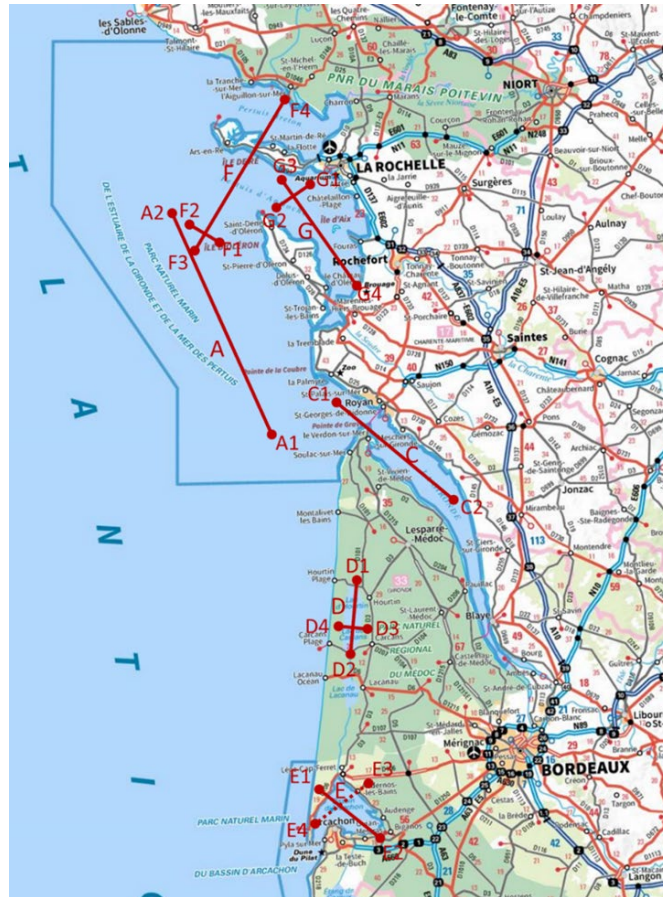


Figure 71. Carte globale de la campagne de mesure de réflectométrie en septembre 2021. Plusieurs sites ont été survolés dans le but d'effectuer des tests sur chaque élément de la chaîne de traitement. Dans ce travail de thèse, nous nous concentrerons essentiellement sur les profils réalisés au-dessus du lac de Carcans-Hourtin, à savoir les profils D1 – D2 et D3 – D4.

Tableau 1. Descriptif des sites survolés lors de la campagne de collecte de données de réflectométrie en septembre 2021.

Site	Identifiant profil	Caractéristiques	Intérêts
Atlantique offshore	A	Surface d'eau agitée	Site pour tester la méthode dans des conditions plus dégradées, notamment avec les signaux GALILEO AltBOC.
Estuaire de la Gironde	C	Surface d'eau assez agitée, passage de bateaux fréquents	Site dédié à l'utilisation de la réflectométrie GNSS pour la détection de bateaux.
Lac de Carcans-Hourtin	D	Surface d'eau calme préservée des marées et de la houle	Site expérimental idéal. La mesure peut être comparée d'un profil à l'autre si les conditions météorologiques ne se dégradent pas.
Bassin d'Arcachon	E	Surface d'eau relativement calme soumise aux marées	Site dédié aux mesures altimétriques. L'intérêt est de mesurer l'aptitude de la réflectométrie à mesurer les variations du niveau marin lors des marées.
Au large du pertuis d'Antioche	F	Transition d'une surface d'eau relativement agitée à une surface plus calme	Site pour tester la méthode dans des conditions légèrement plus dégradées que dans le bassin d'Arcachon.
A l'intérieur du Pertuis d'Antioche	G	Surface d'eau relativement calme soumise aux marées	Site dédié aux mesures altimétriques, passage sous la trace du satellite altimétrique JASON-3 pour comparaison. Soutien du laboratoire LIENSs pour des mesures comparatives supplémentaires.

2.1. Site expérimental de Carcans-Hourtin

Nous nous intéresserons dans la suite de ce manuscrit au lac de Carcans-Hourtin situé dans le département de la Gironde (33), qui constitue le meilleur site expérimental pour éprouver les performances de notre méthode d'estimation de hauteurs d'eau. En effet, un lac est moins impacté par la houle qui peut créer une rugosité de surface importante entraînant une baisse de la cohérence du signal. Il n'est pas sujet aux marées, ce qui permet la redondance des mesures entre deux survols sans nécessité le recours à des modèles. Quatre survols de deux profils en croix ont été réalisés pour des altitudes initiales de l'avion à 300 (91,44), 500 (152,4), 1000 (304,8) et 2000 (609,6) pieds (mètres). Le lac de Carcans-Hourtin s'étend sur 18 km de long et 5 km de large (Figure 72). Sur la côte, une station GNSS de référence a été installée afin de permettre des mesures cinématiques de la position d'une bouée GNSS et de celle de l'avion. La bouée GNSS a été déployée sur le lac afin de fournir des mesures in situ des variations de la hauteur de la surface de réflexion.

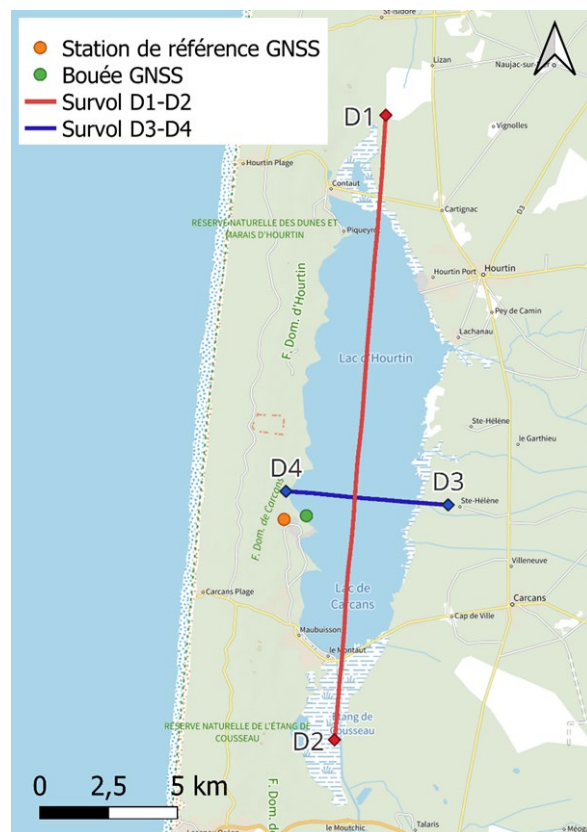


Figure 72. Carte du lac de Carcans-Hourtin et profils suivis par l'avion lors de la campagne test.

2.2. Équipement à bord de l'avion

Pour rappel, les ondes électromagnétiques en provenance des satellites GNSS sont polarisées circulairement à droite, puis à gauche après réflexion lorsque l'angle d'élévation est suffisamment important (cf. [chapitre II section 1.3](#)). Ainsi l'avion utilisé pour la campagne test était équipé de deux antennes GNSS, une première classique (modèle Trimble AV39), située sur le fuselage de l'avion et orientée vers le zénith, pour recevoir les signaux directs RHCP en vue du positionnement de l'aéronef et une seconde, dédiée à la réflectométrie. Cette dernière a été développée par le Cnes pour collecter à la fois les signaux RHCP et LHCP. L'antenne a été optimisée pour avoir un gain maximum sur la voie LHCP avec une isolation entre les deux accès pour éviter les interférences. Les gains ont été mesurés avec un maximum de 7,2 dB pour la bande L1/E1 et 4,8 dB pour la bande L5/E5. Cette antenne est placée sous le fuselage de l'avion et pointe vers le nadir pour optimiser la réception des signaux réfléchis. Pour assurer la synchronisation de la collecte des signaux directs et réfléchis, les deux antennes sont connectées à un numériseur haute fréquence capable d'acquérir les signaux jusqu'à 205,824 MHz sur 4 canaux de fréquence centrale comprise entre 70 et 6 000 MHz. En plus des instruments GNSS, une centrale inertielle iXblue est également installée à bord de l'avion. Comme évoqué précédemment, la position relative des deux antennes a été précisément mesurée par un système laser tracker en tenant compte de la centrale comme référence. Cette dernière en mesurant l'attitude de l'avion selon ses angles de tangage, roulis et lacet permet de calculer le bras de levier des antennes (cf. [section 1.5.1](#)) à chaque époque. La Figure 73 présente les différents instruments embarqués à bord de l'avion.

2.3. Mesures de hauteur d'eau sur le lac de Carcans-Hourtin

Les données collectées sur le lac de Carcans-Hourtin ont été traitées en utilisant la méthodologie décrite dans la première partie de ce chapitre ([Chapitre IV section 1](#)). Le survol du profil D1 – D2 (Figure 72) à 300 pieds (91,44 m) est utilisé ici pour présenter les effets des traitements sur le signal collecté sur la bande L1. Ensuite, une comparaison des mesures est effectuée pour chaque profil aux différentes altitudes, en utilisant plusieurs bandes de fréquence émises par les satellites GPS et Galileo.

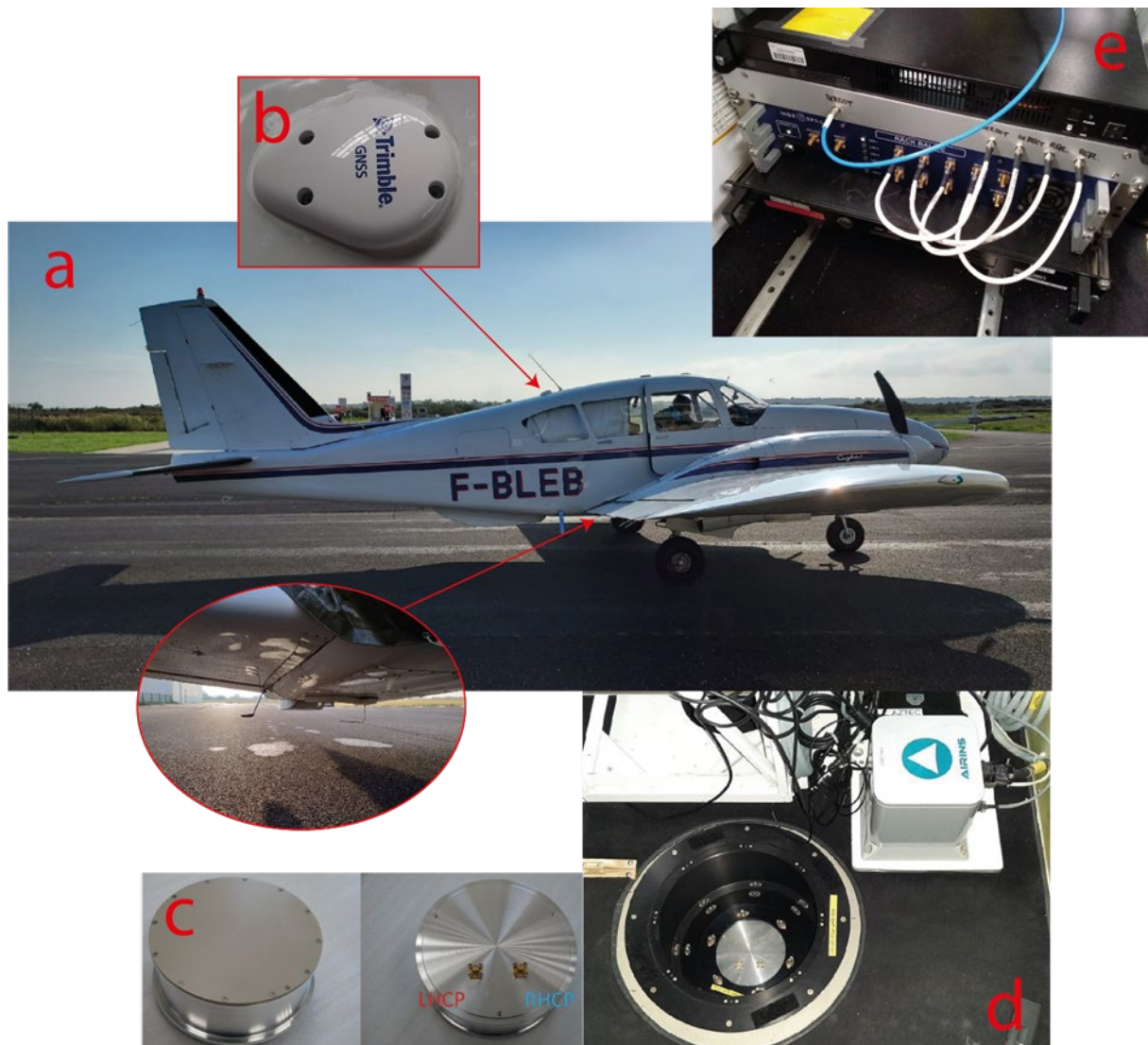


Figure 73. (a) Piper Aztec servant de plateforme à la mesure de réflectométrie pour la campagne test de septembre 2021. (b) Antenne GNSS directe trimble AV39 positionnée sur le fuselage de l'avion pointant vers le zénith. (c) Antenne de réflectométrie avec deux voies LHCP et RHCP. (d) L'antenne de réflectométrie est positionnée sous le fuselage de l'avion et pointe vers le nadir. L'avion embarque également une centrale inertielle iXblue afin de mesurer son attitude. (e) Numériseur haute fréquence avec quatres canaux RF synchronisés.

2.3.1. Effets de la chaîne de traitement sur le signal

Une fois numérisé le signal RF est donc traité par le récepteur logiciel dédié à la réflectométrie. Le signal direct, traité de manière classique, nous permet de connaître les

position, vitesse et temps de l'avion, ainsi que l'élévation et l'azimut du satellite. Les répliques de codes et de phase sont envoyées vers le bloc de réflectométrie pour réaliser l'intégration cohérente du signal sur 1 ou 4 ms. Les sorties du récepteur comprennent donc les n corrélateurs complexes I et Q intégrés. L'intégration sur des temps aussi courts ne permet pas d'avoir un signal suffisamment cohérent pour réaliser une mesure de hauteur. De plus, le signal résultant est fortement bruité. Pour compenser cela, on réalise une prolongation de l'intégration cohérente avec filtrage telle que décrite dans la [section 1.3](#). La Figure 74 montre l'effet de la prolongation de l'intégration cohérente sur le signal collecté lors du survol D1 – D2 à une altitude d'environ 300 ft (91,44 m). On remarquera dans la suite de ce manuscrit que les altitudes de l'avion sont exprimées en pieds. Il s'agit en effet de l'altitude fondamentale de l'avion en unité aéronautique, cependant celle-ci ne peut pas être parfaitement suivie par le pilote lors du survol. L'intégration initiale sur 1 ms a été prolongée jusqu'à 500 ms. On peut ainsi constater la meilleure cohérence du signal et l'atténuation des hautes fréquences du fait de l'utilisation conjointe d'une fenêtre de Hamming. Cette opération n'est réalisable que par l'application préalable d'un algorithme de data wipe-off (cf. [section 1.3](#)) permettant de corriger des changements de signe dans le message de navigation. La Figure 75 montre l'intérêt de cette opération afin de prolonger l'intégration cohérente au-delà de la limite des 20 ms. Comme évoqué précédemment, la prolongation de l'intégration cohérente jusqu'à 500 ms permet d'obtenir une bien meilleure cohérence du signal. Sur la Figure 75, les amplitudes des signaux direct et réfléchi sont comparables car le gain de traitement sur la voie réfléchie est plus important que sur la voie directe, ce qui n'est pas le cas à la réception. La comparaison des amplitudes des signaux réfléchis pour les différents satellites en vue en fonction de la position des points de réflexion spéculaire obtenue par le simulateur ([chapitre III section 4](#)), permet d'observer la concordance des amplitudes obtenues. La Figure 76, montre quelques exemples d'amplitude des signaux réfléchis pour les satellites en vue de l'avion à 16 : 40 UTC. On remarque que la réflexion des signaux émis par les satellites G18 et G09 dont l'élévation est basse, ne se produit pas sur la surface du lac et leurs amplitudes sont donc très faibles. On applique ensuite l'algorithme de sélection du corrélateur de plus forte amplitude, avant de réaliser le calcul du déphasage du signal réfléchi par rapport au signal direct. Ce dernier est effectué en déroulant le signal via la fonction arc tangente à deux arguments pour conserver le signe de l'angle. Afin de réaliser la détermination des ambiguïtés entières pour chaque satellite, l'ambiguïté flottante, c'est-à-dire sa partie décimale, est initialisée en fixant le déphasage entre 0 et 1 cycle au début du profil (Figure 77).

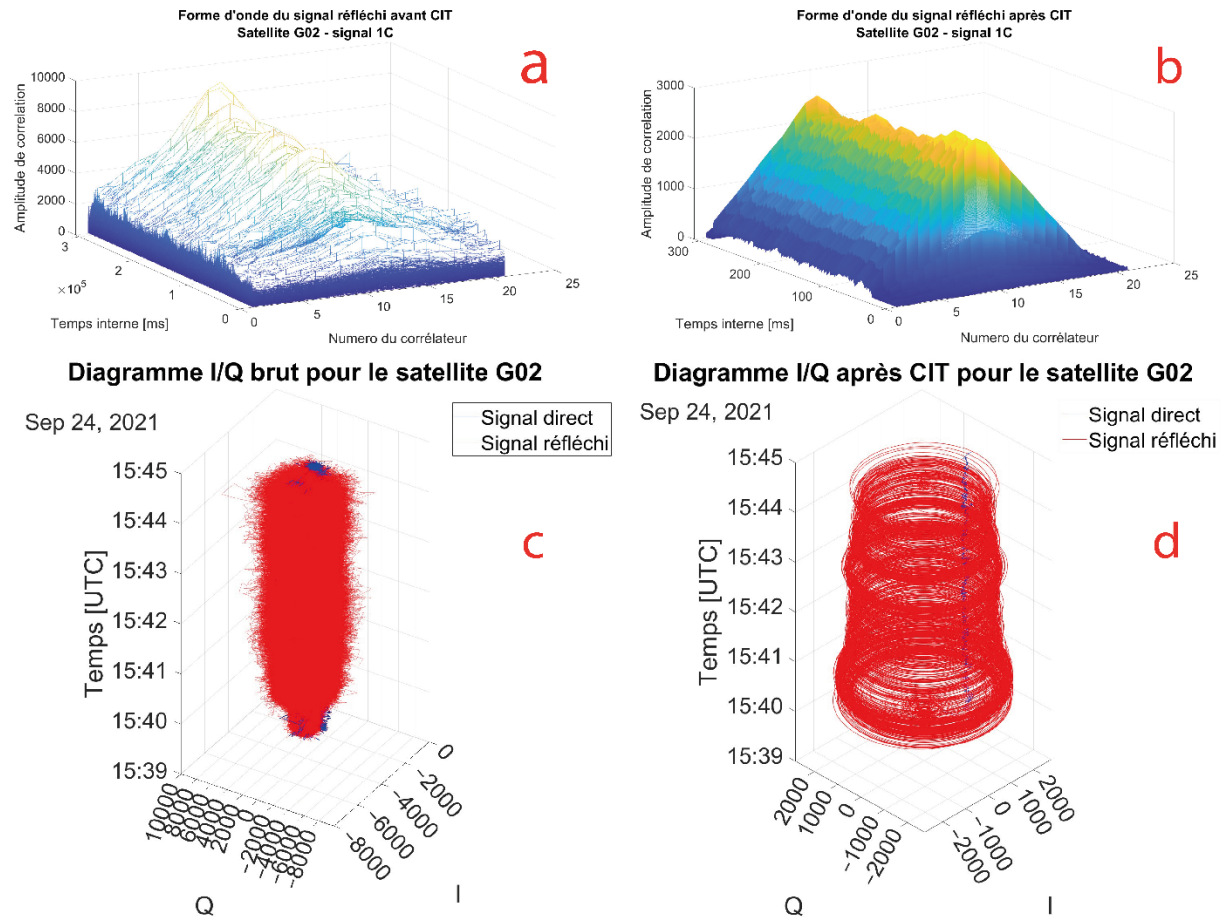


Figure 74. (a) Amplitude brute des 21 corrélateurs de la voie réfléchi. (b) Amplitude des 21 corrélateurs de la voie réfléchi après prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms. On peut observer que le corrélateur de plus forte amplitude se trouve autour du 10^{ème} corrélateur. (c) Diagramme de phase du corrélateur de plus forte amplitude pour les signaux direct et réfléchi du satellite G02 en fonction du temps. (d) Le signal a été filtré avec une prolongation de l'intégration cohérente sur 500 ms. La perte d'amplitude à la fin du survol provient de la transition entre le lac et les berges du lac.

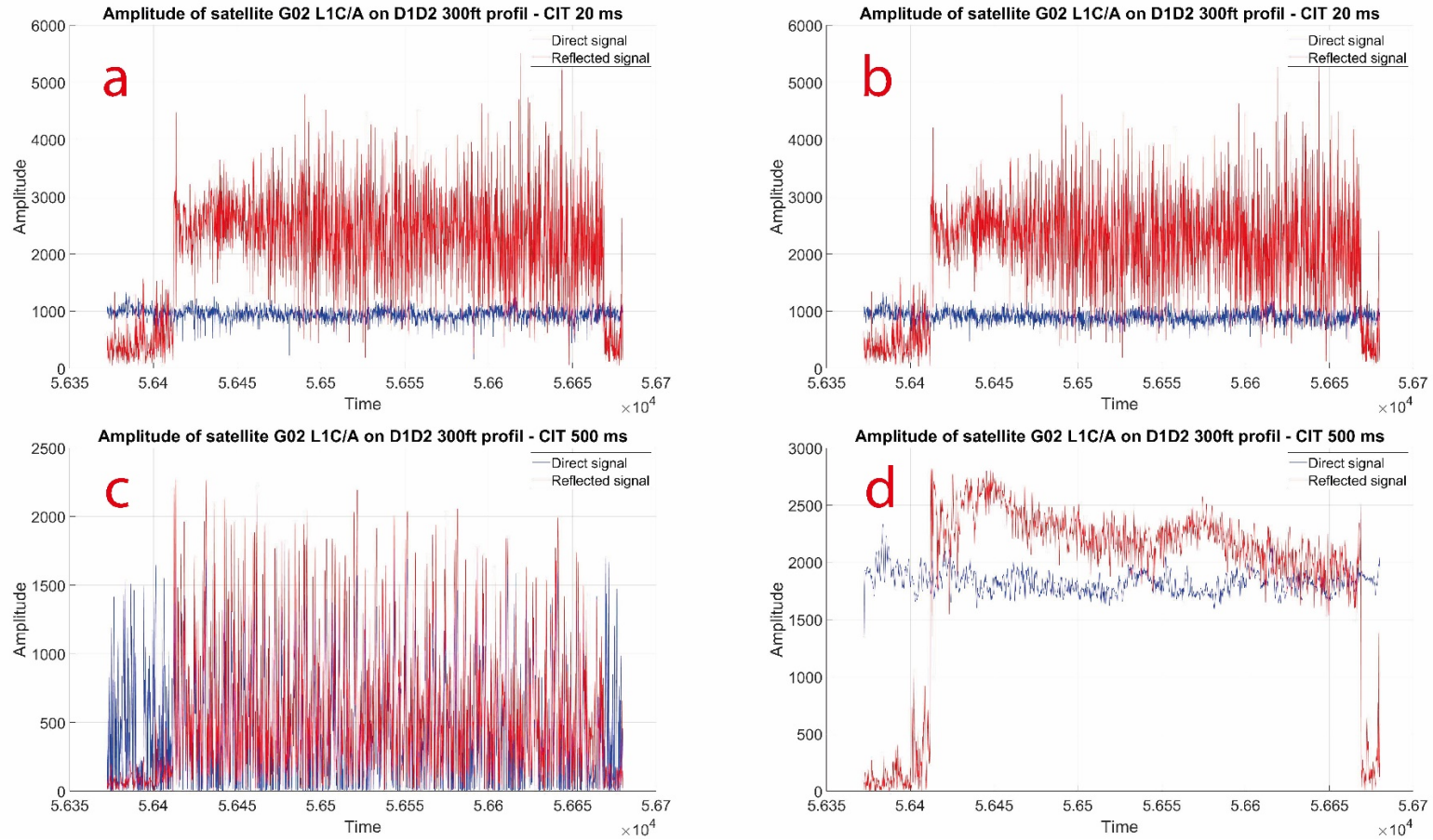


Figure 75. Effet de la prolongation de l'intégration cohérente pour le signal direct (en bleu) et le signal réfléchi (en rouge). L'amplitude du signal réfléchi apparaît plus grande que celle du signal direct car la chaîne de réception du canal réfléchi a plus de gain que celle du canal direct. (a) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 20 ms sans opération de data wipe-off. (b) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 20 ms avec opération de data wipe-off. (c) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms sans opération de data wipe-off. (d) Amplitude pour une prolongation de l'intégration cohérente à 500 ms avec opération de data wipe-off.

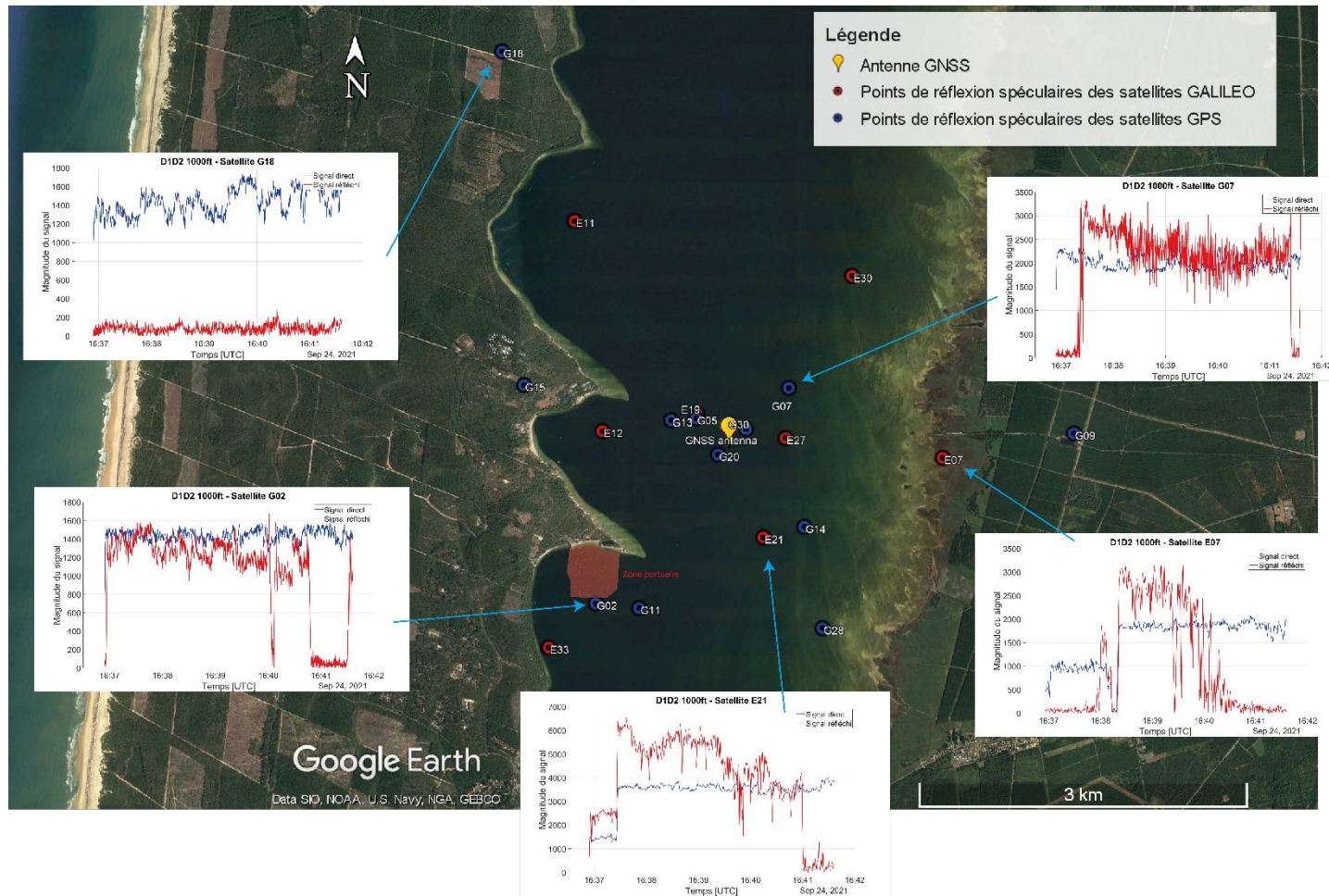


Figure 76. Carte de simulation des positions spéculaires de réflexion pour un récepteur situé au-dessus du lac de Carcans-Hourtin à une altitude de 2000 ft (609,6 m). On constate que l'amplitude des signaux est cohérente avec la position estimée des points de réflexion. En effet, l'amplitude chute lorsque la réflexion ne se produit pas sur le lac. Pour le satellite G02, on constate une chute d'amplitude aux alentours de 16 : 40 UTC qui pourrait correspondre à une réflexion dans la zone portuaire du lac.

Une fois déroulée, on s'attend à ce que la phase soit cohérente avec les variations de hauteur de l'avion estimées par la méthode PPK. La résolution des ambiguïtés entières est effectuée en utilisant les pseudo-observations issues de la partie droite de l'équation (4.25). Pour cela, il est d'abord nécessaire de calculer les corrections de bras de levier d'antenne, qui peuvent entraîner une erreur de quelques dizaines de centimètres à presque 2 mètres en fonction de l'élévation du satellite et celle liée au retard troposphérique, pouvant causer une erreur de plusieurs dizaines de centimètres (Figure 78). Les pseudo-observations sont tracées en fonction du temps en utilisant la valeur estimée de l'ambiguïté entière \hat{N}_i définie par l'équation (4.26). Comme le montre la Figure 79, les pseudo-observations pour les satellites G09 et G30 ne sont pas ordonnées de manière cohérente avec les autres ainsi qu'avec l'élévation des satellites. On ajoute donc 1 aux valeurs entières d'ambiguïté et en retraçant les pseudo-observations, on observe que celles-ci sont maintenant correctement ordonnées.

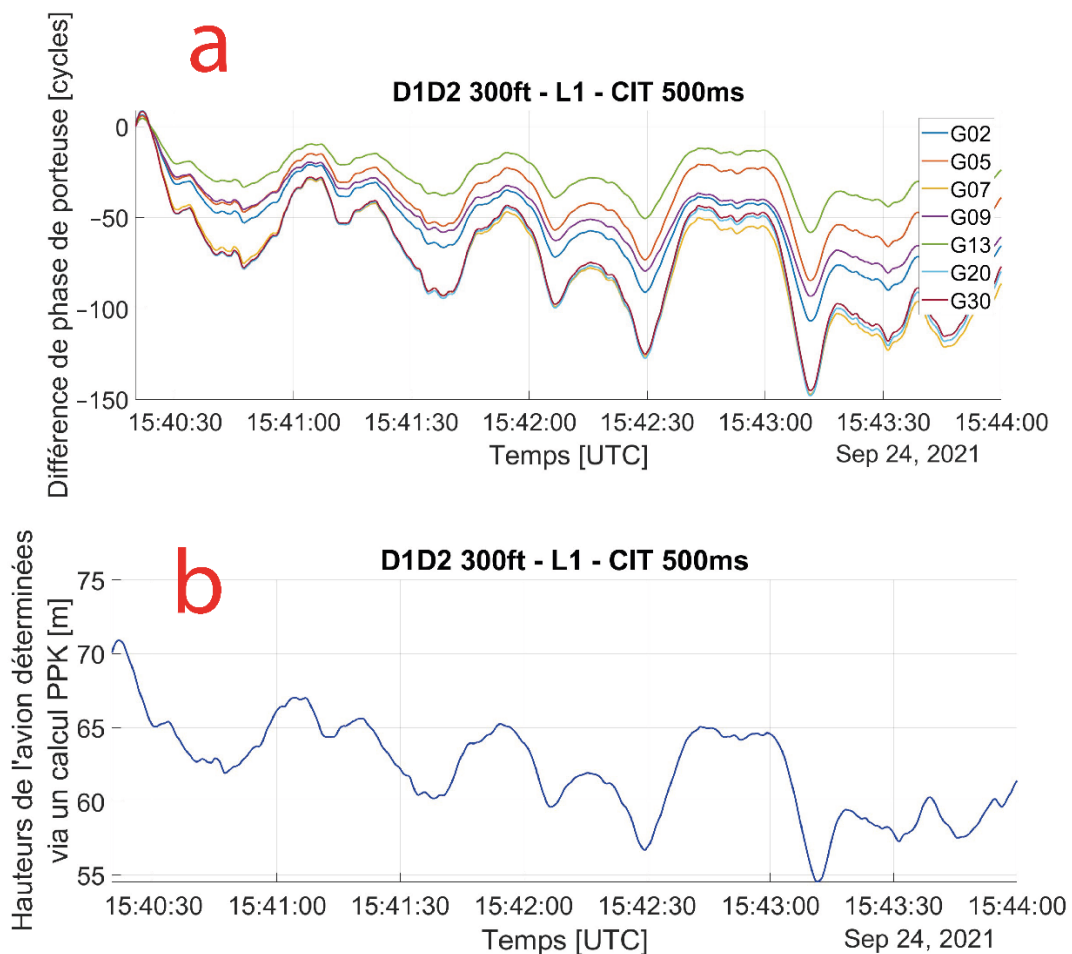


Figure 77. (a) Phase déroulée des satellites GPS en vue lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Hauteur de l'avion lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft déterminée par la méthode GNSS PPK. Les phases déroulées sont cohérentes avec la hauteur de l'avion, c'est ce qui est attendu puisque la différence de marche du signal réfléchi dépend de la hauteur d'antenne h comme le montre l'équation (4.16).

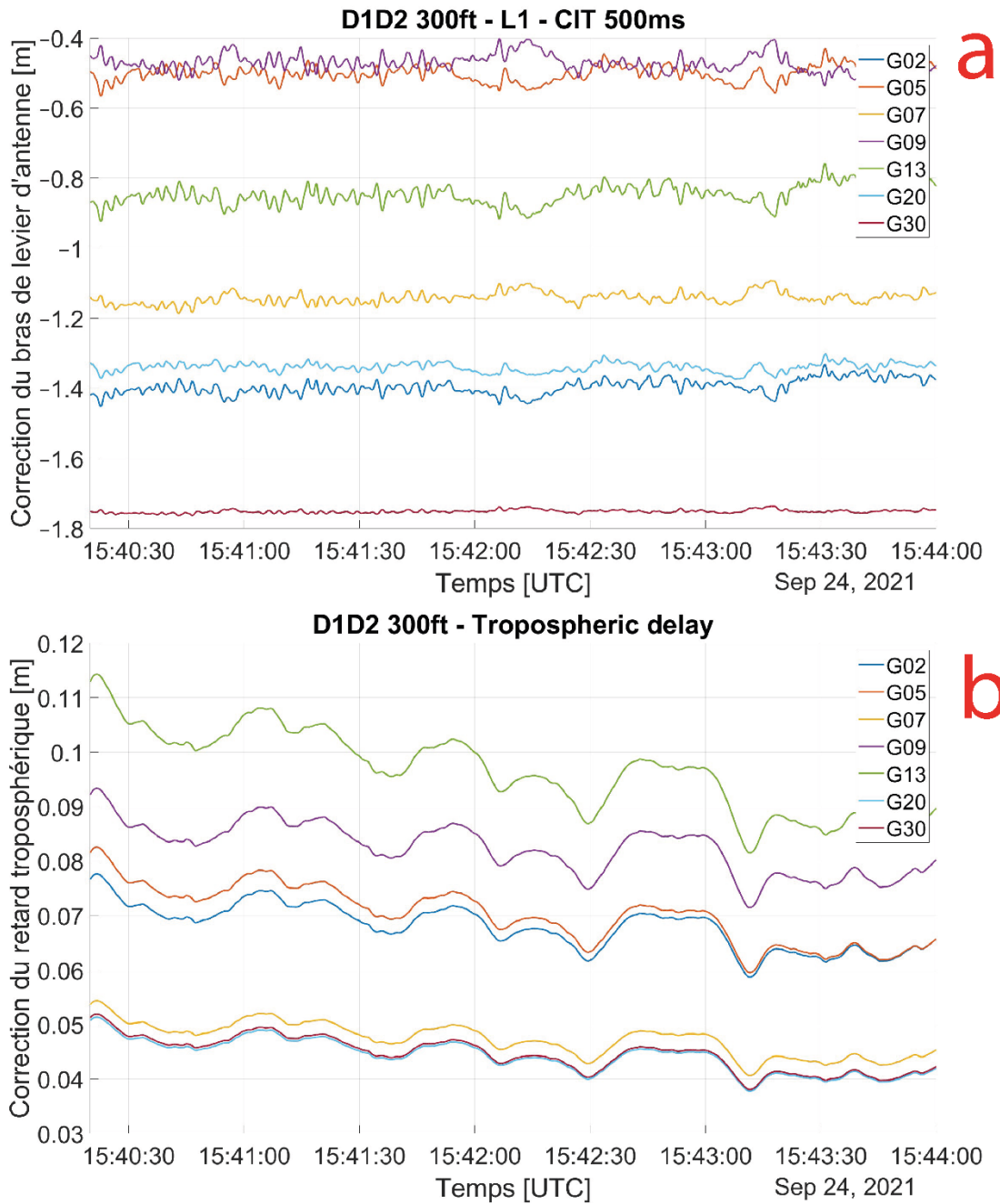


Figure 78. (a) Correction du bras de levier d'antenne comme décrit dans la [section 1.5.1](#) de ce chapitre pour chaque satellite GPS en vue. (b) Correction troposphérique pour la même section, les satellites de plus basses élévations nécessitent une correction plus importante.

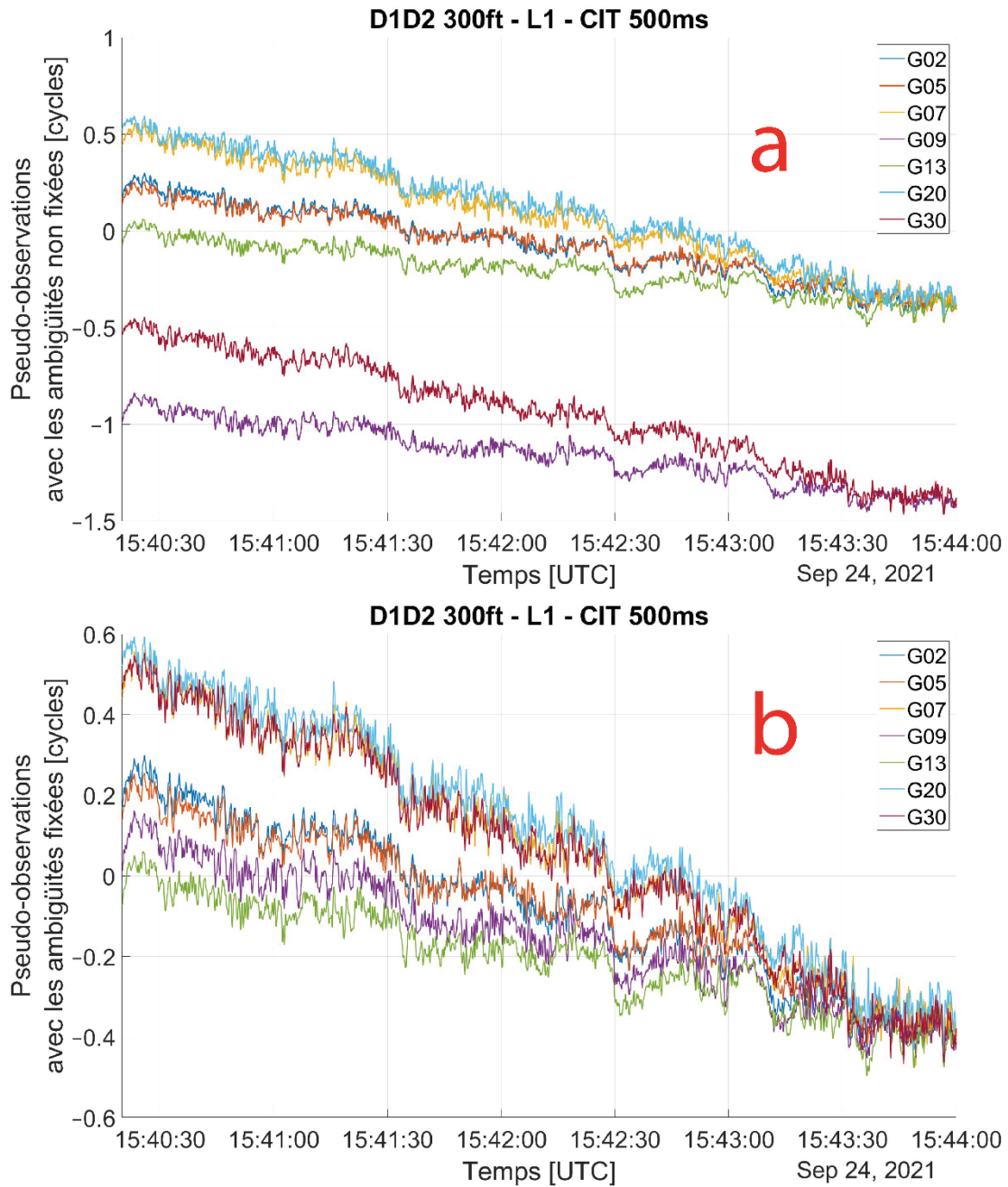


Figure 79. (a) Pseudo-observations calculées à partir de la partie droite de l'équation (4.25) en utilisant la valeur d'ambiguïté estimée par l'équation (4.26) pour le survol D1 – D2 à 300 ft. (b) Mêmes grandeurs calculées en ajoutant 1 à la valeur estimée de l'ambiguïté entière pour les satellites G09 et G30.

Il est donc maintenant possible en utilisant ces valeurs entières d'ambiguïtés de réaliser une détermination des hauteurs z_w de la surface de réflexion par moindres carrés. Pour cela, on résout le système $Ax = B$ défini par les équations (4.27) et (4.28), soit en

considérant un biais instrumental b variable à chaque époque (Méthode 1), soit en le considérant constant sur toute la durée du profil (Méthode 2). La Figure 80 montre le résultat de la résolution pour le profil D1 – D2 à 300 ft dans le cas de la méthode n°1, puis pour le même profil avec la méthode n°2. En comparant les deux méthodes, on constate que les hauteurs obtenues sont cohérentes et la moyenne des biais estimés sur la totalité du profil D1 – D2 est égal à la valeur du biais estimé lorsqu'on le considère constant, soit $b = - 8,12$ cm.

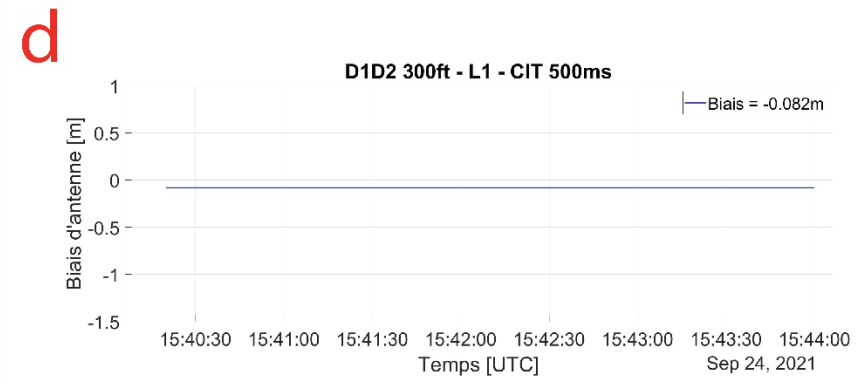
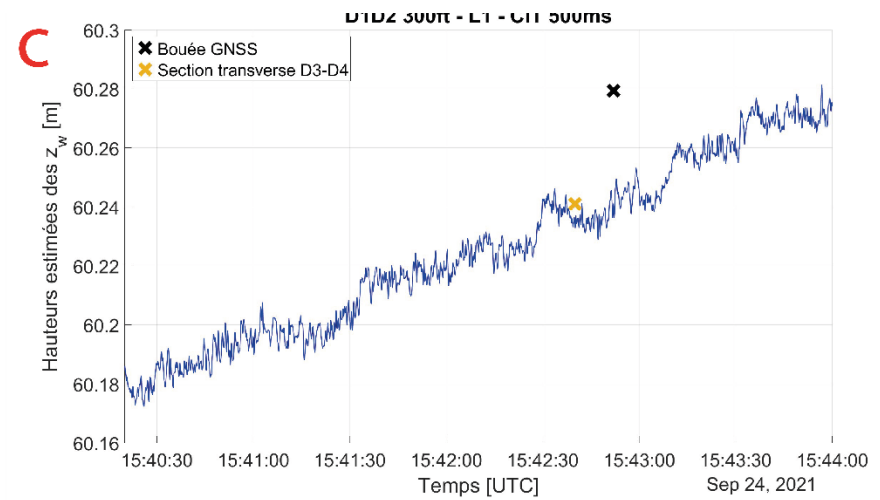
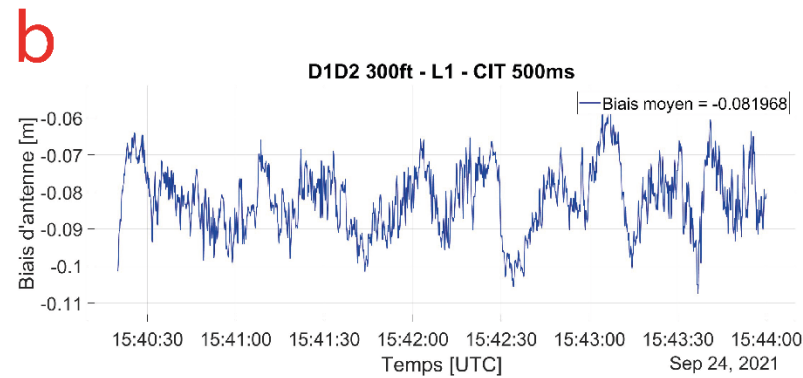
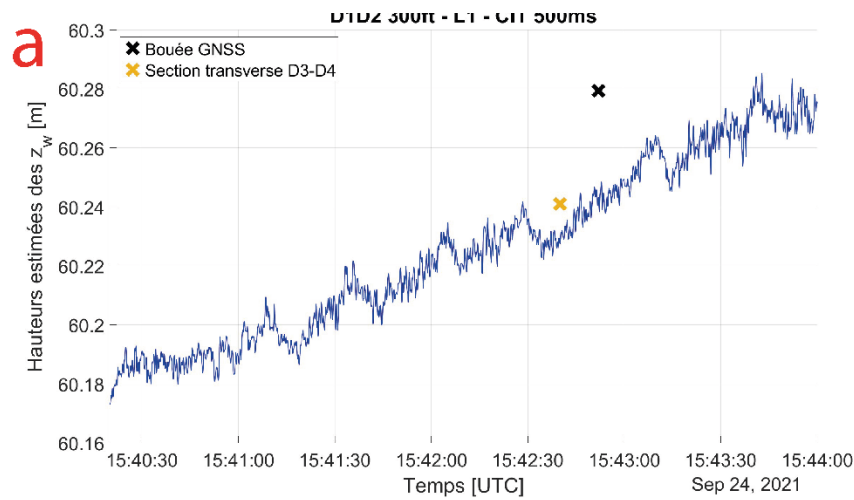


Figure 80. (a) Estimation de la hauteur z_w de la surface de réflexion par moindres carrés et biais associé (b) en utilisant la méthode n°1. Le biais est ainsi estimé à chaque époque. (c) Estimation de cette même hauteur en tenant compte d'un biais constant (d). D'une méthode de résolution à l'autre, on observe des résultats proches et des biais d'antennes égaux ($b = -0,082$ m). Les hauteurs z_w mesurées sont également en adéquation avec les mesures de la bouée avec un écart de l'ordre de 3,7 cm.

2.3.2. Détermination de la position de l'avion et de la bouée GNSS

La détermination de la hauteur de la surface de réflexion nécessite la connaissance de la position de l'avion. Celle-ci peut être obtenue via les méthodes classiques de positionnement décrites dans le [chapitre I](#) de ce manuscrit. Lors de la campagne de mesure sur le lac de Carcans-Hourtin, l'avion est positionné par mesure PPK (Post Processing Kinematic) par rapport à une station de référence déployée sur les berges du lac (Figure 72). La Figure 81 présente des photos de la station de référence pour le calcul PPK et de la bouée GNSS pour la réalisation d'une mesure de référence in situ. La photo de la bouée GNSS nous permet de constater la surface calme du lac liée aux excellentes conditions météorologiques.



Figure 81. A gauche, antenne fixe de référence pour le calcul PPK de la position de l'avion et de la bouée GNSS. L'antenne est placée sur un terrain vague bien dégagé. A droite, bouée GNSS pour la réalisation d'une mesure de référence sur la surface du lac. La hauteur entre la ligne de flottaison et le point de référence de l'antenne a été mesurée à 0,791 m. Dans les deux cas, les antennes sont des NovAtel GNSS-850 couplées à des récepteurs Septentrio PolaRx5.

2.3.2.1. Indétermination dans la position de la station de référence

Afin d'effectuer le calcul PPK pour déterminer la position de l'avion, il est nécessaire de connaître au préalable la position de la station de référence. Dans le but de comparer les

solutions obtenues, la position de la station de référence a été déterminée par plusieurs méthodes :

- calcul PPK par rapport à une station du Réseau GNSS Permanent de l'IGN via le logiciel open-source RTKlib,
- calcul iPPP avec le logiciel GINS du Cnes,
- calcul PPP avec l'outil en ligne de l'IGN,
- calcul PPP avec l'outil en ligne du CGRSC (Canadian Geodetic Reference System Committee).

Les estimations de la hauteur ellipsoïdale de l'avion selon la méthode utilisée sont données sur la Figure 82. On observe des déterminations cohérentes, excepté un écart pouvant atteindre 20 cm selon la méthode utilisée. Cet écart peut entraîner un biais dans la détermination finale de la hauteur de la surface de réflexion, puisque la hauteur de l'avion est calculée par rapport à la station de référence. De plus, un saut inattendu est observable autour de 15 : 20 UTC sur les estimations par RTKlib, GINS et IGN, qui n'apparaît pas clairement sur la solution CGRSC dû à l'utilisation d'un filtrage plus important.

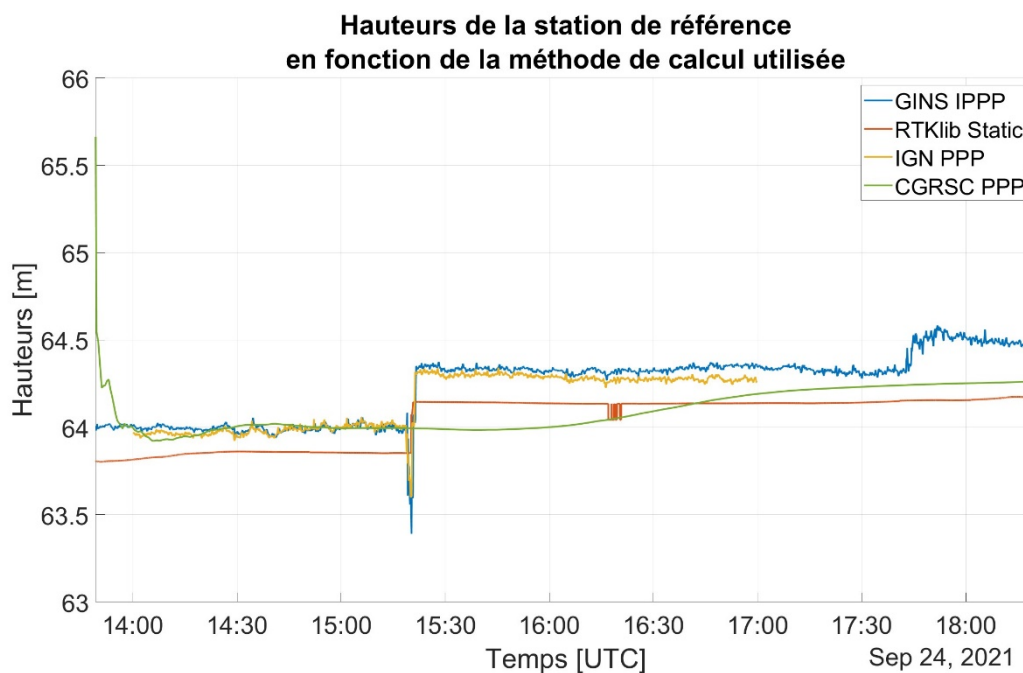


Figure 82. Hauteur de la station de référence estimée par 4 méthodes de calcul GNSS. On observe un saut aux alentours de 15 : 20 UTC et des sauts de cycle sur l'estimation par PPK autour de 16 : 20 UTC. L'estimation donnée par l'outil de calcul PPP en ligne de l'IGN ne couvre pas l'intégralité du profil car cet outil n'accepte pas une taille de fichier très importante. Enfin, cette estimation est cohérente avec celle du calcul iPPP de GINS. RTKlib et l'outil du CGRSC utilisent un filtrage plus important pour lisser l'estimation finale.

Dans la suite des résultats présentés dans cette section, nous avons choisi d'utiliser l'estimation iPPP déterminée par GINS, car elle correspond à l'estimation la moins dispersée sur la période de mesure (entre 15 : 30 et 17 : 00 UTC).

2.3.2.2. Détermination de la position de la bouée GNSS

Une hauteur de référence de la surface du lac a été mesurée via la bouée GNSS déployée au plus proche du profil D3 – D4. La série temporelle de mesure de la bouée lorsqu'elle est positionnée sur le lac est donnée dans la Figure 83 avec un zoom effectué lors du survol D1 – D2 à 300 ft (91,44 m). On observe des données relativement bruitées, avec une dégradation des mesures à partir de 17 : 00 UTC, liée à la détérioration des conditions climatiques sur le lac. Le zoom sur le premier survol D1 – D2 nous indique un écart-type de $\sigma = 0,6 \text{ cm}$ sur la mesure de hauteur.

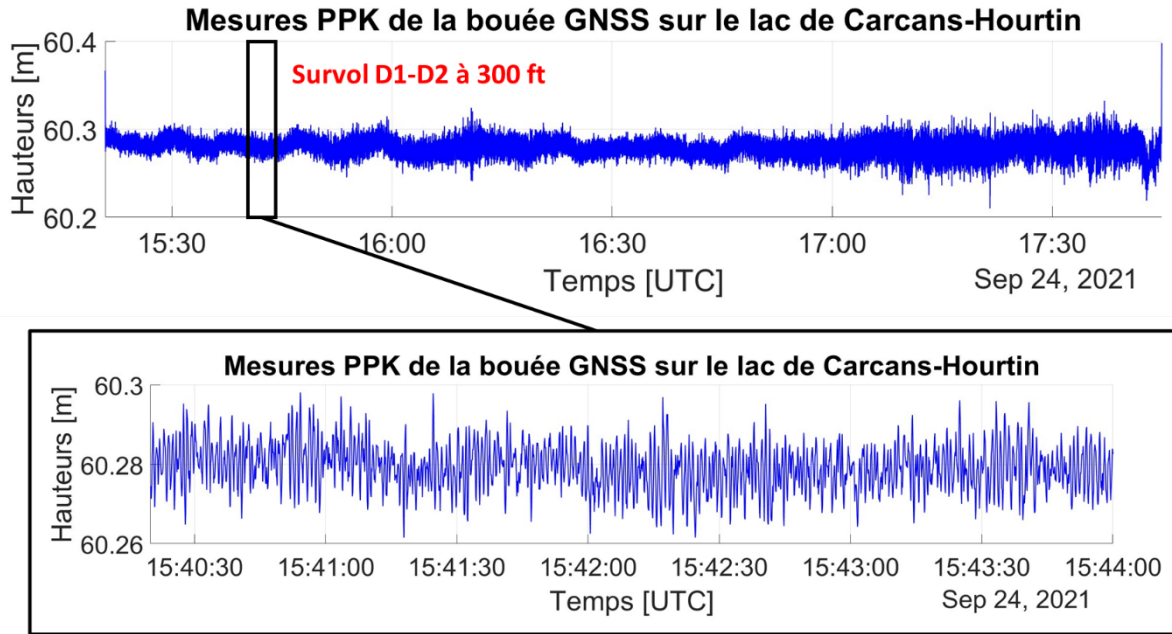


Figure 83. En haut, série temporelle des hauteurs du lac mesurées par la bouée GNSS via un calcul PPK de la position de l’antenne. En bas, zoom sur la série temporelle de la bouée lors du survol du profil D1 – D2 à 300 ft. L’écart-type de cette série temporelle est de $\sigma = 0,6 \text{ cm}$.

Bien évidemment, la validité de ces mesures est à mettre en relation avec celle de l’antenne de référence ([cf. section 2.3.2.1](#)), mais également avec la géométrie de la bouée GNSS. En effet, il est difficile de déterminer avec précision le décalage entre le point de référence de l’antenne et la ligne de flottaison, cette dernière pouvant varier avec la houle.

2.3.3. Résultats sur le lac de Carcans-Hourtin

2.3.3.1. Mesures à 300 ft.

La Figure 81 montre les résultats des estimations de hauteur z_w sur le lac de Carcans-Hourtin à 300 ft pour le profil D1 – D2 et le profil transverse D3 – D4. La hauteur au point de croisement et celle de la bouée sont obtenues en réalisant une moyenne sur 2 secondes, des mesures estimées au moment du plus proche passage. Les hauteurs obtenues sur le profil D1 – D2 sont cohérentes avec celle de la bouée avec une différence de 3,7 cm. De même, la différence de valeur estimée au point de croisement avec le profil D3 - D4 est de 1 cm. La

même constatation peut être faite sur le profil D3 – D4 ; on note un écart de 3 mm avec la mesure de la bouée. Une autre validation est effectuée en comparant la pente de géoïde obtenue à partir des mesures estimées avec celle du modèle de géoïde national RAF20 (Figure 84). On remarquera que le modèle a évolué par rapport à celui utilisé lors des modélisations dans le chapitre III, l’IGN l’ayant mis à jour fin 2021. La pente du géoïde RAF20 le long du profil D1 – D2 est de l’ordre de 8,4 mm/km, tandis que celle déduite des mesures estimées est de 7,05 mm/km, soit un écart de 1,35 mm/km. En admettant une incertitude de 1 cm à 1 sigma sur les ondulations du géoïde données par le modèle RAF20 [92] pour un pas de grille moyen de 3,24 km, on peut estimer l'incertitude sur la pente du géoïde à $\frac{10}{3,24} \approx 3$ mm/km. L'écart obtenu sur le profil D1 – D2 est donc inférieur à la barre d'erreur sur la pente déduite du modèle RAF20. Sur D3 – D4, la pente du géoïde est de 15,14 mm/km tandis que la pente estimée est de 12,09 mm/km, soit un écart de 3,05 mm/km, légèrement supérieur (0,5 mm/km) à la barre d'erreur. Le même traitement a été réalisé pour avec les signaux GPS L5, Galileo E1 et Galileo E5 à titre de comparaison. La Figure 86 montre les hauteurs estimées pour les profils D1 – D2 et D3 – D4 en utilisant ces différents signaux. Pour D1 – D2, on observe que les mesures sont cohérentes pour L1, E1 et E5. Le signal L5 est quant à lui légèrement décalé car seulement deux satellites émettant ce signal ont pu être utilisés lors du survol. Les écarts à la bouée pour L1, L5, E1 et E5 sont respectivement de 3,7 cm, 1,9 cm, 3,6 cm et 3,9 cm. De même, les pentes déduites des hauteurs z_w estimées, pour les différents signaux, sont également cohérentes avec celle du géoïde RAF20, avec des écarts respectifs de 1,35 mm/km, 1,39 mm/km, 1,32 mm/km et 1,28 mm/km. Les écarts sont donc encore une fois inférieurs à la barre d’erreur sur la pente du modèle RAF20. Pour D3 – D4, les estimations sont similaires ; les mesures réalisées avec les signaux L1, L5, E1 et E5 présentent des écarts à la bouée de respectivement 0,3 cm, 2 cm, 1,2 cm et 4 cm en valeur absolue. Les écarts inter-profil au point de croisement lors du plus proche passage sont de 1 cm, 1,6 cm, 2,1 cm et 5,6 cm. Enfin, les écarts de pente par rapport au modèle de géoïde RAF20 sont de 3,05 mm/km, 2,72 mm/km, 2,07 mm/km et 1,9 mm/km. On se situe donc en dessous de la barre d'erreur sur la pente.

2.3.3.2. Mesures à 500 et 1000 ft

Comme mentionné précédemment, dans de bonnes conditions météorologiques, la surface du lac de Carcans-Hourtin ne varie pas de manière significative entre deux survols. On peut donc comparer les hauteurs de surface de réflexion estimées aux différentes altitudes, soit 300, 500 et 1000 ft. La Figure 87 présente les hauteurs estimées z_w pour ces différentes altitudes en considérant les différents signaux pour le profil D1 – D2. Les profils croisés D3 – D4 ne sont obtenus que pour l'altitude 300 ft. En effet, l'une des difficultés de la réflectométrie aéroportée sur un lac est qu'il est nécessaire pour le récepteur d'initialiser la mesure afin de permettre le calcul des P, V, T. Or, la vitesse élevée de l'avion (~ 60 m/s au sol) ne permet pas forcément cette détermination lors du survol de la courte section D3 – D4. À 500 ft, on remarque une variation de la pente entre le début du profil et 16 : 01 : 30 UTC. Cette variation de pente peut être liée à des variations de l'état de la surface de réflexion comme on peut l'observer sur les mesures de la bouée. Les écarts entre les mesures de hauteurs z_w et de la bouée GNSS lors du plus proche survol pour les signaux L1, L5, E1 et E5 sont respectivement de 4,8 cm, 3,5 cm, 3,3 cm et 2,9 cm. Les écarts de pente (à partir de 16 : 01 : 00 UTC) par rapport au modèle de géoïde RAF20 sont de 1,77 mm/km, 1,77 mm/km, 1,93 mm/km et 1,65 mm/km. Pour le profil à 1000 ft, les écarts sont à la bouée sont de 4,5 cm, 3,1 cm et 2,8 respectivement pour les signaux L1, E1 et E5. A 1000 ft il n'y a pas suffisamment de satellites avec des élévations suffisantes et émettant la bande L5 pour permettre de l'utiliser. Les écarts de pente par rapport au modèle RAF20 pour ces trois signaux sont de 2,21 mm/km, 3,68 mm/km et 2,2 mm/km.

Les écarts maximaux des estimations de hauteur z_w d'un profil à l'autre sont inférieurs à 5 cm pour toutes les bandes de fréquences. Les écarts quadratiques moyens (RMSE, Root Mean Squared Error) ont été calculées pour les différentes estimations des hauteurs z_w corrigées de la tendance et ne dépassent pas 0,8 cm. La comparaison des pentes déduites des hauteurs par rapport au modèle de géoïde RAF20 montre une différence maximale de 3,8 mm/km, soit légèrement supérieure à la barre d'erreur du modèle (0,8 mm/km). L'ensemble des mesures obtenues sur le lac de Carcans-Hourtin sont présentées dans la Table 2. Les écarts entre les mesures et la bouée, ainsi qu'avec la section transverse et le modèle de géoïde RAF20 sont donnés dans la Table 3.

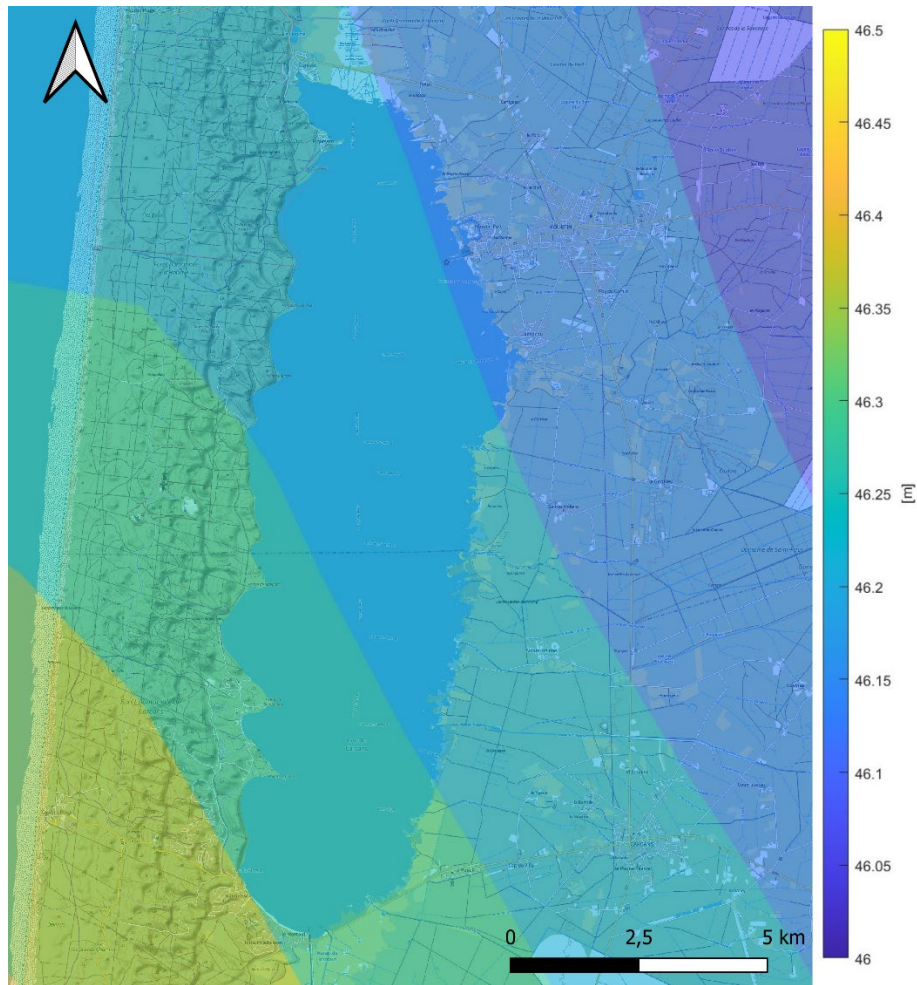


Figure 84. Carte de l'ondulation de la grille de conversion altimétrique RAF20 de l'IGN au niveau du lac de Carcans-Hourtin. Cette grille est utilisée pour modéliser la surface du géoïde en France métropolitaine. On observe un gradient de géoïde dans la direction Nord-Est /Sud-Ouest.

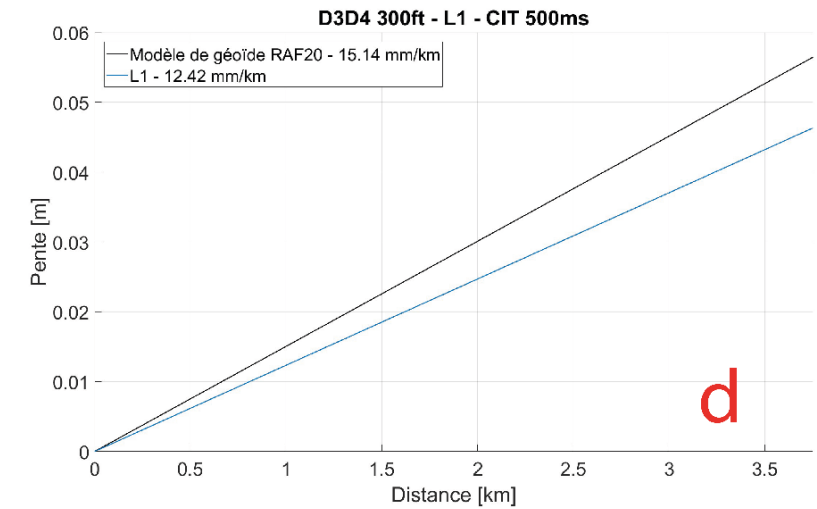
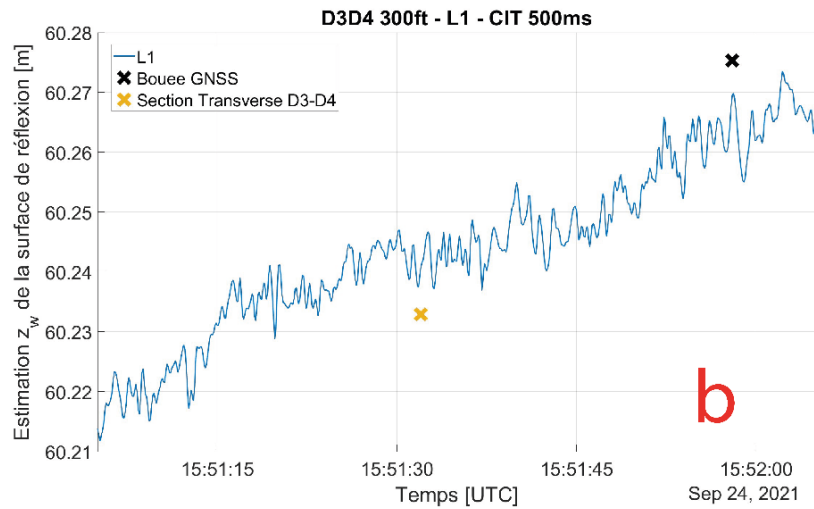
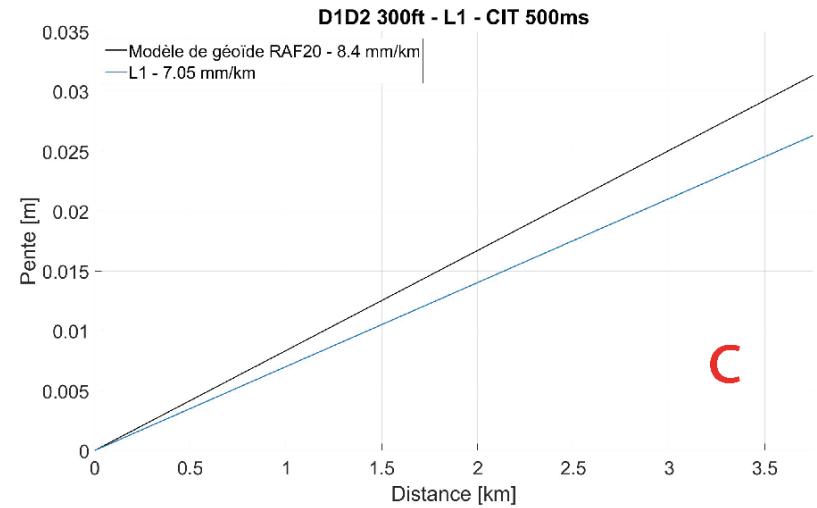
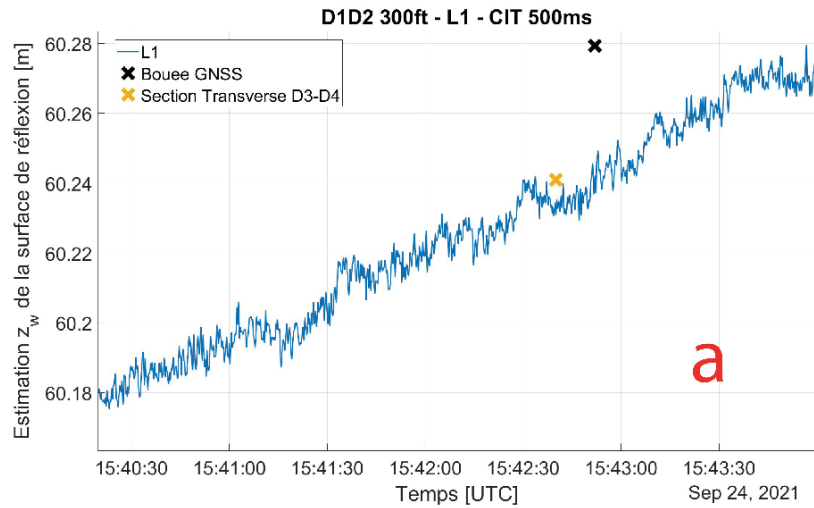


Figure 85. (a) Hauteur estimée de la surface de réflexion pour le profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Même hauteur pour le profil transverse D3 – D4. (c) Pente du géoïde estimée sur le profil D1 – D2 en comparaison au modèle de géoïde RAF20. (d) Pente du géoïde estimée sur le profil transverse D3 – D4 en comparaison au modèle de géoïde RAF20.

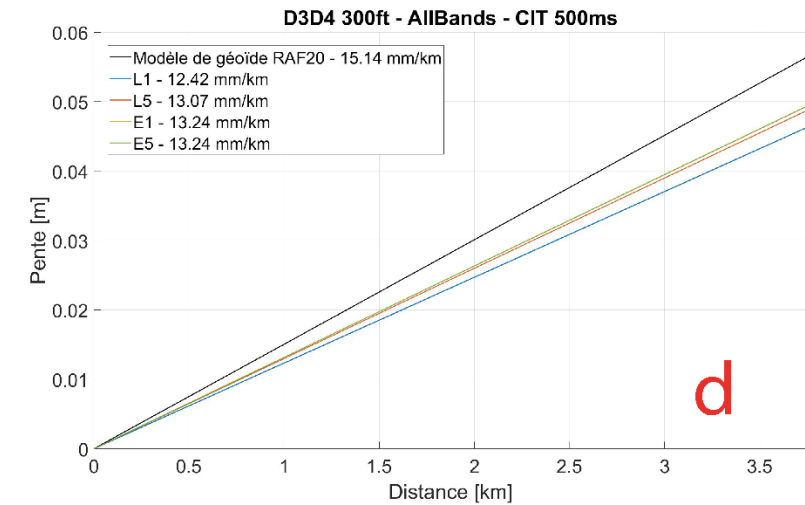
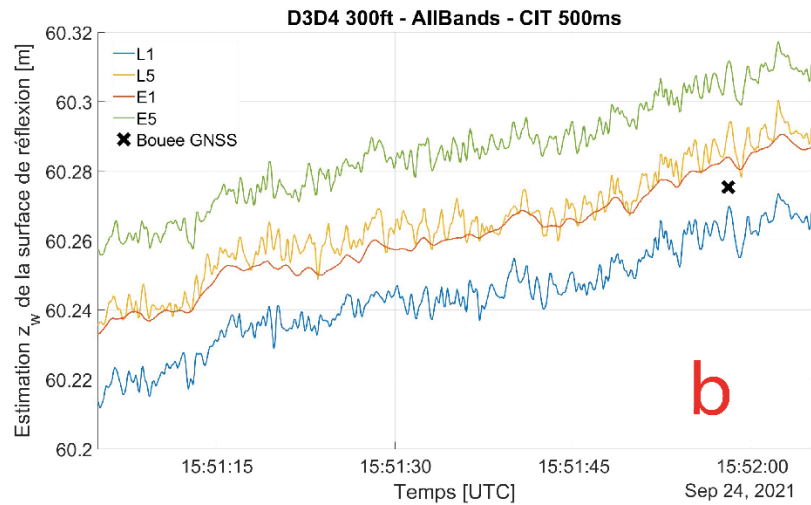
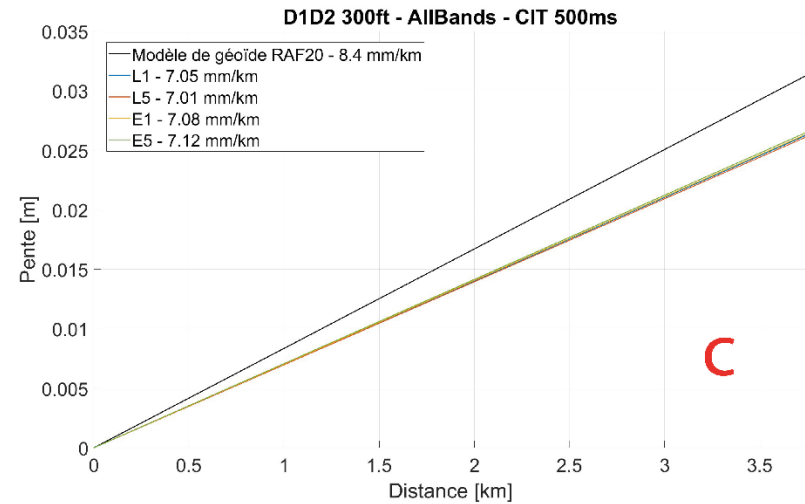
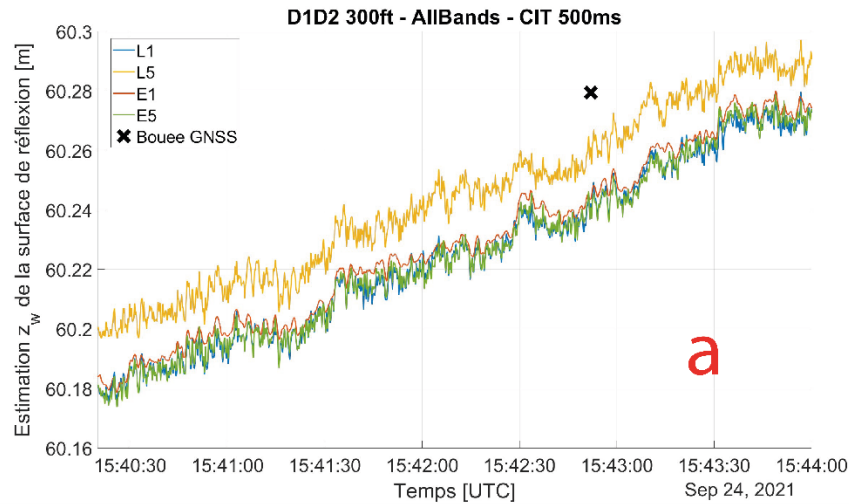


Figure 86. (a) Hauteurs estimées z_w de la surface de réflexion pour les différentes bandes de fréquence sur le profil D1 – D2 à 300 ft. (b) Estimations des hauteurs z_w pour les différentes bandes de fréquence sur le profil D3 – D4 à 300 ft. (c) Comparaison des pentes de géoïde estimées pour les différentes bandes de fréquence et pour le modèle de géoïde RAF20 pour le profil D1 – D2 et le profil D3 – D4 (d).

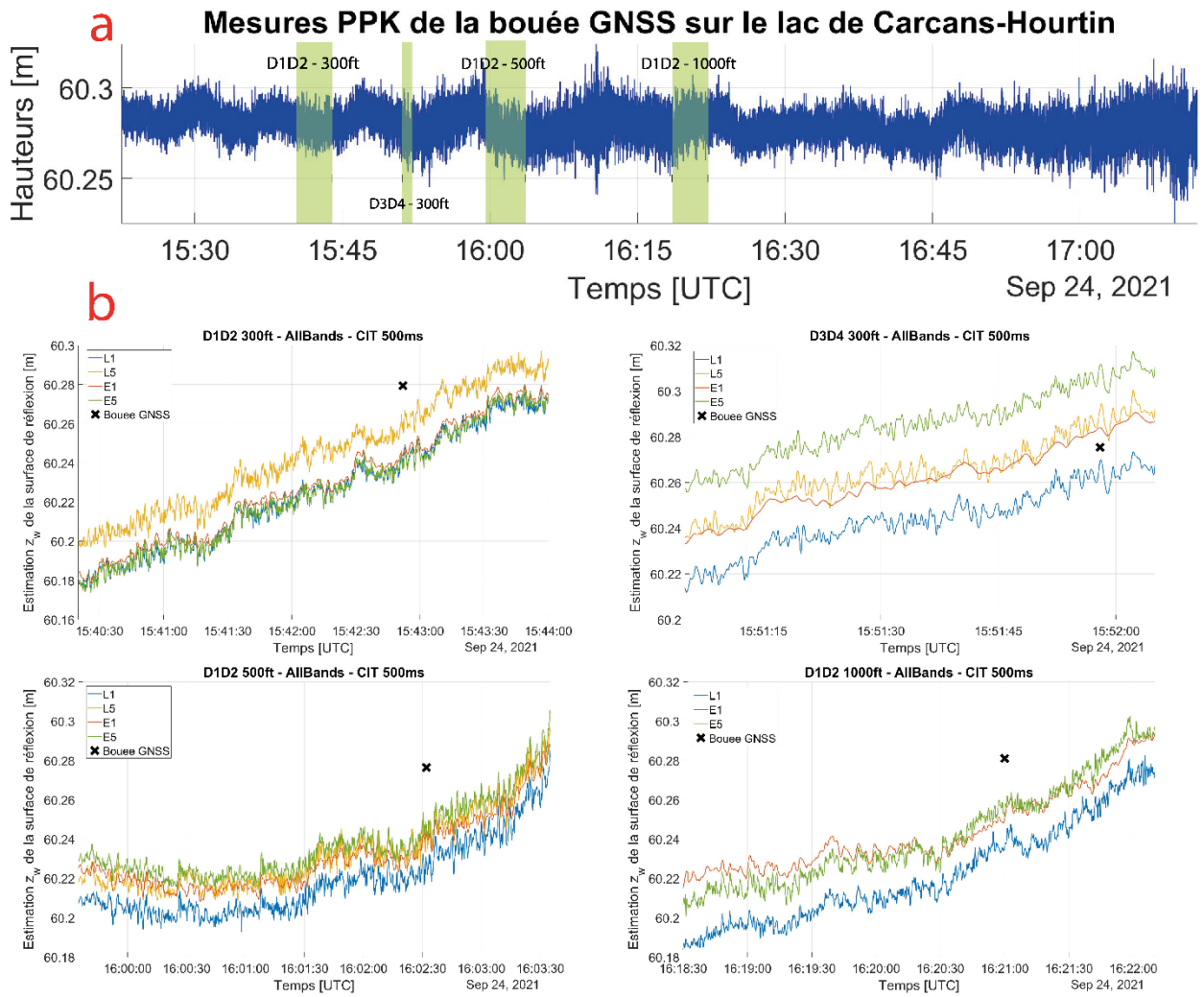


Figure 87. (a) Hauteurs de la bouée obtenue via un calcul par méthode PPK lors de la campagne de collecte sur le lac de Carcans-Hourtin. (b) Hauteurs estimées z_w de la surface de réflexion pour le profil D1 – D2 à 300, 500, et 1000 ft et le profil D3 – D4 à 300 ft pour les différents signaux émis. Les hauteurs obtenues sont cohérentes entre les différents profils avec des écarts globaux inférieurs à 5 cm. Il est à noter que le profil à 500 ft montre une différence de pente en début du profil qui semble être corrélée avec les observations de la bouée.

Tableau 2. Tableau récapitulatif des mesures réalisées sur le lac de Carcans-Hourtin.

Profil	Hauteurs z_w lors du plus proche survol de la bouée [m]	Mesure de la bouée GNSS [m]	Hauteurs z_w lors du plus proche survol de la section transverse [m]	Mesure de la section transverse lors du plus proche survol [m]	Pente des hauteurs z_w [mm/km]	Pente du modèle RAF20 [mm/km]	Écart quadratique moyen du profil [cm]	Écart quadratique moyen de la bouée GNSS [cm]
L1								
D1D2 - 300 ft	60,242	60,279	60,231	60,241	7,05	8,4	0,4	0,6
D3D4 - 300 ft	60,272	60,275	60,241	60,231	12,09	15,14	0,4	0,7
D1D2 - 500 ft	60,228	60,276			6,09	7,86	0,7	0,8
D1D2 - 1000 ft	60,236	60,281			6,1	8,31	0,7	0,8
L5								
D1D2 - 300 ft	60,26	60,279	60,248	60,264	7,01	8,4	0,5	0,6
D3D4 - 300 ft	60,295	60,275	60,264	60,248	12,42	15,14	0,5	0,7
D1D2 - 500 ft	60,241	60,276			6,09	7,86	0,7	0,8
D1D2 - 1000 ft								0,8
E1								
D1D2 - 300 ft	60,243	60,279	60,238	60,259	7,08	8,4	0,4	0,6
D3D4 - 300 ft	60,287	60,275	60,259	60,238	13,07	15,14	0,3	0,7
D1D2 - 500 ft	60,243	60,276			5,93	7,86	0,6	0,8
D1D2 - 1000 ft	60,25	60,281			4,63	8,31	0,8	0,8
E5								
D1D2 - 300 ft	60,24	60,279	60,232	60,288	7,12	8,4	0,4	0,6
D3D4 - 300 ft	60,315	60,275	60,288	60,232	13,24	15,14	0,4	0,7
D1D2 - 500 ft	60,247	60,276			6,21	7,86	0,7	0,8
D1D2 - 1000 ft	60,253	60,281			6,11	8,31	0,7	0,8

Tableau 3. Tableau récapitulatif des écarts des mesures réalisées sur le lac de Carcans-Hourtin.

Profil	Hauteurs z_w lors du plus proche survol de la bouée – Mesure de la bouée GNSS [cm]	Hauteurs z_w lors du plus proche survol de la section transverse – Mesure de la section transverse lors du plus proche survol [cm]	Pente de z_w – Pente du modèle RAF20 [mm/km]
L1			
D1D2 - 300 ft	3,7	1	1,35
D3D4 - 300 ft	0,3	1	3,05
D1D2 - 500 ft	4,8		1,77
D1D2 - 1000 ft	4,5		2,21
L5			
D1D2 - 300 ft	1,9	1,6	1,39
D3D4 - 300 ft	2	1,6	2,72
D1D2 - 500 ft	3,5		1,77
D1D2 - 1000 ft			
E1			
D1D2 - 300 ft	3,6	2,1	1,32
D3D4 - 300 ft	1,2	2,1	2,07
D1D2 - 500 ft	3,3		1,93
D1D2 - 1000 ft	3,1		3,68
E5			
D1D2 - 300 ft	3,9	5,6	1,28
D3D4 - 300 ft	4	5,6	1,9
D1D2 - 500 ft	2,9		1,65
D1D2 - 1000 ft	2,8		2,2

3. Conclusion sur l'altimétrie par réflectométrie GNSS

La réflectométrie GNSS par mesure de phase de porteuse est une méthode prometteuse pour réaliser des mesures altimétriques des surfaces d'eau. Le matériel et la chaîne de traitement utilisés dans le cadre de ces travaux de thèse se sont montrés très efficaces pour générer des mesures de phase continues (Figure 77). De plus, la méthode de résolution des ambiguïtés entières à partir d'une connaissance a priori de la hauteur de la surface d'eau s'est avérée efficace permettant ainsi une mesure absolue du niveau du lac. Les mesures réalisées sur le lac de Carcans-Hourtin ont été comparées à la mesure de référence de la bouée GNSS, ainsi qu'à la pente locale du géoïde, pour des hauteurs d'antennes de 300 (91,44), 500 (152,4) et 1000 (304,8) ft (m) et les bandes de fréquences GPS L1 et L5 et Galileo E1 et E5. Dans un premier temps, on constate la bonne concordance des résultats entre les différentes bandes de fréquences. Ces mesures indépendantes permettent de valider la méthode de manière interne. Ensuite, pour toutes les hauteurs, on note des écarts généralisés par rapport à la bouée GNSS inférieurs à 5 cm, avec des écarts quadratiques moyens sur les profils inférieurs à 1 cm. Enfin, la comparaison à la pente locale du géoïde via la surface de conversion altimétrique RAF20 montre des écarts globalement inférieurs à 4 mm/km (l'erreur sur RAF20 est de 3 mm/km).

Bien que ces résultats soient très encourageants pour la généralisation de cette méthode aux mesures altimétriques, deux verrous ont été identifiés. Le premier verrou, exposé dans la [section 2.3.2](#) de ce chapitre, réside dans la nécessité de connaître précisément la position du porteur. En effet, comme le mentionne l'équation (4.24), il est indispensable de connaître la hauteur de l'antenne pour le calcul des hauteurs de la surface d'eau. Or, lors de cette étude, des difficultés ont été rencontrées pour positionner précisément l'avion réalisant les survols du lac. De plus, comme pour les autres techniques altimétriques, la réalisation d'une mesure absolue dans un système de référence implique la connaissance précise de la position de l'instrument. Le second verrou concerne la résolution des ambiguïtés entières. En effet, bien que les cas présentés dans de ce chapitre attestent de l'efficacité de notre méthodologie, celle-ci est basée sur l'observation des résidus de mesures et donc n'est valide que si des corrections préalables (retards troposphériques, bras de levier d'antennes) ont été appliquées avec une précision inférieure à la longueur d'onde du signal incident. Il en va de même pour la connaissance de la valeur a priori de la hauteur de la surface d'eau. La généralisation de la méthode nécessite donc la mise en place d'une méthode de résolution plus robuste et automatique.

4. Bibliographie

- [85] C. Fernandez-Prades, J. Arribas, P. Closas, C. Aviles, L. Esteve, “GNSS-SDR: An Open Source Tool for Researchers and Developers”, *Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2011)*, Portland, OR, September 2011, pp. 780-794.
- [86] L. Lestarquit *et al.*, “Reflectometry With an Open-Source Software GNSS Receiver: Use Case With Carrier Phase Altimetry”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing*, vol. 9, n° 10, p. 4843-4853, oct. 2016, doi: 10.1109/JSTARS.2016.2568742.
- [87] R. W. Hamming, “Numerical methods for scientists and engineers”, 2nd ed. New York: Dover, 1986.
- [88] J. Rüeger, “Refractive Index Formulae for Radio Waves”, Proc. FIG XXII International Congress, Washington, D. C, 2002.
- [89] A. E. Niell, “Global mapping functions for the atmosphere delay at radio wavelengths”, *J. Geophys. Res.*, vol. 101, n° B2, p. 3227-3246, févr. 1996, doi: 10.1029/95JB03048.
- [90] J. Boehm, B. Werl, et H. Schuh, “Troposphere mapping functions for GPS and very long baseline interferometry from European Centre for Medium-Range Weather Forecasts operational analysis data”, *J. Geophys. Res.*, vol. 111, n° B2, p. 2005JB003629, févr. 2006, doi: 10.1029/2005JB003629.
- [91] P. Gegout, R. Biancale, et L. Soudarin, “Adaptive mapping functions to the azimuthal anisotropy of the neutral atmosphere”, *J Geod*, vol. 85, n° 10, p. 661-677, oct. 2011, doi: 10.1007/s00190-011-0474-y.
- [92] F. L’Ecu, “Description technique de la surface de conversion altimétrique RAF20”, Service de Géodésie et de Métrologie de l’Institut national de l’information géographique et forestière, DT n° 600 82 v. 2.0, 23/11/2021.

Conclusion

L'objectif principal de cette thèse est de démontrer les capacités de la réflectométrie GNSS dans la réalisation de mesures altimétriques, ainsi que d'étudier les facteurs limitant son implémentation pour des altitudes élevées, comme en orbite terrestre basse. À long terme, il serait envisageable de déployer cette technologie sur des satellites à un coût relativement faible, afin de suppléer les satellites altimétriques dédiés et d'améliorer la densité des mesures fournies par les réseaux de marégraphes.

Dans les deux premiers chapitres de ce manuscrit, nous avons réalisé un état de l'art du fonctionnement des systèmes GNSS et de leur utilisation en réflectométrie pour l'observation de la Terre. Nous avons vu les nombreuses applications de cette méthode et les différents moyens pour la mettre en œuvre.

Le troisième chapitre présente les premiers travaux originaux de cette thèse, qui consistent en la mise au point d'une méthode de simulation rigoureuse tenant compte d'une réflexion sur des surfaces géodésiques plus réalistes telles que l'ellipsoïde ou le géoïde. Cette méthodologie de simulation a permis de développer un outil pour prédire la position spéculaire des réflexions en vue de préparer l'acquisition des données. Elle sert également à estimer les corrections géométriques à apporter par rapport à un modèle simple de surface plane et satellite à distance finie lors de l'estimation des mesures altimétriques. La différence de marche par rapport à un modèle de réflexion sur l'ellipsoïde peut atteindre 1 cm (pour un satellite à 10° d'élévation) dès lors que la hauteur de l'antenne dépasse environ une centaine de mètres. Elle atteint un cycle de phase du signal GPS L1, pour une antenne située à environ 465 m de hauteur. Les modélisations ont montré que l'effet du géoïde peut diminuer ou augmenter cette erreur en fonction de son ondulation locale.

Le dernier chapitre, quant à lui, porte sur le traitement des mesures acquises en septembre 2021 sur la côte Atlantique. Cette campagne de collecte a permis de tester la chaîne d'acquisition du signal réfléchi (antenne dédiée et numériseur haute-fréquence), mais également de développer une chaîne de traitement complète pour la réflectométrie GNSS appliquée à l'altimétrie. L'utilisation d'une antenne dédiée de réflectométrie, dont les gains sont maximisés sur la voie LHCP, permet d'obtenir des signaux avec de bonnes amplitudes. Tandis que la numérisation simultanée des signaux directs et réfléchis via un numériseur haute fréquence permet d'éviter les problèmes de désynchronisation pour le calcul du déphasage. La chaîne de traitement se divise en trois principales étapes, l'acquisition et le suivi du signal réfléchi en boucle ouverte, via un récepteur logiciel dédié utilisant les

répliques de codes et de phase de la voie directe. La voie directe est traitée en parallèle de manière classique pour le calcul P, V, T de l'avion. Pour l'altimétrie, il est nécessaire que les signaux collectés soient suffisamment cohérents, impliquant que la surface de réflexion ne soit pas trop perturbée. Usuellement, l'intégration cohérente du signal est limitée à la longueur de bit du message de navigation, soit 20 ms pour le signal GPS L1. La seconde étape du traitement consiste donc à améliorer la cohérence du signal en prolongeant l'intégration cohérente. Nous avons montré que grâce à nos algorithmes, il est possible de prolonger l'intégration jusqu'à des valeurs de 500 ms améliorant de manière significative la qualité du signal réfléchi. Ensuite, les valeurs d'ambiguïtés entières sont résolues via l'analyse des pseudo-observations, cette étape est fondamentale dans le but de réaliser une mesure altimétrique absolue. Enfin, les hauteurs de la surface d'eau sont finalement estimées par moindres carrés en utilisant les déphasages mesurés pour les différents satellites en vue.

Les résultats obtenus sur le lac de Carcans-Hourtin sont très encourageants pour l'utilisation de la réflectométrie GNSS pour l'altimétrie des eaux de surface. En effet, la redondance des mesures obtenues en utilisant les bandes de fréquences GPS L1 et L5 et Galileo E1 et E5 nous permet de valider dans un premier temps la méthodologie. Les écarts maximaux des estimations de hauteurs d'eau z_w d'un profil à l'autre sont globalement inférieurs à 5 cm, avec des écarts quadratiques moyens maximum de 0,8 cm. De manière générale, les écarts aux mesures de références fournies par la bouée GNSS lors du plus proche survol sont également inférieurs à 5 cm. Enfin, la comparaison des pentes des estimations par rapport au modèle de géoïde RAF20 montre une différence maximale de 3,8 mm/km, soit légèrement supérieure à la barre d'erreur du modèle (+ 0,8 mm/km).

Ces résultats très encourageants incitent à surmonter les difficultés rencontrées dans la détermination de la position de l'avion. En effet, les données de la station de référence déployée sur les berges du lac montrent une variation de l'ordre de 20 cm selon la méthode de calcul utilisé. Cependant, il est à noter que pour la comparaison des mesures, l'ensemble des calculs PPK sont entachés de cette même erreur. Il réside donc un décalage constant dans les mesures de hauteurs de la bouée et de la réflectométrie. Enfin, le peu de redondance dans les mesures in situ, pour permettre la comparaison des mesures altimétriques, ne contribue pas à la validation de la méthodologie. Il aurait donc été intéressant de pouvoir déployer des mesures complémentaires (marégraphe, bouée GNSS supplémentaires, comparaison aux

satellites altimétriques), afin de valider les mesures effectuées sur le lac de Carcans-Hourtin. Du travail reste donc à accomplir afin de continuer à améliorer la méthode tout en augmentant l'altitude de la plateforme où sont placées les antennes. Un travail conjoint de la modélisation numérique présentée dans le chapitre III et des traitements détaillés dans le chapitre IV couplé à une détermination plus fine de la position de la plateforme nous permettrait d'atteindre cet objectif.

Perspectives

Les résultats obtenus sur le lac de Carcans-Hourtin sont prometteurs pour développer l'utilisation de la réflectométrie GNSS à la mesure absolue du niveau des eaux. Les mesures aéroportées offrent l'avantage d'acquérir les signaux réfléchis sur une large zone sans obstruction, maximisant ainsi le nombre de satellites visibles. Cela permet de tester l'acquisition à plusieurs altitudes et sur différents sites d'études présentant des caractéristiques variées. Cependant, comme nous l'avons constaté, la résolution des hauteurs de surface d'eau dépend de la connaissance précise de la position de la plateforme, ce qui est plus complexe à obtenir que pour une plateforme fixe. De plus, il est plus difficile de comparer les résultats à des mesures in situ ponctuelles telles que les bouées GNSS et les marégraphes. De nouvelles acquisitions avec le déploiement du dispositif sur une plateforme fixe pourraient améliorer la validation de la chaîne de traitement et réduire l'erreur de mesure. De surcroît, l'utilisation d'un réseau de stations de référence couplé à une ou plusieurs stations du RGP pourrait aider à éviter les erreurs dans la détermination de la position de l'avion et, par conséquent, dans le calcul de la hauteur de la surface de réflexion.

L'augmentation de l'altitude de l'antenne réceptrice nécessite l'application de corrections géodésiques et soulève également des difficultés pour recueillir un signal cohérent avec une amplitude suffisante. La méthode détaillée dans ce manuscrit dépend donc de l'utilisation d'une antenne de haute qualité et d'un récepteur garantissant la synchronisation lors de la collecte des signaux. Il serait intéressant maintenant de tester la méthode de détermination sur des surfaces plus rugueuses et à des altitudes plus élevées afin d'évaluer sa robustesse lorsque la cohérence du signal est altérée et que les effets géodésiques sont plus prononcés. Pour un lever côtier, la circulation locale des masses d'eau, ou encore les effets de marées peuvent

entraîner un besoin d'augmenter la durée de l'intégration cohérente voir d'intégrer des modèles au sein de la chaîne de traitement.

Au niveau des traitements, dans le dernier chapitre de ce manuscrit, nous avons exposé la méthode de levé d'ambiguïtés par la réorganisation des pseudo-observations ([cf. chapitre 4 section 1.5.3](#)). Bien que cette méthode se soit révélée efficace, elle est effectuée manuellement, et l'adoption d'un algorithme de résolution automatique tel que la méthode LAMBDA pourrait renforcer sa robustesse. De plus, il serait envisageable d'affiner la modélisation des retards troposphériques en recourant aux « mapping functions », voire en estimant ces retards lors de la résolution par moindres carrés. Enfin, les mesures se sont révélées cohérentes entre les différentes bandes de fréquence GPS et Galileo. Par conséquent, il serait également possible de combiner ces mesures afin d'accroître le nombre d'équations d'observation lors de la résolution par moindres carrés.

Dans le futur, l'intégration de la chaîne d'acquisition sur une plateforme satellitaire pourrait être envisagée. Une augmentation significative de l'altitude des antennes rendrait les corrections géodésiques indispensables, mais la modélisation détaillée présentée dans ce manuscrit devrait permettre de minimiser les erreurs. De plus, la position d'une plateforme satellitaire devrait néanmoins être obtenue facilement grâce aux techniques actuelles de calcul d'orbite.

Annexes

Annexe 1 : Détermination du bras de levier d'antennes

Les antennes GNSS direct et réfléchi n'étant pas positionnée strictement à la verticale l'une de l'autre et l'avion ayant une attitude propre, il est nécessaire de calculer le bras de levier d'antenne à chaque époque. Cette approche permet de déterminer le terme correctif A_{arm} à intégrer au calcul des résidus de pseudo-observations (cf. équation (4.17) de la [section 1.5.1 du chapitre IV](#)) pour tenir compte de ce décalage. Le calcul du bras de levier se fait via la connaissance au préalable de la position entre l'antenne de réflectométrie et de l'antenne directe, puis par l'intégration de l'attitude de l'avion déterminée par une centrale inertielle.

1.1. Mesure de la position relative des deux antennes

La position des deux antennes à bord de l'avion a été déterminée précisément au préalable par une mesure au laser tracker, avec une précision de l'ordre de ± 0.01 mm/m d'éloignement de l'instrument. La mesure est réalisée par rapport à un point centre, appelé A' pour l'antenne directe et B' pour l'antenne de réflectométrie, définis comme les points milieu de fixation des antennes et concordants avec les ARP (Antenna Reference Point) d'après leurs dessins de conception. Les coordonnées X, Y, Z de ces deux points sont ainsi connues dans le repère de référence de la centrale inertielle (Figure 88). Enfin, il est nécessaire d'intégrer le décalage du centre de phase de l'antenne.

1.2. Détermination de la correction du bras de levier

Les variations d'attitudes de l'avion font que l'orientation du bras de levier de l'antenne change à chaque instant. Pour cela, la centrale inertielle mesure les angles de tangage θ , roulis φ et lacet ψ à une fréquence de 100 Hz. Soit ρ_{AA} le retard du signal réfléchi par rapport au signal direct dans l'hypothèse où les centres de phase des antennes directes et réfléchies seraient colocalisés au point A .

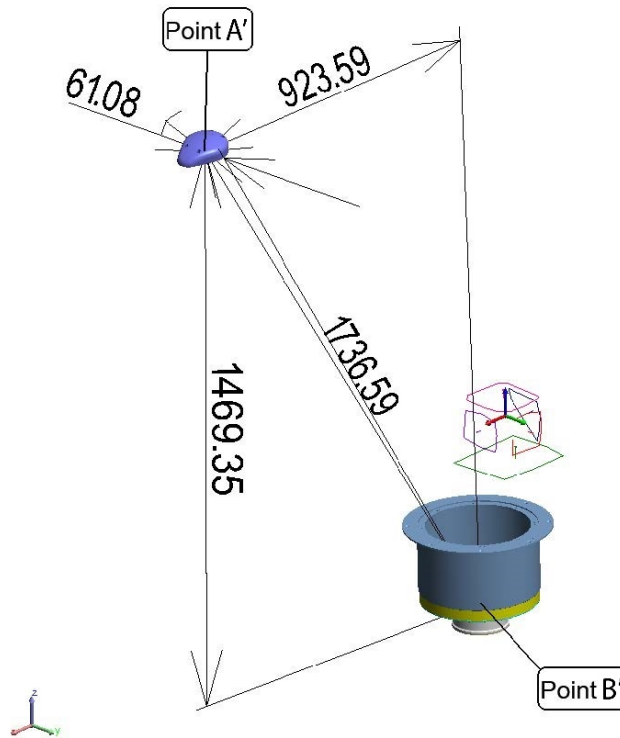


Figure 88. Position relative des antennes à bord de l'avion mesurée précisément par laser tracker dans le repère de référence de la centrale inertielle.

En réalité, le centre de phase de l'antenne directe est localisé au point A et celui de l'antenne réfléchie au point B (Figure 89). Le retard du signal réfléchi par rapport au signal direct est donc ρ_{AB} de tel sorte que :

$$\rho_{AB} = \rho_{AA} + \overline{AB} \cdot \overline{u_{r2}} \quad (A.1)$$

où \overline{AB} est le vecteur caractérisant la position relative du centre de phase de l'antenne réfléchie par rapport à l'antenne directe, mesuré dans le repère de la centrale inertielle (repère « avion » a) tel que :

$$\overline{AB} = \begin{pmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{pmatrix}_a \quad (A.2)$$

$\overline{u_{r2}}$ est le vecteur unitaire indiquant la direction de propagation du signal réfléchi à son arrivée sur le centre de phase de l'antenne B exprimé, dans le repère de navigation (repère n), par :

$$\vec{u}_{r2} = \begin{pmatrix} -\cos \varepsilon_r \sin A_z \\ -\cos \varepsilon_r \cos A_z \\ \sin \varepsilon_r \end{pmatrix}_n \quad (A.3)$$

où ε_r est l'angle d'élevation du signal réfléchi et A_z son azimut.

Le centre de phase de l'antenne directe est déterminé par la mesure GNSS réalisé directement sur cette antenne.

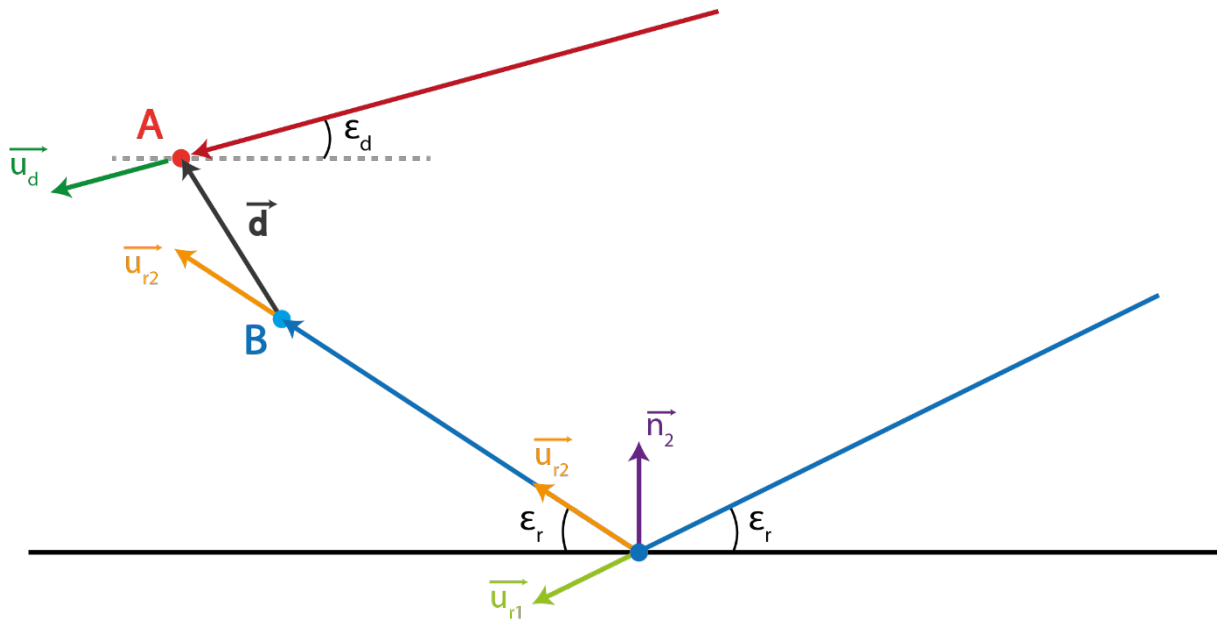


Figure 89. Expression géométrique du terme correctif à appliquer pour tenir compte du bras de levier d'antenne lorsque les antennes A et B ne sont pas colocalisées.

1.2.1. Passage du repère de la centrale inertielle au repère de navigation

Pour calculer le produit scalaire entre les vecteurs \vec{AB} et \vec{u}_{r2} il est nécessaire de définir \vec{AB} dans le repère de navigation. La matrice de passage C_n^a est formée en appliquant trois rotations selon les angles de tangage, roulis et lacet (Figure 90) fournis par la centrale inertielle tels que :

$$C_n^a = C_2^a \cdot C_1^2 \cdot C_n^1 \quad (A.4)$$

où les chiffres 1 et 2 désignent les repères intermédiaires entre chaque rotation.

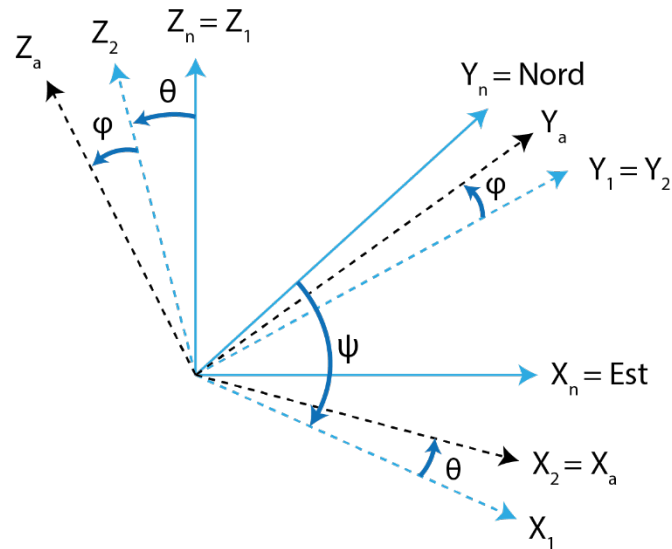


Figure 90. Représentation des axes de tangage, roulis et lacet dans le repère de l'avion et dans le repère de navigation.

On a ainsi C_n^1 la matrice de rotation pour l'angle de lacet permettant le passage du repère de navigation au repère intermédiaire 1. L'angle de lacet est défini comme l'angle entre le Nord et l'avant de l'avion, la direction Est correspondante à 90° . La matrice C_n^1 est définie par :

$$C_n^1 = \begin{pmatrix} \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ -\cos \psi & \sin \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (A.5)$$

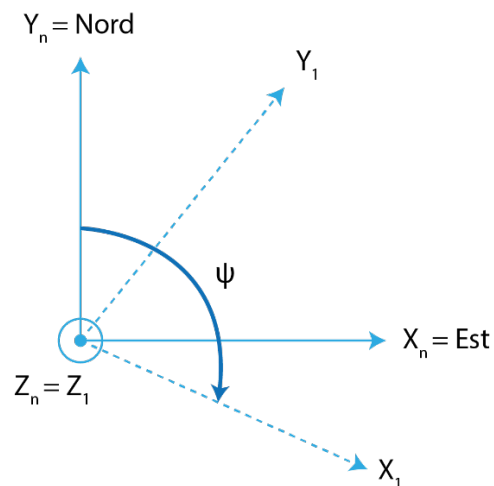


Figure 91. Rotation du repère de navigation au repère intermédiaire 1 pour l'angle de lacet.

C_1^2 est la matrice de rotation pour l'angle de tangage permettant le passage du repère intermédiaire 1 au repère intermédiaire 2. L'angle de tangage est positif lorsque le nez de l'avion point au-dessus de l'horizon. La matrice C_1^2 est définie par :

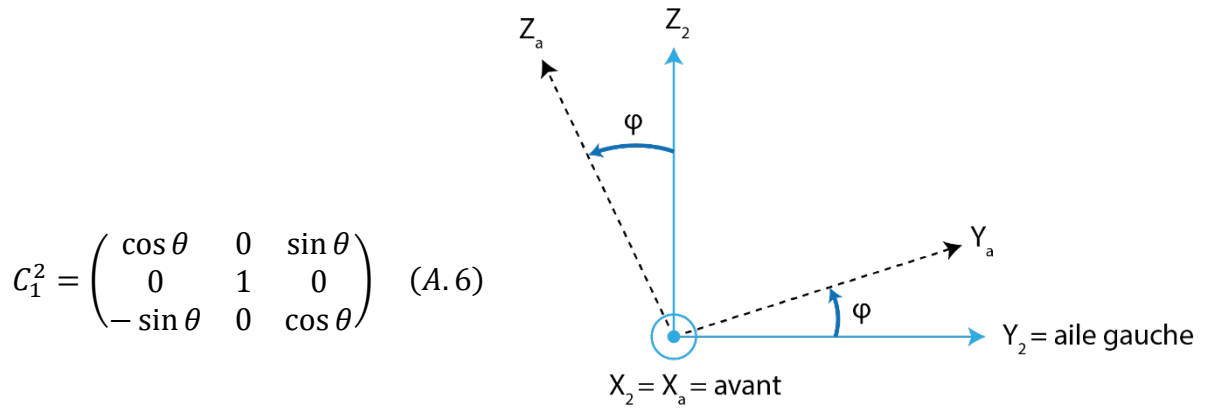


Figure 92. Rotation du repère intermédiaire 1 au repère intermédiaire 2 pour l'angle de tangage.

Enfin, la matrice de passage C_2^a pour l'angle de roulis permettant le passage du repère intermédiaire 2 au repère de la centrale. L'angle de roulis est positif lorsque l'aile gauche est plus haute que la droite. La matrice C_2^a est définie par :

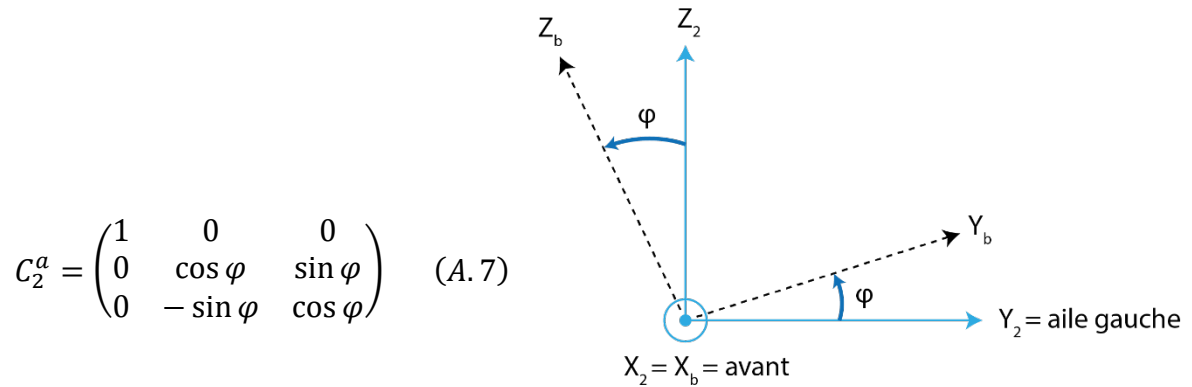


Figure 93. Rotation du repère intermédiaire 2 au repère de l'avion pour l'angle de roulis.

On obtient alors la matrice C_n^a tel que :

$$C_n^a = \begin{pmatrix} \cos \theta \sin \psi & \cos \theta \cos \psi & \sin \theta \\ -\sin \varphi \sin \theta \sin \psi - \cos \varphi \cos \psi & -\sin \varphi \sin \theta \cos \psi + \cos \varphi \sin \psi & \sin \varphi \cos \theta \\ -\cos \varphi \sin \theta \sin \psi + \sin \varphi \cos \psi & -\cos \varphi \sin \theta \cos \psi - \sin \varphi \sin \psi & \cos \varphi \cos \theta \end{pmatrix} \quad (A.8)$$

Pour passer du repère avion au repère local de navigation, il faut la matrice inverse qui est aussi la matrice transposée, s'agissant ici de matrices orthonormales. On a alors :

$$C_a^n = C_n^{a^{-1}} = C_n^{a^T} \quad (A.9)$$

soit :

$$C_a^n = \begin{pmatrix} \cos \theta \sin \psi & -\sin \varphi \sin \theta \sin \psi - \cos \varphi \cos \psi & -\cos \varphi \sin \theta \sin \psi + \sin \varphi \cos \psi \\ \cos \theta \cos \psi & -\sin \varphi \sin \theta \cos \psi + \cos \varphi \sin \psi & -\cos \varphi \sin \theta \cos \psi - \sin \varphi \sin \psi \\ \sin \theta & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \end{pmatrix} \quad (A.10)$$

On peut alors exprimer le bras de levier \overrightarrow{AB} dans le repère de navigation par :

$$(\overrightarrow{AB})_n = C_a^n \cdot (\overrightarrow{AB})_a \quad (A.11)$$

En développant on obtient alors :

$$\begin{aligned} (\overrightarrow{AB})_n &= \begin{pmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{pmatrix}_n \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta \sin \psi (d_x)_a - (\sin \varphi \sin \theta \sin \psi + \cos \varphi \cos \psi) (d_y)_a - (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) (d_z)_a \\ \cos \theta \cos \psi (d_x)_a - (\sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi) (d_y)_a - (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) (d_z)_a \\ \sin \theta (d_x)_a + \sin \varphi \cos \theta (d_y)_a + \cos \varphi \cos \theta (d_z)_a \end{pmatrix} \\ (A.12) \end{aligned}$$

1.2.2. Expression du bras de levier d'antennes

Enfin, le terme final correctif à appliquer pour tenir compte du bras de levier d'antenne est obtenu à partir de l'équation (A. 1). Il s'agit du produit scalaire entre le vecteur caractérisant la position relative du centre de phase de l'antenne réfléchi par rapport à l'antenne directe \overrightarrow{AB} et le vecteur unitaire de direction d'arrivée du signal réfléchi $\overrightarrow{u_{r2}}$, exprimés dans le repère de navigation. Soit :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{AB} \cdot \overrightarrow{u_{r2}} &= \\ &= -\cos \varepsilon_r \sin A_z \left[\cos \theta \sin \Psi (d_x)_a - (\sin \varphi \sin \theta \sin \Psi + \cos \varphi \cos \Psi) (d_y)_a \right. \\ &\quad \left. - (\cos \varphi \sin \theta \sin \Psi - \sin \varphi \cos \Psi) (d_z)_a \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\cos \varepsilon_r \cos A_z \left[\cos \theta \sin \Psi (d_x)_a - (\sin \varphi \sin \theta \cos \Psi - \cos \varphi \sin \Psi)(d_y)_a \right. \\
& \quad \left. - (\cos \varphi \sin \theta \cos \Psi + \sin \varphi \sin \Psi)(d_z)_a \right] \\
& + \sin \varepsilon_r [\sin \theta (d_x)_a + \sin \varphi \cos \theta (d_y)_a + \cos \varphi \cos \theta (d_z)_a] \tag{A.13}
\end{aligned}$$

Généralement cette correction, est négative car l'antenne du signal réfléchi est située sous l'antenne directe, c'est-à-dire que $(d_z)_a$ est de signe négatif. Dans le cas où les hauteurs d'antenne sont suffisamment basses, et selon la précision de calcul recherchée, on peut prendre l'angle d'incidence du signal réfléchi ε_R égal à celui du signal direct ε . De plus, si l'antenne B se trouve strictement à la verticale en dessous de l'antenne A et ne bouge pas (c'est le cas d'une antenne fixe au sol), on retrouve la formule classique :

$$\overrightarrow{AB} \cdot \overrightarrow{u_{r2}} = -d \cdot \sin \varepsilon_R \tag{A.14}$$

Article

Lake Altimetry Using Long Coherent Integration Carrier Phase Measurements from Airborne GNSS Reflectometry

Nolan Varais ^{1,2,*}, Jérôme Verdun ¹, José Cali ¹ and Laurent Lestarquit ²

- ¹ Laboratoire Géomatique et Foncier (UR 4630), Conservatoire National des Arts et Métiers (Cnam), Hesam Université, 72000 Le Mans, France; jerome.verdun@lecnam.net (J.V.); jose.cali@lecnam.net (J.C.)
² Centre National d'Etudes Spatiales, 31400 Toulouse, France; laurent.lestarquit@cnes.fr
* Correspondence: nolan.varais@lecnam.net

Abstract: Today, land and ocean observations are crucial for monitoring climate change. The method of GNSS reflectometry is an opportunistic way to provide low-cost observations of many geophysical parameters. However, although this method has been the subject of numerous research studies, work is still in progress to improve its possibilities and fields of application. This paper focuses on GNSS reflectometry using carrier phase measurements for water altimetry measurements. The difficulties in implementing such a method lie in the need to collect a coherent signal and to solve the integer ambiguity value. In this context, the implementation of innovative signal processing is described, including the correlation of the reflected signals in dedicated software and the prolongation of the coherent integration time to enhance signal coherency. These processes were applied to data collected over Carcans-Hourtin Lake in France to compute the height of the reflection surface which was then compared to in situ GNSS buoy height measurements. The results show that at 300 ft (91.44 m), the differences between the lake heights measured with the buoy and with the reflectometry data can reach less than 1 cm for the L1, E1 and E5 GNSS signals. In addition, the slope of the geoid estimated with the reflectometry data is very consistent with that of the RAF20 geoid model, with a difference of up to less than 2 mm/km.

Keywords: GNSS; reflectometry; carrier phase; altimetry; signal processing; software



Citation: Varais, N.; Verdun, J.; Cali, J.; Lestarquit, L. Lake Altimetry Using Long Coherent Integration Carrier Phase Measurements from Airborne GNSS Reflectometry. *Remote Sens.* **2023**, *15*, 4192. <https://doi.org/10.3390/rs15174192>

Academic Editors: Karen Boniface, Melania Susi, Sophie Dany and Adriano Camps

Received: 31 July 2023
Revised: 19 August 2023
Accepted: 22 August 2023
Published: 25 August 2023



Copyright: © 2023 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

GNSS reflectometry is an opportunistic method using electromagnetic signals emitted continuously by GNSS satellites to measure geophysical parameters over a reflection surface. Since the first application of this type of measurement was described by Hall and Cordy [1] thirty years ago, many new applications have been tried. Thus, applications in soil moisture measurement [2,3], snow and ice thickness [4] and open water altimetry [5,6] can be found in the literature. Two methods for implementing GNSS reflectometry can be distinguished. The first one uses off-the-shelf GNSS receivers and antennae and is based on the observation of interference produced by reflected signals on the measurement. The major advantage of this method is the simplicity of setting up the device, as no special equipment is needed. However, this method works only for a reflected signal delay lower than one chip length, i.e., 293 m for C/A code but only 29.3 m for L5 signals. In addition, since the method is based on interferences, only a remnant of the reflected signal is used, and the received signal power is then necessarily limited. The second one uses a classical direct antenna along with an antenna pointing to the nadir to receive reflected signals, then the phase shift between direct and reflected signal is measured. This approach is known as carrier phase measurement reflectometry. It is known that a right-handed circular polarization (RHCP) GNSS electromagnetic signal becomes left-handed polarized (LHCP) once reflected, but the amplitude of the signal is drastically reduced. In order to maximize measurement efficiency, work has been carried out to develop a specific

processing of the reflected signal collected by a high-quality dedicated LHCP antenna with cross-polar isolation and multiple frequencies. One important feature of this method is to have full control of the processing of the raw reflected GNSS signal sample, as described by Lestarquit in [7], using a dedicated software receiver. We are looking to see whether this implementation of carrier phase measurement reflectometry can improve accuracy and robustness for altimetry measurements. This paper describes how this implementation of the method was performed in the air over the Carcans-Hourtin Lake in France to study its performance. Airborne reflectometry gave us the opportunity to collect data from more satellites since there is no mask to interfere with the propagation of the signals. Moreover, it allowed us to explore different measurement altitudes that can introduce geodesic effects in the computation, as well as different states of the reflection surface, such as calm or rough water. In this paper, we will describe the study site chosen to develop and test the dedicated material used on the aircraft as well as the specific processing, applied on both signals, and the calculation of the reflection surface heights using the least-square method.

2. Materials and Methods

2.1. Study Site: Lake of Carcans-Hourtin (France)

In September 2021, the National Centre for Space Studies (CNES) conducted a major airborne measurement campaign on the French Atlantic coast with the support of SAFIRE, the French instrumented aircraft service for environmental research. Multiple study sites were flown over with a Piper PA-23 in order to cover a large variety of water reflection surfaces subject to phenomena such as swell or tides. Flights at 300, 500, 1000 and 2000 ft (~91, 152, 305 and 610 m) were performed to highlight geodetic effects such as the Earth's curvature or the geoid slope. Initial antenna heights are expressed in feet for aeronautical convention. The data presented in this paper were collected over the Carcans-Hourtin site, a lake 18 km long and 5 km wide located in the Gironde department, northwest of the city of Bordeaux (Figure 1). Lakes of this size are not tidal, and under good conditions, the mean height of the lake is not disturbed much by swell. On the lake shore, a reference GNSS station was deployed to perform RTK positioning of a buoy. The buoy aimed to provide an in situ measurement of the waterline heights for comparison, so it was positioned as close as possible to profile D3–D4. Waterline measurements from the buoy are shown in Figure 2.

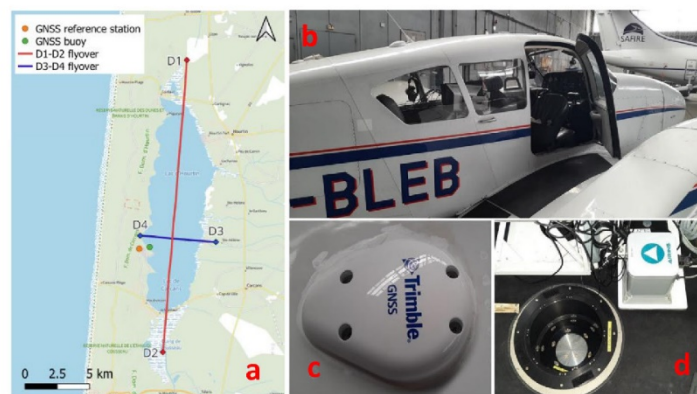


Figure 1. (a) Map of Carcans-Hourtin Lake with locations of the buoy and reference station in relation to the two flight profiles. (b) Piper Aztec plane with direct GNSS antenna Trimble AV39 (c) on top of its fuselage. (d) Dedicated reflectometry antenna as seen from the aircraft cabin and iXblue inertial navigation system.

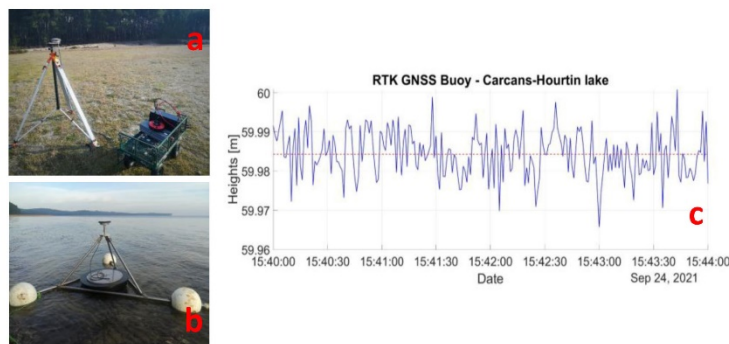


Figure 2. (a) Reference station for RTK positioning of the in situ GNSS buoy (b). (c) Measurements of buoy heights obtained by RTK positioning when flying over D1–D2 profile. The mean value of the buoy height is represented by the red dotted line and is equal to 59.98 m.

2.2. On-Board Equipment

Emitted signals from GNSS satellites are electromagnetic waves with a right-handed circular polarization (RHCP), in which the electric field vector rotates in a right-hand motion with respect to the direction of propagation. When a reflection of the signal occurs on a surface at normal incidence, the ellipticity of polarization is preserved but the rotation direction is reversed. Once the incoming signal from GNSS satellites is reflected, the handedness of the polarized signal is reversed, especially for large elevation angles [8]. The antenna has therefore been developed to achieve optimum gain on the LHCP access. Characteristics of the reflectometry antenna were measured after its conception for validation. The maximum gain for the L1/E1 band is 7.2 dB and for the L5/E5 band 4.8 dB. The antenna also includes cross-polar isolation to avoid interferences between both RHCP and LHCP access. This antenna is positioned in the horizontal plane under the aircraft and is oriented towards the nadir to improve the reception of reflected signals (Figure 1). In addition, a Trimble AV39 GNSS antenna is installed on top of the plane to collect the direct signal and allows computation of its position, velocity, and time. Both antennas are connected to a high-frequency digitizer that enables a signal acquisition up to 205.824 MHz. Radio frequency (RF) signals collected by the antennas are first filtered and amplified before being digitalized. At last, an iXblue inertial navigation system is placed in the aircraft to serve as a reference and to measure the attitude of the aircraft. Measurements of pitch, roll and yaw are required to reposition the reflectometry antenna with respect to the direct one, enabling a lever arm correction to be calculated for altimetry determination.

2.3. Innovative Data Processing

Once digitized, RF signals are processed through three main steps. The first one is performed using a GNSS software receiver and consists of standard processing for the direct signal and open-loop correlation for the reflected one. The second step aims to filter the output of the software receiver and to extend the coherent integration time in order to increase the coherency of the signal. Finally, the last step is to estimate the heights of the reflection surfaces using a least-squares estimate after fixing the integer ambiguity values.

2.3.1. First Step: Dedicated Reflectometry Software

In order to process the raw reflected signal from GNSS satellites, the CNES developed a dedicated software receiver that includes a specific processing block for reflected signals. The dedicated receiver is a modified version of GNSS-SDR v0.0.15, an open-source GNSS software receiver developed by the Technological Center of Telecommunications of Catalunya (Spain) based on the signal processing development toolkit GNU Radio [9]. The

initial structure of the software implements a classical direct signal processing block with parallel channels for each satellite. Each channel comprises an acquisition and a tracking block as well as a telemetry decoder block to read the navigation message. The tracking loops generate three code replicas named Early (E), Prompt (P) and Late (L), respectively, and two carrier replicas named In-phase (I) and Quadrature (Q), respectively, which are multiplied by the incoming signal to form six parallel correlation channels. Once the tracking loops are locked, the code Prompt replica and the carrier In-phase replica generated from the Numerical Commanded Oscillator (NCO) are successively multiplied by the incoming direct signal and integrated, allowing the computation of the correlation functions from which traditional pseudo-range and carrier phase measurements are derived. With a new block implemented in a master–slave configuration, Figure 3, open-loop processing using replicas of the carrier and code of the direct signal is performed for the reflected one. This allows us to mitigate tracking problems that may be related to low reflected signal amplitude [10]. The main difficulty in processing the reflected signal lies in determining the delay to be applied to the code replicas in order to carry out the correlation. This is why 3 replicas are generated for the direct signal, 1 with a maximum of 1 chip in advance, 1 synchronized with the received code and 1 with a maximum of 1 late chip. The processing block for reflected signal allows the user to choose a larger number of correlator delays, making the correlation function more precise. In the processing of Carcans-Hourtin Lake, the correlation of the reflected signal was performed with 21 delayed code replicas. After a short period of acquisition, the position, velocity, and time of the rover are calculated, and the software provides correlator outputs containing, for each satellite, the direct and reflected signal I and Q complex correlators with a coherent integration time of usually 1 or 4 ms, depending on the signal used.

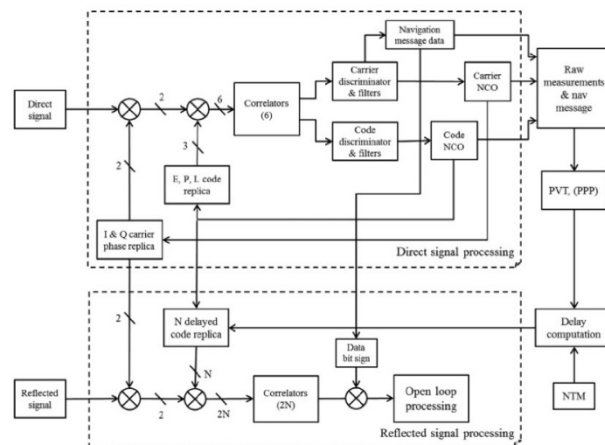


Figure 3. Signal processing architecture of modified GNSS SDR for a reflectometry application. The same carrier and code replicas are used for direct and reflected processing.

2.3.2. Second Step: Prolongation of the Coherent Integration

Considering the simplest model with a plane reflection surface and satellite at an infinite distance as shown in Figure 4, the elongation ρ_{AB} of the reflected signal collected by the reflectometry antenna B with respect to the direct signal received by the direct antenna A is defined as follows [7]:

$$\rho_{AB} = 2h \cdot \sin(\epsilon_i) \tag{1}$$

where h is the height between the aircraft and the reflection surface and ϵ_i is the elevation of satellite i . In classic GNSS processing, the coherent integration time (CIT) for the C/A code

is limited to the data message bit length (20 ms) due to sign changes that can prevent signal coherency. Thus, to improve the performance of carrier-phase altimetry and its range of use, the CIT can be increased. To do so, navigation data must be corrected for sign changes using an operation of data wipe-off expressed, for each correlator output i , as:

$$\overline{D_{Ii}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times D_{Ii}(t_k) \tag{2a}$$

$$\overline{D_{Qi}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times D_{Qi}(t_k) \tag{2b}$$

$$\overline{R_{Ii}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times R_{Ii}(t_k) \tag{2c}$$

$$\overline{R_{Qi}(t_k)} = \text{sign}[D_{IP}(t_k)] \times R_{Qi}(t_k) \tag{2d}$$

where $\text{sign}[\cdot]$ is the operator that returns the sign of the value between brackets. D_{Ii} , D_{Qi} , R_{Ii} , R_{Qi} are the I and Q components of the direct and reflected signal of the i th correlator. D_{IP} is the Prompt correlator for component I of the direct signal. Direct and reflected complex outputs are then defined as:

$$\overline{D_i(t_k)} = \overline{D_{Ii}(t_k)} + j \cdot \overline{D_{Qi}(t_k)} \tag{3a}$$

$$\overline{R_i(t_k)} = \overline{R_{Ii}(t_k)} + j \cdot \overline{R_{Qi}(t_k)} \tag{3b}$$

where j is the complex number such that $j^2 = -1$. The data sign is extracted from the direct In-phase and Prompt correlator channel and multiplied to the reflected correlators so as to remove the sign inversions. This operation is crucial for increasing the coherent integration time as shown in Figure 5. Once this has been carried out, we can extend the coherent integration while applying an apodization window to remove high-frequency noise. The Hamming window $W_M(u)$ applied on M samples is defined as:

$$\begin{cases} W_M(u) = \alpha + \beta \cos\left(\frac{2\pi u}{M-1}\right) & \text{with } u \in \left\{-\frac{M-1}{2}; \dots; 0; \dots; \frac{M-1}{2}\right\} \text{ if } M \text{ odd} \\ W_M(u) = \alpha + \beta \cos\left(\frac{2\pi u - \pi}{M-1}\right) & \text{with } u \in \left\{-\frac{M}{2} + 1; \dots; 0; \dots; \frac{M}{2}\right\} \text{ if } M \text{ even} \end{cases} \tag{4}$$

$$\alpha = \frac{25}{46} \text{ and } \beta = \frac{21}{46}$$

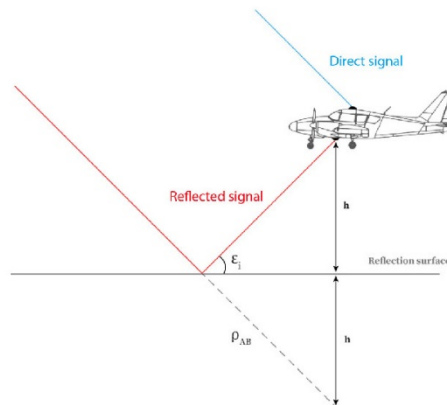


Figure 4. Drawing of the reflection for an airborne reflectometry campaign. The model considered here is the simplest, with a plane reflection surface and satellite at an infinite distance with parallel rays.

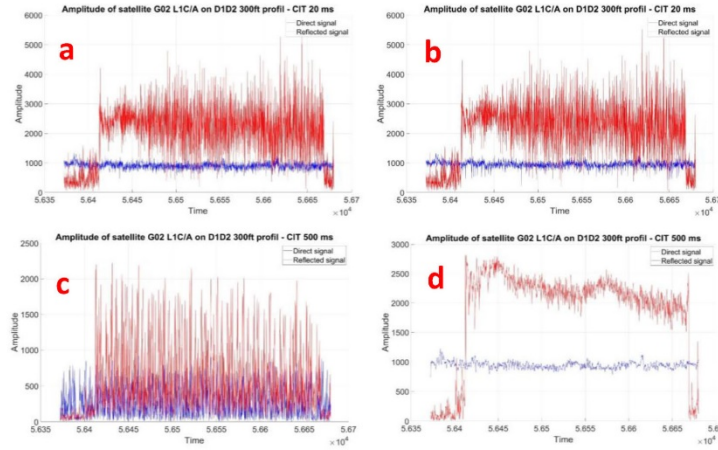


Figure 5. Examples of graphs showing the effect of increasing the coherent integration time for the direct signal (solid blue line) and the reflected signal (solid red line). The amplitude of the reflected signal appears larger than the direct signal because the reception chain of the reflected channel had more gain than that of the direct channel. (a) Vector magnitude for a CIT of 20 ms without data wipe-off. (b) Vector magnitude for a CIT of 20 ms after data wipe-off. (c) Vector magnitude for a CIT of 500 ms without data wipe-off. (d) Vector magnitude for a CIT of 500 ms after data wipe-off. We can observe that a data wipe-off operation is required to extend coherent integration over 20 ms.

For the direct signal, we extend the coherent integration by applying the apodization window to each correlator output. The complex output of the i th correlator after extending the coherent integration over M samples centered on the apodization window $W_M(u)$ around time t_k is defined as:

$$\begin{cases} D_{Mi}(t_k) = \sum_{u=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} W_M(u) \cdot \overline{D_i(t_{k+u})} & \text{if } M \text{ odd} \\ D_{Mi}(t_k) = \sum_{u=-\frac{M}{2}+1}^{\frac{M}{2}} W_M(u) \cdot \overline{D_i(t_{k+u})} & \text{if } M \text{ even} \end{cases} \quad (5)$$

The resulting signal can again be broken down into a real and an imaginary part as follows:

$$D_{Mi}(t_k) = D_{I,Mi}(t_k) + j \cdot D_{Q,Mi}(t_k) \quad (6)$$

The processing is the same for the reflected signal and the resulting signal can also be decomposed into a real and an imaginary part, thus giving:

$$R_{Mi}(t_k) = R_{I,Mi}(t_k) + j \cdot R_{Q,Mi}(t_k) \quad (7)$$

Subsequently, decimation is applied to the data obtained from the previous equations to reduce calculation time while maintaining good accuracy of water level estimates. To obtain the maximum amplitude of the reflected signal, research for the correlator with the maximum power is performed. The same process is applied to the direct signal to check that the tracking was carried out under good conditions. In that case, the correlator with the maximum power is indeed the Prompt correlator and the residual phase is close to zero (absence of cycle slip). Amplitudes of each correlator are first computed, then for

each time t_k , the one with the maximum amplitude is selected. Once carried out on all the data, phase measurement is obtained from the following equation:

$$\phi_R(t_k) = \text{unwrap} \left(\text{atan2} \left(-R_{Q,M_i}(t_k), R_{I,M_i}(t_k) \right) \right) \quad (8)$$

where `unwrap` is an operator that unwrapped the carrier phase by correcting cycle jumps of ± 0.5 cycle and `atan2` is the two-argument arctangent allowing a correct and unambiguous value of the phase shift. The phase shift in radians between the reflected and direct signal used in the following section is then given by:

$$\Delta\phi_{R-D}(t_k) = \phi_R(t_k) - \phi_D(t_k) \quad (9)$$

2.3.3. Third Step: Computation of Corrections, Residuals, and Integer Values for Ambiguities

The final step of the data processing consists of fixing ambiguities and estimating the heights of the reflection surface. For this purpose, the unwound phase is set between 0 and 1 phase cycles at the beginning of the profile in order to set the fractional part of the ambiguity, leaving the integer value to be determined. Considering the simplest model described in Figure 4, the elongation ΔL_i^{R-D} of satellite i , which corresponds to the phase shift expressed in carrier cycles, is related to the reflection surface height through the following equation:

$$\left(\Delta L_i^{R-D} + N_i \right) \lambda = 2h \sin \epsilon_i + b + A_{arm_i} + T_i \quad (10)$$

where N_i is the integer ambiguity value of the reflected signal for each satellite i , λ is the precise wavelength of the signal (i.e., approximately 19.03 cm for GPS L1 C/A signal), h is the height of the reflection surface, ϵ_i is the satellite elevation, b is the antenna bias between reflected and direct antenna and is introduced since both RF collecting chains are not exactly similar, A_{arm_i} is the correction of the lever arm required to correct the position of the reflection antenna related to the direct one and T_i is the modeled correction for the additional delays induced by the troposphere.

Lever Arm Correction

In our calculation process, data from both antennas are compared. One problem is that the reflected and direct antennas are not positioned in the same place on the aircraft fuselage. So, in order to correct the lever arm, the positions of both antenna reference points were accurately measured with a laser tracker in the reference frame of the inertial unit. In the same reference frame, the phase centers of the antennas are considered to be constantly in the up direction. As the INS also provides parameters known as the attitude of the aircraft, which are pitch, roll and yaw measured in radians, it is possible to calculate a correction value for a given satellite of known elevation and azimuth.

Tropospheric Delay Correction

Another essential correction to compute is the tropospheric delay. When a GNSS signal crosses a layer of the troposphere, it is delayed depending on several parameters such as the angle of incidence and the state of the troposphere in terms of temperature, pressure and humidity. With reflectometry, the reflected signal passes through a thicker layer of troposphere than the direct signal, and an extra delay ZTD in the measurement must then be corrected. For a first approach, this delay can be expressed, from [11], as:

$$ZTD = \int (n - 1) dl \quad (11)$$

where n is the refractive index of air and is related to the refractivity N according to $N = 10^6(n - 1)$. In our case (Figure 6), the delay ZTD_{0-h} can then be expressed as:

$$ZTD_{0-h} = 10^{-6} \int_0^h N \, dl \tag{12}$$

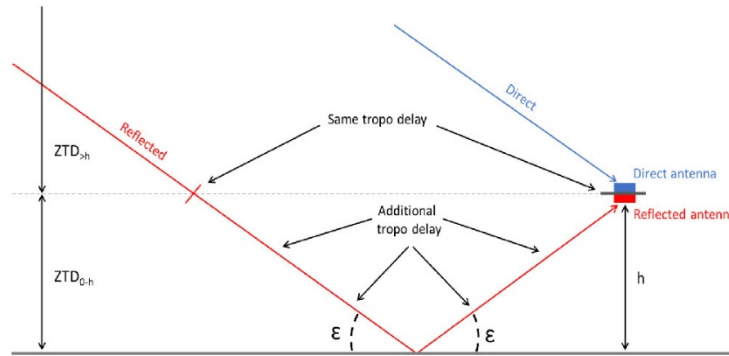


Figure 6. Schematic illustration of tropospheric delay. As can be seen, the reflected signal passes through an additional layer of the troposphere, causing an additional delay in the propagation of the signal.

The refractivity can be divided into hydrostatic N_{hydry} (i.e., dry gases) and wet N_{wet} (i.e., water vapor) components such as $N = N_{hydry} + N_{wet}$. It can then be expressed as a function of air total pressure P [hPa], temperature T [K] and water vapor pressure e [hPa] as:

$$N = K_1(P - e) + K_2 \frac{e}{T} + K_3 \frac{e}{T^2} \tag{13}$$

where $K_1 \left[\frac{1}{\text{hPa}} \right] = 77.607$, $K_2 \left[\frac{\text{K}}{\text{hPa}} \right] = 71.6$ and $K_3 \left[\frac{\text{K}^2}{\text{hPa}} \right] = 3.747$ are air refractivity coefficients estimated by both theory and experimentation [12,13]. Meteorological parameters are obtained from a global model of pressure and temperature called GPT [14]. The tropospheric delay of the additional travel incurred by the reflected signal can be described as:

$$\widehat{\Delta T} = \frac{2 ZTD_{0-h}}{\sin \epsilon_i} \tag{14}$$

Pseudo-Observation Computation to Fix Ambiguities

Equation (10) is given for each satellite i in view. Taking into account that reflections occur close enough to each other, we estimate an a priori waterline ellipsoidal height z_w . This estimate can be, on a first approach, the height obtained from the GNSS buoy or any other way. An easier way to perform this estimation is to express this waterline height as a residual δz_w of an approximate value \widehat{z}_w as follows:

$$z_w = \widehat{z}_w + \delta z_w \tag{15}$$

According to this, the approximate height \hat{h} can be expressed as:

$$\hat{h} = z_{aircraft} - \widehat{z}_w \tag{16}$$

where $z_{aircraft}$ is the plane height computed from the direct GNSS antenna using RTK or PPP methods. Equation (10) can then be expressed for each epoch as:

$$-2\delta z_w \sin \epsilon_i + b = (\Delta L_i^{R-D} + N_i)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_i - A_{arm_i} - \widehat{T}_i \tag{17}$$

In addition to the height's residuals δz_w and antenna bias b which must be estimated, the last unknown parameter in Equation (17) is the integer ambiguity value N_i . A first approach to fix these values is to estimate them from the measurements at the starting epoch (i.e., at which only the fractional part of the carrier phase is considered). Then, in the absence of carrier phase cycle slip, ambiguity remains constant throughout the pass and its value can be calculated to a first approximation using the following equation:

$$\widehat{N}_i = floor\left(\frac{2\hat{h} \sin \epsilon_i + A_{arm_i} + \widehat{T}_i}{\lambda}\right) \tag{18}$$

The right part of Equation (17) represents the pseudo-observations and is firstly computed using this estimated integer ambiguity value (Equation (18)). An examination of their graphical representation can then confirm whether or not the ambiguity values are already well defined. Indeed, we expect the pseudo-observations to be ordered in ascending order of the elevation of each satellite. In the opposite case, there is a need to fix the integer ambiguities values. To do so, we simply add or subtract one or several integers to the estimated ambiguity value for the non-ordered pseudo-observations. Once written for all the satellites with the fixed ambiguities, Equation (17) forms an overdetermined linear system $Ax = B$, whose unknowns δz_w and b are determined by least-squares. There are two methods of resolution, either by estimating the surface height and the instrumental bias epoch by epoch or by assuming that the bias is constant during the flyover so that a single value is estimated. The second approach is a little more demanding in terms of computing resources. The least-squares problem can be expressed as:

Method 1 (epoch by epoch):

$$A = \begin{bmatrix} -2\sin \epsilon_1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -2\sin \epsilon_n & 1 \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} \delta z_w \\ b \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} (\Delta L_1^{R-D} + N_1)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_1 - A_{arm_1} - \widehat{T}_1 \\ \vdots \\ (\Delta L_n^{R-D} + N_n)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_n - A_{arm_n} - \widehat{T}_n \end{bmatrix} \tag{19}$$

Method 2 (constant bias):

$$A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -2\sin \epsilon_{1,1} \\ \vdots \\ -2\sin \epsilon_{n,1} \end{bmatrix} & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \begin{bmatrix} -2\sin \epsilon_{1,j} \\ \vdots \\ -2\sin \epsilon_{n,j} \end{bmatrix} & 1 \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} \delta z_w \\ \delta z_w \\ b \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} (\Delta L_{1,1}^{R-D} + N_1)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_{1,1} - A_{arm_{1,1}} - \widehat{T}_{1,1} \\ \vdots \\ (\Delta L_{n,j}^{R-D} + N_n)\lambda - 2\hat{h} \sin \epsilon_{n,j} - A_{arm_{n,j}} - \widehat{T}_{n,j} \end{bmatrix} \tag{20}$$

A full example of this resolution strategy on experimental data of Carcans-Hourtin is described in detail in the next section.

3. Results

This section presents an example of processing realized on Carcans-Hourtin data. Transverse flyovers were performed over the lake, the lengthwise profile is referenced as "D1-D2" and the widthwise profile is referenced as "D3-D4".

3.1. Data Processing

Firstly, the data were processed in the dedicated software with an initial integration time of 1 ms. All complex correlator outputs were then post-processed in order to extend the coherent integration time as mentioned in Section 2.3.2. Prolongation of the coherent integration time and filtering with a hamming window allows us to greatly increase the coherency of the signal and to reduce the high-frequency carrier phase noise. Figure 7 shows the effect of extending the coherent integration time from 1 ms up to 500 ms. As we can observe, this operation greatly improves the coherency of the signal which can be estimated by watching the roundness of the phase shift on the phasor diagram. Once the complex correlators had been filtered, research for the correlator with the maximum amplitude was performed. For a direct signal, the Prompt correlator was always the one with the maximum amplitude as expected. However, for the reflected signal, several correlators had a high amplitude around the 10th correlator and the application of this algorithm maximized the resulting signal amplitude. To perform the computation of the lever arm correction and tropospheric delay correction (Figure 8), the measurements from the direct GNSS antenna were processed as well as those of the buoy and the inertial unit. A key point in the processing is then to time-shift all these data accurately. To do this, we need to check that the unwrapped phase is consistent with the aircraft's altitude. When all the data matches (Figure 9), the next step is to fix integer ambiguity values in order to estimate the heights of the reflection surface.

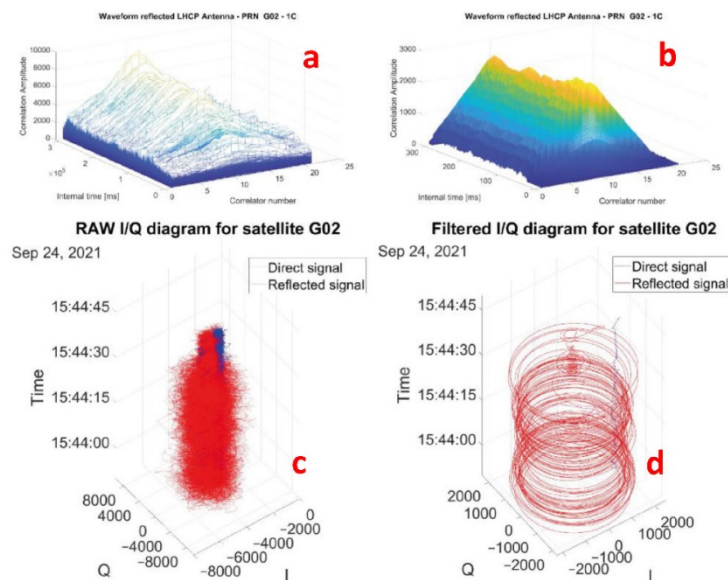


Figure 7. (a) The 21 correlator outputs of raw reflected signal over time. (b) All the complex correlators were filtered with a prolongation of coherent integration over 500 ms as described in Section 2.3.2. It can be seen that the maximum correlator is around the 10th correlator. (c) Phasor diagram of the strongest raw correlator output for the reflected signal of satellite G02 over time. (d) The signal was filtered with a prolongation of coherent integration over 500 ms as described in Section 2.3.2. The loss of amplitude at the end of the flyover is consistent with the transition period between water and land.

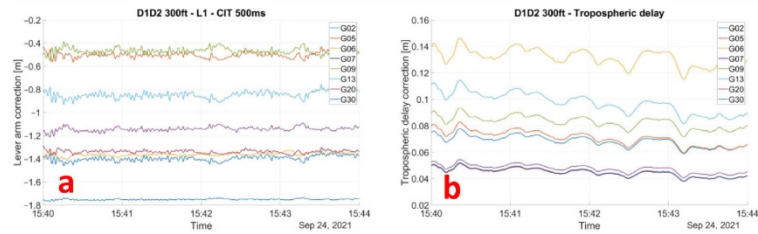


Figure 8. (a) Lever arm correction computed along the D1–D2 profile using the inertial unit data and the relative position of both antennas. (b) Tropospheric delay corrections along the D1–D2 profile as described in Section 2.3.3. The tropospheric delays are consistent with GNSS satellite elevation and aircraft altitude.

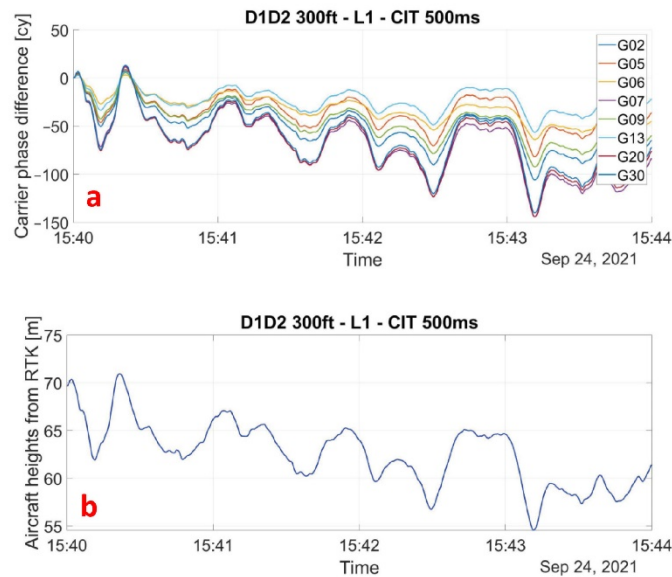


Figure 9. (a) Unwrapped phase for each satellite in view during D1–D2 flyover. (b) Aircraft heights for D1–D2 flyover obtained from GNSS RTK positioning. The unwrapped phases are consistent with the aircraft height which is what we expect since the elongation of the reflected path depends on \hat{h} from Equation (1).

3.2. Ambiguity Resolution

Before performing an ambiguity resolution on data, the pseudo-observation residuals from the right-hand side of Equation (19) must be computed using the estimated integer ambiguity from Equation (20). Figure 10a shows that the pseudo-observations of satellite G06 are not consistently ordered with the other satellites and with the satellite elevation. This means that the integer ambiguity at the beginning of the profile is not correctly determined and that there is a need to correct them. We can manually fix the integer ambiguity by adding 1 to the estimated value. As shown in Figure 10b, the method makes it possible to correct the initial ambiguities, as demonstrated by the fact that the pseudo-observations are all consistent with each other. Moreover, the pseudo-observations cross at the moment when the aircraft is closest to the buoy, which is expected since the initial value from the buoy \hat{z}_{i0} is taken as a reference.

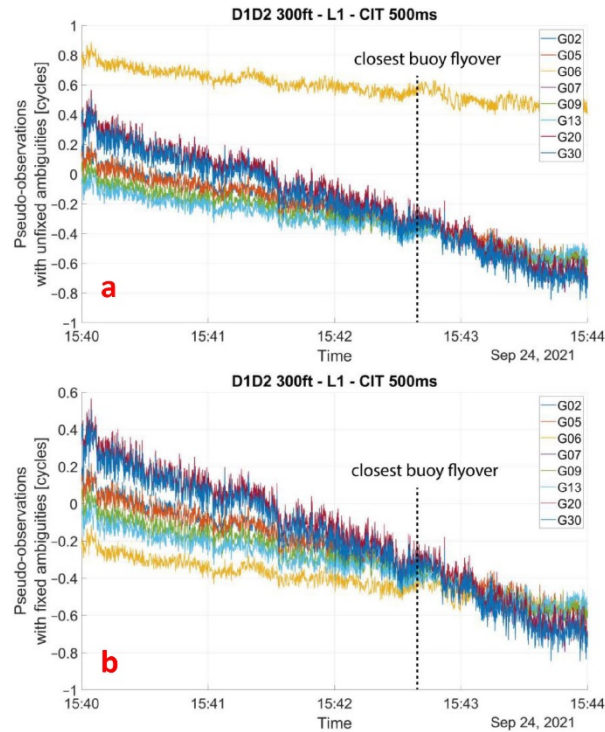


Figure 10. (a) Residuals measurement for flyover D1–D2, with aircraft altitude of approximately 300 feet. The residuals are computed from the right-hand side of Equation (19) using the ambiguity integer values estimation from Equation (20). (b) This time, ambiguities were fixed by subtracting 1 from the estimated ambiguity value of satellite G06, the residuals are now consistent with the satellite elevation (G06 is the satellite with the lowest elevation).

3.3. Reflection Surface Height Computation

Now that integer ambiguity is fixed, we can proceed to the least-squares estimation of the surface reflection height residuals δz_{rp} and the antenna bias b between reflected and direct antenna. The least-squares estimate of δz_{rp} can then be added to the initial value of \hat{z}_{rp} to compute the reflection surface altitude as described in (17). Figure 11 shows the estimated heights of the reflection surface for the D1–D2 flyover using the L1 C/A signal of GPS satellites with a constant antenna bias estimated to be $b = -0.09$ m, and the estimated heights of the reflection surface for the D3–D4 flyover with a constant antenna bias of $b = -0.084$ m. As we can see for the D1–D2 flyover, the estimated values are consistent with the buoy measurement with a difference of 3.6 mm, as well as with the D3–D4 estimation at the intersection with a difference of 7.8 mm. Buoy and cross-profile heights were obtained by taking the mean value of a 2 s window around the time when the aircraft is closest to these points. The geoid slope deduced from the estimated heights, after converting the flight duration in distance with respect to the speed of the aircraft (Figure 12) is 7.1 mm/km. In comparison, the French altimetric conversion surface RAF20, which can be considered a local geoid model, gives a slope of 8.4 mm/km on the same D1–D2 profile. The height of the lake surface estimated from the measurements of profile D3–D4 is consistent with those of profile D1–D2, with a difference in height at their intersection of 3.3 mm. However, the difference in height with the buoy (20.9 mm) is significantly greater.

The values of height and geoid slope differences obtained with different observations from the compared observations are summarized in Table 1.

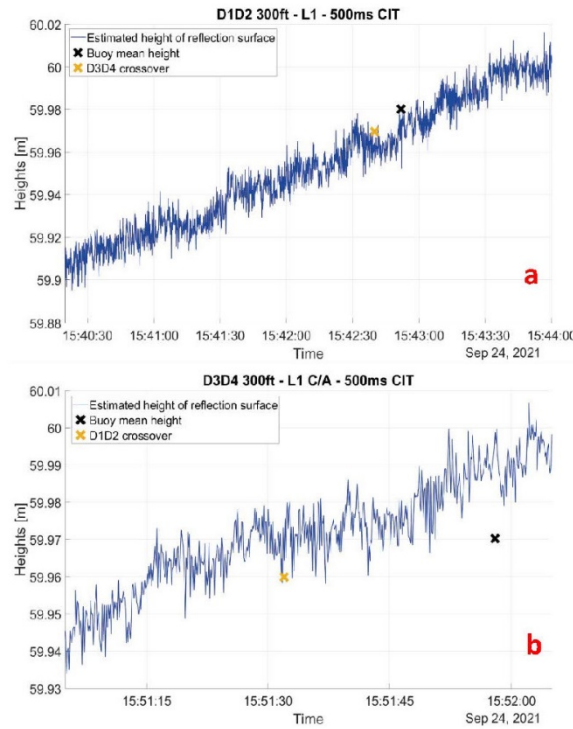


Figure 11. (a) Least-squares estimated reflection surface heights along flyover D1–D2. The black cross represents the mean buoy height and is timed when the aircraft is closest to the buoy. (b) Least-squares estimated reflection surface heights along flyover D3–D4. The black cross represents the mean buoy height and is timed when the aircraft is closest to the buoy. The orange cross represents the value of each cross flyover at the intersection.

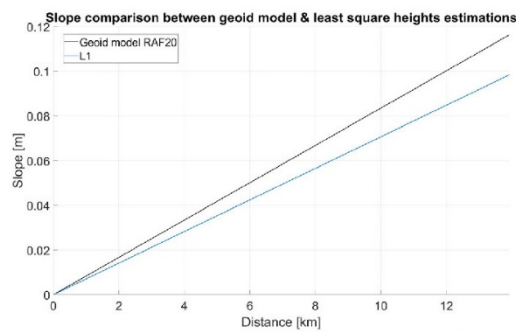


Figure 12. Slope comparison of the height values obtained from least-squares estimation for signal GPS L1 C/A, and a local altimetric conversion surface RAF20. The slopes for the estimated values are 7 mm/km and 8.4 mm/km for RAF20.

Table 1. Difference between observed values for the two profiles above Carcans-Hourtin Lake with an aircraft at 300, 500, 1000 and 2000 ft. Values in the table are discrepancies between the comparative method and the reflectometry estimate. Buoy and cross-profile discrepancies are calculated using a 2 s window around the closest point to the aircraft.

	Buoy—Reflectometry	Cross-Profile—Reflectometry	RAF20 Geoid Slope—Reflectometry Slope
300 ft—D1D2	3.6 mm	7.8 mm	1.3 mm/km
300 ft—D3D4	−20.9 mm	−7.8 mm	3 mm/km
500 ft—D1D2	14.2 mm		4 mm/km
1000 ft—D1D2	11.9 mm		1.1 mm/km
2000 ft—D1D2	−8.2 mm		−1.9 mm/km

The same calculations were carried out on other signals such as GPS L5, Galileo E1 and E5, always with measurements acquired at an altitude of 300 feet. All the estimated heights are shown in Figure 13. As we can observe, estimated heights from L1, E1 and E5 are highly consistent between themselves. Heights computed from L5 are shifted, but it should be noted that only two satellites broadcasting this signal were in sight at the time of the flyover. As the altitude of the aircraft increases, we might expect more corrections to be needed, such as geodetic correction to compensate for the simplicity of the model used in the first place for the calculation (i.e., the flat reflection surface and the infinite distance between the satellites). Simulations using a model of the Earth’s surface in which reflection occurs on an ellipsoid to include the Earth’s surface curvature showed that for satellites with elevations greater than 20°, the elongation is less than 1 cycle (Figure 14) and is therefore not significant in the first instance for ambiguity determination. However, including a correction of the optical path difference with a more complex model can improve the accuracy of the resolution method, especially for high antennas. We computed the estimated height of the reflection surface for altitudes of 500, 1000 and 2000 feet. The results are shown in Figure 15 and compared values are summarized in Table 1. The estimated heights are consistent from one flyover to another, as well as with the buoy measurement. Flights at 300 ft and 1000 ft give very similar values of estimated heights. At 500 ft, heights obtained between 15:59:30 UTC and 16:01:30 UTC are not consistent with the geoid slope, as with the profile at 300 ft, but it can be observed on the buoy measurements that the lake surface height is decreasing during this flyover. On the 2000 ft profile, we can observe a slight stall around 16:39:35 UTC, not visible on the buoy measurement, which may be related to an error in the RTK aircraft trajectory. Further investigations are being performed to understand its origin.

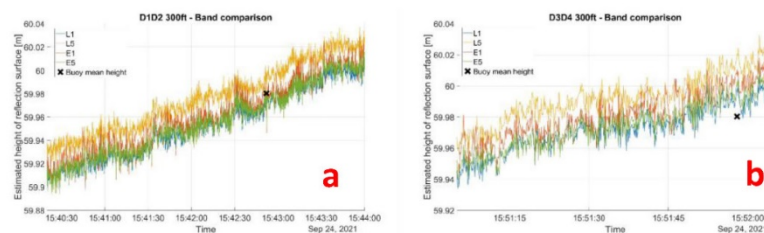


Figure 13. (a) Estimated heights for D1–D2 flyover at 300 ft using GPS signals L1 and L5, and GALILEO signals E1 and E5. Heights computed from L1, E1 and E5 are highly consistent with each other and with the buoy measurements with less than 1 cm of error. Values estimated from L5 are shifted, but the estimation is performed using the only two satellites in sight. (b) Estimated heights for the D3–D4 flyover. Values are still consistent between L1, E1 and E5 and the buoy measurement is approximately 1 cm less.

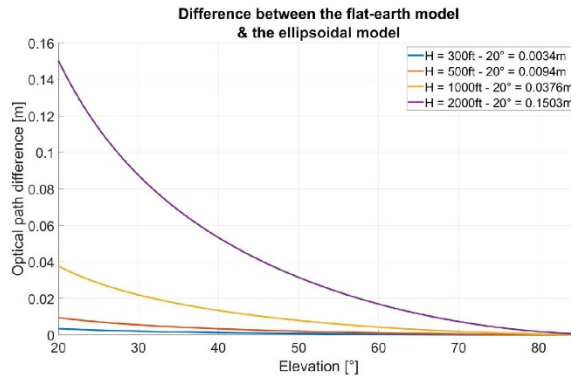


Figure 14. Simulations of the optical path difference between a reflection on a flat earth model and an ellipsoidal model. For a 2000 ft flight with a satellite at 20° of elevation, the optical path difference is 0.1503 m.

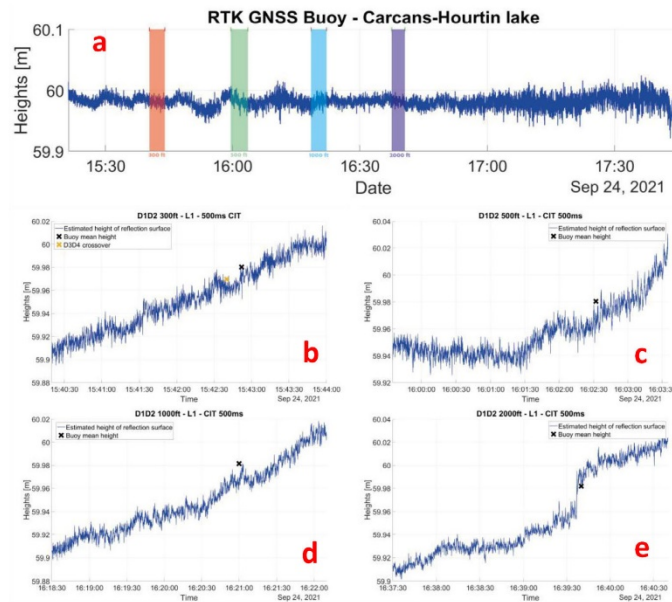


Figure 15. (a) GNSS buoy measurements of the reflection surface heights from RTK positioning. Colored areas represent the aircraft’s flyover times at different altitudes. (b) Estimated heights for D1–D2 flyover and L1 signal at 300 ft. Buoy measurement and D3–D4 flyover measurement are, respectively, represented by the black and orange cross. (c) Estimated heights for D1–D2 flyover and L1 signal at 500 ft. The beginning of the profile match with a height variation observed on the buoy measurement. (d) Estimated heights for D1–D2 flyover and L1 signal at 1000 ft. Values are highly consistent with the 300 ft estimated values. (e) Estimated heights for D1–D2 flyover and L1 signal at 2000 ft. Even if the values are consistent with other profiles, an unidentified stall can be observed around 16:39:35.

4. Discussion

It is important to note that the aircraft position, obtained from a GNSS kinematic determination, needs to be sufficiently accurate to be used in the process. Implementation of more precise positioning methods for the aircraft can increase the precision and reliability of the reflection surface height estimations. Moreover, an approximation of the reflection surface height is needed for use as an initial value during the computation of residuals. Other processing techniques are being studied in order to quantify the impact of these initial guesses on the least-squares estimation of the reflection surface heights. At last, the integer ambiguity fixing method is easily implemented and shows good results, but it is currently carried out by hand. The implementation of a more automatic and efficient resolution is being studied using the LAMBDA method from Teunissen [15]. Other areas for improvement are also being studied, such as taking into account variations in the antenna phase center, or using more advanced models to calculate tropospheric delay correction.

5. Conclusions

Processing of the carrier phase shift used in this experimentation gives satisfactory results on the reflection surface height retrieval. At 300 ft, the deviation between the buoy and estimated values is less than 1 cm of error for the D1–D2 flyover with L1, E1 and E5 signals, and the slope of the estimated values is highly consistent with the slope of the local geoid RAF20. For D3–D4, even if the slope is still consistent with the local geoid, estimated heights are less close to the buoy values, with more than 2 cm of error. By increasing the initial altitude of the aircraft, we observe a good redundancy on the estimated surface height values and coherency with the buoy measurements. However, unidentified events are still being studied, especially for higher altitudes, and there might be a need to include geodetic corrections.

Author Contributions: Conceptualization, N.V., J.V., J.C. and L.L.; methodology, V.N., J.V., J.C. and L.L.; software, N.V.; validation, N.V.; formal analysis, J.V., J.C. and L.L.; writing—original draft, N.V.; writing—review & editing, J.V., J.C. and L.L.; supervision, J.V.; funding acquisition, J.V. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research received no external funding.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

- Hall, R.C.C. Multistatic scatterometry. In Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Edinburgh, UK, 12–16 September 1988.
- Larson, K.M.; Small, E.E.; Gutmann, E.D.; Bilich, A.L.; Braun, J.J.; Zavorotny, V.U. Use of GPS receivers as a soil moisture network for water cycle studies. *Geophys. Res. Lett.* **2008**, *35*, L24405. [\[CrossRef\]](#)
- Rodriguez-Alvarez, N.; Bosch-Lluis, X.; Camps, A.; Vall-Llossera, M.; Valencia, E.; Marchan-Hernandez, J.F.; Ramos-Perez, I. Soil Moisture Retrieval Using GNSS-R Techniques: Experimental Results Over a Bare Soil Field. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **2009**, *47*, 3616–3624. [\[CrossRef\]](#)
- Munoz-Martin, J.F.; Perez, A.; Camps, A.; Ribó, S.; Cardellach, E.; Stroeve, J.; Nandan, V.; Itkin, P.; Tonboe, R.; Hendricks, S.; et al. Snow and Ice Thickness Retrievals Using GNSS-R: Preliminary Results of the MOSAiC Experiment. *Remote Sens.* **2020**, *12*, 4038. [\[CrossRef\]](#)
- Larson, K.M.; Löfgren, J.S.; Haas, R. Coastal Sea level measurements using a single geodetic GPS receiver. *Adv. Space Res.* **2013**, *51*, 1301–1310. [\[CrossRef\]](#)
- Roussel, N.; Ramillien, G.; Frappart, F.; Darrozes, J.; Gay, A.; Biancale, R.; Striebig, N.; Hanquiez, V.; Bertin, X.; Allain, D. Sea level monitoring and sea state estimate using a single geodetic receiver. *Remote Sens. Environ.* **2015**, *171*, 261–277. [\[CrossRef\]](#)
- Lestarquit, L.; Peyrezabes, M.; Darrozes, J.; Motte, E.; Roussel, N.; Wautelet, G.; Frappart, F.; Ramillien, G.; Biancale, R.; Zribi, M. Reflectometry With an Open-Source Software GNSS Receiver: Use Case With Carrier Phase Altimetry. *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.* **2016**, *9*, 4843–4853. [\[CrossRef\]](#)
- Born, M.; Wolf, E.; Bhatia, A.B.; Clemmow, P.C.; Gabor, D.; Stokes, A.R.; Taylor, A.M.; Wayman, P.A.; Wilcock, W.L. *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*, 7th ed.; Cambridge University Press: Cambridge, UK, 1999. [\[CrossRef\]](#)

9. Fernandez-Prades, C.; Arribas, J.; Closas, P.; Aviles, C.; Esteve, L. GNSS-SDR: An Open-Source Tool for Researchers and Developers. In Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2011), Portland, OR, USA, 19–23 September 2011; pp. 780–794.
10. Löfgren, J.S.; Haas, R. Sea level measurements using multi-frequency GPS and GLONASS observations. *EURASIP J. Adv. Signal Process.* **2014**, *2014*, 50. [[CrossRef](#)]
11. Saastamoinen, J. Atmospheric correction for the troposphere and stratosphere in radio ranging of satellites. In *Geophysical Monograph Series*; Henriksen, S.W., Mancini, A., Chovitz, B.H., Eds.; American Geophysical Union: Washington, DC, USA, 2013; pp. 247–251. [[CrossRef](#)]
12. Smith, E.K.; Weintraub, S. The Constants in the Equation for Atmospheric Refractive Index at Radio Frequencies. *Proc. IRE* **1953**, *41*, 1035–1037. [[CrossRef](#)]
13. Thayer, G.D. An improved equation for the radio refractive index of air. *Radio Sci.* **1974**, *9*, 803–807. [[CrossRef](#)]
14. Boehm, J.; Heinkelmann, R.; Schuh, H. Short Note: A global model of pressure and temperature for geodetic applications. *J. Geod.* **2007**, *81*, 679–683. [[CrossRef](#)]
15. Teunissen, P.J.G. Theory of carrier phase ambiguity resolution. *Wuhan Univ. J. Nat. Sci.* **2003**, *8*, 471–484. [[CrossRef](#)]

Disclaimer/Publisher's Note: The statements, opinions and data contained in all publications are solely those of the individual author(s) and contributor(s) and not of MDPI and/or the editor(s). MDPI and/or the editor(s) disclaim responsibility for any injury to people or property resulting from any ideas, methods, instructions or products referred to in the content.

