le cnam
École supérieure des géomètres et topographes esgt

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

ECOLE SUPERIEURE DES GEOMETRES ET TOPOGRAPHES

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le DIPLOME D'INGENIEUR CNAM

SPECIALITE : Géomètre et Topographe

par

Yassir AIT MENSSOUR

Traitement du signal pour la réflectométrie GNSS par mesure de déphasage de porteuse

Soutenu le 05 JUILLET 2018

Président de jury 9 :	**MOREL Laurent**	**Professeur référent**
MEMBRES :	**DURAND Stéphane**	**Examinateur**
	BOSSER PIERRE	**Membre**
	CALI José	**Maître de stage**
	GALLAIS Arnauld	**Membre**
	GOBIN Benoit	**Membre**
	ROUSSEAUX Arthur	**Membre**
	VERDUN Jérôme	**Maître de stage**

Remerciements

Je remercie tout d'abord mes maîtres de stage M. Jérôme VERDUN et M. José CALI pour leur aide, leur disponibilité et tout l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail. Je tiens également à exprimer ma gratitude à M. Laurent LESTARQUIT pour avoir répondu à l'ensemble de mes questions. Sans oublier de remercier aussi chaleureusement mon professeur encadrant M. Laurent MOREL pour son soutien, ses avis sur mon travail qui m'a permis de mieux appréhender le sujet de mon travail de fin d'études (TFE).

Je remercie également tous les personnels du laboratoire L2G : professeurs, service technique et étudiants stagiaires. Ils parvinrent à assurer une rigueur et un sérieux professionnels dans un climat amical et détendu. Je leur suis très reconnaissant de la grande confiance qu'ils m'ont accordée et des conseils avisés qu'ils ont pu me donner. Je suis également très honoré de l'amitié qu'ils ont su me témoigner.

Table des matières

INTRODUCTION 6

I. PRINCIPES DE LA REFLECTOMETRIE 8

A. REFLECTOMETRIE A UNE SEULE ANTENNE 9

1. *Signal sur bruit* *9*

2. *Utilisation du rapport signal sur bruit SNR en réflectométrie GNSS* *10*

3. *Interference Pattern Technique* *13*

B. REFLECTOMETRIE A ANTENNE DOUBLE 14

1. *Dispositif* *14*

2. *Concept de mesure de la réflectométrie* *15*

3. *Applications* *16*

4. *Calcul théorique de l'allongement de chemin optique* *18*

a) Cas n°1 : Surface de réflexion plane et faisceaux parallèles 18

b) Cas n°2 : Surface de réflexion plane et faisceaux non parallèles 21

c) Cas n°3 : Surface de réflexion à courbure non nulle et faisceaux parallèles 23

5. *Incertitude sur la mesure de la hauteur H* *25*

II. SIGNAL GNSS 27

A. RADIOFREQUENCES GNSS 28

1. *Signal transmis sur $L1$* *28*

2. *Signal transmis sur $L2$* *29*

3. *Signal transmis sur $L5$* *29*

B. LES CODES EMPLOYES DANS LES SYSTEMES GNSS 30

1. *Le code Coarse / Aquisition (CA)* *30*

2. *Le Code « Precise » P* *31*

C. MESSAGE DE NAVIGATION 32

D. MODULATIONS EMPLOYEES POUR LES SIGNAUX GNSS 32

1. *La modulation BPSK* *33*

2. *La modulation BOC* *33*

III. RECEPTION DU SIGNAL GNSS 35

A. CHAINE D'ACQUISITION 35

B. CHAINE DE POURSUITE 37

1. *Boucle de suivi du code* *38*

2. *Boucle de suivi de la porteuse* *40*

a) Suivi de la phase 40

b) Suivi de fréquence 42

IV. TRAITEMENT DU SIGNAL EN GNSS-R 43

A. PRESENTATION DE LA BIBLIOTHEQUE GNSS-SDR 43

1. Traitement du signal réfléchi par GNSS SDR 45

2. Résolution des ambiguïtés entières 50

a) Correction troposphérique 51

b) Détermination des ambiguïtés entières 52

B. NOUVELLE STRATEGIE D'ESTIMATION DE LA DIFFERENCE DES AMBIGUÏTES ENTIERES 53

1. Architecture de la nouvelle chaîne de traitement 53

2. Expérimentation de la nouvelle stratégie par simulation 54

a) Simulation de deux signaux direct et réfléchi 55

b) Corrélation des signaux direct et réfléchi 56

c) Compteur de cycles 57

d) Mesure de la hauteur $\boldsymbol{H}$ 58

e) Positionnement du point de réflexion dans un système de coordonnées. 58

CONCLUSION 60

BIBLIOGRAPHIE 61

ANNEXE 1 63

ANNEXE 2 68

Table de Figures :

Figure 0-1 : Illustration de l'utilité de satellite pour la surveillance de notre planète terre……..5
Figure I-1 : Présentation du concept de récupération des signaux directs et réfléchis des satellites par un récepteur GNSS-R 8
Figure I-2 : Diagramme de phase présentant la relation entre I et Q du signal reçu, (Bilich & Larson, 2008)..... 11
Figure I-3 : Présentation de la géométrie de la réflectométrie à une seule antenne 12
Figure I-4 : Puissance théorique reçue par un réflectomètre de type IPT pour une réflexion sur un sol nu, en fonction de l'angle d'élévation du satellite pour une humidité de 0 % (à gauche) et de 20 % (à droite) (Rodriguez, 2009a) 13
Figure I-5 : Récepteur GNSS-R à double antennes (Lestarquit, 2016) 14
Figure I-6 : Principe de la réflectométrie à double antennes..... 15
Figure I-7 : Présentation de la réflexion spéculaire et la diffusion de la zone scintillement. (Jin, 2016). 16
Figure I-8 : Modulation DDM (a) et observation TDS-1 (b) pour une vitesse de vent de 14.74 m/s (Ocean Winds project, GFZ : German reserach centre for geoscienes)..... 17
Figure I-9 : Récepteur GNSS-R utilisé dans le projet PMARS. (PMARS projet, GFZ) 18
Figure I-10 : Schéma d'éclairement de la surface terrestre par un faisceau parallèle 19
Figure I-11 : schématisation géométrique de la réception des signaux parallèles 19
Figure I-12 : Schématisation de la réception des signaux cas des rayons non parallèles..... 21
Figure I-13 : Tracé de la variation d'élévation ξ..... 22
Figure I-14 : Influence de la variation d'élévation ξ sur la distance $\boldsymbol{\rho Si1 \rightarrow 2}$ 23
Figure I-15 : Modélisation Terre sphérique 24
Figure I-16 : Modélisation de la géométrie sphérique de la Terre..... 24
Figure I-17 : Tracé de la précision en fonction de l'élévation du satellite et la hauteur du récepteur ... 26
Figure II-1 : Création du signal GNSS par modulation d'une porteuse par le code PRN et le message de navigation (Kaplan, 1996)..... 27
Figure II-2 : Gammes de fréquence occupées par les signaux GNSS (www.labsat.uk)..... 28
Figure II-3 : Générateur de Code C/A (Borre,2007) 30
Figure II-4 : Décomposition du message de navigation (www.navipedia.net) 32
Figure II-5 : Exemple de modulation BPSK appliquée pour la génération du signal L1 du système GPS (National Instruments www.ni.com & GNSS Antennas and Front Ends)..... 33
Figure II-6 : Forme du code BOC(1,1) (Rouabah,2012) 34
Figure III-1 : Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS (Prakash : GNSS Research Experience)..... 36
Figure III-2 : Bloc d'acquisition en série (Bourkane, 2015)..... 37
Figure III-3 :Evolution de la corrélation en fonction des codes E,P et L (Kaplan,1996)..... 39
Figure III-4 : Architecture de la boucle DLL (Kaplan, 1996) 39

Figure III-5 : Schéma synoptique de la boucle de suivi de la porteuse du signal GNSS (Kaplan,1996) 40
Figure IV-1 : Architecture de GNSS SDR (www.gnss-sdr.org) 44
Figure IV-2 : Architecture de la solution GNSS-R par GNSS-SDR (Lestarquit, 2016) 46
Figure IV-3 : Représentation de diagramme Fresnel 47
Figure IV-4 : Diagramme de Fresnel du GPS PRN1 48
Figure IV-5 : Mesure de phase pour les deux signaux direct et réfléchi captés par le récepteur du satellite GPS PRN1 48
Figure IV-6 : Diagramme de Fresnel du GPS PRN1 49
Figure IV-7 : Mesure de phase corrigée par le filtre de Hamming 49
Figure IV-8 : Critère d'estimation de la hauteur H, (Goudemant, 2016) 52
Figure IV-9 : Architecture de la GNSS-R ES 54
Figure IV-10 : Simulation des composants d'un signal GNSS 55
Figure IV-11 : Forme de signal acquis par le récepteur 55
Figure IV-12 : Retard du code du signal réfléchi par rapport au signal direct 56
Figure IV-13 : Déphasage du signal réfléchi par rapport au signal direct 56
Figure IV-14 : Corrélation de la réplique du signal direct et réfléchi 57
Figure IV-15 :Schématisation du positionnement du point de réflexion S 59
Figure IV-16 : Détermination du position du point de réflexion 60

Table I-1 : Valeurs de la variation de l'élévation 22
Table I-2 : Valeurs de l'erreur de la variation d'élévation ξ sur la distance $\boldsymbol{\rho Si1 \rightarrow 2}$ 23
Table I-3 : Valeurs d'élévation minimale pour assurer une précision de 1 cm de la mesure de H 26
Table III-1 : Expressions des discriminateurs de phase PLL 41
Table III-2 : Courant discriminateur FLL 42
Table IV-1 : Résultats de la levée d'ambiguïté avec la méthode CNES 53

INTRODUCTION

La réflectométrie : une méthode alternative d'exploitation des signaux GNSS

L'être-humain a été confronté à de nombreux changements environnementaux au cours de son histoire, qui ont bouleversé son rythme de vie, voire l'ont mis en difficulté concernant sa survie. Certains événements furent involontaires, telle la fin de la dernière ère glaciaire, d'autres sont liés à l'Homme lui-même : la dégradation de son environnement, la transformation des paysages, par l'expansion de l'agriculture et l'urbanisation intense liée à l'industrialisation à grande échelle en sont des illustrations parmi d'autres. Dans la suite du développement humain, l'Homme s'est intéressé à apprivoiser son environnement et à mettre en place des outils de surveillance et de prévention.

En 1978 a été lancé aux Etats-Unis, le tout premier satellite du système global de radio-positionnement par satellites ou GPS (Global Positioning System), déclaré complètement opérationnel en 1995. Aujourd'hui, 30 ans plus tard, le système GPS a été rejoint par 3 nouveaux systèmes développés respectivement par l'Union Européenne, Galileo, La Russie, GLONASS et la Chine, Beidou. Rassemblés sous le vocable commun de Système Global de Radio-Positionnement et radio-Navigation par Satellites ou GNSS « Global Navigation Satellite Systems », ces systèmes assurent un positionnement de tout point de la surface terrestre atteint par les signaux en provenance des satellites de ces constellations.

Le système GNSS est donc une technique comme d'autres réalisées depuis l'espace offrant une métadonnée utilisée pour effectuer des analyses de la surface terrestre et de son atmosphère telles la surveillance météorologique, la modélisation terrestre à



Figure 0-1: Illustration de l'utilité de satellite pour la surveillance de notre planète terre

partir de mesures gravitationnelles et la mesure de déplacements du sol par technique INSAR.

Cependant, une technique alternative d'utilisation des signaux GNSS a vu le jour à travers la technique de réflectométrie GNSS « GNSS-R », connue aussi sous le terme « PARIS » : « Passibe Reflectometry and Interferometry System ». Cette technique permet d'exploiter les signaux GNSS réfléchis par les surfaces océaniques et terres émergées. Ces signaux interagissent avec la surface réfléchissante et contiennent donc des informations sur ses propriétés. Parmi les grandeurs géophysiques estimables par la réflectométrie figurent la hauteur H des océans, lacs, fleuves et rivières, le taux d'humidité, la rugosité de la surface et les teneurs en biomasse, neige et glace. Cette technique permet de suivre l'évolution de zones naturelles soumises à des aléas climatiques (inondation, érosion, avalanche…). L'avantage de cette technique réside dans l'utilisation des constellations et de réseaux de stations GNSS permanentes déjà en place.

En effet, la réflectométrie GNSS est une technique radar passive multistatique. Contrairement aux autres techniques de radar utilisées (INSAR : interférométrie radar satellitaire qui utilise un radar actif mono-statique, où le radar génère, émet et reçoit le retour de son propre signal).

Le développement du GNSS-R est actuellement fortement stimulé par les grandes missions spatiales. On peut citer la mission américaine CYGNSS « Cyclone GNSS », lancée le 15 décembre 2016 (https://eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/content/-/article/cygnss), et la mission européenne GEROS-ISS « GNSS rEflectometry Radio Occultation and Scatterometry » de GNSS-R à bord de la station spatiale internationale. Les objectifs principaux de la mission GEROS-ISS sont la détermination de la hauteur altimétrique de la surface de la mer des océans et de la pente de la surface de l'océan, qui est liée à la rugosité de la mer et à la vitesse du vent (Wickert, 2016). Les deux missions sont axées sur la télédétection des océans à une échelle mondiale.

Les travaux de ce travail de fin d'études se focalisent d'abord sur la modélisation du trajectoire des signaux GNSS et la relie à la hauteur du récepteur par rapport à la surface réfléchissante (voir chapitre I). En second point, la compréhension des différents blocs de traitement d'un logiciel récepteur, qui est conçu pour traiter les

signaux directs et qui est amélioré pour la réflectométrie GNSS-R (configuration à antenne double). Et en dernier point, la conception d'un processus d'estimation des différences des ambiguïtés entières d'un couple de signaux direct et réfléchi.

I. Principes de la réflectométrie

Les satellites GPS émettent constamment des signaux radio vers la Terre sur plusieurs bandes de fréquences. Une partie des signaux est réfléchie par la surface de la Terre, constituant les signaux communément appelés « multi-trajets », présentées en rouge sur la figure I-1. Ils sont dus aux réflexions multiples des signaux incidents sur les surfaces environnant le récepteur. Ces signaux réfléchis interfèrent avec les signaux directement reçus, en trait gris interrompu sur la figure I-2, par l'antenne et affectent donc les mesures de phase et de code. Les multi-trajets sont une sorte de bruit qui amène le récepteur à calculer une position incorrecte.

Heureusement, il existe des facteurs qui distinguent les signaux à trajets multiples réfléchis et les signaux directs observés par un récepteur. Par exemple, les signaux réfléchis aux fréquences utilisées pour L1, L2 et L5 ont tendance à être plus faibles et plus diffus que les signaux reçus directement. Une autre différence implique la polarisation circulaire du signal GPS. La polarisation est effectivement inversée lorsque le signal est réfléchi. Réfléchis, les signaux à trajets multiples acquièrent une polarisation circulaire gauche, LHCP , alors que les signaux reçus directement des satellites GPS ont une polarisation circulaire droite, RHCP. RHCP signifie que le

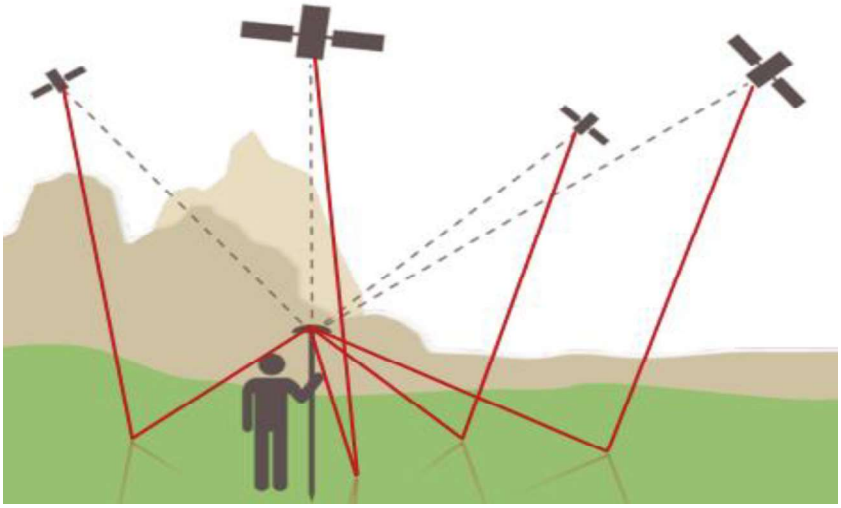


Figure I-1 : Présentation du concept de récupération des signaux directs et réfléchis des satellites par un récepteur GNSS-R

champ électrique de l'onde tourne dans le sens des aiguilles d'une montre lorsque le

signal est observé dans le sens de propagation. Ces caractéristiques permettent d'identifier et de rejeter certains signaux multi-trajets au niveau de l'antenne du récepteur.

La réflectométrie GNSS-R se base sur ces signaux de multi-trajets. Cette technique de mesure utilise deux configurations ; à une antenne ou à deux antennes. Dans la première configuration une seule antenne enregistre à la fois les signaux directs et réfléchis alors que dans la seconde chaque antenne enregistre un signal en provenance soit du zénith soit du nadir. Donc, il est possible de distinguer deux méthodes d'exploitation des signaux GNSS : la première (avec une seule antenne) analyse le rapport signal sur bruit ou des multi-trajets et la deuxième (une antenne double) analyse le retard du signal réfléchi au sol.

A. Réflectométrie à une seule antenne

1. Signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) est un indicateur d'enregistrement du récepteur GNSS sur chacune des deux ondes porteuses L1 et L2. Il permet d'évaluer la qualité et la force d'un signal provenant d'un satellite, c'est le rapport de puissance entre le signal reçu et les bruits qui ont une origine interne ou externe au récepteur :

- Les sources des bruits internes sont souvent dues à des phénomènes microscopiques aléatoires : bruit thermique, bruit de scintillation, bruit de créneaux, bruit d'avalanche…
- Les sources des bruits externes sont des perturbations externes du dispositif : les signaux réfléchis, multi-trajets, interférence du signal direct avec d'autres signaux.

SNR est habituellement exprimé en décibels (dB) :

$$SNR = 10\log(S/N) \qquad (1.1)$$

Où S est la puissance du signal et N celle du bruit dans une bande passante donnée.

Le SNR est utilisé pour la conception, l'évaluation et la vérification des performances du récepteur GNSS.

En pratique, l'utilisation du rapport C/N_0 « carrier-to-noise » est plus courante, il s'agit du rapport de puissance de la porteuse, Pc, et de la densité de la puissance de bruit, P_{N0}, s'exprime en (dB.Hz). La relation qui lie le SNR et C/N_0 est la suivante :

$$\log(^{Pc}/_{P_{N0}}) = C - N_0 = C - (N - BW) = (C - N) + BW = SNR + BW \qquad (1.2)$$

où :

C : log de la puissance de la porteuse en [dB.m] ou [dB.W]
N_0 : log de la densité de puissance de bruit en [dB.m/Hz] ou [dB.W/Hz]
N : log de la puissance de bruit en [dB.m] ou [dB.W]
BW : la largeur de la bande passante en [dB.Hz].

2. Utilisation du rapport signal sur bruit SNR en réflectométrie GNSS

Il est possible d'utiliser la technique d'analyse du rapport signal sur bruit pour faire des mesures de réflectométrie GNSS-R à l'aide d'une seule antenne dans un récepteur. Cette antenne a une caractéristique de polarisation RHCP et normalement orientée vers le zénith. Le signal réfléchi sur le sol et capté par le récepteur va interférer avec le signal direct au niveau de l'antenne, et va affecter les mesures du récepteur GNSS. Dans l'utilisation quotidienne du récepteur GNSS, on essaie de supprimer les effets néfastes des interférences du signal. Par contre, en GNSS-R, l'analyse de ces interférences va apporter des informations utiles sur la surface de réflexion.

Le rapport signal sur bruit SNR est généralement enregistré à chaque observation et pour chaque fréquence (L1, L2 et L5).

Dans de nombreux récepteurs GNSS, le SNR dérive de la boucle de poursuite de la porteuse du signal (présentée dans le paragraphe III, la boucle de poursuite permet d'estimer les paramètres du signal : fréquence et retard de code). Il représente ainsi la relation entre les composantes du signal : I « en phase » et Q « en quadrature » (les composantes I et Q seront présentées dans le paragraphe III, on les obtient à l'aide de la multiplication du signal avec deux porteuses en quadrature, c'est-à-dire un sinus

et un cosinus de même fréquence que le signal lui-même), présentée sur la figure I.2 (Ward, 1996, Georgiadou et Kleusberg, 1998, Bilich et Larson, 2008, Roussel, 2015).

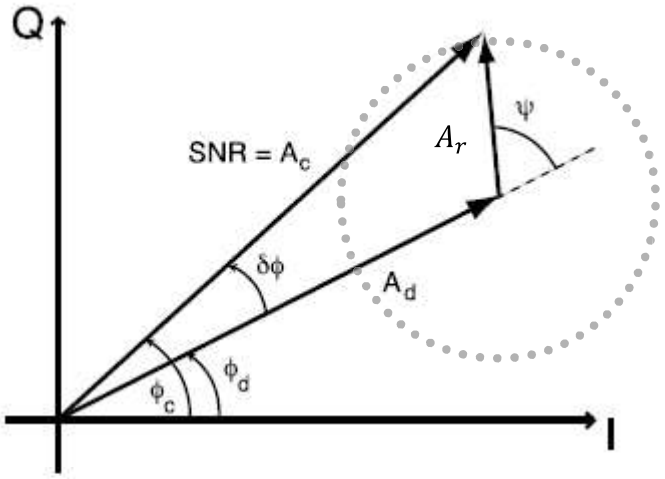


Figure I-2 : Diagramme de phase présentant la relation entre I et Q du signal reçu, (Bilich & Larson, 2008)

En cas de non présence des multi-trajets, la représentation de Fresnel du signal contiendrait seulement la contribution du signal direct avec une amplitude « A_d » et une phase « ϕ_d » de la porteuse. Dans ce cas, le SNR est équivalent à l'amplitude « A_d ». En cas de présence de multi-trajets, on doit ajouter un vecteur d'amplitude « A_r » au diagramme et de phase « ψ ». La boucle de poursuite va donc déduire un signal de composante d'amplitude « A_c » et de phase « ϕ_c ». Dans ce cas, le SNR devient équivalent à « A_c ». l'erreur de phase devient : $\delta\phi = \phi_c - \phi_d$.

Selon Larson et al. (2008), l'erreur de phase et le carré du rapport signal sur bruit, s'expriment respectivement par :

$$\delta\phi = \text{atan}\left(\frac{A_r \sin(\psi)}{A_d + A_r \cos(\psi)}\right) \tag{1.3}$$

et $$SNR^2 = A_c^2 = A_d^2 + A_r^2 + 2A_d A_r \cos(\psi) \tag{1.4}$$

D'après l'équation 1.4, l'allure générale du SNR est principalement plus affectée par le signal direct, puisque $A_d \gg A_r$. Dans l'hypothèse où la surface de réflexion est plane, on peut déduire la différence du trajectoire $\rho_{si}^{1\to 2}$ à partir de la différence de phase. Cette distance est présentée sur la figure I-3 en trait interrompu noir, (selon Bishop et Klobuchar 1985, Georgiadou et Kleusberg 1988).

La relation entre la différence de phase ψ et la différence de trajet $\rho_{si}^{1\to 2}$:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda}\,\rho_{si}^{1\to 2} = \frac{4\pi\,H}{\lambda}\sin(O) \qquad (1.5)$$

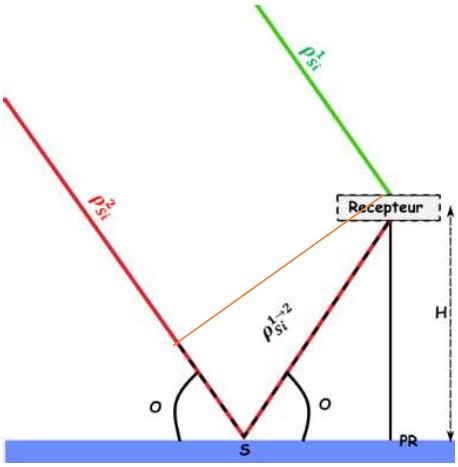


Figure I-3 : Présentation de la géométrie de la réflectométrie à une seule antenne

où :

H	désigne la hauteur de récepteur
O	désigne l'angle de réflexion de signal
ρ_{si}^{1}	désigne le trajet parcouru par le signal direct
ρ_{si}^{2}	désigne le trajet parcourue par le signal réfléchi
$\rho_{si}^{1\to 2}$	désigne la différence du trajet parcourue par le signal réfléchi

La variation de la hauteur fait varier la différence de phase entre les deux signaux direct et réfléchi. Les formules (1.4) et (1.5) montrent que le SNR dépend de la hauteur : une variation de cette dernière induit une variation du SNR autour de la valeur $A_d^2 + A_r^2$.

Cette technique a fait l'objet de plusieurs études pour :

- Mesurer la hauteur du récepteur au-dessus de la surface de réflexion, d'après l'équation (1.5). A partir d'analyse spectrale de SNR, il est possible de suivre la variation des hauteurs des eaux au fils de temps. (Larson, 2008).

- Mesurer l'humidité du sol : il est possible d'estimer les variations d'humidité superficielle du sol à partir des observations de la phase et de l'amplitude du SNR en procédant à la mise en place d'un dispositif avec une hauteur H bien déterminée par rapport au sol. Par ailleurs, l'humidité du sol a une influence sur la profondeur de pénétration des ondes GNSS dans le sol provoquant de légères variations au cours du temps de la hauteur effective H de l'antenne par rapport à la surface de réflexion. Les variations de H au cours du temps est un très bon indicateur des fluctuations d'humidité du sol. C'est une application d'analyse de la variation de la série temporelle du rapport signal sur bruit SNR. (Larson, 2010).

3. Interference Pattern Technique

La méthode Interference Pattern Technique IPT se base sur l'analyse du diagramme d'interférences généré entre les signaux GNSS direct et réfléchi reçus par une seule antenne du récepteur GNSS-R. Avec une orientation de l'antenne vers l'horizon, la seule différence entre le signal direct et le signal réfléchi réside dans l'interaction de ce dernier avec la surface de réflexion. On utilise une antenne avec une polarisation linéaire (verticale) pour pourvoir capter à la fois les signaux directs et réfléchis. La polarisation linéaire est plus sensible que les autres polarisations à l'interaction entre le signal réfléchi et la surface de réflexion.

Cette technique a fait l'objet des travaux de Rodriguez (2009a, 2010, 2011b) dans lesquels elle est appliquée successivement à la mesure de l'humidité d'un sol nu, l'altimétrie topographique et la hauteur de végétation de champs de céréales. De même, Arroya (2015) utilise la réflectométrie GNSS pour déterminer la hauteur des vagues.

Les signaux direct et réfléchi s'additionnent au niveau de l'antenne et produisent des interférences. On peut montrer que le taux d'humidité du sol peut être déterminé à partir de la courbe donnant la puissance reçue par l'antenne en fonction de l'angle d'élévation du satellite. Cette courbe présente une oscillation d'amplitude minimale, appelé Notch, qui est en relation avec le taux d'humidité. Deux exemples de courbe de puissance du signal en fonction de l'élévation sont représentées sur la figure I-4.

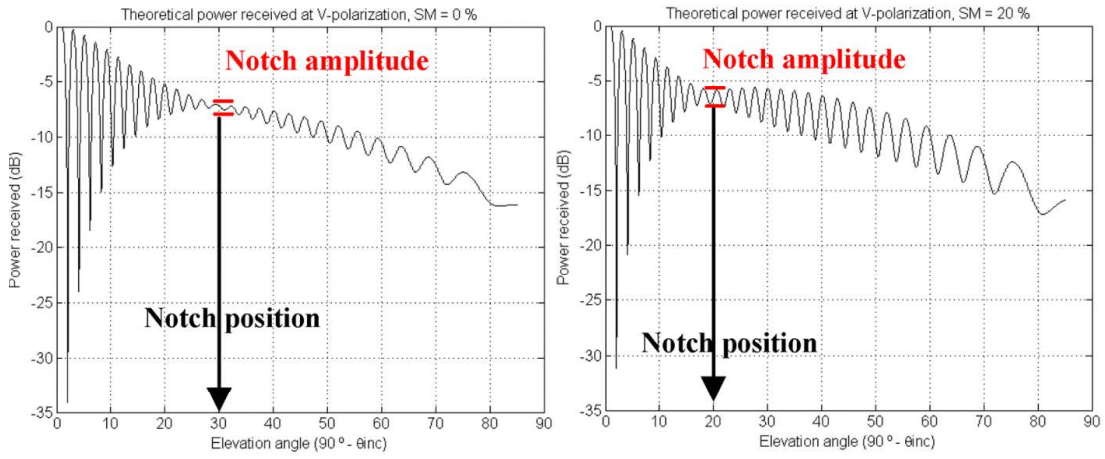


Figure I-4 : Puissance théorique reçue par un réflectomètre de type IPT pour une réflexion sur un sol nu, en fonction de l'angle d'élévation du satellite pour une humidité de 0 % (à gauche) et de 20 % (à droite) (Rodriguez, 2009a)

Pour conclure, les deux techniques présentées ci-dessus, montrent l'utilité de la réflectométrie GNSS-R pour estimer des grandeurs géophysiques comme le taux d'humidité et la variation de la hauteur des eaux.

Une deuxième approche de la réflectométrie GNSS-R se fonde sur une méthode directe d'analyse du retard entre le signal réfléchi et le signal direct, qui nécessite l'utilisation d'une antenne double. Cette méthode qualifiée de réflectométrie à antenne double, présentée en détail au paragraphe I.B, est celle étudiée plus particulièrement dans ce mémoire.

B. Réflectométrie à antenne double

1. Dispositif

Le dispositif du récepteur GNSS-R est constitué de deux antennes GNSS, la première est orientée vers le zénith pour capter les signaux directs tandis que la deuxième antenne orientée inversement vers le nadir capte les signaux réfléchis sur la surface. Les deux antennes sont montées dos à dos sur le même axe, ainsi la position relative entre les deux antennes est mesurée de manière précise. La figure I-5 présente le dispositif développé par le CNES « Centre National des Etudes Spatiales » et le laboratoire GET « Géosciences Environnement Toulouse » et utilisé lors de la campagne de mesures du CNES au lac Castanet, près de Toulouse, le 19 octobre 2016. Ce récepteur est développé conjointement par le CNES et le laboratoire GET.



Figure I-5 : Récepteur GNSS-R à double antennes (Lestarquit, 2016)

Les caractéristiques des deux antennes sont différentes : celle orientée vers le zénith « RUP » a une polarisation RHCP, c'est-à-dire une polarisation circulaire droite, et l'autre orientée vers le nadir « RDOWN » a une polarisation circulaire gauche LHCP. Le récepteur peut être installé sur un point haut du sol, sur une plateforme mobile - avion, drone – ou même embarqué à bord d'un satellite à basse altitude.

2. Concept de mesure de la réflectométrie

Le principe de cette méthode d'observation est de pouvoir enregistrer de manière indépendante les signaux directs et réfléchis des différents satellites observés par les deux antennes RUP et RDOWN. La réflectométrie à antenne double exploite le retard du signal réfléchi par rapport au signal direct, qui vient du fait que le premier parcourt une différence de trajet avant d'atteindre le récepteur GNSS. Cette différence de trajet $\rho_{si}^{1\to2}$ est présentée en trait interrompu noir en figure I-6.

Les propriétés physiques de l'onde progressive du signal direct font que si deux points reçoivent au même instant le même front d'onde alors les distances d'éloignement de ces deux points par rapport à la source émettrice sont égales. Dans ce cas, l'onde émise par le satellite est captée par l'antenne RUP est synchrone avec l'onde observée au point Hu. De ce fait, la différence de trajet parcourue par le signal réfléchi est égale à la somme $\overline{HuS} + \overline{SRDOWN}$, ce qui correspond à la mesure de déphasage $\Delta\psi_{Si}^{1\to2} = \frac{\rho_{si}^{1\to2}}{\lambda} = \Delta N_{Si}^{1\to2} + \Delta\varphi_{Si}^{1\to2}$ (1.6) avec $\Delta N_{Si}^{1\to2}$ différence des ambiguïtés entières (nombre de cycles supplémentaires) et $\Delta\varphi_{Si}^{1\to2}$ la différence des mesures de phase (inférieure à 1 cycle).

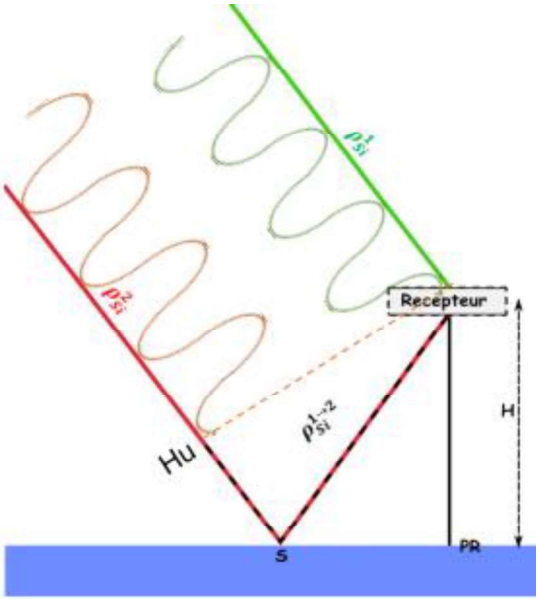


Figure I-6 : Principe de la réflectométrie à double antennes

Définition des notations utilisées dans la figure I-6

ρ_{Si}^{1}	désigne le trajet entre le récepteur (antenne RUP) et satellite Si par le signal direct
ρ_{Si}^{2}	désigne le trajet entre le récepteur (antenne RDOWN) et satellite Si
$\rho_{Si}^{1\to2}$	désigne la différence de trajet parcourue par le signal réfléchi
H	désigne la hauteur du récepteur par rapport à la surface de l'eau
S	désigne le point de réflexion du signal réfléchi
PR	désigne le point de projection du récepteur au sol
Hu	désigne le point où nous avons une synchonisation de frange d'onde
λ	désigne la longeur d'onde
$\Delta\psi_{Si}^{1\to2}$	désigne la mesure de déphasage pour satellite Si (en cycle)

3. Applications

- Altimétrie

De nombreux travaux portant sur la mesure de la hauteur des points de réflexion de milieux réfléchissants par rapport à un récepteur GNSS-R à antenne double ont été publiés. En effet, cette technique s'ajoute aux deux autres techniques SNR et IPT pour déterminer les variations temporaires des hauteurs d'eau. Elle sera employée dans le cadre de mon travail de fin d'études.

- Rugosité de l'eau

Pour la mesure de la rugosité, on observe la diffusion du signal de la surface réfléchissante. Généralement, on réalise une étude étendue en se basant sur les DDMs « Delay Doppler Maps ».

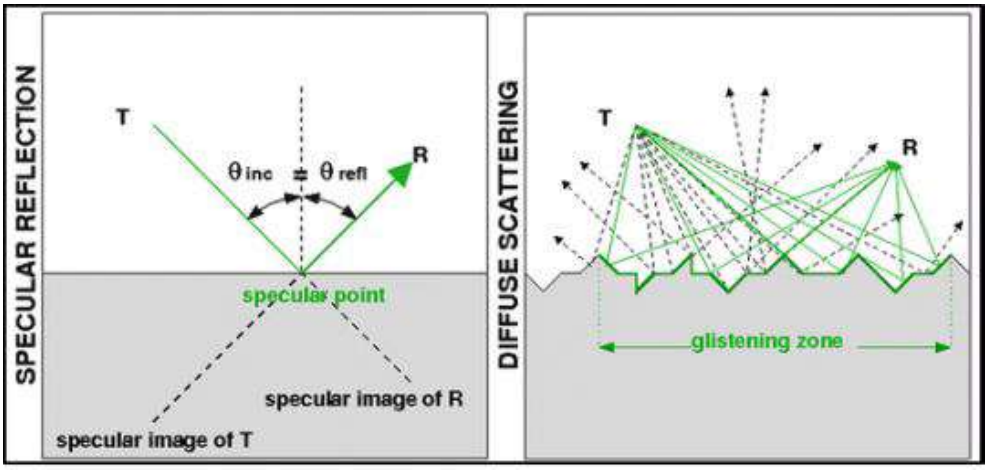


Figure I-7 : Présentation de la réflexion spéculaire et la diffusion de la zone scintillement. (Jin, 2016).

Lorsqu'une onde GNSS se réfléchit sur une surface, la réflexion n'est pas parfaitement spéculaire et une composante diffuse apparaît également. Cette composante varie en fonction de la rugosité et de l'angle d'élévation du satellite. Le signal diffusé provient donc d'une large zone autour du point de réflexion spéculaire. Cette large zone, présentée sur la figure I-7, définit la zone de scintillement ou « Glistening zone ». Il est possible de décomposer cette zone en facettes dont chacune renvoie un signal réfléchi ayant parcouru un trajet différent de celui issu du point de réflexion spéculaire. Certains points de ces facettes ont le même retard de réflexion, et constituent des surfaces iso-retard. Chaque point de la zone de scintillement augmente la puissance du signal

réfléchi capté par l'antenne RDOWN, avec un retard identique à celui des points de la même surface iso-retard. En s'accumulant, ces retards modifient l'amplitude et la forme de l'onde du signal réfléchi. Les cartes représentant les DMMs sont réalisées en traçant les formes d'ondes obtenues le long de chaque courbe d'iso-Doppler qui seront des hyperboles inscrites dans la surface de réflexion. Une courbe iso-Doppler se compose d'un ensemble des points de réflexion ayant la même fréquence Doppler. Une illustration de carte générée de DDM est présentée en figure I-8.

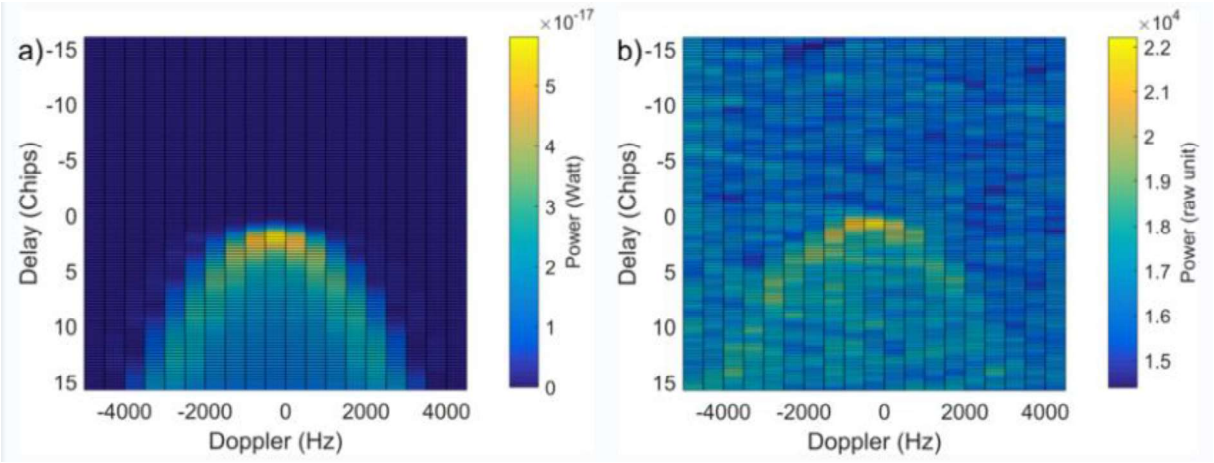


Figure I-8 : Modulation DDM (a) et observation TDS-1 (b) pour une vitesse de vent de 14.74 m/s (Ocean Winds project, GFZ : German reserach centre for geoscienes).

- Mesure de la biomasse et du couvert végétal :

En calculant théoriquement les coefficients de diffusion de zones forestières. Ferrozzoli (2011) a monté le potentiel de réflectométrie pour la quantification de la biomasse.

La sensibilité du signal GNSS-R dépend des paramètres de la forêt. En particulier, pour une biomasse donnée, des puissances de signal plus faibles sont reçues lorsque les arbres sont très petits et très nombreux. La présence d'arbres réduit l'atténuation et par conséquent la sensibilité à la biomasse.

- Mesure d'humidité :



Figure I-9 : Récepteur GNSS-R utilisé dans le projet PMARS. (PMARS projet, GFZ)

La réflectométrie GNSS est aussi utilisée dans des expériences de mesures d'humidité du sol. De telles expériences sont menées dans le cadre du projet collaboratif entre le Maroc et l'Allemagne baptisé PMARS, dont l'objectif est d'enrichir des bases de données hydrologiques par des mesures GNSS-R innovantes en vue de modélisation.

4. Calcul théorique de l'allongement de chemin optique

Dans cette section, le calcul de l'allongement du chemin optique du signal réfléchi par rapport à celui du signal direct est effectué sous différentes hypothèses simplificatrices énoncées dans les trois cas suivants :

1. Surface de réflexion plane ; faisceaux des signaux direct et réfléchis parallèles ;
2. Surface de réflexion plane ; faisceaux des signaux direct et réfléchi de directions quelconques ;
3. Surface de réflexion à courbure non nulle ; faisceaux des signaux direct et réfléchis parallèles.

Chacune de ces hypothèses est adaptée à certains types de lever qui seront précisés systématiquement. La relation entre cet allongement et la hauteur du récepteur par rapport à la surface de réflexion est établie dans chaque cas. Alors que le cas n°1 est largement débattu dans la littérature scientifique, les cas n°2 et 3 n'ont pas fait l'objet de travaux particuliers avant la réalisation de ce TFE.

a) Cas n°1 : Surface de réflexion plane et faisceaux parallèles

Dans une première approche, nous faisons l'hypothèse que le rayon correspondant au signal direct, reçu par l'antenne est parallèle au rayon réfléchi dans la phase qui

précède sa réflexion à la surface de la Terre. Comme nous allons le voir, cette hypothèse est adaptée pour l'application de GNSS-R, typiquement de la réflectométrie terrestre. Soit e l'angle d'élévation du satellite pour la position du récepteur et celle du point de réflexion S (cf. figure I.11 & figure I.10 pour définition des notations).

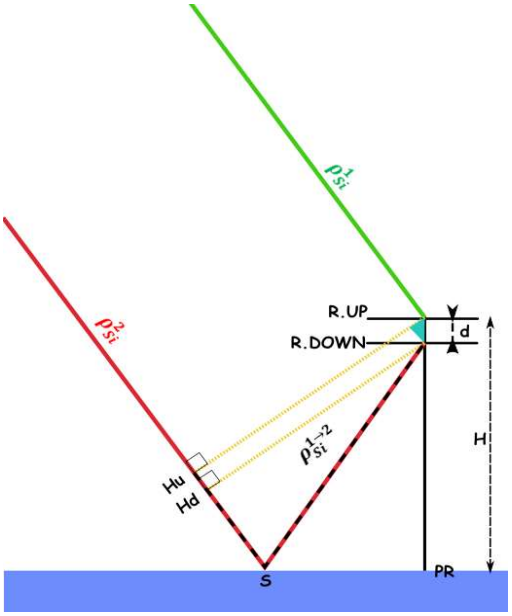


Figure I-10 : Schéma d'éclairement de la surface terrestre par un faisceau parallèle

ρ_{Si}^1	$Trajectoire\ du\ signal\ direct\ entre\ l'antenne\ R.UP\ et\ satellite\ Si$
ρ_{Si}^2	$Trajectoire\ du\ signal\ réfléchi\ entre\ l'antenne\ R.DOWN\ et\ satellite\ Si$
$\rho_{Si}^{1\to2}$	$Différence\ de\ chemin\ optique\ parcourue\ par\ le\ signal\ réfléchi$
H	$Hauteur\ de\ l'antenne\ up\ par\ rapport\ à\ la\ surface\ de\ l'eau$
d	$Distance\ qui\ sépare\ les\ deux\ antennes$
S	$Point\ de\ réflexion\ du\ signal\ réfléchi$
PR	$Point\ de\ projection\ du\ récepteur\ au\ sol$
Hu	$Point\ de\ synchonisation\ où\ l'onde\ électromagnétique\ la\ même\ phase\ qu'au\ point\ R.UP$
Hd	$Point\ de\ projection\ de\ l'antenne\ R.DOWN\ sur\ la\ trajectoire\ du\ signal\ réfléchi$

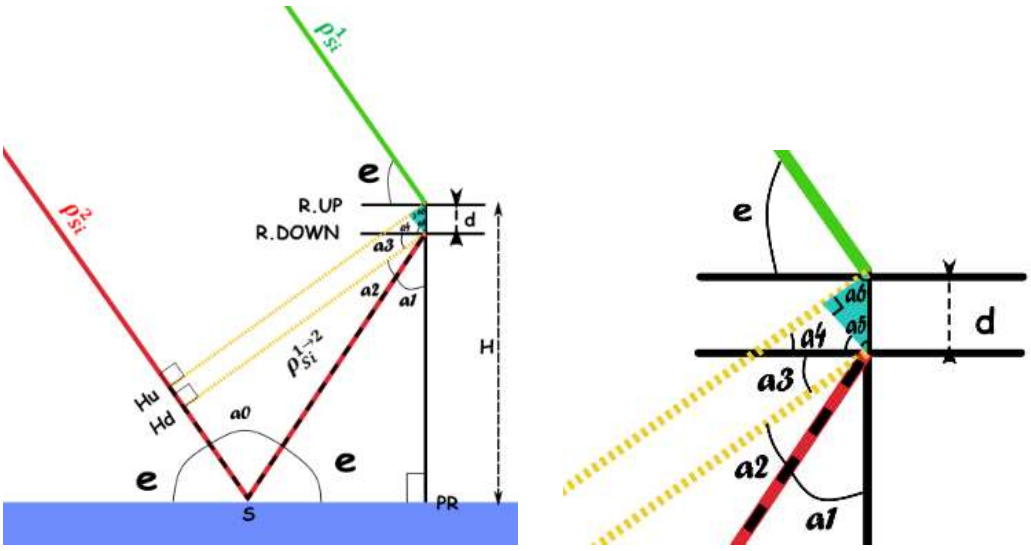


Figure I-11 : schématisation géométrique de la réception des signaux parallèles

A partir de la figure I-11, nous pouvons déduire les relations trigonométriques, qui relient la différence de trajectoire $\rho_{Si}^{1\to2}$ parcourue par le signal réfléchi et la hauteur

H. Nous avons pu exprimer les angles en fonction de l'élévation e *(cf. équations ci-dessous)*.

$\alpha 0 = \pi - 2e$ (1.7) , $\alpha 1 = \frac{\pi}{2} - e$ (1.8)

$$\alpha 2 = \pi - \left(\alpha 0 + \frac{\pi}{2}\right) = \pi - \left(\pi - 2e + \frac{\pi}{2}\right) = 2e - \frac{\pi}{2} \quad (1.9)$$

$$\alpha 3 = \frac{\pi}{2} - (\alpha 1 + \alpha 2) = \frac{\pi}{2} - \left(\frac{\pi}{2} - e + 2e - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{\pi}{2} - e \quad (1.10)$$

$\alpha 4 = \alpha 3 = \frac{\pi}{2} - e$ (1.11) , $\alpha 5 = \alpha 4 = \frac{\pi}{2} - e$ (1.12)

Nous pouvons décomposer la différence de trajectoire en 3 contributions :

$$\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2} = \overline{Hu\,Hd} + \overline{Hd\,S} + \overline{S\,R.DOWN}} \quad (1.13)$$

D'après la figure II-11, on déduit :

$$\boldsymbol{\overline{S\,R.DOWN} = \mathcal{L} = \frac{H-d}{sin(e)}} \quad (1.14)$$

$$\boldsymbol{\overline{Hd\,S} = \overline{S\,R.DOWN} \times cos(\pi - 2e)} \quad (1.15)$$

$$\boldsymbol{\overline{Hu\,Hd} = d \times sin(e)} \quad (1.16)$$

En conclusion, la différence de trajet parcourue par le signal réfléchi est bien liée à la hauteur H :

$$\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2} = (2H - d) \times \mathbf{sin}(e)} \quad (1.17)$$

D'après l'équation (1.6), on a : $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2} = \lambda \times \Delta\psi_{Si}^{1\to 2}}$ *(en cycle)* (1.18)

Remarque : on peut décomposer le déphasage de la porteuse suivant l'équation :

$$\boldsymbol{\Delta\psi_{Si}^{1\to 2} = \Delta N_{Si}^{1\to 2} + \Delta\varphi_{Si}^{1\to 2}} \quad (1.19)$$

où $\Delta N_{Si}^{1\to 2} = N_{Si}^{2} - N_{Si}^{1}$ (1.20) *désigne la différence des ambiguïtés entières entre les signaux direct et réflechi de satellite Si*

$\Delta\varphi_{Si}^{1\to 2} = \Delta\varphi_{Si}^{2} - \Delta\varphi_{Si}^{1}$ (1.21) *désigne la différence de phase entre ces deux signaux (inférieure à 1 cycle)*

Nous pouvons finalement exprimer la hauteur en fonction du déphasage de la porteuse :

$$\boldsymbol{H = \frac{\lambda \times \Delta\psi_{Si}^{1\to 2}}{2sin(e)} + \frac{d}{2}} \quad (1.22)$$

Les deux équations (1.17) et (1.22) relient directement, la hauteur du récepteur par rapport à la surface réfléchissante avec la mesure de la différence de trajet parcourue et la mesure de déphasage des signaux direct et réfléchi, respectivement.

b) *Cas n°2 : Surface de réflexion plane et faisceaux non parallèles*

En réalité, l'élévation du satellite varie suivant la latitude et la longitude du lieu de visée (cf. figure I-12). Pour notre cas, le point de réflexion reste dans l'entourage de notre récepteur. Sa position est si proche que la variation d'élévation ξ est faible.

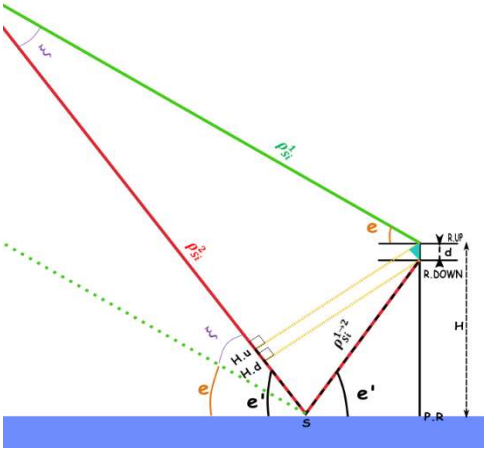


Figure I-12 : Schématisation de la réception des signaux cas des rayons non parallèles

Avec les nouvelles hypothèses, l'équation (1.22) devient :

$$\boldsymbol{H = \frac{\lambda \times \Delta\psi_{Si}^{1\to 2}}{2sin(e')} + \frac{d}{2}} \qquad (1.23)$$

Vu que le satellite est loin de la terre $R \approx 20200\ km$, alors nous pouvons dire que l'arc $\boldsymbol{\widehat{Hu\,R.UP}}$ coïncide avec la corde $\boldsymbol{\overline{Hu\,R.UP}}$ et que ξ est faible (<<1°). La variation ξ de l'angle d'élévation du satellite entre le récepteur et le point de réflexion s'exprime donc par :

$$\boldsymbol{\xi = \frac{(2H-d)cos(e)}{R+(2H-d)sin(e)}} \qquad (1.24)$$

Nous remarquons que la variation de l'élévation est faible pour les récepteurs à faible hauteur, comme le montrent les graphes de la figure I-13 et la table I-1 qui expriment les variations d'élévation en fonction de la hauteur et de l'angle d'élévation e. La figure I-17 et la table I-3 montrent l'impact de cette approximation sur la précision de la mesure de hauteur H.

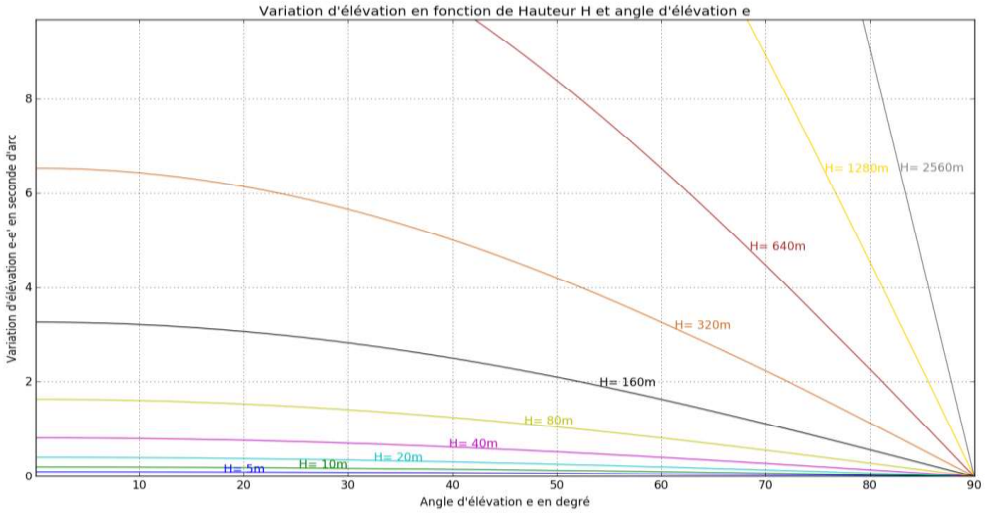


Figure I-13 : Tracé de la variation d'élévation ξ

Hauteur de récepteur (en m)	*5*	*10*	*20*	*40*	*80*	*160*	*320*	*640*	*1280*	*2560*
Valeur maximale de ξ (en seconde d'arc)	0.10	0.20	0.41	0.82	1.63	3.27	6.53	13.07	26.14	52.28

Table I-1 : Valeurs de la variation de l'élévation

Si on ne prend pas en compte la variation d'élévation, alors il faut l'allongement de trajet $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$ est affecté par une erreur $\Delta\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$. D'après l'équation (1.17), l'erreur de la détermination de la différence $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$ s'exprime par :

$$\Delta\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}} = (\boldsymbol{2H - d}) \times [\boldsymbol{sin}(\boldsymbol{e}) - \boldsymbol{sin}(\boldsymbol{e'})] = (\boldsymbol{2H - d}) \times [\boldsymbol{sin}(\boldsymbol{e}) - \boldsymbol{sin}(\boldsymbol{e} + \boldsymbol{\xi})] \qquad (1.24)$$

Cette erreur est représentée sur la figure I-14 et la table I-2 en fonction de la hauteur H. Elle devient très important dès que le récepteur monte en hauteur. Par exemple, au-delà de 320 m de hauteur par rapport au sol, l'erreur sur la détermination d'allongement est de 2 cm.

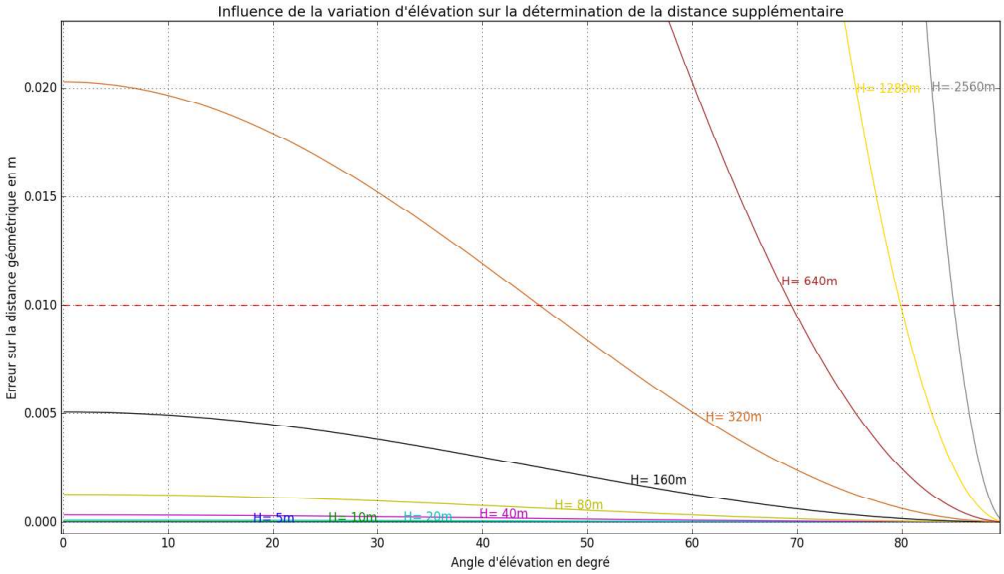


Figure I-14 : Influence de la variation d'élévation ξ sur la distance $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$

Hauteur de récepteur (en m)	*5*	*10*	*20*	*40*	*80*	*160*	*320*	*640*	*1280*	*2560*
Erreur maximale sur la détermination de $\rho_{Si}^{1\to 2}$ *(en mm)*	0.004	0.020	0.079	0.316	1.266	5.067	20.272	81.099	324.414	1297.697

Table I-2 : Valeurs de l'erreur de la variation d'élévation ξ sur la distance $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$

c) *Cas n°3 : Surface de réflexion à courbure non nulle et faisceaux parallèles*

L'hypothèse de la Terre plane a été utilisée dans la modélisation géométrique pour calculer la distance supplémentaire parcourue par le signal réfléchi $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to 2}}$. Cependant une modélisation la plus juste consiste à considérer la Terre comme une sphère de rayon R.

Cette erreur de modélisation de la forme de la Terre doit être employée pour les applications utilisant des récepteurs situés à haute altitude ou des satellites à faible élévation. On représente sur la figure I-15 la réflexion du faisceau sur la surface courbe de la Terre.

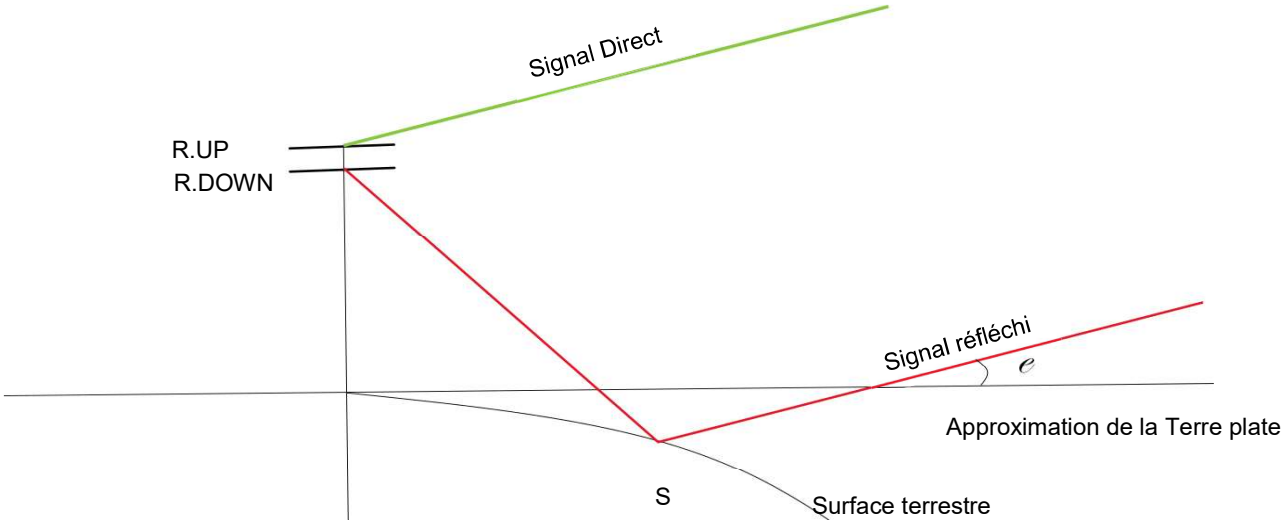


Figure I-15 : Modélisation Terre sphérique

Pour déduire la relation géométrique entre la distance supplémentaire parcourue par le signal réfléchi et la hauteur du récepteur par rapport à la surface réfléchissante, il suffit de voir cette géométrie sous un autre angle en considérant le plan tangent à la surface terrestre au point de réflexion S. La configuration du problème géométrique est présentée sur la figure I.16. Cette configuration revient à l'approximation de la Terre plate précédente.

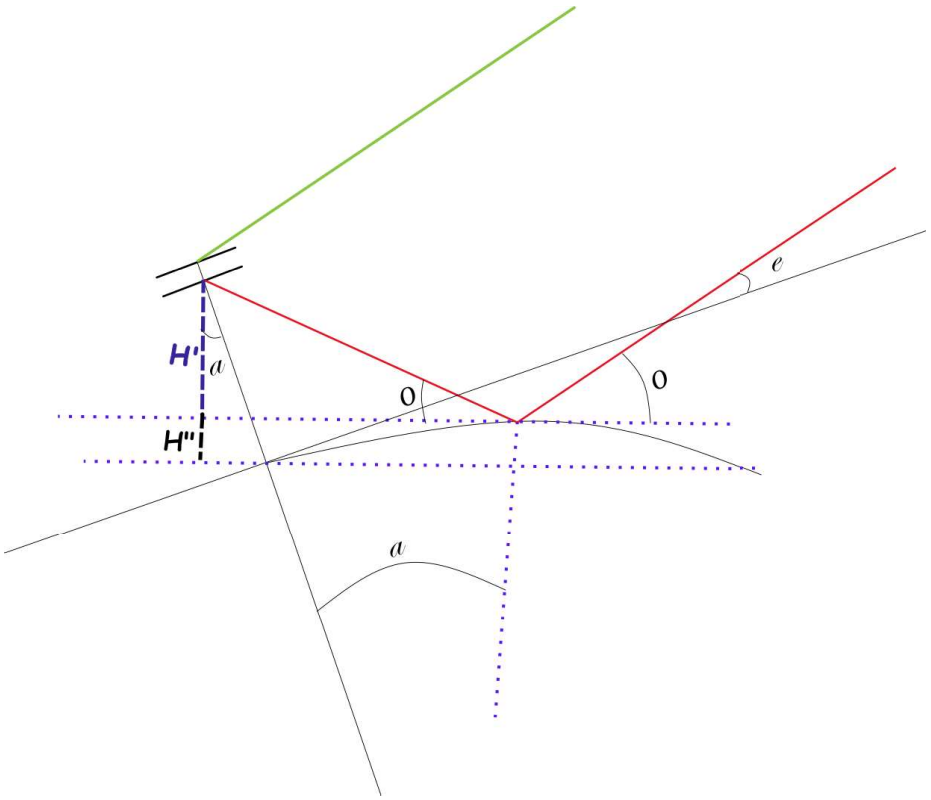


Figure I-16 : Modélisation de la géométrie sphérique de la Terre

En appliquant la relation (1.17) entre la différence de trajet $\boldsymbol{\rho_{Si}^{1\to2}}$ et la hauteur du récepteur H, il vient l'expression suivante :

$$H \times \cos(a) = H' + H'' = \frac{\rho_{Si}^{1\to2}}{2\sin(o)} - \frac{d}{2\cos(a)} + \frac{\sin(a)}{Dh} \qquad (1.25)$$

où $a = \operatorname{atan}\left(\frac{Dh}{R}\right)$ *correpond à l'angle entre les deux plans tangents à la sphére au point S et l'emplacement du récepteur*

$o = e + a$ *correspond au nouvel angle d'élévation du satelite par rapport au plan tangent au point S*

5. Incertitude sur la mesure de la hauteur H

Il est intéressant d'évaluer la capacité à déterminer précisément la hauteur H du récepteur par rapport à la surface réfléchissante, avec la technique de la réflectométrie. Cette partie consiste à établir une analyse de l'incertitude sur la hauteur H déterminée à partir de la mesure de la différence de trajet.

D'après l'équation (1.17), la hauteur H est donnée par :

$$\boldsymbol{H = \frac{\rho_{Si}^{1\to2}}{2sin(e)} + \frac{d}{2}} \qquad (1.26)$$

D'après la propagation de la variance, il vient :

$$\sigma_H = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\rho_{Si}^{1\to2}}}{2\sin(e)}\right)^2 + \left(\frac{\rho_{Si}^{1\to2}\cos(e)\sigma_e}{2\sin^2(e)}\right)^2} \qquad (1.27)$$

où :

σ_e *précision de l'élévation e*

$\sigma_{\rho_{Si}^{1\to2}}$ *précision de la distance supplémentaire parcourue par le signal réfléchi*

σ_H *précision de la hauteur H*

La figure I-17 et la table I-3 montrent que les levers de réflectométrie réalisés à grandes hauteurs, typiquement à bord d'un avion, d'un drone aérien voire d'un satellite, requièrent l'observation de satellite à haute élévation pour limiter les incertitudes. Par exemple, une hauteur de 640 m mesurée à 1 cm d'incertitude ne peut être obtenue avec des satellites dont l'élévation est inférieure à 60°. Le champ du récepteur se voit donc réduit.

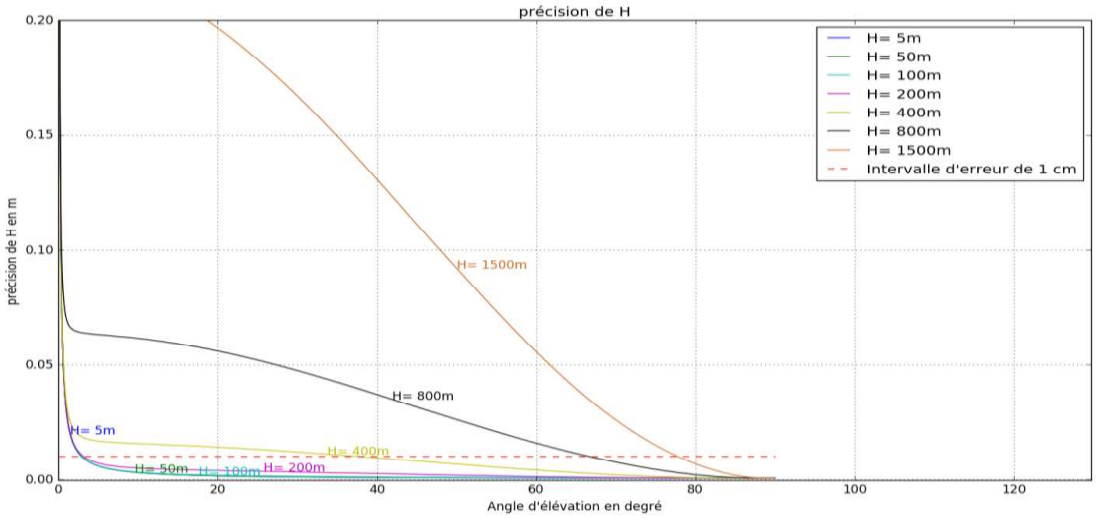


Figure I-17 : Tracé de la précision en fonction de l'élévation du satellite et la hauteur du récepteur

Hauteur du récepteur (en m)	*5*	*10*	*20*	*40*	*80*	*160*	*320*	*640*	*1280*	*2560*	8000	100000	500000	1000000
Elévation minimale pour avoir $\sigma_H = 1cm$ (en °)	2.89	2.98	3.07	3.16	3.25	3.34	11.89	60.30	75.70	82.89	87.72	89.82	89.96	89.98
Distance $\rho_{Si}^{1\to2}$ à cette élévation minimale en (m)	0.50	1.03	2.14	4.40	9.06	18.63	131.83	1111.82	2480.50	5080.55	15987.30	199998.90	999999.70	1999999.80
Distance D : éloignement du point S par rapport au récepteur en (m) pour l'élévation minimale	99.04	198.08	372.90	724.53	1408.85	2741.60	1519.82	365.04	326.27	319.32	318.00	320.09	329.50	345.57

Table I-3 : Valeurs d'élévation minimale pour assurer une précision de 1 cm de la mesure de H

A l'inverse pour des faibles hauteurs, tout satellite visible même à faible élévation peut être utilisé. Pour rester dans l'approximation géométrique de la Terre plate, on peut rejeter les satellites à élévation inférieure à 10°. Dans ce cas, le point de réflexion reste au voisinage du récepteur GNSS-R.

Dans cette partie, nous avons établi les relations mathématiques qui lient la différence de trajet parcourue par le rayon réfléchi à la hauteur H du récepteur. Cette quantité est liée au déphasage de la porteuse par la relation (1.17). Il reste maintenant à comprendre comme ce déphasage peut-il être déterminé par le traitement du signal GNSS opéré dans le récepteur lui-même. C'est les principes du traitement des signaux

GNSS que nous allons aborder à présent en vue de comprendre le fonctionnement d'un récepteur GNSS lors de l'acquisition des signaux GNSS directs et réfléchis.

II. Signal GNSS

Cette partie est une synthèse de diverses lectures scientifiques traitant la structure des signaux GNSS (Kaplan, 1996, Misra, 2005, Betz, 2016). La connaissance de la structure du signal GNSS et du mécanisme de sa démodulation est absolument indispensable pour comprendre le principe de la mesure du déphasage de porteuse et la contribution qui a été apportée dans ce TFE. Bien que non exhaustive, cette présentation vise à donner les éléments essentiels du traitement du signal GNSS en décrivant successivement la structure du signal GNSS et les méthodes de modulation qui permettent de le construire, pour aborder ensuite le principe de sa démodulation.

Les satellites GNSS transmettent en continu des signaux de navigation sur deux ou plusieurs fréquences dans la bande L. Ces signaux contiennent des codes de télémétrie et des données de navigation qui permettent aux utilisateurs d'avoir le temps d'émission de ces données, de déterminer la position du satellite à chaque instant, puis de l'intégrer dans le processus d'estimation de la position du récepteur. Dans tout signal GNSS, figurent les composantes suivantes (figure II-1):

- *Une porteuse* : Signal sinusoïdal de fréquence f_L donnée (L1,L2,L5) ;
- *Un code de télémétrie (noté PRN)* : séquences de 0 et de 1 (zéros et unités), qui permettent au récepteur de déterminer le temps de propagation du signal depuis du satellite jusqu'au récepteur : il s'agit de séquences pseudo-aléatoires qui forment le code PRN (Pseudo Random Noise) ;
- *Un code de navigation (noté D)* formé par un message binaire qui représente les éphémérides (éléments képlériens ou position et vitesse du satellite), les paramètres de retard d'horloge, l'almanach (avec un jeu d'éphémérides de précision réduite), l'état de santé des satellites et d'autres informations complémentaires.

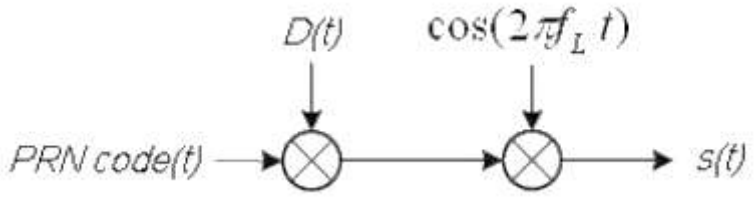


Figure II-1 : Création du signal GNSS par modulation d'une porteuse par le code PRN et le message de navigation (Kaplan, 1996)

A. Radiofréquences GNSS

La figure II-2 indique les différentes gammes de fréquences occupées par des signaux de radio-positionnement GNSS. Nous parlerons plus précisément des signaux GPS par la suite, sachant que les principes de modulation restent applicables aux signaux des autres constellations.

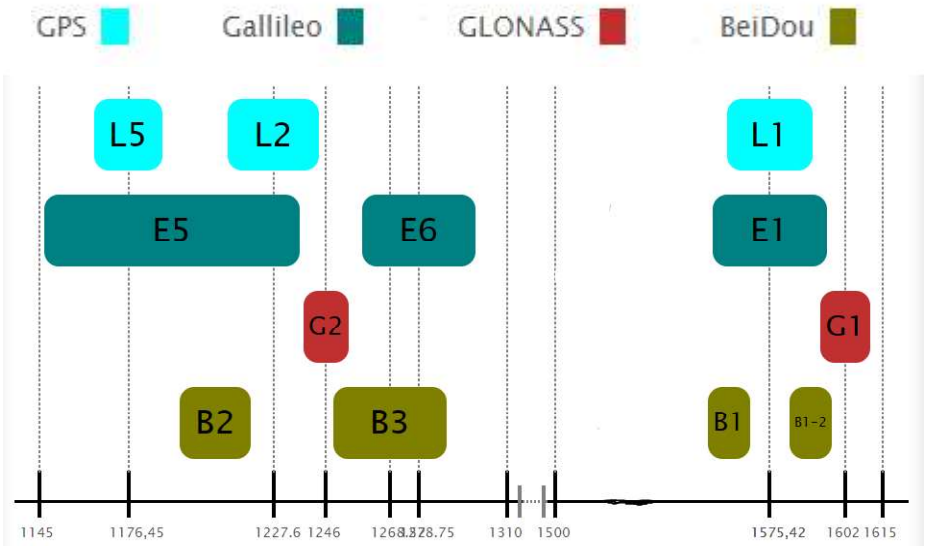


Figure II-2 : Gammes de fréquence occupées par les signaux GNSS (www.labsat.uk)

Les satellites GPS transmettent leurs signaux sur 2 ou 3 porteuses de fréquences respectives L_1, L_2 et L_5. Ces trois fréquences sont des multiples d'une fréquence fondamentale $F_0 = 10.23\ MHz$, telles que :

$$L_1 = 154 \times F_0 = 1575.42\ MHz \quad (2.1)$$

$$L_2 = 120 \times F_0 = 1227.60\ MHz \quad (2.2)$$

$$L_5 = 115 \times F_0 = 1176.45\ MHz \quad (2.3)$$

1. Signal transmis sur L_1

Le signal $s_{i,L1}(t)$ provenant d'un satellite i et transmis sur la fréquence L_1 est formé de deux composantes, l'une en phase et l'autre en quadrature de phase. Le signal $s_{i,L1}(t)$ peut être écrit sous la forme :

$$s_{i,L1}(t) = \sqrt{2P_{C/A}}C_i(t)D_i(t)\cos(2\pi L_1 t + \varphi) + \sqrt{2P_{p,L1}}P_i(t)D_i(t)\sin(2\pi L_1 t + \varphi) \quad (2.4)$$

où : $C_i(t)$ *représente le code PRN dit* C/A $(Coarse\ Acquisition)$;

$p_i(t)$ *représente le code PRN dit* P $(Precise)$;

$D_i(t)$ *représente le message de navigation* ;

$P_{C/A}(t)$ *représente la puissance de la composante en phase* ;

$P_{p,L1}(t)$ *représente la puissance de la composante en quadrature* ;

φ *représente un angle correspondant* à *la phase* à $l'origine$ $(t = 0)$

Dans un même signal, le message de navigation est commun aux composantes en phase et en quadrature puisqu'il ne dépend que du satellite.

2. Signal transmis sur L_2

Le signal $s_{i,L2}(t)$ est le signal transmis sur la fréquence L2 et émis par le satellite i. Il est codé seulement par le code P. Ce signal peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s_{i,L2}(t) = \sqrt{2P_{p,L2}}P_i(t)D_i(t)\cos(2\pi L_2 t + \varphi) \quad (2.5)$$

où :

$P_i(t)$ *est la séquence pseudo – aléatoire du code P*

$D_i(t)$ *est le message de navigation du le satellite i*

$P_{p,L2}$ *est la puissance du signal*

3. Signal transmis sur L_5

Le signal L5 a été transmis pour la première fois à bord des satellites IIF lancés en 2005. Il permet de fournir un service de navigation plus robuste dans plusieurs applications de positionnement, en particulier, l'aviation civile.

Les composantes en phase et en quadrature du signal L5 sont modulés par deux séquences de code de longueur égales à deux bits, et de fréquences 10.23 MHz. La première séquence dite de données, porte le message de navigation, alors que la seconde dite pilote, ne transmet aucun message. A cette première modulation s'ajoute une seconde réalisée sur les deux composantes à l'aide d'un code Neumann-Hofman de fréquence égale à 1 kHz. Le signal L5 reçu du satellite i, peut donc s'exprimer par :

$$s_{i,L5}(t) = \sqrt{2P_{L5}}J_i(t)H_i(t)D_i(t)\cos(2\pi L_5 t + \varphi) + \sqrt{2P_{L5}}U_i(t)K_i(t)\sin(2\pi L_1 t + \varphi) \quad (2.6)$$

où :

P_{L5}: *Puissance du signal*

J_i *et* U_i *ces sont les codes PRN sur* 2 *bits de modulation de la porteuse*

H_i *et Ki ces sont les séquences de code de* $Neumann - Hoffman$

B. Les codes employés dans les systèmes GNSS

Nous avons déjà évoqué les codes pseudo-aléatoires C/A (Coarse Acquisition) et P (Precise) à propos du signal L1. L'évolution apparemment non déterministe des séquences binaires qui forment ces codes rappelle celle d'un bruit, ce qui explique la dénomination de « bruit pseudo-aléatoire » traduit par le vocable « Pseudo Random Noise » (PRN). En fait, les codes C/A et P sont générés à partir d'une méthode tout à fait déterministe que nous allons expliquer à présent. Par construction, ces codes ne véhiculent aucune information. Ils sont seulement utilisés pour la détermination du temps de vol du signal entre le satellite émetteur et le récepteur, par corrélation du signal reçu avec une réplique générée par le récepteur. Il est donc essentiel que les séquences pseudo-aléatoires émises par le satellite n'interfèrent pas entre elles.

1. Le code Coarse / Aquisition (C/A)

Le code C/A, dit aussi « code GOLD », est un code libre généré à l'aide de séquences binaires issues de deux registres à décalage (Figure II-3) et combinés par l'opérateur « Ou Exclusif » (XOR). En retardant sélectivement l'un des trains de bits qui circulent dans les registres, il est possible de générer des séquences différentes. Les propriétés remarquables de ces séquences font qu'elles sont quasiment décorrélées entre elles et avec les autres signaux et qu'elles présentent un pic d'autocorrélation très marqué.

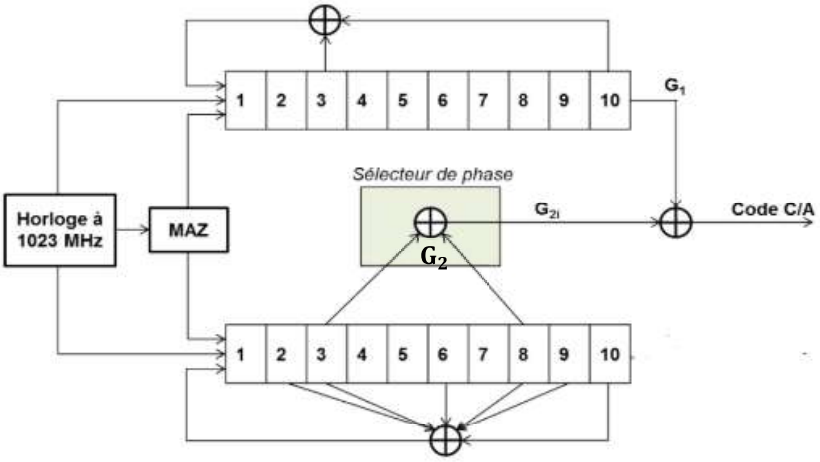


Figure II-3 : Générateur de Code C/A (Borre,2007)

où :

G_1 *est la sortie du premier registre dont le polynôme générateur est* $x^{10} + x^3 + 1$, *il est initialisé à la valeur* 1111111111

G_2 *est la sortie du deuxième registre dont le polynome générateur est sous la forme* $x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^3 + x^2 + 1$, *il est initialisé également à* 1111111111

$\oplus$ *est l'opérateur ou exclusif*

x^Z *correspond au* Z^e *bit de la séquence*

Le code C/A est la combinaison de deux codes générés :

$$C/A\,(t) = G_1(t) \oplus G_{2i} = G_1(t) \oplus G_2(t-r) \tag{2.7}$$

où :

r est le retard spécifique à chaque PRN

Le nombre N de séquences de code C/A possibles s'exprime en fonction du nombre n de bits du registre à décalage par : $N = 2^n - 1$. Pour $n = 10$, il existe donc $N = 1023$ séquences de code C/A possibles. Le code C/A est transmis à une fréquence de $1.023\ Mbits/s$, c'est-à-dire que chaque bit de la séquence (appelé « chip » en anglais) évolue au bout d'une période de temps égale à $1/1.023 \times 10^6 \approx 1$ micro-seconde. Durant cette période, le signal parcourt environ 300 m sur le trajet qui relie le satellite au récepteur.

Tous les codes C/A sont décorrélés les uns des autres. Pour un couple de codes $\{C_i, C_k\}$ correspondant aux satellites i et k, la fonction de la corrélation s'écrit sous la forme :

$$\mathcal{C}_{ik}(t) = \sum_{l=0}^{1022} C_i(l)C_k(l+t) = 0 \qquad \forall t \tag{2.8}$$

En fait, le fonction d'autocorrélation idéale tend vers une distribution de Dirac. Ce n'est pas réalisable en pratique, et la forme des fonctions d'autocorrélation des séquences de code C/A ressemble plutôt à une fonction triangle très étroite à l'origine (voir figure III-3). La fonction de l'autocorrélation s'écrit sous la forme :

$$\mathcal{C}_{ii}(t) = \sum_{l=0}^{1022} C_i(l)C_i(l+t) = 0 \qquad \forall\, t \neq 0 \tag{2.9}$$

2. Le Code « Precise » P

Le code P est également une séquence pseudo-aléatoire extrêmement longue puisque constituée de $6{,}1871 \times 10^{12}$ bits. La fréquence de transmission de cette séquence étant de 10,23 Mbits/s, la durée du code P est égale à $6{,}1871 \times 10^{12}/(10{,}23 \times 10^6) = 0{,}60480 \times 10^6$ s, soit environ 7 jours. La longueur extrême du code P affine considérablement sa fonction d'autocorrélation. En revanche, le récepteur ne peut se synchroniser directement sur le code P. Il opère d'abord cette dernière sur le code C/A pour obtenir une position approximative du récepteur, après quoi la synchronisation sur le code P devient possible. En vue d'applications militaires, le code P peut être modulé avec une séquence de cryptage appelé code W. La séquence

obtenue constitue le code Y qui est celle transmise effectivement en cas d'activation du cryptage du signal GPS.

C. Message de navigation

Chaque satellite reçoit des stations de contrôle au sol les données de navigation qui sont renvoyées aux utilisateurs via le message de navigation. Le message de navigation fournit toutes les informations nécessaires pour permettre à l'utilisateur d'effectuer le service de positionnement. Il inclut les éphémérides nécessaires pour calculer les coordonnées satellites avec suffisamment de précision, les paramètres temporels et les corrections d'horloge pour calculer les décalages d'horloge et les conversions de temps, les paramètres de service avec les informations sur l'état de marche des satellites. Le message de navigation est transmis à la fréquence de 50 bits/s. La structure du message de navigation est représentée sur la figure II-4 . Le message de navigation a une durée totale de 12,5 minutes. Il est divisé en 25 séquences (frames) durant 30 secondes et comportant exactement 1 500 bits.Chaque séquence est elle-même divisée en 5 sous-séquences (sub-frames) de 300 bits, répartis en 10 mots de 30 bits chacun. Compte tenu de la fréquence de transmission, chaque sous-séquence dure 6 secondes, ce qui correspond à 10 mots de 0,6 seconde chacun.

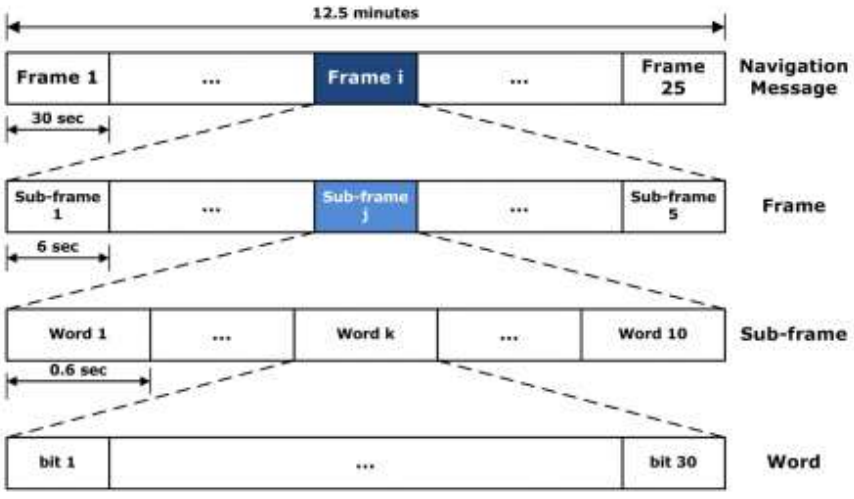


Figure II-4 : Décomposition du message de navigation (www.navipedia.net)

D. Modulations employées pour les signaux GNSS

Les signaux GNSS sont générés à partir de deux méthodes de modulation appelée BPSK « Binary Phase Shift Keying » et BOC « Binary Offset Carrier ». Ces deux

modulations sont utilisées pour la plupart des signaux GNSS. Il existe d'autres modulations qui constituent seulement des cas particuliers des deux premières.

1. La modulation BPSK

La modulation binaire par déplacement de phase est utilisée pour transmettre les codes C/A et P(Y) du système GPS. Elle est également employée dans le système Galileo. Le principe de cette modulation pour générer le signal L1 du système GPS est représenté sur la figure II-6. Le signal transmis est obtenu en multipliant la porteuse sinusoïdale par une séquence PRN pilote éventuellement combinée avec un message de navigation. La puissance de signal est centré sur la fréquence émission du satellite.

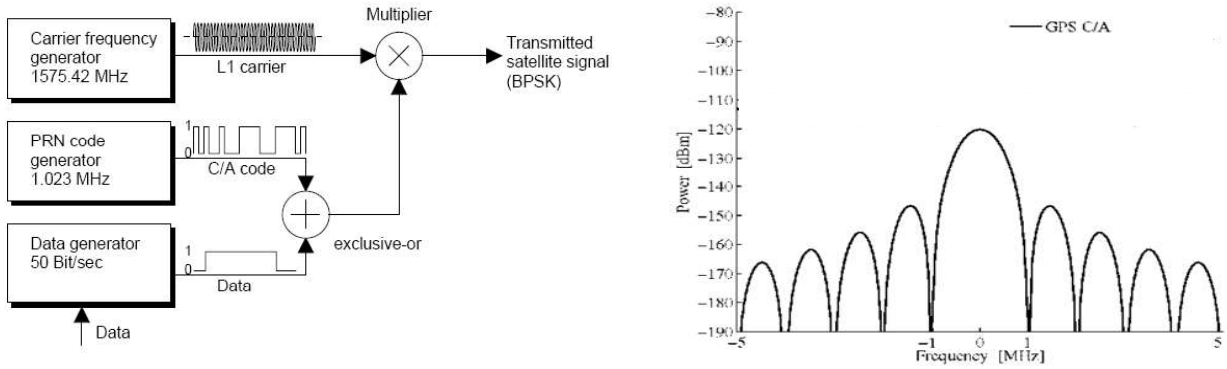


Figure II-5 : Exemple de modulation BPSK appliquée pour la génération du signal L1 du système GPS (National Instruments www.ni.com & GNSS Antennas and Front Ends)

Cependant, cette modulation BPSK ne peut pas être utilisée pour transmettre tous les signaux. Effectivement le signal BPSK ne peut pas fournir un bon partage de la bande passante actuelle entre plusieurs signaux, qui est un élément essentiel des systèmes GNSS. C'est la raison pour laquelle de nouvelles modulations ont été étudiées pour optimiser les allocations de fréquences.

2. La modulation BOC

La modulation « OC » (Offset Carrier) permet de déplacer le spectre du signal modulé loin de la fréquence de la porteuse. Cette propriété permet en particulier l'utilisation d'une même bande passante pour les signaux des systèmes GPS et Galileo. Mieux séparés d'un point de vue spectral, les signaux sont aussi moins sujets aux phénomènes d'interférence.

La modulation BOC est obtenue en multipliant la séquence PRN par un signal dit NRZ (No Return to Zero) égal au signe d'une sous-porteuse en sinus ou cosinus (Figure II-6). Généralement, les signaux BOC sont communément appelés BOC (p, q) (cf. figure II-6 pour BOC(1,1)) où p et q sont deux entiers qui permettent de définir la fréquence f_s de la sous-porteuse et la fréquence f_c du code PRN par :

$$f_s = p \times 1.023\ MHz \quad \text{et} \quad f_c = q \times 1.023\ MHz$$

Soit $C(t)$ la séquence du code PRN, alors les expressions $x_{sin}(t)$ et $x_{cos}(t)$ du signal BOC sont données par les relations (2.9) et (2.10):

$$x_{sin}(t) = C(t) \times sign(\sin(2\pi f_s t)) \tag{2.9}$$

$$x_{cos}(t) = C(t) \times sign(\cos(2\pi f_s t)) \tag{2.10}$$

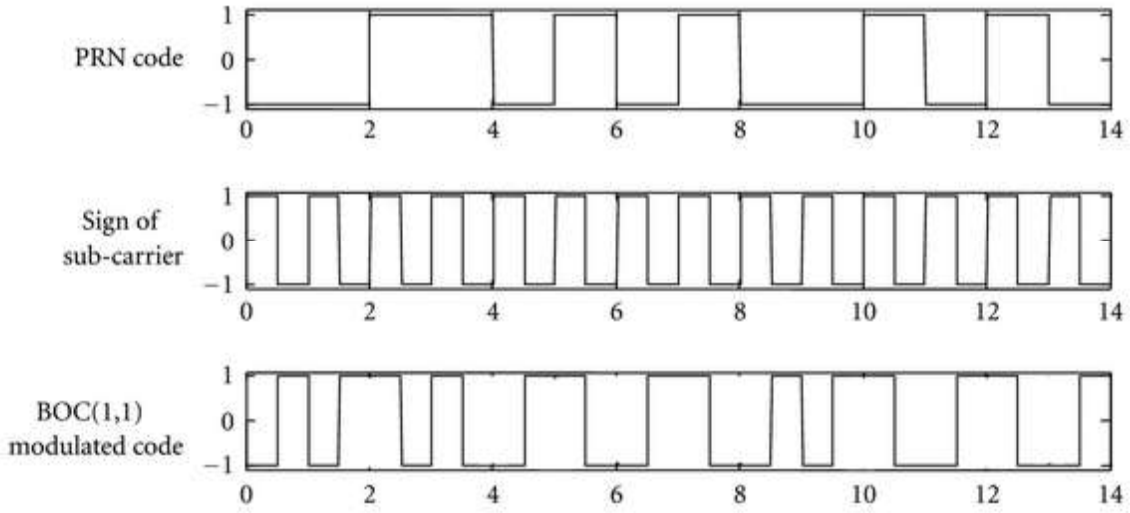


Figure II-6 : Forme du code BOC(1,1) (Rouabah,2012)

Le signal émis par le satellite est le produit du signal BOC avec le message de navigation et la porteuse (L1,L2 ou L5) s'il s'agit d'une séquence de données. En cas de séquence pilote, le message de navigation n'entre plus dans le produit.

Par construction, le signal GNSS occupe un domaine restreint de la bande des radio-fréquences pour permettre l'émission de plusieurs signaux en provenance des différents satellites sans provoquer d'interférences. Le problème de la démodulation des signaux en leurs différents constituants est fondamental pour comprendre le principe de la mesure de réflectométrie. C'est ce principe que nous allons aborder à présent.

III. Réception du signal GNSS

La première caractéristique du signal GNSS parvenu au récepteur est sa faible puissance qui résulte de l'atténuation à la traversée de l'atmosphère de la Terre. Un simple filtre permet de réduire les bruits affectant la réception du signal par l'antenne GNSS. En outre, le signal émis est affecté par l'effet Doppler. En effet, tout mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur d'un signal provoque une modification de la fréquence du signal reçu. Suite au déplacement relatif entre le satellite et le récepteur à la vitesse de 7 km/s, la porteuse et les séquences de code PRN subissent des décalages en fréquence qu'il faut compenser.

Un convertisseur analogique/numérique permet de numériser le signal d'entrée, en respectant le théorème d'échantillonnage de Shannon-Nyquist. Un oscillateur local crée un signal sinusoïdal, de fréquence proche de celle du signal réceptionné, qui sera multiplié au signal d'entrée. Cette opération se fait après la numérisation du signal d'entrée. Après la conversion du signal et la détermination des valeurs de message de navigation, le retard du signal est nécessaire pour estimer le temps de vol en vue de déterminer la distance satellite/récepteur. La multiplication du signal d'entrée par le signal de l'oscillateur local permet de réaliser la démodulation pour en retrouver les constituants. La démodulation requiert de séparer les signaux des différents satellites observés, d'estimer la fréquence de la porteuse décalée par effet Doppler, de déterminer le retard de la séquence du code PRN et le déphasage du signal. Ces opérations sont réalisées par deux chaînes de traitement dites d'acquisition et de poursuite présentées ci-après.

A. Chaîne d'acquisition

L'acquisition utilise le principe de corrélation des signaux pour identifier les satellites visibles, estimer le retard des séquences de code et la fréquence de chaque signal reçu. Le récepteur calcule ainsi pour chaque satellite i la corrélation entre le signal reçu échantillonné et un signal réplique échantillonné sous la forme :

$$H_i(nT + d\tau) \times \sin(2\pi \widehat{f_s} nt) \tag{3.1}$$

avec $d\tau$ la valeur de décalage de la réplique du code H_i testée, constituée elle-même de n échantillons et $T = 1ms$, la période d'échantillonnage.

En variant aussi la fréquence porteuse de la réplique $\widehat{f_s}$ autour de la fréquence d'envoi, on obtient la figure III-1 de corrélation sur les deux dimensions $\{\widehat{f_s}, d\tau\}$:

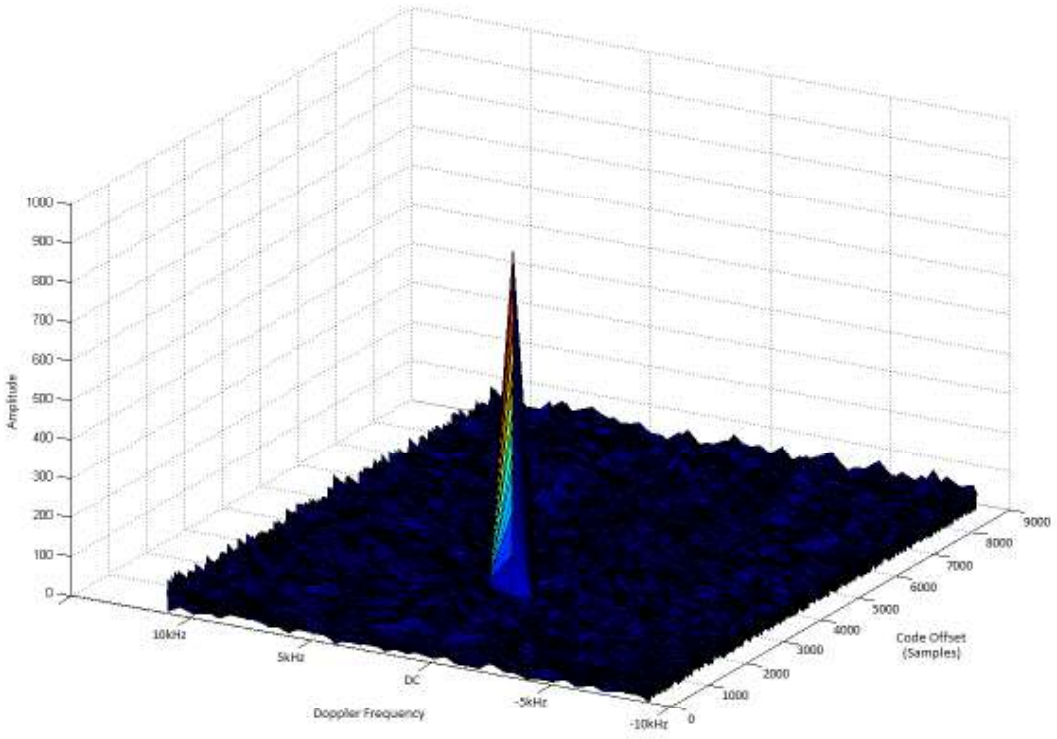


Figure III-1 : Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS (Prakash : GNSS Research Experience)

A l'aide de la corrélation, on effectue une recherche tridimensionnelle pour extraire l'ensemble des informations contenues dans le signal reçu, c'est-à-dire la visibilité de tel ou tel satellite, leur fréquence et le retard du code. Ce mode d'acquisition est appelé mode parallèle. Il existe d'autres modes d'acquisition que celui décrit précédemment :

- Mode d'acquisition fréquentielle : cette méthode repose sur la FFT « Fast Fourier Transform ». On calcule le spectre du signal pour chaque décalage de code local et on observe le spectre de la porteuse qui est pondéré par la valeur de la corrélation obtenue. Lorsque le code local est aligné avec le code reçu, la valeur de la corrélation est maximale et, dans le cas contraire, la valeur de corrélation est proche de zéro ;
- Mode d'acquisition série : dans ce mode (figure III-2), les échantillons numérisés du signal reçu sont multipliés par des échantillons du code généré localement. Le signal résultant est multiplié par deux porteuses de même

fréquence en phase et en quadrature. On génère donc deux signaux un sur la voie I (en phase) et l'autre sur la voie Q (en quadrature), qui sont intégrés sur une période du code T égale à 1 ms. Pour améliorer le rapport signal à bruit de la fonction de corrélation, on peut intégrer sur N périodes. Ce mode est une sorte de démodulation par deux porteuses en phase et en quadrature, ce qui permet de retrouver les composantes I et Q du signal. L'élévation au carré et la sommation des composantes I et Q fournit la valeur indépendante de la phase.

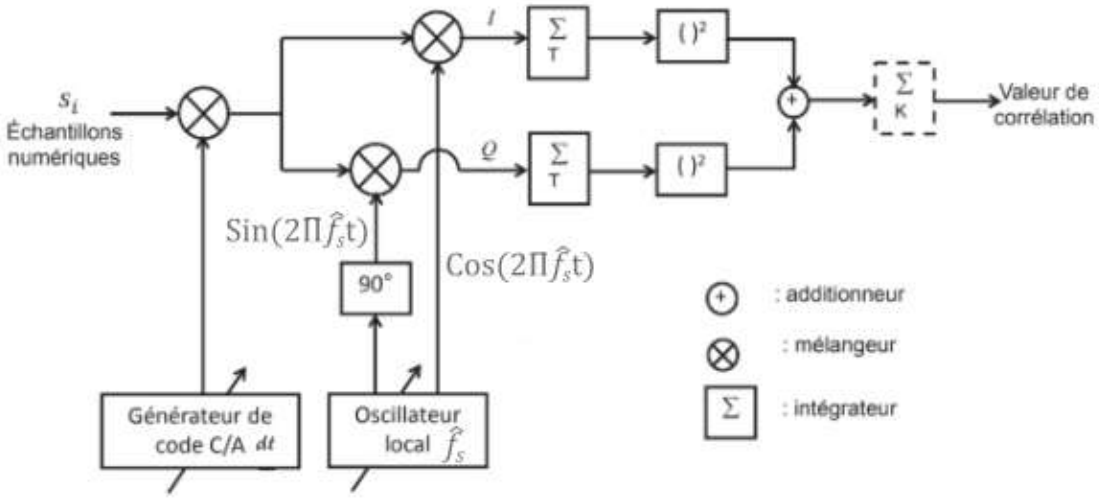


Figure III-2 : Bloc d'acquisition en série (Bourkane, 2015)

Une fois le processus d'acquisition abouti, les estimations de la fréquence Doppler du signal reçu et du retard de code deviennent disponibles. Ces estimations sont utilisées comme des entrées dans la chaîne de poursuite décrite ci-après.

B. Chaîne de poursuite

L'objectif principal de la chaîne de poursuite est d'affiner les valeurs estimées lors de l'acquisition et de mettre à jour leurs valeurs suite au déplacement des satellites.

Il existe plusieurs méthodes pour suivre le signal GNSS au cours du temps. Les techniques utilisées se basent sur des systèmes bouclés qui vont estimer la phase ou la fréquence de la porteuse et le retard du code grâce à la comparaison du signal reçu avec une réplique. Il existe trois boucles d'asservissement :

- Boucle à verrouillage de fréquence FLL « Frequency Lock Loop » qui poursuit la fréquence de la porteuse autour de la fréquence estimée par la chaîne d'acquisition ;

- Boucle à verrouillage de phase PLL « Phase Lock Loop » ;
- Boucle à verrouillage de retard de code DLL « Delay Lock Loop » qui poursuit les décalages du code.

Cette étape de traitement effectue aussi le suivi de la variation de ces paramètres au cours du temps, ce qui permet de corriger l'effet Doppler sur le signal réceptionné. Les trois boucles sont imbriquées. La sortie de la boucle de poursuite de la porteuse sera utilisée lors de la démodulation de la boucle de poursuite du code. Ce processus utilise aussi le principe de la corrélation, mais uniquement dans le voisinage de l'estimation du bloc d'acquisition.

Les boucles de suivi de synchronisation sont des composants clés de l'architecture du récepteur GNSS. Ils ont pour fonction d'estimer l'évolution des phases de code et de porteuse des signaux au niveau de l'antenne du récepteur, ce qui permet d'obtenir les observations nécessaires au calcul de la position, de la vitesse et du temps des utilisateurs. Par conséquent, la performance de la boucle de poursuite est intimement liée au comportement du récepteur en termes de précision, de sensibilité, de fiabilité et de robustesse aux interférences et aux trajets multiples.

1. Boucle de suivi du code

Le principe de la DLL s'appuie sur le calcul de trois valeurs de la fonction d'autocorrélation, avec trois répliques du code générées localement. Ces dernières sont décalées de $\pm 1/2$ période d'un bit de code, ce qui justifie les désignations de : Early (E), Prompt (P) et Late (L). La Figure III-3 représente l'évolution de la corrélation, déduite des composantes I et Q, lorsque le code du signal reçu est en retard, synchronisé, ou bien en avance. Dans l'architecture présentée sur la figure III-4 , le signal est démodulé à partir de la porteuse estimée avec les boucles PLL et FLL. Le signal est dé-multiplexé avec trois codes décalés, et pour chaque porteuse en quadrature. Les six signaux sont intégrés pour produire six valeurs de corrélation qui sont utilisées pour le calcul du discriminant de code. Après intégration par les filtres " I&D ", six signaux sont alors obtenus I_E, Q_E, I_P, I_E, Q_P, I_L et Q_L. Parmi les discriminants de la DLL les plus connus, on peut citer la différence cohérente Early-Late, qui est

illustrée dans la figure III-3 en trait rouge, le produit scalaire cohérent $((I_E - I_L).I_P)$ et la puissance du produit scalaire $((I_E - I_L).I_P) + ((Q_E - Q_L).Q_P)$. En cas de synchronisation, la valeur de la différence cohérente Early-Late est nulle.

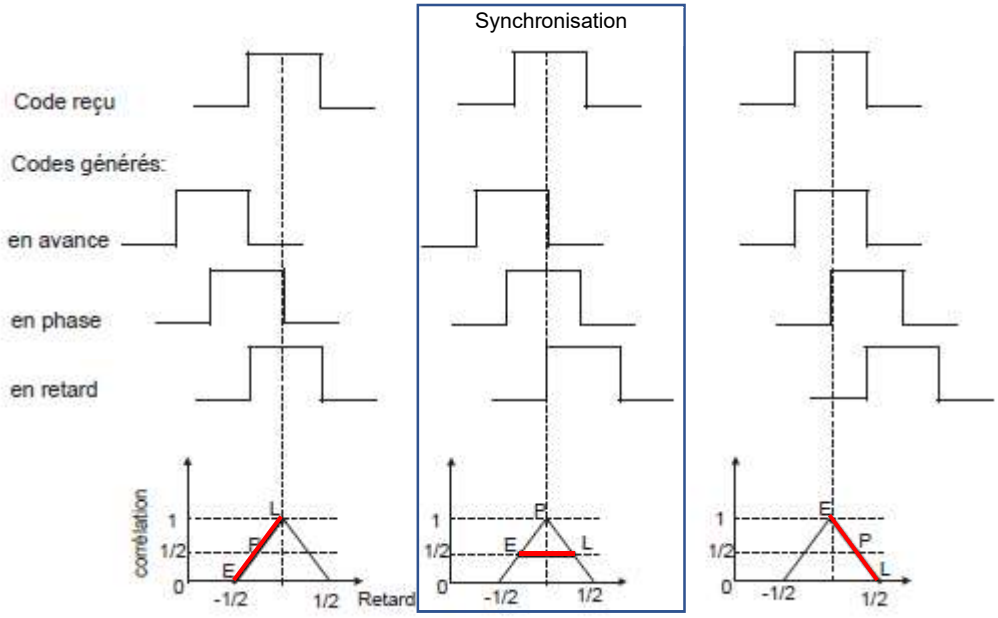


Figure III-3 :Evolution de la corrélation en fonction des codes E,P et L (Kaplan,1996)

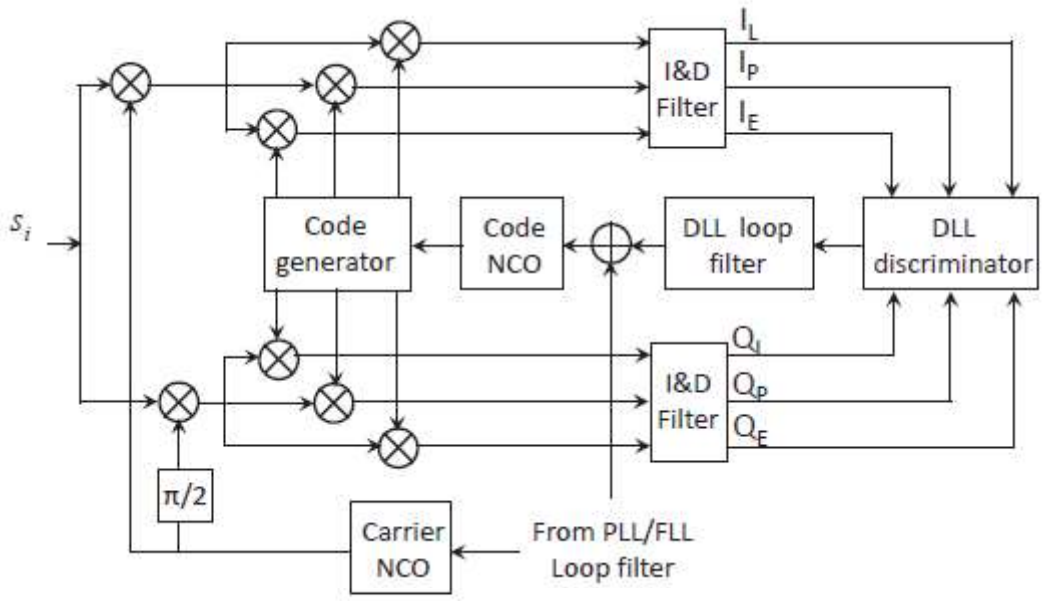


Figure III-4 : Architecture de la boucle DLL (Kaplan, 1996)

Le décalage temporel déterminé dans ce processus est une mesure du temps de trajet du signal depuis le satellite jusqu'au centre de phase de l'antenne du récepteur. On multiplie ce retard par la vitesse de la lumière pour déduire la pseudo-distance « pseudorange ».

2. Boucle de suivi de la porteuse

Il existe deux manières pour effectuer le suivi de la porteuse du signal GNSS :

- Soit à l'aide de suivi de la phase avec la boucle à verrouillage de phase PLL ;
- Soit à l'aide de suivi de la fréquence avec la boucle à verrouillage de fréquence FLL.

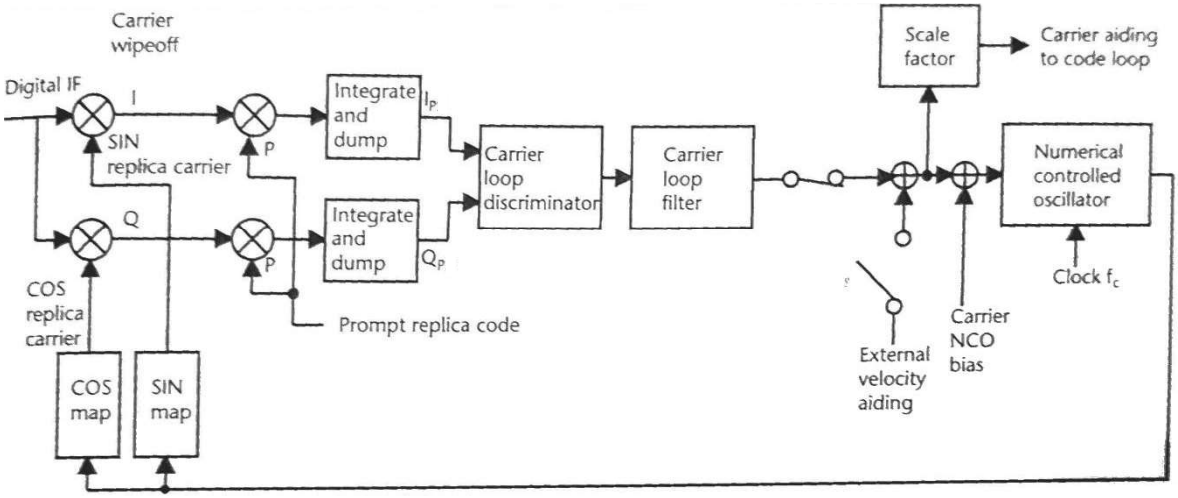


Figure III-5 : Schéma synoptique de la boucle de suivi de la porteuse du signal GNSS (Kaplan,1996)

La figure III-5 présente le schéma synoptique de la boucle de suivi de la porteuse du récepteur GNSS. Le signal résultant est doublement transposé en bande de base (I, Q) par deux porteuses en quadrature fournies par un oscillateur commandé numériquement (NCO). Les signaux (I, Q) sont intégrés par les filtres " integrate-and-dump, I&D " sur une période de code. Les valeurs de $\boldsymbol{I_P}$ et $\boldsymbol{Q_p}$ obtenues, sont utilisées pour le calcul d'un discriminant. Les conceptions programmables des intégrateurs de prédiction de porteuse, les discriminateurs de boucle de porteuse et les filtres de boucle de porteuse caractérisent la boucle de poursuite de porteuse du récepteur. Ces trois fonctions déterminent les deux caractéristiques de performance les plus importantes de la boucle de la porteuse du récepteur : l'erreur de bruit thermique et le seuil maximal de contrainte dynamique LOS « Line of Sight » (ligne de visée).

a) Suivi de la phase

La boucle à verrouillage de phase (PLL) est essentiellement un système de commande à rétroaction qui crée une porteuse réplique et tente de garder sa fréquence et sa phase alignées avec le signal porteur entrant. Plus précisément, la PLL effectue plusieurs opérations distinctes qui, une fois réalisées en boucle, permettent d'estimer

au cours du temps la phase du signal reçu. Ces étapes, au nombre de cinq, sont les suivantes :

- Une étape de corrélation entre le signal reçu et la réplique locale (aussi appelée étape de pré-détection). Cette opération va permettre de comparer le signal reçu avec la réplique locale ;
- Une étape d'extraction de phase réalisée par un discriminateur de phase qui va permettre de mesurer l'erreur d'estimation de phase en sortie de corrélation ;
- Une étape de filtrage qui va filtrer le bruit sur l'erreur d'estimation ;
- Une étape d'intégration qui va mettre à jour l'estimation de phase (inférieure à 20 ms) ;
- Une étape de génération qui a pour but de créer une réplique locale mise à jour qui va pouvoir être utilisée lors de l'étape de corrélation de la prochaine itération.

Il existe différents types de discriminateurs de phase, les plus couramment utilisés étant les discriminateurs « Four-Quadrant Arctangent », « Cross-product », le discriminateur « Decision Directed Cross-Product » et « Arctangent ».

Les expressions des différents discriminateurs sont données dans la table III-1 :

Discriminateur	Expression	Erreur de phase
Four-Quadrant Arctangent	$\mathbf{arctan2}(Q_P, I_P)$	φ
Cross-product	$Q_P \times I_P$	$\mathbf{sin}(2\varphi)$
Decision Directed Cross-Product	$Q_P \times sign(I_P)$	$\mathbf{tan}(\varphi)$
Arctangent	$\mathbf{arctan}(Q_P/I_P)$	φ

Table III-1 : Expressions des discriminateurs de phase PLL

Certains de ces discriminateurs ne tolèrent pas les modulations de phase ; c'est le cas du discriminateur Four-Quadrant Arctangent. Ce type de discriminateur ne peut donc pas estimer la phase d'un signal GNSS modulé par le message de navigation parce que sensible au changement de signe de ce dernier. Les autres discriminateurs peuvent cependant être employés pour des PLL dédiées au suivi de la phase d'un signal pilote ou pour des poursuites de phase d'un signal de navigation démodulé. Les discriminateurs adaptés aux modulations de phase sont appelés discriminateurs de Costas. Bien que ces discriminateurs puissent être employés celle d'un signal GNSS modulé par le message de navigation, ils restent néanmoins sensibles au changement du signe du bit de navigation.

b) *Suivi de fréquence*

Une autre solution du suivi du signal consiste à utiliser une boucle à verrouillage de fréquence (FLL). Cette solution permet d'affiner l'estimation de la fréquence Doppler. La boucle FFL réalise un processus d'effacement de la porteuse en reproduisant la fréquence approximative, et elle permet typiquement à la phase de tourner par rapport au signal porteur entrant. Pour cette raison, elle est également appelée boucle de contrôle de fréquence automatique. La boucle FFL doit être insensible aux inversions de 180 ° des signaux I et Q. Par conséquent, les temps d'échantillonnage des signaux I et Q ne doivent pas chevaucher les limites de transition de données, car il est généralement plus facile de maintenir le verrouillage de fréquence que le verrouillage de phase du signal reçu lors de la synchronisation.

En effet, les discriminateurs A sont moins sensibles aux situations où certains des signaux I et Q chevauchent les transitions de bits de données. Lorsque le temps d'intégration de la prédiction est réduit par rapport aux intervalles de transition de bits de données de navigation, les signaux sont moins bruités et la perte d'amplitude du signal en quadrature est plus élevée.

Formule du discriminateur	Erreur de fréquence
$\frac{\boldsymbol{cross}}{\boldsymbol{t_2 - t_1}}$	$\frac{\sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{t_2 - t_1}$
$\frac{\boldsymbol{cross} \times \boldsymbol{sign(dot)}}{\boldsymbol{t_2 - t_1}}$	$\frac{\sin 2(\varphi_2 - \varphi_1)}{t_2 - t_1}$
$\frac{\boldsymbol{Arctan2(dot, cross)}}{\boldsymbol{t_2 - t_1}}$	$\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{(t_2 - t_1)}$

Table III-2 : Courant discriminateur FLL

où : $cross = I_{p1} \times Q_{p2} - I_{p2} \times Q_{p1}$ et $dot = I_{p1} \times I_{p2} + Q_{p1} \times Q_{p2}$

Le fonctionnement de la boucle FLL est dégradé lorsqu'il y a une transition d'un bit de message de données ou d'un bit de code de recouvrement entre ces deux mesures, c'est-à-dire entre les deux instants t_1 et t_2 . Si le canal du récepteur n'est pas synchronisé avec le bit de données ou le bit de code de recouvrement, alors typiquement une valeur de temps d'intégration inférieure à la durée du bit est utilisée, et les transitions de bits occasionnelles ajoutent simplement du bruit à la boucle.

Pour conclure, ce chapitre a fourni les détails spécifiques du traitement du signal, des mesures et de la conception du discriminateur nécessaires pour tirer partie de la théorie générale des boucles FLL et PLL. Des expressions analytiques pour les erreurs de suivi ont été fournies pour chaque type de boucle. Le suivi du signal consiste à extraire le code du signal réceptionné, pour déterminer les données de navigation et pour déduire le retard du signal et la mesure de phase. En effet, le bloc d'acquisition effectue une estimation grossière et les boucles de suivi permettent de fixer l'estimation des paramètres. Après ce processus, on peut déterminer le temps de vol du signal et la phase, une fois que les ambiguïtés entières sont fixées par le récepteur ou par un logiciel de traitement, le calcul de positionnement est possible.

Les principes de traitement du signal GNSS présentés jusqu'ici peuvent être mis en œuvre numériquement à l'aide de logiciels réalisant les opérations sur des signaux échantillonnés. Nous allons à présent étudier le fonctionnement d'un tel logiciel qui intègre en plus des fonctions de traitement des signaux GNSS réfléchis.

IV. Traitement du signal en GNSS-R

A. Présentation de la bibliothèque GNSS-SDR

GNSS SDR (Software Defined Receiver) est une bibliothèque de traitement du signal GNSS libre développée par le Centre Technique de Télécommunications de Catalogne. Dans cette bibliothèque, les composants qui constituent le récepteur physique (mélangeurs, filtres, démodulateurs, détecteurs, etc.) sont implémentés au moyen de programmes informatiques exécutables sur un ordinateur personnel ou un système embarqué.

Le logiciel GNSS SDR, écrit en C ++, est capable de fonctionner soit à partir d'échantillons de signaux bruts stockés dans un fichier, ou en temps réel avec un frontal radiofréquence. Il offre, sous licence publique générale, les implémentations de tous les algorithmes requis par un récepteur GNSS : lecture et conditionnement d'échantillons bruts, exécution d'un bloc de traitement du signal, calcul de la solution PVT (Position, Vélocité, Temps). De plus, il met à disposition des fichiers d'observation et de navigation de l'utilisateur au format Rinex.

GNSS SDR est basé sur la bibliothèque GNU Radio, un environnement en C++ permettant de faire du traitement du signal en connectant différents blocs élémentaires. Le schéma-bloc de GNSS-SDR est représenté à la figure IV-1.

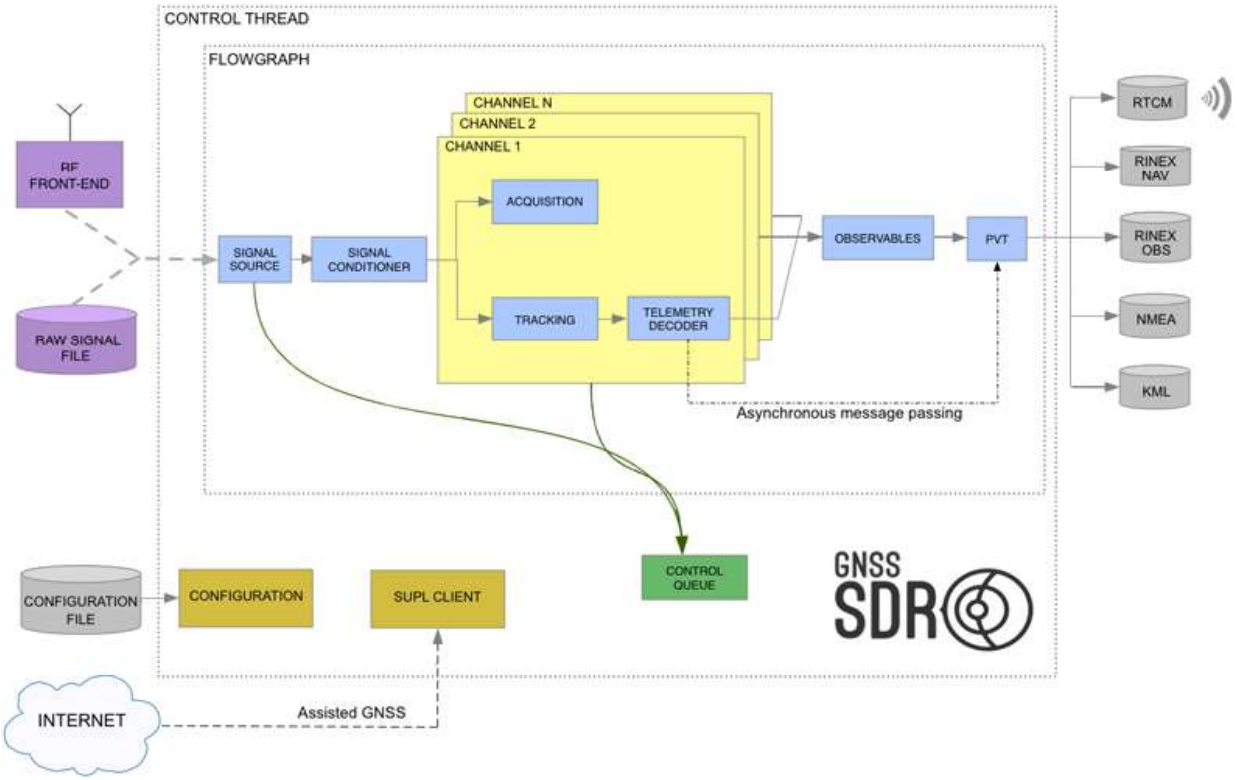


Figure IV-1 : Architecture de GNSS SDR (www.gnss-sdr.org)

Un signal brut enregistré par un récepteur GNSS va être lu et conditionné par les blocs « Signal Source » et « Signal Conditionner ». Le signal enregistré est divisé en différents signaux selon les satellites. Chaque signal constitue alors une chaîne. La détection et la répartition en chaînes du signal sont effectuées par le bloc d'acquisition. Une fois l'estimation des paramètres d'acquisition réalisée, le processus de tracking (suivi) est lancé pour verrouiller le décalage du code et de phase ou de fréquence. Ensuite les messages de navigation sont déterminés par le « Telemetry Decoder » et les observations sont produites pour permettre de calcul de la position avec le bloc PVT. Le logiciel est conçu pour faciliter l'inclusion de nouvelles techniques de traitement du signal, offrant un moyen facile de mesurer leur impact sur les performances globales du récepteur.

Le module (bloc) « Control Thread » gère et transfert les différents messages de contrôle présents dans « Control Queue » et génère un environnement de GNU Radio permettant le transfert de flux de données entre les différents blocs. Cette organisation

en blocs permet au logiciel d'être modulable. Les différentes commandes (type de fréquence , filtre,….) existent dans un fichier de configuration permettant de lancer le processus du traitement du logiciel.

1. Traitement du signal réfléchi par GNSS SDR

La bibliothèque GNSS SDR a été dotée par le CNES d'une fonction de traitement des signaux GNSS réfléchis. A l'aide d'un récepteur GNSS-R (voir figure II-5), on enregistre à la fois les signaux directs et réfléchis de différents satellites visibles avec un récepteur à double antenne : le premier vise le zénith et capte le signal direct et le deuxième vise le nadir en captant le signal réfléchi au sol. Le signal direct est traité par le processus classique du logiciel GNSS SDR alors que le signal réfléchi reçoit un nouveau traitement. En effet, on établit le lien entre les deux signaux en mesurant le retard du signal réfléchi par rapport au signal direct. Il y a deux moyens de mesurer ce retard : soit utiliser le retard du code soit utiliser la mesure de phase et résoudre les différences d'ambiguïtés entières sur la déphasage de porteuse. Ce sont les deux méthodes utilisées pour déduire le retard du signal par rapport à la réplique générée par le récepteur. La bibliothèque GNSS SDR utilise la deuxième méthode pour mesurer le retard du signal. La figure IV-2 représente le schéma synoptique du processus de traitement du signal réfléchi.

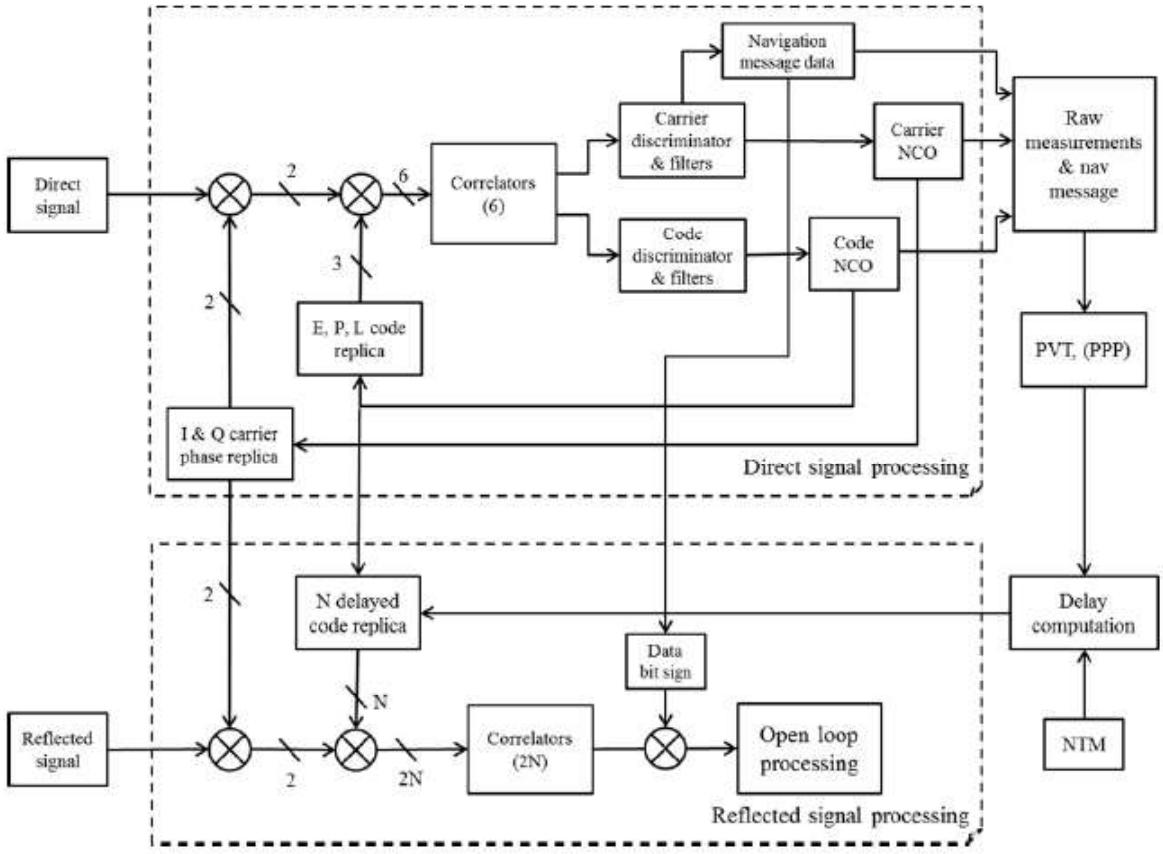


Figure IV-2 : Architecture de la solution GNSS-R par GNSS-SDR (Lestarquit, 2016)

Les différents traitements effectués sur le signal réfléchi sont :

- Démodulation du signal par des répliques de la porteuse du signal direct ;
- Décalage temporel des répliques du code du signal direct, avec une approximation en utilisant un modèle géométrique ;
- Suppression du message de navigation sur le signal réfléchi par démodulation avec le message de navigation du signal direct décalé en temps ;
- Estimation la différence de phase entre le signal direct et le signal réfléchi.

Le processus utilisé par la bibliothèque GNSS SDR, permet d'estimer la différence de phase entre les deux signaux direct et réfléchi. En effet, la démodulation du signal réfléchi est effectuée par multiplication de ce signal avec la réplique de la porteuse du signal direct, ce qui permet de déduire la différence de phase entre les deux signaux direct et réfléchi. Le signal réfléchi démodulé, contenant l'information de la différence de phase, est décomposé en deux signaux en phase I_R et en quadrature Q_R.

$$I_R = S \times \cos(2\pi f t) \tag{4.1}$$

$$Q_R = S \times \sin(2\pi f t) \tag{4.2}$$

où f *est la fréquence du signal direct*

A partir de ces deux signaux (en phase et en quadrature), la différence de phase entre les deux signaux direct et réfléchi s'exprime sous la forme suivante:

$$\Delta\varphi_{Si}^{1\to 2} = \arctan 2(Q_R, I_R) \tag{4.3}$$

Si le déphasage est nul alors les deux signaux sont en phase et la démodulation du signal réfléchi par la réplique de la porteuse du signal direct est répartie en totalité sur la composante en phase I_R. Inversement, si les deux signaux sont en quadrature alors la totalité de la démodulation du signal réfléchi sera répartie en majorité sur la composante en quadrature Q_R.

Une représentation des signaux en phase et en quadrature des composantes de la démodulation du signal est faite dans un diagramme de Fresnel de la figure IV-3 : $I\ étant\ la\ partie\ en\ phase$ correspond à la partie réelle du signal et $Q\ étant\ la\ partie\ en\ quadrature$ correspond à la partie imaginaire. Le signal direct étant asservi par une boucle de poursuite, le signal direct sera centré autour de l'axe des réels. Le signal réfléchi parcourt un cercle, sa phase étant égale au déphasage entre les deux signaux.

Pour résumer, les principaux avantages de cet algorithme sont :

- Mesure de phase ;
- Suppression de la boucle de poursuite pour le signal, ce qui rend cette méthode robuste car il n'y a pas de risque de perdre la poursuite du signal.

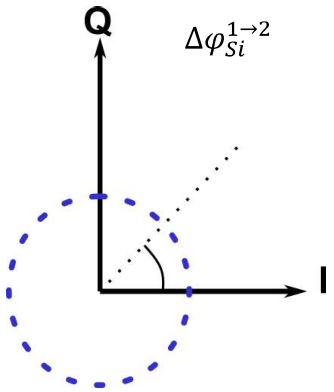


Figure IV-3 : Représentation de diagramme Fresnel

La figure IV-4 montre les différentes sorties de la démodulation sur un diagramme de Fresnel obtenues à partir des données acquises sur le lac Castanet par le Cnes . la figure montre le déphasage déterminé sur le satellite GPS PRN1 qui apparaît fortement bruité.

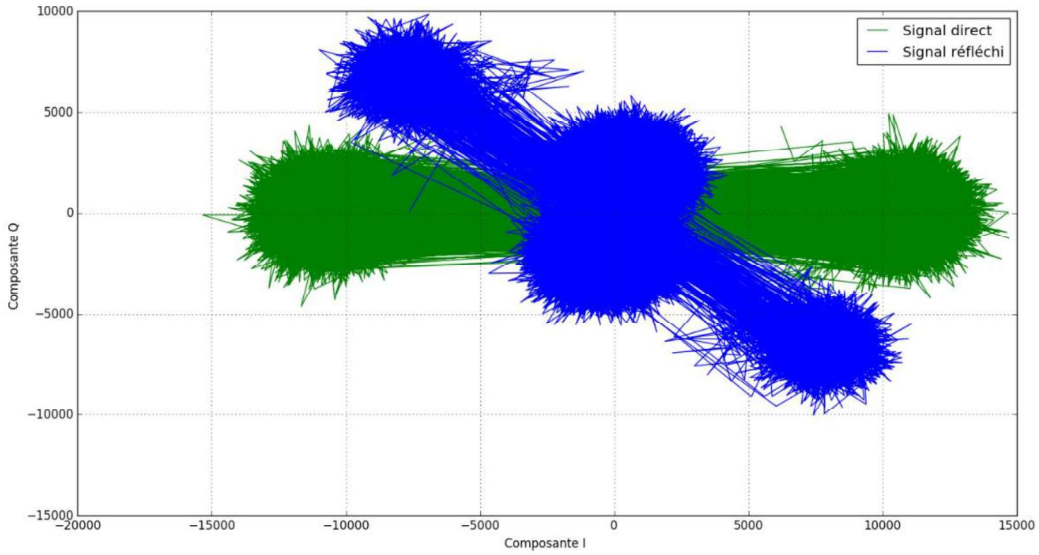


Figure IV-4 : Diagramme de Fresnel du GPS PRN1

La mesure de phase brute du signal direct est présentée sur la figure IV-5. Cette dernière théoriquement nulle, est clairement affectée par du bruit, caractérisé par des sauts de phase $\pm 180°$.

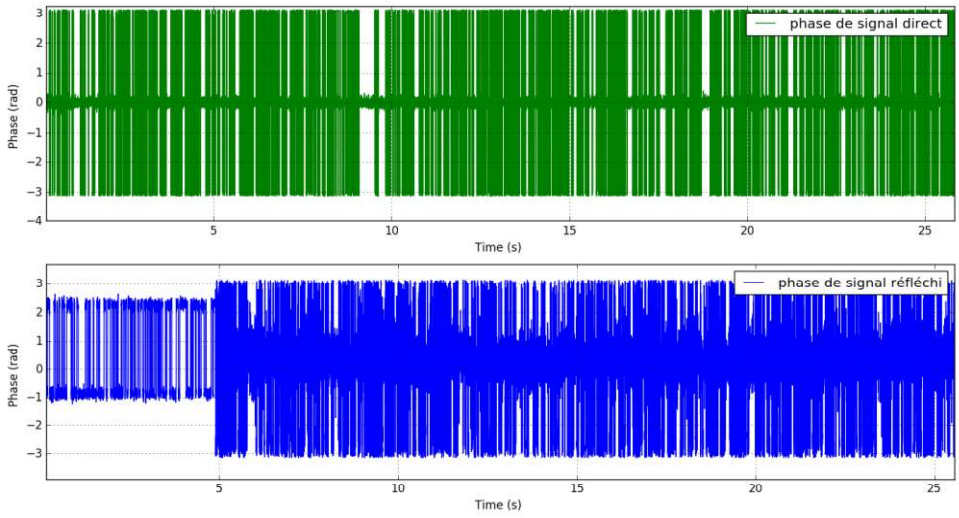


Figure IV-5 : Mesure de phase pour les deux signaux direct et réfléchi captés par le récepteur du satellite GPS PRN1

Pour éliminer le bruit sur ces mesures, deux filtres ont été implémentés par le CNES. Le premier consiste à filtrer séparément les signaux I et Q par un filtre de Hamming (Lestarquit, 2015). Le choix de ce type de filtre provient de ses caractéristiques spectrales, atténuant fortement les composantes de hautes fréquences. En variant la taille de la fenêtre de Hamming dans le fichier de configuration de lancement du traitement de la bibliothèque GNSS SDR réflectométrie, la sélectivité du filtre varie. En

filtrant les signaux précédents illustrés sur la figure précédente IV-4 par une fenêtre temporelle de 500 ms, on corrige la phase mesurée et on obtient le résultat de la figure IV-6 :

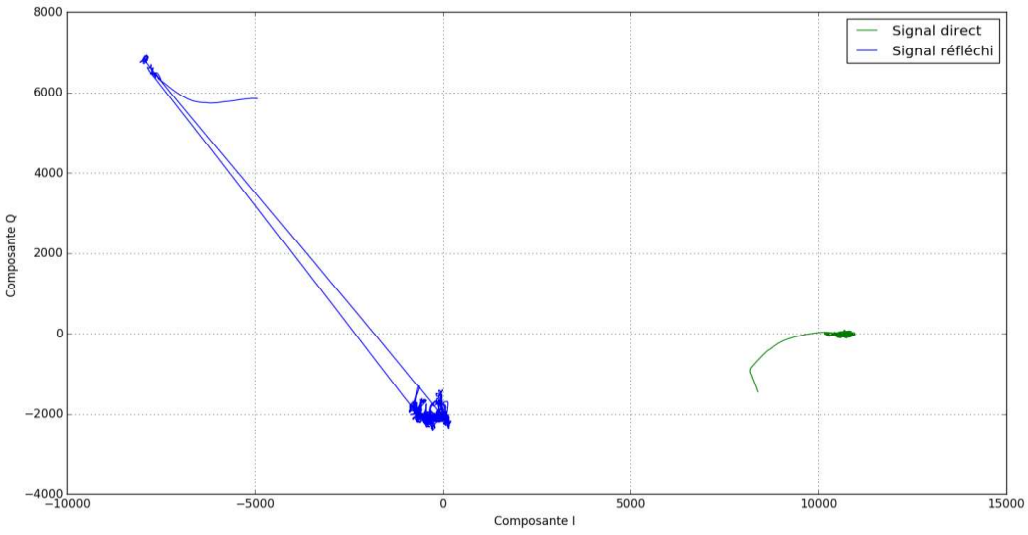


Figure IV-6 : Diagramme de Fresnel du GPS PRN1

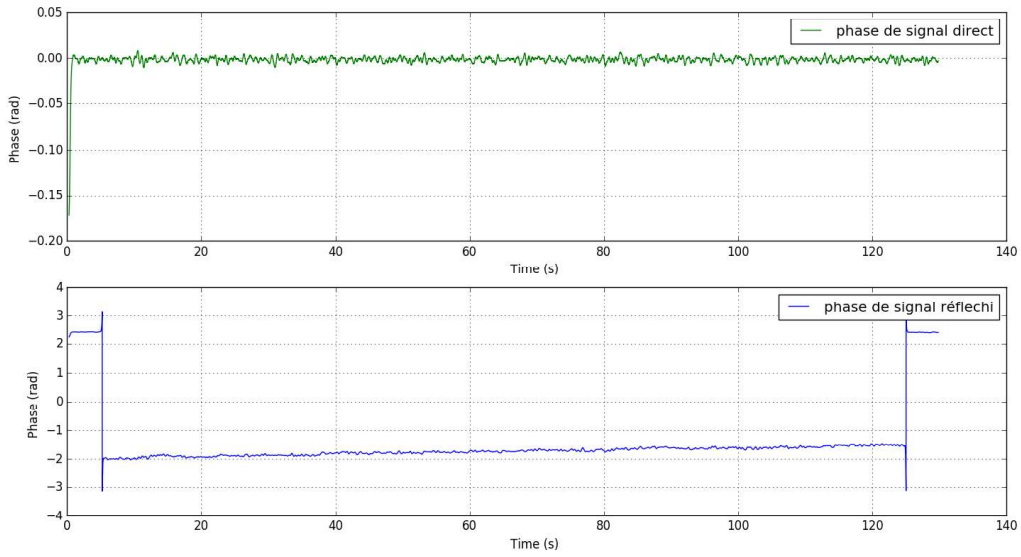


Figure IV-7 : Mesure de phase corrigée par le filtre de Hamming

On remarque que la mesure de phase, présentée sur la figure IV-7, pour les deux signaux, est presque constante pendant toute la phase d'enregistrement d'une durée de 129 secondes. La différence de phase quasi-constante entre les deux signaux implique que le retard du signal a peu varié, durant la phase de mesure. Il suffit donc

de résoudre la différence d'ambiguïtés entières $\Delta N_{Si}^{1\to 2}$ pour déduire exactement ce retard.

Cependant le filtre de Hamming peut induire une perte de puissance lors de l'augmentation du temps d'intégration du filtre. En supposant le temps d'intégration égal à un cycle de phase, la sortie du filtre serait nulle.

Le deuxième filtre utilisé est le filtre « circulaire » (Goudemant & Lestarquit, 2016). Le principe de ce filtre consiste à estimer à chaque instant t la variation d'allongement, c'est-à-dire la variation de la différence de trajet parcourue par le signal réfléchi, afin de recentrer les points autour d'un point médian correspond à la position du récepteur.

La variation de différence de trajet est exprimée en dérivant l'équation (1.17), on obtient :

$$\delta\rho_{Si}^{1\to 2} = (2H - d)\,\dot{e}\,\cos(e) + 2\dot{H}\sin(e) \tag{4.4}$$

Il est nécessaire de connaître la position du récepteur et du satellite pour estimer l'élévation e, la hauteur H et les deux dérivées $\dot{e}$ et $\dot{H}$. La position précise du récepteur peut être donnée avec une méthode classique de positionnement telle que statique, RTK, SPP,PPP…. Une fois la position du récepteur fixée, il reste à récupérer les messages de navigation du signal direct pour en déduire l'élévation du satellite et sa position.

2. Résolution des ambiguïtés entières

La levée d'ambiguïté consiste à déterminer la valeur $\Delta N_{Si}^{1\to 2}$ pour chaque satellite Si, valeur d'ambiguité due à la différence de trajet parcourue par le signal réfléchi. Il y a plusieurs corrections à prendre en compte pour résoudre la différence d'ambiguïtés entières. Ses corrections correspondent à l'erreur de l'atmosphère, à la correction géométrique des approximations d'élévation, de sphéricité du milieu et même de la surface équipotentielle du plan d'eau. Cependant ces corrections dépendent de l'altitude du récepteur. En cas de basse altitude, les corrections sont faibles et négligeables. Inversement, en cas de haute altitude, le signal réfléchi traverse une plus grande couche de l'atmosphère (troposphère et voire aussi l'ionosphère en cas d'utilisation des satellites pour effectuer les mesures de la réflectométrie). Ainsi en fonction de l'élévation du satellite observé, les corrections géométriques interviennent dans la mesure de la distance supplémentaire parcourue. Il faut aussi corriger la

désynchronisation de l'horloge des deux antennes du récepteur. Cette désynchronisation produit une erreur sur la phase.

En général, l'équation de la différence d'ambiguïté peut être exprimée comme suit :

$$\lambda(\Delta\varphi_{Si}^{1\to2} + \Delta N_{Si}^{1\to2}) = \rho_{Si}^{1\to2} = (2H - d)\sin(e) + C_{atmo}(e,\alpha) + C_{geom}(e,\alpha) + C_{desh} \quad (4.5)$$

où : $\Delta\varphi_{Si}^{1\to2}$ *mesure de déphasage entre le signal direct et celui réfléchi*

$\Delta N_{Si}^{1\to2}$ *différence d'aimbiguïtés entières*

$\rho_{Si}^{1\to2}$ *différence de trajet parcourue par le signal réfléchi*

C_{atmo} *correction atmosphèrique*

C_{geom} *correction géométrique*

C_{desh} *correction de synchronisation d'horloge de deux antennes*

α *angle d'azimut*

e *angle d'élévation du satellite Si*

Cette équation repose sur le principe de simple différence entre les équations de phase du signal direct et celle du signal réfléchi, utilisée pour résoudre les ambiguïtés entières. En général, on utilise des modèles de correction troposphérique et ionosphérique pour déduire l'influence de l'atmosphère sur le signal.

a) Correction troposphérique

On peut négliger la réfraction atmosphérique lorsque la précision recherchée sur la position des points de réflexion est centimétrique et lorsque l'antenne se situe à moins de 5 m du sol. Dès que la hauteur dépasse 5 m, il faut prendre en compte la réfraction atmosphérique surtout pour les satellites à faible élévation (Goudemant & Lestarquit, 2016).

Pour corriger les effets de la troposphère, l'utilisation de fonction de correction sont nécessaires pour corriger les délais troposphériques. En particulier, la fonction AMF « Adaptive Mapping Functions », utilisée dans le bloc de calcul du CNES, permet à l'utilisateur du récepteur GNSS de mesurer le retard et de l'appliquer pour corriger la détermination d'ambiguïté entière. L'idée de base est d'étendre la dépendance azimutale des coefficients dans la série de Fourier en introduisant une décomposition azimutale multi-échelle qui modifie légèrement les fonctions d'élévation avec l'azimut. Les AMFs sont utilisées pour approximer des milliers de retards de rayons atmosphériques en utilisant quelques dizaines de coefficients.

b) Détermination des ambiguïtés entières

Cette partie présente l'algorithme du CNES qui permet de lever les ambiguïtés et de déterminer la hauteur et le biais du récepteur.

Il y a deux possibilités de traitement de la bibliothèque GNSS SDR réflectométrie :

- Soit avec la méthode de simple différence
- Soit avec la méthode de doubles différences : au lieu de travailler avec n équations de simple différence, nous utilisons n-1 équations correspondant chacune à la différence de l'une avec une référence (un satellite pivot), une équation dite pivot.

Dans les deux méthodes, les paramètres d'ajustement sont la hauteur H et les corrections troposphérique et géométrique du modèle. Pour chaque valeur de H on détermine les corrections à appliquer, et une ambiguïté est calculée. La solution est fixée si l'écart de l'erreur de l'estimation est minime. Il y a un critère qui permet de sélectionner le meilleur candidat c'est-à-dire la valeur de H. Ce critère dépend de l'écart de la modélisation, de la mesure $\delta\rho_{Si,Sj}^{1\to2}$ et d'une erreur de biais b. Il s' exprime sous la forme :

$$\mathcal{C} = f\left(\delta\rho_{Si,S}^{1\to2}, b\right) = \sum_S e^{\left|\delta\rho_{Si,Sj}^{1\to2}\right|/b} - 1 \tag{4.6}$$

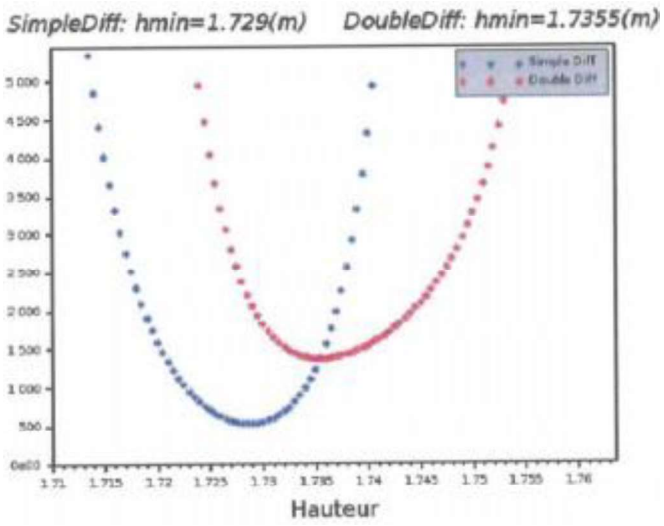


Figure IV-8 : Critère d'estimation de la hauteur H, (Goudemant, 2016)

PRN	3	8	11	22	23	28
Elévation e	60.34	32.71	73.86	81.61	15.82	22.07
Ambiguïté $\Delta N_{Si}^{1\to 2}$	16	10	17	18	5	7
Erreur $\mathcal{C}$ (cm)	-1.37	-0.45	0.44	-1.27	1.38	-1.48

Table IV-1 : Résultats de la levée d'ambiguïté avec la méthode CNES

Les résultats de la table IV-1 et la figure IV-8 sont issus du traitement effectué par Goudemant (2016) sur les données du levé du lac Castanet.

Le traitement des signaux réfléchis effectué à l'aide de la version GNSS SDR du CNES permet d'estimer la différence de déphasage entre les signaux direct et réfléchi. Cependant l'estimation des différences des ambiguïtés entières $N_{Si}^2 - N_{Si}^1$ pour les différents satellites Si observés est faite de manière statistique, en faisant varier la hauteur H dans un intervalle prédéterminé. En effet, la solution obtenue dépend de cet intervalle ce qui rend cette méthode d'estimation peu robuste. Elle est mise en défaut si les valeurs a priori de H sont mal choisies.

Afin de pallier les défauts de la méthode de Goudemant, une nouvelle stratégie, de calcul a été imaginée et expérimentée dans le cadre de ce TFE. Pour améliorer la détermination de la différence d'ambiguïtés, on propose un nouvelle stratégie de traitement du signal réfléchi tout en gardant les améliorations du GNSS SDR pour suivre le signal direct, et celles effectuées par le CNES pour déduire la mesure de déphasage.

B. Nouvelle stratégie d'estimation de la différence des ambiguïtés entières

1. Architecture de la nouvelle chaîne de traitement

On présente dans cette partie les différents processus de traitement du signal réfléchi pour estimer les ambiguïtés et la position du point de réflexion. Ce processus sera intégré dans une version future de la bibliothèque GNSS SDR appelée GNSS-R ES.

Ce processus est utilisable sur les deux signaux, canal pilote et canal d'information. Le processus récupère les deux premiers blocs de GNSS SDR version CNES, il s'agit du bloc d'acquisition et du bloc de suivi (tracking). Au lieu d'obtenir juste la mesure de déphasage du signal réfléchi par rapport au signal direct, un corrélateur sera ajouté au niveau du bloc de poursuite (tracking) afin de déterminer le retard de la réplique du

code du signal direct avec la réplique du code du signal réfléchi. Il y aura aussi un compteur de cycles permettant d'estimer la différence d'ambiguïté entière. L'architecture de ce traitement est représenté dans la figure IV-9.

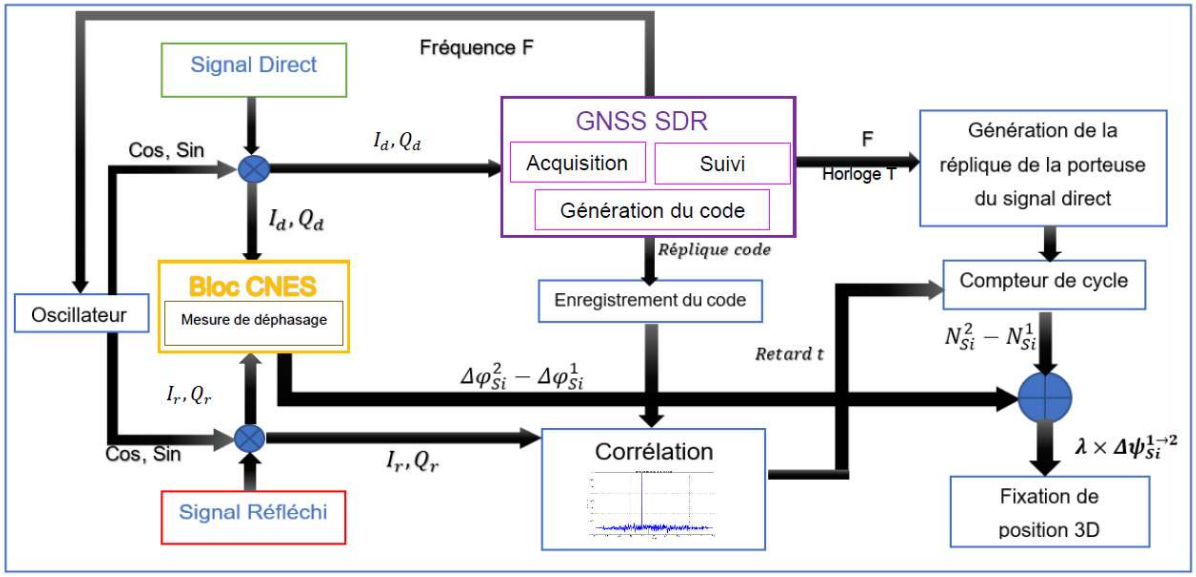


Figure IV-9 : Architecture de la GNSS-R ES

Le traitement proposé pour le traitement du signal réfléchi repose sur la capacité d'enregistrer sur l'ordinateur les répliques du code et de la porteuse, afin de pouvoir estimer cette fois la valeur de différence des ambiguïtés entières de manière plus robuste. Tout d'abord, les blocs de logiciel GNSS SDR traitent le signal direct et vont générer la réplique du code du signal direct. Puis, la corrélation entre cette réplique et le signal réfléchi nous permet d'estimer le retard t du signal réfléchi par rapport au direct. Une fois le temps de retard t mesuré, un oscillateur va générer la réplique de la porteuse, en prenant en compte les phases des deux signaux démodulés obtenues avec le bloc de traitement du CNES. Le compteur de cycle mesure le nombre de cycles entre l'instant T et l'instant $T+t$. Cette estimation du nombre de cycles entiers, correspondant à la différence des ambiguïtés recherchée, et la mesure de phase permettent de déduire le différence de trajet parcourue par le signal réfléchi. Cette estimation est possible car, selon notre protocole de traitement, les signaux et les répliques sont enregistrés.

2. Expérimentation de la nouvelle stratégie par simulation

Dans cette partie, on va présenter le traitement du signal réfléchi avec le nouveau protocole proposé.

a) Simulation de deux signaux direct et réfléchi

Comme on peut le lire dans la partie III, le signal GNSS se construit en multipliant une porteuse par les signaux de code et de navigation (cf. figure IV-10 et figure IV-11). C'est la forme la plus simple de simulation d'un signal GNSS.

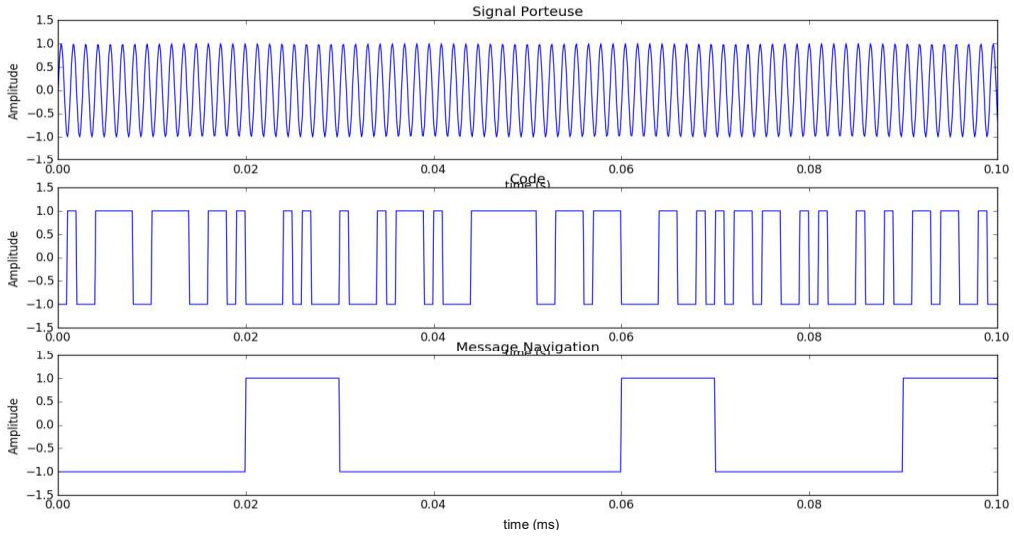


Figure IV-10 : Simulation des composants d'un signal GNSS

(Attention : l'échelle de fréquence n'est pas respecté pour cette simulation).

Pour construire le signal réfléchi, on décale temporellement le signal direct (cf. figure IV-12). La figure IV-13 montre alors la différence de déphasage entre les deux signaux direct et réfléchi.

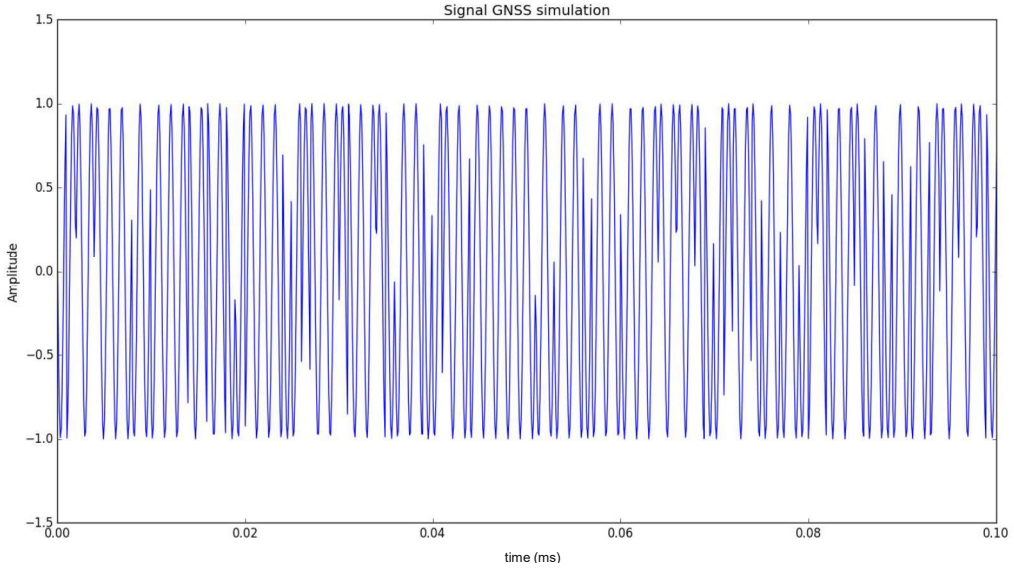


Figure IV-11 : Forme de signal acquis par le récepteur

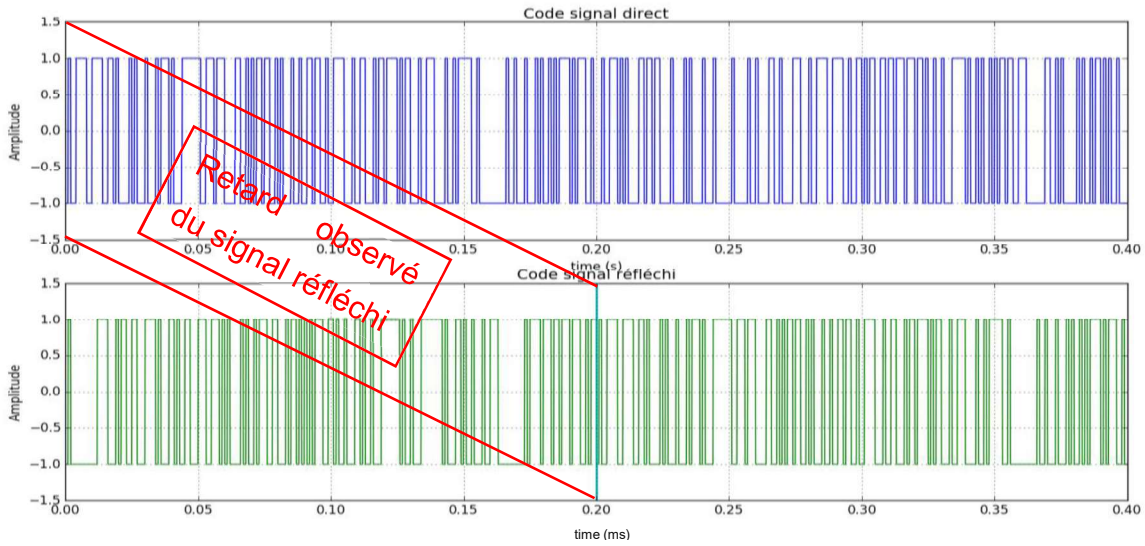


Figure IV-12 : Retard du code du signal réfléchi par rapport au signal direct

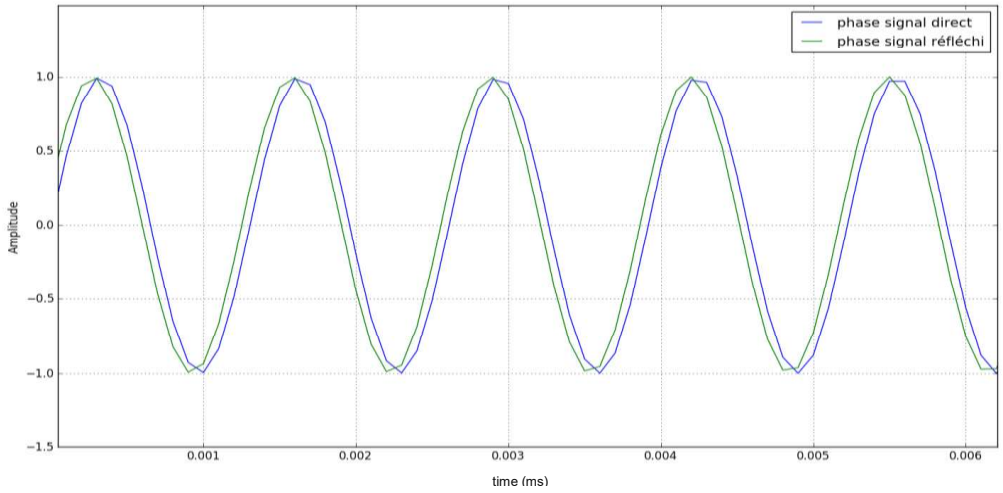


Figure IV-13 : Déphasage du signal réfléchi par rapport au signal direct

La mesure de déphasage entre du signal réfléchi et signal direct est assurée par le processus de GNSS SDR, qui est maintenu dans la bibliothèque GNSS-R ES.

b) Corrélation des signaux direct et réfléchi

Une fois le processus de séparation des signaux GNSS réalisé, les suivis de la porteuse et du code du signal direct sont effectués. Il ne reste plus qu'à déterminer le retard du signal réfléchi. Celui-ci est obtenu à partir de la corrélation d'une réplique du signal direct suffisamment longue et du signal réfléchi qui a été enregistré (cf. figure IV-8).

La figure IV-14 montre le résultat de cette corrélation. Une petite remarque concernant la corrélation des deux signaux : il est préférable d'effectuer la corrélation entre les répliques de code pour s'affranchir des erreurs de signe dues au message de navigation. La figure IV-14 montre un pic de corrélation dont l'abscisse correspond au retard du signal réfléchi par rapport au signal direct. On observe un retard négatif qui signifie que le signal réfléchi a parcouru une distance supplémentaire.

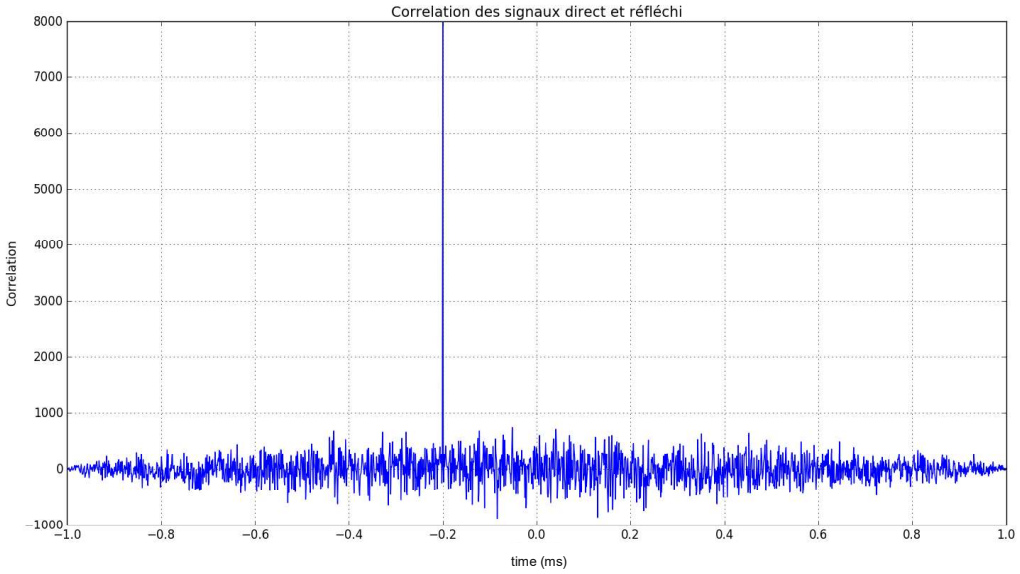


Figure IV-14 : Corrélation de la réplique du signal direct et réfléchi

A partir de la valeur observée du retard $(t = 0.2\ ms)$, on peut déterminer le nombre de cycles séparant les deux signaux en mettant en place un compteur de cycle (voire chapitre IV-2-c). Ce compteur mesure les cycles entre l'instant T et $T + t$.

c) Compteur de cycles

On obtient la porteuse après fixation de la fréquence et de la phase du signal. L'algorithme de comptage de cycle est simple, il se base sur le changement de signe de la porteuse :

```
Cycle=0
For i in range(len(Porteuse[ :t])) :
    If (Porteuse[i]>=0) :
        If (Porteuse[i+1]>=0) :
            Cycle++
```

On obtient pour notre simulation 15 cycles. Avec la mesure de déphasage entre les deux signaux direct et réfléchi, on peut déduire la mesure de la hauteur H du récepteur par rapport à la surface réfléchissante.

d) *Mesure de la hauteur H*

La valeur de la hauteur H est déduite des relations (2.19) et (2.22) :

$$\Delta\psi_{Si}^{1\to 2} = \Delta N_{Si}^{1\to 2} + \Delta\varphi_{Si}^{1\to 2} \quad (1.19)$$

$$H = \frac{\lambda\times\Delta\psi_{Si}^{1\to 2}}{2sin(e)} + \frac{d}{2} \quad (1.22)$$

L'élévation du satellite est déduite par le traitement des éphémérides. On récupère le message de navigation envoyé par le satellite après démodulation du signal direct. On calcule sa position en se basant sur les équations du fichier « IS-GPS-200 ». Connaissant la position du récepteur GNSS-R, on peut en déduire la valeur de l'élévation à partir l'équation suivante à chaque instant t:

$$e = \text{atan2}((Z_{si} - Z_R), \sqrt{(X_{si} - X_R)^2 + (Y_{si} - Y_R)^2}) \quad (4.7)$$

où :

(X_{si}, Y_{si}, Z_{si}) les coordonnées du satellite calculées à l' aide du message de navigation

(X_{si}, Y_{si}, Z_{si}) les coordonnées du récepteur GNSS-R déterminées par une méthode de positionnement (Statique,SPP,PPP,…)

Avec une mesure de différence de phase $\Delta\varphi_{Si}^{1\to 2}$=0.25 cycle, la valeur de la hauteur H vaut, pour notre simulation, $35241.420\ m$. (e=60°, f=75000 Hz).

e) *Positionnement du point de réflexion dans un système de coordonnées.*

La figure IV-15 présente l'ensemble des observations permettant de déterminer la position du point de réflexion du signal réfléchi au sol. Les coordonnées du point de réflexion peuvent être estimées par moindres carrés. Les équations (4.8), (4.9) et (4.10) permettent de mettre en place un système d'équations non linéaires qui associe aux paramètres inconnues (X_S, Y_S) les quantités (pseudo-observations) déduites des mesures de la réflectométrie.

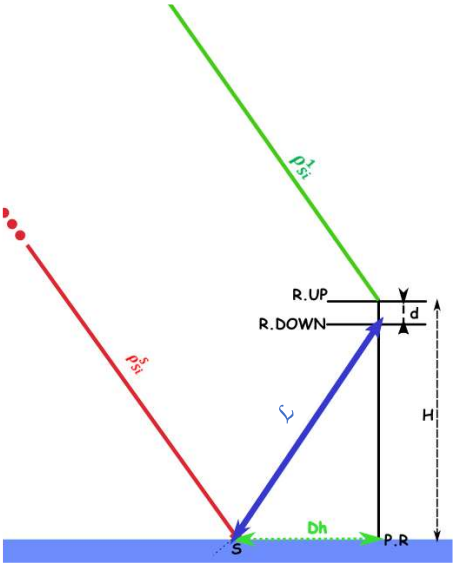


Figure IV-15 :Schématisation du positionnement du point de réflexion S

Définition des notations utilisées dans la figure IV-15 :

ρ_{Si}^{S} *Distance qui sépare le satellite Si et le point réfléchi S*

$\mathcal{L}$ *Distance qui sépare l'antenne R.DOWN et le point S*

Dh *Distance horizontale qui sépare le récepteur et le point S*

(X, Y, Z) Coordonnées de l'antenne R. UP

$(X, Y, Z-d)$ Coordonnées de l'antenne R. DOWN

$(X, Y, Z-H)$ Coordonnées du point P. R

(X_{Si}, Y_{Si}, Z_{Si}) Coordonnées du satellite Si

(X_S, Y_S, Z_S) Coordonnées de point du réflexion S

La distance $\boldsymbol{\rho_{Si}^{S}}$ vaut :

$$\boldsymbol{\rho_{Si}^{S} = \rho_{Si}^{1} + d\,sin(e) - \frac{H-d}{sin(e)}cos(2e)} \qquad (4.8)$$

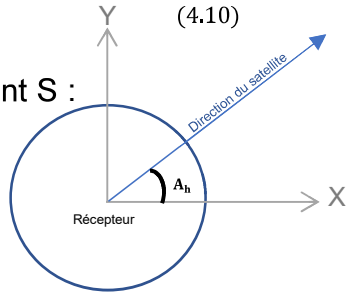
La distance Horizontale D_h peut être exprimée sous la forme :

$$\boldsymbol{Dh = (H-d)|cotan(e)|} \qquad (4.9)$$

La distance qui sépare l'antenne R.DOWN et le point S :

$$\boldsymbol{\overline{S\,R.DOWN} = \mathcal{L} = \sqrt{(X_S - X)^2 + (Y_S - Y)^2 + (Z_S - Z - d)^2}} \qquad (4.10)$$

L'angle horizontale entre la direction du satellite et la direction du point S :



$$\mathbf{A_h = arctan\left(\frac{Y_S - Y}{X_S - X}\right) = arctan\left(\frac{Y_{Si} - Y}{X_{Si} - X}\right)} \qquad (4.11)$$

Un algorithme d'estimation de la position du point de réflexion par moindres carrés à été mis en point pour résoudre le système d'équations non linéaires constitué par les

équations (4.8-11) . La solution de notre simulation est présentée sur la figure IV-16 :

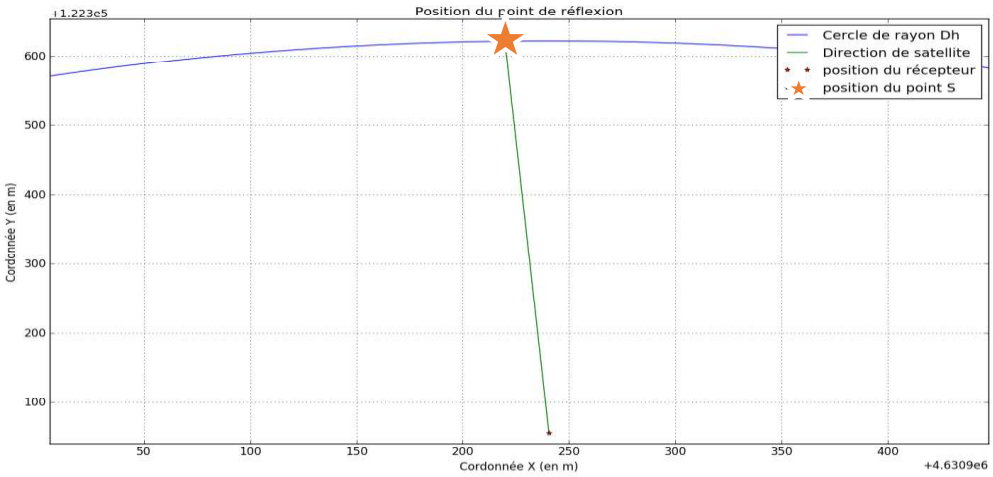


Figure IV-16 : Détermination du position du point de réflexion

CONCLUSION

La réflectométrie GNSS ou GNSS-R permet d'exploiter l'ensemble des signaux GNSS des différentes constellations pour étudier des caractéristiques de la surface terrestre telles que la hauteur de l'eau, l'humidité, la rugosité en se basant sur l'analyse des ondes électromagnétiques réfléchis. Cette technique permet aussi d'effectuer un suivi d'évolution de l'état de la surface. La mesure du retard du signal réfléchi par rapport au signal direct est l'une des méthodes de la réflectométrie GNSS.

Dans mon travail de fin d'études, j'ai effectué de nouvelles modélisations des trajectoires des faisceaux réfléchis, dans le cadre de l'application de la réflectométrie à l'altimétrie. Ces modélisations sont adaptées à différents types de levers réflectométriques (GNSS-R), notamment opérés de façon dynamique depuis des porteurs aériens et satellitaires. J'ai également travaillé sur la mise en place d'une nouvelle méthodologie de traitement du signal réfléchi, en proposant une nouvelle architecture de traitement à intégrer dans le récepteur logiciel GNSS SDR. Cette architecture a été validée par simulation. Il reste à l'implémenter effectivement dans la bibliothèque existante, pour construire une nouvelle version « GNSS R ES ».

BIBLIOGRAPHIE

- J.Wickert, E.Cardellah & M.Martin-Neira (2016). GEROS-ISS: GNSS REflectometry, Radio Occultation, and Scatterometry Onboard the International Space Station. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing 9(10):4552-4581 · October 2016).
- K.Larson, A.BILICH (2008). Mapping the GPS multipath environment using the signal-to-noise ratio. Radio Science volume 43 (RS2006).
- P.Ward (1996). Satellite Signal Acquisition and Tracking in : Understanding GPS : Principles and Applications, D.Kaplan (1996)
- Y.Georgiadou et A.Kleusberg (1998). Multipath effects on ellipsoid height positioning using kinematic GPS techniques, manuscripta geodatica, Springer-Verlag, Volume 13, numéro. 3, pp. 172-179.
- N.Roussel (2015). Application de la réflectométrie GNSS à l'étude des redistributions des masses d'eau à la surface de la Terre. Doctorat de l'université de Toulouse, HAL Id : tel-01302838
- G.Bishop, J.Klobuchar (1985). Multipath effects on the determination of absolute ionospheric time delay from GPS signals. Radio Science, Volume 20, numéro3 pages 388-396.
- K.Larson (2010). GPS multipath and its relation to near-surface soil moisture content. DOI : 10.1109/JSTARS.2009.2033612
- RODRIGUEZ-ALVAREZ (2009a). Soil moisture retrieval using GNSSR techniques : Experimental results over a bare soil field. DOI : 10.1109/IGARSS.2013.6723229.
- RODRIGUEZ-ALVAREZ (2010). Study of maize plants effects in the retrieval of soil moisture using the interference pattern GNSS-R technique. DOI: 10.1109/IGARSS.2010.5651724
- RODRIGUEZ-ALVAREZ(2011b). Land geophysical parameters retrieval using the Interference Pattern GNSS-R Technique. DOI : 10.1109/TGRS.2010.2049023
- A.ARROYO (2015). Retrieval of significant wave height and mean sea surface level using the GNSS-R Interference Pattern Technique : Results from a three-month field campaign. DOI : 10.1109/TGRS.2014.2371540
- L.Lestarquit, M.Peyrezabes (2016). Reflectometry with an open-source software GNSS receiver : Use case with carrier phase altimetry. TFE
- S.Jin, E.Cardellah & F.Xie (2016). GNSS Remote Sensing : Theory, Methods and Applications. Springe, 2ème édition.
- P.Ferrozzoli (2011). Forest biomass monitoring with GNSS-R : theoretical simulations. DOI : 10.1163/156939300X00743
- D.Kaplan (1996). Understanding GPS : Principles and Applications. Artech House, Boston 2ème édition.
- P.Misra (2010). Global Positioning System : signals, Measurements, and Performance. Ganga-Jamuna Press, 2ème édition.

- W.Betz (2016). Engineering Satellite-Based Navigation and Timing : Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers. Hoboken, New Jersey : Wiley, 1ère édition.
- K.Borre (2007). A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. Birkhäuser Basel, 1ère édition.
- K.Rouabah (2012) .Unambiguous multipath mitigation technique for BOC(n, n) and MBOC-modulated GNSS signals. International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012, Article ID 895390, 13 pages.
- J.Prakash (2011). GNSS Research Experience. ISRO, INDIA & University Of Colorado, Boulder USA.
- A.Bourkane (2015). Estimation du rapport signal à bruit d'un signal GPS par filtrage non linéaire. Doctorat de l'Universit´e du Littoral Côte d'Opale, HAL Id: tel-01589215.
- L.Lestarquit & Thomas Goudemant (2016). Récepteur logiciel et traitement des signaux de réflectométrie GNSS. TFE.

Annexe 1 : fichier de configuration

Fichier de description de commande de lancement du traitement R-GNSS-SDR

```
######### GLOBAL OPTIONS ##################
#==>   I.  fréquence d'échantillonnage du signal réçu (d'analogique à l'numérique)

        internal_fs_hz: Internal signal sampling frequency after the signal conditioning stage [Hz].
        GNSS-SDR.internal_fs_hz=4000000

#==>   II.  traitement de la réflectomètrie :

        Enable Reflectometry = true

        ###==>   II.1.  définir les paramètres de traitment:
        ######==>   numéro de signal réflechi détecté
                Number of correlators (reflected way) = 1

        ######==>   Format de fichier d'entrée et codage de fichier.
                If it is an ingespace input file, set format = true to separate the inputs files
                Interleaved Direct and Reflected format = true
                Interleaved Direct and Reflected bit = 4

        ######==>   Fichier data
                data input filename = /home/esgt/work2/file_L1_2016-10-19T13-36-22.data

        ######==>   D'autres paramètres
                Calibration Output = 0
                Receiver Height = 2
                LHCP + RHCP

        ###==>   III.  Paramètres de filtrage et de sortie
                Number of reflected ways = 1
                OUTPUT_FILTER size = 500
                OUTPUT_FILTER enable = true

                REFLECTOMETRY dumpfilename=/home/esgt/output/




######### A-GPS configuration #####

        id=net.its_here.cellidinfo&hl=en
        GNSS-SDR.SUPL_gps_enabled=false
        GNSS-SDR.SUPL_read_gps_assistance_xml=false
        GNSS-SDR.SUPL_gps_ephemeris_server=supl.google.com
        GNSS-SDR.SUPL_gps_ephemeris_port=7275
        GNSS-SDR.SUPL_gps_acquisition_server=supl.google.com
        GNSS-SDR.SUPL_gps_acquisition_port=7275
        GNSS-SDR.SUPL_MCC=244
        GNSS-SDR.SUPL_MNS=5
        GNSS-SDR.SUPL_LAC=0x59e2
        GNSS-SDR.SUPL_CI=0x31b0




######### SIGNAL DIRECT _ SOURCE CONFIG #############
```

```
#==>Implementation: Use [File_Signal_Source] or [UHD_Signal_Source] or [GN3S_Signal_Source]
(experimental)

        ###==> format de stockage des échantillons
  ###Implementation: Use [File_Signal_Source] or [UHD_Signal_Source] or [GN3S_Signal_Source]
(experimental)
                SignalSource.implementation=File_Signal_Source

        ###==> Nombre de de fréquences enregistrées (L1 or L2 or L5 : 1, {L1,L2}:2, {L1,L2,L5}:3....)
                SignalSource.RF_channels = 1

        ###==> type de codage
                SignalSource.item_type=byte

        ###==> type d'enregistrement du signal
                SignalSource.sample_type=iq

        ###==> fréquence d'échantillonnage
                SignalSource.sampling_frequency=4000000

        ###==> Fréquence de signal
                SignalSource.freq=1575420000

        ###==> Réglage de gain du frontal RF
                SignalSource.gain=0

        ###==> Nombre d'échantillons à traiter, si .samples=0 alors c'est infini
                SignalSource.samples=0

        ###==> .AGC=[true,false]: si cette option est true alors le contrôle automatique de gain est activé
                SignalSource.AGC=true

######### REFLECTED LHCP SIGNAL_SOURCE CONFIG ############

        ###==> format de stockage des échantillons
                Reflected_LHCP_SignalSource.implementation=File_Signal_Source

        ###==> Nombre de de fréquences enregistrées (L1 or L2 or L5 : 1, {L1,L2}:2, {L1,L2,L5}:3....)
                Reflected_LHCP_SignalSource.RF_channels = 1

        ###==> type de codage
                Reflected_LHCP_SignalSource.item_type=byte

        ###==> type d'enregistrement du signal
                Reflected_LHCP_SignalSource.sample_type=iq

        ###==> fréquence d'échantillonnage
                Reflected_LHCP_SignalSource.sampling_frequency=4000000

        ###==> Fréquence de signal
                Reflected_LHCP_SignalSource.freq=1575420000

        ###==> Réglage de gain du frontal RF
        Reflected_LHCP_SignalSource.gain=0

        ###==> Nombre d'échantillons à traiter, si .samples=0 alors c'est infini
                Reflected_LHCP_SignalSource.samples=0

        ###==> AGC=[true,false]: si cette option est true alors le contrôle automatique de gain est activé
                Reflected_LHCP_SignalSource.AGC=true
```

```
######### SIGNAL_CONDITIONER 0 CONFIG ############
SignalConditioner0.implementation=Signal_Conditioner
#===>   Ce bloc Signal_Conditionner  se décompose en 3 sous blocs:

        ###==>Data Type Adapter { Ishort_To_Complex, Ibyte_To_Complex,...}
                        DataTypeAdapter0.implementation=Ibyte_To_Complex

        ###==> Input Filter: appliquer un filtre donné { Fir_Filter, Pass_Through....}
                        InputFilter0.implementation=Pass_Through
                        InputFilter0.dump=false
                        InputFilter0.input_item_type=gr_complex
                        InputFilter0.output_item_type=gr_complex
                        InputFilter0.taps_item_type=float

        ###==> Resampler : ce sous bloc rééchantillonne le signal et délivre les N canaux de traitement
                        Resampler0.implementation=Pass_Through
                        Resampler0.item_type=gr_complex
                        Resampler0.sample_freq_in=20000000
                        Resampler0.sample_freq_out=4000000
                        Resampler0.implementation=Direct_Resampler


# Ce bloc fournit une interface simplifiée au signal d'entrée et alimente l'ensemble de canaux parallèles
(séparation des signaux des différents satellites).


######### Configuration du traitement de signal GNSS ############

        ###==> CHANNEL CONNECTION

                Channels_1C.count=8
                Channels.in_acquisition=1

        ###==> ACQUISITION
                Acquisition_1C.dump=false
                Acquisition_1C.dump_filename=./acq_dump.dat
                Acquisition_1C.item_type=gr_complex
                Acquisition_1C.if=0
                Acquisition_1C.coherent_integration_time_ms=4
                Acquisition_1C.implementation=GPS_L1_CA_PCPS_Acquisition

                Acquisition_1C.doppler_max=6000
                Acquisition_1C.doppler_min=-4000

                Acquisition_1C.doppler_step=100

                Acquisition_1C.bit_transition_flag=false
                Acquisition_1C.max_dwells=2

        ###==>  TRACKING GLOBAL CONFIG

                Tracking_1C.implementation = GPS_L1_CA_DLL_PLL_Tracking_Reflectometry
                Tracking_1C.item_type=gr_complex

                Tracking_1C.if=0
                Tracking_1C.pll_bw_hz=10.0
                Tracking_1C.dll_bw_hz=0.5
                Tracking_1C.fll_bw_hz=20.0

                Tracking_1C.order=3;
                Tracking_1C.dump = false;
```

Type de signal:

"1C" : GPS L1 C/A
"2S" : GPS L2 L2C (M)
"1B" : GALILEO E1 B (I/NAV OS/CS/SoL)
"5X" : GALILEO E5a I+Q

Algorithme d'acquisition sélectionné selon type de signal [GPS_L1_CA_PCPS_Acquisition] [Galileo_E1_PCPS_Ambiguous_Acquisition]

L'intervalle de l'erreur Doppler

Pas de recherche de la fréquence Doppler

Activation de la sensibilité à la transition de bits (si c'est activé, alors on mentionne nombre de transition de bits à traiter

Algorithme de tracking sélectionné selon type de signal [GPS_L1_CA_DLL_PLL_Tracking] [GPS_L1_CA_DLL_FLL_PLL_Tracking]

Pas de raffinement des différentes boucles pour estimer les paramètres de fréquence et code

```
Tracking_1C.early_late_space_chips=0.5
###==> TELEMETRY DECODER GPS L1 CONFIG

TelemetryDecoder_1C.implementation=GPS_L1_CA_Telemetry_Decoder
TelemetryDecoder_1C.dump=false


###==> OBSERVABLES CONFIG (Génération des observations )

Observables.implementation=GPS_L1_CA_Observables
Observables.dump=false
Observables.dump_filename=/home/esgt/output/observables.dat


###==>  PVT CONFIG

PVT.implementation=GPS_L1_CA_PVT
PVT.averaging_depth=20
PVT.flag_averaging=true

PVT.output_rate_ms=100
PVT.display_rate_ms=100


PVT.dump=true
PVT.RINEX_directory = /home/esgt/output/
PVT.dump_filename_timeVSsample=./output/_timeVSsample.data
PVT.nmea_dump_filename=/home/esgt/output/_nmea_pvt.nmea
PVT.nmea_dump_devname =/home/esgt/output/_tty1


###==> OUTPUT_FILTER CONFIG (Sortie du processus de traitement)

OutputFilter.implementation=Null_Sink_Output_Filter
OutputFilter.filename=/home/esgt/output/gnss-sdr.dat
OutputFilter.item_type=gr_complex
```

Retard des 3 répliques du code générées

Génération des observations

la période minimale est égale au temps d'intégration de suivi, équivalant au temps de calcul de position en ms

Génération des fichiers Rinex, KML et NMEA en calculant la position en 3D

les sorties brutes de corrélateurs se trouvent dans des fichiers nommés :

- Pour GPS L1 C/A : Raw_corr_D3R_R1L_1C_Gxx_file*.data
- Pour GPS L2CM : Raw_corr_D3R_R1L_2S_Gxx_file*.data

- Ou D3R signifie qu'il y a 3 corrélateurs en voie directe avec polarisation droite (R), R1L signifie qu'il y a 1 corrélateur sur la voie réflechie en polar gauche (L), '1C' est le signal C/A et '2S' le signal GPS L2CM en langage Rinex, Gxx est le n° de PRN du satellite GPS, et file*.data reprend le nom du fichier de mesure RF brute fourni en entier.
- Ces fichiers ont un format colonne avec :
  - 1 ere colonne : compteur interne de GNSS-SDR
  - 2 eme : temps interne de GNSS-SDR (démarre à zéro au début du fichier de mesure brute RF)
  - 3 & 4 eme colonne : Sortie corrélateurs I&Q de la voie directe « Early »
  - 5 & 6 ème : Sortie corrélateurs I&Q de la voie directe « Prompt »
  - 7 & 8 ième : sortie de corrélateur I&Q de la voie directe « Late »
  - 9 & 10 ième : Sortie corrélateurs I&Q de la voie réfléchie « Prompt »

Il y a également une sortie des corrélateurs après filtrage de Hamming. Les noms de fichiers sont : Filt_Corr_D1R_R1L_HFnnnech_PRNxx_file*.data, où HFnnech signifie filtrage de Hamming sur nnn échantillons et PRNxx est le n° de PRN. Attention, le nom du fichier est le même pour L1 et L2, donc si on l'utilise, il faut faire un run en L1, changer le nom du fichier et refaire un run en L2.

- Le format de ces sorties filtrée est légèrement différent, le compteur interne n'est pas répris et on ne filtre que les sortie « Prompt », alors on a :
    - 1ère : temps interne de GNSS-SDR (démarre à zéro au début du fichier de mesure brute RF)
    - 2 & 3 ème : Sortie corrélateurs I&Q de la voie directe « Prompt »
    - 4 & 5 ième : Sortie corrélateurs I&Q de la voie réfléchie « Prompt »
    - 6 ième : argument (phase déroulée) de la voie réfléchie.

Annexe2 : Fichier de calcul de la position du satellite à l'aide du message de navigation

Les différentes étapes du algorithme de calcul de la position du satellite, en se basant sur le document de IS-GPS-200 (28 juin 2016) (utilisé pour déterminer l'élévation du satellite) :

$\mu = 3.986005 \times 10^{14}$ meters^3/sec^2 — Valeur de la constance de gravité de la Terre pour GPS en système WGS 84

$\dot{\Omega}_e = 7.2921151467 \times 10^{-5}$ rad/sec — Valeur de vitesse de rotation de la Terre en WGS 84

$A = \left(\sqrt{A}\right)^2$ — Demi grand axe

$n_0 = \sqrt{\frac{\mu}{A^3}}$ — Mouvement moyen calculé

$t_k = t - t_{oe}$* — Temps depuis l'époque de référence d'éphéméride

$n = n_0 + \Delta n$ — Correction du mouvement moyen

$M_k = M_0 + nt_k$ — L'anomalie moyenne

$M_k = E_k - e \sin E_k$ — Equation Kepler pour l'anomalie excentrée

$$v_k = \tan^{-1}\left\{\frac{\sin v_k}{\cos v_k}\right\}$$

Anomalie Vraie (V_k)

$$= \tan^{-1}\left\{\frac{\sqrt{1-e^2}\sin E_k / (1 - e\cos E_k)}{(\cos E_k - e)/(1 - e\cos E_k)}\right\}$$

$$E_k = \cos^{-1}\left\{\frac{e + \cos \nu_k}{1 + e \cos \nu_k}\right\}$$

Anomalie excentré (E_k)

$$\Phi_k = \nu_k + \omega$$

Argument de le Latitude (Φ_k)

$$\delta u_k = c_{us}\sin 2\Phi_k + c_{uc}\cos 2\Phi_k$$

Correction de l'argument de le latitude (Φ_k)

$$\delta r_k = c_{rs}\sin 2\Phi_k + c_{rc}\cos 2\Phi_k$$

Correction de rayon de l'orbite (r_k)

$$\delta i_k = c_{is}\sin 2\Phi_k + c_{ic}\cos 2\Phi_k$$

Correction de l'inclinaison

$$u_k = \Phi_k + \delta u_k$$

$$r_k = A(1 - e\cos E_k) + \delta r_k$$

$$i_k = i_0 + \delta i_k + (IDOT)\, t_k$$

Equations d'application de correction

$$x_k' = r_k \cos u_k$$

$$y_k' = r_k \sin u_k$$

Position du satellite dans le plan d'orbite

$$\Omega_k = \Omega_0 + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_e)\, t_k - \dot{\Omega}_e\, t_{oe}$$

Correction de la longitude node.

$$x_k = x_k' \cos\Omega_k - y_k' \cos i_k \sin\Omega_k$$

$$y_k = x_k' \sin\Omega_k + y_k' \cos i_k \cos\Omega_k$$

$$z_k = y_k' \sin i_k$$

Calcul de position du satellite dans le système WGS

Les paramètres de certaines équations sont données par le fichier éphéméride que le satellite émis chaque 2h.

Traitement du signal pour la réflectométrie GNSS par mesure de déphasage de porteuse

Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M., Le Mans 2018

RESUME

La réflectométrie GNSS (GNSS-R) est une nouvelle technique, qui permet d'exploiter les signaux GNSS réfléchis (les multitrajets) par la surface terrestre pour en déduire certaines de ses caractéristiques telles que la hauteur du récepteur par rapport à la surface réfléchissante, l'humidité du sol ou la rugosité de l'ocean. La mesure du retard du signal réfléchi par rapport au signal direct en exploitant le déphasage de la porteuse, est l'une des méthodes de la réflectométrie GNSS.

Dans ce travail de fin d'études, des nouvelles modélisations adaptées à différents types de levers réflectométriques sont présentées. Suite à la conception d'une nouvelle méthodologie de traitement du signal réfléchi, nous proposons une nouvelle architecture à implémenter dans le récepteur logiciel GNSS SDR

Mots clés : GNSS-R, Réflectométrie GNSS, GNSS SDR, Traitement du signal GNSS, multitrajet.

SUMMARY

GNSS Reflectometry (GNSS-R) is a new technique that makes it possible to use GNSS reflected signals (multipaths) from the Earth's surface to derive certain of its characteristics such as the height of the receiver from the reflecting surface, the soil moisture or the roughness of the see. Measuring the delay of the reflected signal relative to the direct signal calculated from the carrier phase shift, is one of the methods of GNSS reflectometry.
During this end-of-studies work, new modelizations adapted to different types of reflectometric surveys (terrestrial, aerial, satellite) are presented. Following the design of a new signal processing methodology, we propose a new architecture to implement in the GNSS SDR receiver-software.

Key words : GNSS-R, GNSS Reflectometry, GNSS SDR, GNSS signal processing, mutlipatch.