



Université  
de Toulouse

# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE)

---

**Présentée et soutenue par :**

**Arnaud DION**

**le** mardi 30 septembre 2014

**Titre :**

Récepteur de navigation reconfigurable pour applications spatiales

---

**École doctorale et discipline ou spécialité :**

ED MITT : Réseaux, télécom, système et architecture

**Unité de recherche :**

Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

**Directeur(s) de Thèse :**

M. Emmanuel BOUTILLON (directeur de thèse)

**Jury :**

Marie-Laure BOUCHERET, Professeur - Présidente du jury

Emmanuel BOUTILLON, Professeur - Directeur de thèse

Christophe JEGO, Professeur - Rapporteur

Olivier SENTIEYS, Directeur de recherche INRIA - Rapporteur

Eric CHAUMETTE, Professeur ISAE - Membre du jury

Thomas GRELIER, Ingénieur - Membre du jury

# Résumé

L'orbite d'un satellite autour de la terre est perturbée en permanence par différents facteurs, tels que la variation du champ gravitationnel et la pression du vent solaire. La dérive de la position du satellite peut compromettre la mission, voire mener à une collision ou à une chute dans l'atmosphère. Les opérations de maintien à poste consistent donc à effectuer une mesure précise de la trajectoire du satellite puis à utiliser ses propulseurs pour corriger sa dérive. La solution classique de mesure de position est basée sur des radars au sol. Ce dispositif est couteux et ne permet pas d'avoir la position du satellite en permanence : les corrections de trajectoires se font donc de façon espacées dans le temps.

Un système de positionnement et de navigation autonome utilisant les constellations de satellites de navigation, appelées Global Navigation Satellite System (GNSS), permettrait une réduction importante des coûts de conception et de maintenance opérationnelle. Plusieurs études ont été menées en ce sens et les premiers systèmes de navigation, basés sur des récepteurs GPS, voient le jour. Un récepteur en mesure de traiter plusieurs systèmes de navigation, tel que GPS et Galileo, permettrait d'obtenir une meilleure disponibilité de service. En effet, le système Galileo est conçu pour être compatible avec le système GPS, tant en terme de signaux émis que de données de navigation. La connaissance permanente de la position permettrait alors de réaliser un contrôle asservit du maintien à poste.

Dans un premier temps, nous avons défini quelles seront les spécifications d'un récepteur spatial multi-mission. En effet, les contraintes pesant sur un tel récepteur sont différentes de celles d'un récepteur situé à la surface de la Terre. L'analyse de ces contraintes, ainsi que des performances demandées à un système de positionnement, est donc nécessaire afin de déterminer les spécifications du futur récepteur. Il existe peu d'études sur le sujet. Certaines d'entre elles sont classées secret industriel, d'autres présentent, à notre avis, un biais d'analyse qui fausse la détermination des spécifications.

Nous avons donc modélisé le système : orbites des satellites GNSS et des satellites récepteurs, liaison radiofréquence. Certains paramètres de cette liaison ne sont pas donnés dans les documents de spécifications ou les documents constructeurs. De plus, les données théoriques disponibles ne sont pas toujours pertinentes pour une modélisation réaliste. Nous avons donc dû estimer ces paramètres en utilisant des données disponibles. Le modèle a été ensuite utilisé afin de simuler divers scénarii représentatifs de futures missions. Après avoir défini des critères d'analyse, les spécifications ont été déterminées à partir des résultats des simulations.

Le calcul d'une position par un système de navigation par satellite se déroule en trois phases principales. Pour chacune de ces phases, il existe plusieurs algorithmes possibles, présentant des caractéristiques différentes de performance, de taille de circuit ou de charge de calcul. L'essor de nouvelles applications basées sur la navigation entraîne également le développement de nouveaux algorithmes adaptés.

Nous présentons le principe permettant la détermination d'une position, puis les signaux de navigation GPS et Galileo. A partir de la structure des signaux, nous expliquons les phases de la démodulation et de la localisation. Grâce à l'utilisation des constellations GPS et Galileo, les algorithmes standards permettent d'atteindre les performances nécessaires pour des applications spatiales. Ces algorithmes nécessitent néanmoins d'être adaptés ; ainsi certaines parties ont été conçues spécifiquement. Afin de valider les choix d'algorithmes, et les paramètres liés aux spécifications, nous avons simulés les différentes phases de fonctionnement du récepteur en utilisant des signaux GPS réels.

Pour terminer, les retombées et perspectives sont exposées dans la conclusion.

# Abstract

The orbit of a satellite around the earth is constantly disturbed by various factors, such as variations in the gravitational field and the solar wind pressure. The drift of the satellite position can compromise the mission, and even lead to a crash or a fall in the atmosphere. The station-keeping operations therefore consist in performing an accurate measurement of the satellite trajectory and then in using its thrusters to correct the drift. The conventional solution is to measure the position with the help of a ground based radar. This solution is expensive and does not allow to have the satellite position permanently : the trajectory corrections are therefore infrequent.

A positioning and autonomous navigation system using constellations of navigation satellites, called Global Navigation Satellite System (GNSS), allows a significant reduction in design and operational maintenance costs. Several studies have been conducted in this direction and the first navigation systems based on GPS receivers, are emerging. A receiver capable of processing multiple navigation systems, such as GPS and Galileo, would provide a better service availability. Indeed, Galileo is designed to be compatible with GPS, both in terms of signals and navigation data. Continuous knowledge of the position would then allow a closed loop control of the station keeping.

Initially, we defined what the specifications of a multi-mission space receiver are. Indeed, the constraints on such a receiver are different from those for a receiver located on the surface of the Earth. The analysis of these constraints, and the performance required of a positioning system, is necessary to determine the specifications of the future receiver. There are few studies on the subject. Some of them are classified ; others have, in our view, an analytical bias that distorts the determination of specifications.

So we modeled the system : GNSS and receivers satellite orbits, radio frequency link. Some parameters of this link are not given in the specification or manufacturers documents. Moreover, the available theoretical data are not always relevant for realistic modeling. So we had to assess those parameters using the available data. The model was then used to simulate various scenarios representing future missions. After defining analysis criteria, specifications were determined from the simulation results.

Calculating a position of a satellite navigation system involves three main phases. For each phase, there are several possible algorithms, with different performance characteristics, the circuit size or the computation load. The development of new applications based on navigation also drives the development of new adapted algorithms.

We present the principle for determining a position, as well as GPS and Galileo navigation signals. From the signal structure, we explain the phases of the demodulation and localization. Through the use of GPS and Galileo constellations, standard algorithms achieve the performance required for space applications. However, these algorithms need to be adapted, thus some parts were specifically designed. In order to validate the choice of algorithms and parameters, we have simulated the various operating phases of the receiver using real GPS signals.

Finally, impact and prospects are discussed in the conclusion.

# Table des matières

<b>Résumé</b>	<b>2</b>
<b>Abstract</b>	<b>3</b>
<b>Table des matières</b>	<b>4</b>
<b>Introduction</b>	<b>6</b>
<b>1 Spécification d'un récepteur GNSS multi-mission</b>	<b>8</b>
1.1 Systèmes de localisation actuels . . . . .	8
1.1.1 Mesures depuis le sol . . . . .	8
1.1.2 Localisation par GPS . . . . .	10
1.2 Segment spatial . . . . .	11
1.2.1 Global Positioning System . . . . .	11
1.2.2 Galileo . . . . .	11
1.2.3 Les autres systèmes de navigation par satellite . . . . .	12
1.2.4 Satellites récepteurs . . . . .	12
1.3 Paramètres de la liaison radio-fréquence . . . . .	14
1.3.1 Expression du bilan de liaison . . . . .	14
1.3.2 Antennes . . . . .	15
1.3.3 Puissance émise . . . . .	18
1.3.4 Puissance reçue . . . . .	20
1.3.5 Bilan en bruit . . . . .	21
1.3.6 Rapport $C/N_0$ . . . . .	25
1.4 Modélisation et analyse de performance . . . . .	25
1.4.1 Modélisation système . . . . .	25
1.4.2 Critères d'analyse . . . . .	28
1.4.3 Application géostationnaire . . . . .	33
1.4.4 Application en orbite basse . . . . .	49
1.5 Synthèse . . . . .	56
<b>2 Solution algorithmique</b>	<b>57</b>
2.1 Principe du positionnement . . . . .	58
2.1.1 Généralités . . . . .	58
2.1.2 Positionnement par satellites . . . . .	58
2.2 Signaux GNSS . . . . .	59
2.2.1 Généralités . . . . .	59
2.2.2 GPS . . . . .	61
2.2.3 Galileo . . . . .	63
2.3 Signal reçu . . . . .	67
2.4 Démodulation, Poursuite . . . . .	70
2.4.1 Principe . . . . .	70
2.4.2 Boucles de poursuite . . . . .	73
2.4.3 Boucle de la porteuse . . . . .	74
2.4.4 Boucle du code . . . . .	83
2.4.5 Démodulation des bits du message . . . . .	86

2.5	Transition . . . . .	87
2.5.1	Détection des paramètres . . . . .	88
2.5.2	Transition de la boucle du code . . . . .	96
2.5.3	Transition de la boucle de la porteuse . . . . .	98
2.5.4	Lever l'ambiguïté . . . . .	99
2.6	Acquisition . . . . .	100
2.6.1	Principe . . . . .	101
2.6.2	méthode série . . . . .	102
2.6.3	Méthode parallèle . . . . .	105
2.6.4	Algorithme proposé . . . . .	106
2.6.5	Stratégie d'acquisition . . . . .	109
2.6.6	Résultats . . . . .	110
2.7	Localisation . . . . .	112
2.7.1	Principe . . . . .	112
2.7.2	Mesure du temps . . . . .	113
2.7.3	Calcul des pseudo-distances . . . . .	114
2.7.4	Calcul de la position . . . . .	115
2.8	Synthèse . . . . .	116
	<b>Conclusion</b>	<b>117</b>
	<b>Liste des figures</b>	<b>120</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>123</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>124</b>
	<b>Glossaire</b>	<b>126</b>

# Introduction

## Motivations

L'orbite d'un satellite autour de la terre est perturbée en permanence par différents facteurs, telles que la variation du champ gravitationnel et la pression du vent solaire. La dérive de la position du satellite peut compromettre la mission, voire mener à une collision ou à une chute dans l'atmosphère. Les opérations de maintien à poste consistent donc à effectuer une mesure précise de la trajectoire du satellite puis à utiliser ses propulseurs pour corriger sa dérive. La solution classique de mesure de position est basée sur des radars au sol. Ce dispositif est coûteux et ne permet pas d'avoir la position du satellite en permanence : les corrections de trajectoires se font donc de façon espacées dans le temps, avec des amplitudes importantes.

Les systèmes de positionnement actuels sont essentiellement basés sur une mesure depuis le sol, ce qui implique une infrastructure importante. Il existe trois types de mesures : la localisation angulaire, la distance et la vitesse radiale. La solution classique de mesure de position est basée sur des radars au sol. Connaître la position d'un satellite réclame donc la mise en œuvre de moyens complexes et onéreux. Pour un satellite géostationnaire, l'incertitude de mesure est de plusieurs kilomètres selon les axes. De plus cette mesure n'est pas connue en permanence, ni instantanément. La détermination de la position d'un satellite géostationnaire peut ainsi nécessiter plusieurs jours de mesure par un radar.

Un système de positionnement et de navigation autonome utilisant les constellations de satellite de navigation par satellite, appelé Global Navigation Satellite System (GNSS), pourrait permettre une réduction importante des coûts de conception et de maintenance opérationnelle. Plusieurs études ont été menées en ce sens et les premiers systèmes de navigation, basés sur des récepteurs GPS, voient le jour. Un récepteur en mesure de traiter plusieurs systèmes de navigation, tel que GPS et Galileo, permettrait d'obtenir une augmentation de la disponibilité de service. En effet, le système Galileo est conçu pour être compatible avec le système GPS (actuel et futur), tant en terme de signaux émis que de données de navigation. La connaissance permanente de la position permettrait alors de réaliser un contrôle asservi du maintien à poste. C'est d'autant plus nécessaire avec l'arrivée de nouveaux systèmes de propulsion, permettant l'augmentation de la durée de vie des satellites. Ces systèmes de propulsion créent la poussée par l'éjection de plasma ionisé. Ce type de propulsion est appelée propulsion électrique. Cela implique des manœuvres très longues car la poussée générée est très faible : plusieurs jours voire semaines. Le contrôle en boucle ouverte (mesure de la position, calcul des manœuvres, réalisation des manœuvres, mesure de la nouvelle position) immobiliserait des moyens considérables et limités sur des durées longues.

Un récepteur multi-constellation permettrait également d'obtenir une meilleure précision sur la position. Ceci est tout particulièrement utile pour les cas où les mesures actuelles sont les moins précises : les satellites en orbite géostationnaire. L'orbite géostationnaire est très encombrée au dessus de certaines régions : Europe, Amérique du nord et Asie. Grâce à une meilleure disponibilité de service et précision, les satellites pourraient être maintenus plus proches les uns des autres, tout en diminuant le risque de collision. Certaines applications très gourmandes en bande passante, telles que les télécommunications ou la télévision, nécessitent de colocaliser des satellites dans la même fenêtre de maintien à poste. Cela permet d'augmenter la bande passante pour une antenne de réception qui pointe vers un seul point du ciel. Un récepteur situé sur le satellite faciliterait grandement le maintien à poste de ces satellites.

## Cadre de la thèse

Avant ce travail de thèse, j'étais déjà en poste à temps plein au sein du département électronique de l'Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE). J'ai donc mené ce travail en sus de mon travail à l'ISAE. Étant mon employeur, l'ISAE est donc le principal financeur de cette thèse. J'ai également bénéficié

du soutien financier de Thales Alenia Space (TAS), qui a versé les frais d'accompagnement. La convention a été signée entre mon équipe d'accueil de recherche, Signal Communication Antenne Navigation (SCAN), l'entreprise TAS, et le laboratoire collaboratif Télécommunication Spatiales et Aéronautiques (TESA).

Par ailleurs, j'ai bénéficié du soutien technique de TAS et du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES). Cela s'est traduit notamment par la fourniture de données concernant les satellites, ainsi que des échantillons de signaux bruts.

## Objectifs

Ce travail de thèse a donc pour objectif la détermination et la spécification d'algorithmes pour un récepteur de navigation multi-constellation placé sur un satellite. La méthodologie d'implémentation d'un système complexe sur puce doit également être abordée. L'application, un récepteur de navigation, servant alors de cas d'étude complexe pour la mise en œuvre et la validation de cette nouvelle méthodologie. Ces deux aspects du projet étant totalement différents, afin de ne pas alourdir ce rapport, nous avons choisi, mon directeur de thèse et moi-même, de ne pas présenter ici l'aspect implémentation de mon projet. Le lecteur qui souhaite aborder cette partie peut notamment se référer à l'article qui a été écrit spécifiquement sur cet aspect du projet [1].

## Organisation du document

Le premier chapitre traite de l'analyse de performance d'un récepteur pour une application spatiale. L'idée de cette application n'est pas nouvelle. Mais aucun récepteur de navigation n'a été complètement mis en œuvre pour un satellite en orbite géostationnaire. Très peu de données exploitables sont dans le domaine public. De plus, l'arrivée de la constellation Galileo, entièrement inter-opérable avec GPS, modifie les performances possibles. Nous nous sommes donc attaché à décrire de façon la plus complète et la plus réaliste possible la liaison radio entre un satellite de navigation et un récepteur situé sur un autre satellite. Nous avons alors pu mener une analyse de performance grâce aux simulations de notre modèle. Nous avons ainsi pu déterminer les spécifications du récepteur.

Le deuxième chapitre aborde les algorithmes de démodulation des signaux de navigation. Après avoir montré les principales caractéristiques des signaux, nous expliquons les principes de la démodulation. Nous pouvons ensuite déterminer les algorithmes qui peuvent être utilisés pour le récepteur. Les performances de ces algorithmes pour des applications spatiales sont analysées.

Pour terminer, les retombées et perspectives sont exposées dans la conclusion.

# Chapitre 1

## Spécification d'un récepteur GNSS multi-mission

Avant toute étude d'algorithmes, nous devons définir quelles seront les spécifications d'un récepteur spatial multi-mission. En effet, les contraintes pesant sur un tel récepteur sont différentes de celles d'un récepteur situé à la surface de la Terre. L'analyse de ces contraintes, ainsi que des performances demandées à un système de positionnement, nous permettra ainsi d'en déduire les spécifications du futur récepteur. Il existe peu d'études sur le sujet. Certaines d'entre elles sont classées secret industriel, d'autres présentent, à notre avis, un biais d'analyse qui fausse la détermination des spécifications.

Nous allons donc modéliser le système (satellites GNSS, satellite récepteur, liaison radio-fréquence). Nous pourrons ensuite simuler divers scénarii représentatifs de future mission. L'analyse des performances du système nous permettra ensuite de définir les spécifications.

Dans la première partie de ce chapitre, nous aborderons les systèmes actuels de positionnement pour satellites. Le but est de caractériser leur précision de mesure, le futur récepteur devant au moins atteindre cette précision. Nous montrerons également l'intérêt d'un récepteur autonome dans le cadre de manœuvres de maintien à poste. Afin de pouvoir modéliser le système dans son ensemble, la deuxième partie présentera la composante purement spatiale, c'est-à-dire les orbites des différents satellites. Dans la troisième partie, nous parlerons de la liaison radio-fréquence entre un satellite GNSS émetteur et un satellite récepteur. Certains paramètres de cette liaison ne sont pas donnés dans les documents de spécifications ou les documents constructeurs. Nous devons donc remonter à ces paramètres en utilisant les données disponibles. Enfin, à partir de la modélisation du système, nous analyserons les performances possibles d'un récepteur situé sur un satellite. Nous expliciterons les contraintes du système et nous en déduirons les spécifications du récepteur.

### 1.1 Systèmes de localisation actuels

#### 1.1.1 Mesures depuis le sol

Les mesures de la position d'un véhicule spatial, ou Space Vehicle (SV), sont de 3 types : mesure angulaire, mesure de distance, mesure de vitesse radiale. Ces mesures brutes permettent ensuite de calculer la position du véhicule dans le système de référence. Six paramètres sont nécessaires afin de fournir la position et la trajectoire d'un satellite sur orbite : quatre paramètres angulaires (excentricité, inclinaison, longitude, argument du périhélie), un paramètre de distance (demi-grand axe) et un paramètre de temps [2]. La mesure de vitesse utilise l'effet Doppler et ne concerne pas la position du satellite, nous n'en parlerons donc pas plus. Nous allons détailler les autres mesures afin d'évaluer l'incertitude résultante sur la position du satellite.

La mesure angulaire (azimut, élévation) de la position d'un satellite peut se faire par plusieurs méthodes : un relevé direct de l'angle de l'antenne de réception, des mesures optiques par la photographie sur fond d'étoile, des mesures interférométriques en comparant des signaux reçus par 2 stations éloignées. Différentes techniques existent également pour la mesure de distance : rayon laser, radar, déphasage de signaux. La précision de mesure varie selon l'équipement. Ces mesures sont utilisées ensuite afin de restituer la position et la trajectoire du satellite.



### Orbite géostationnaire

Pour un satellite en orbite géostationnaire, à une altitude d'environ 36 000 km, 99% des mesures d'angle d'antenne (azimut et élévation) présentent une erreur inférieure à  $0.005^\circ$  [3]. L'incertitude sur les paramètres angulaires d'un satellite dépend ensuite de la longitude respective du satellite et de la station de mesure. L'erreur sur la mesure en distance est en revanche bien plus faible. En considérant une distribution gaussienne de l'erreur, 99% des mesures correspondent à trois fois l'écart-type  $\sigma$ . Soit :

- inclinaison :  $3\sigma_i = 5 \times 10^{-3}^\circ = 3700 \text{ m}$
- longitude :  $3\sigma_l = 5 \times 10^{-3}^\circ = 3700 \text{ m}$
- demi-grand axe :  $3\sigma_r = 50 \text{ m}$

Les mesures sont donc comprises dans l'intervalle  $[m - 3 \times \sigma, m + 3 \times \sigma]$ . L'incertitude est alors de plus de 7 km en inclinaison et en longitude, sur des directions perpendiculaire au trajet du signal radar.

La mesure de la position d'un satellite nécessite donc la mise en œuvre de moyens complexes et onéreux. Par conséquent, cette mesure n'est pas effectuée en permanence. Le mouvement des satellites est relativement prédictible, à condition de modéliser de façon suffisamment précise les perturbations auquel il est soumis. Ces différentes considérations ont entraîné la mise en place de périmètre de sécurité autour des satellites. Les positions angulaires des satellites géostationnaires sont ainsi écarté de  $\pm 0.1^\circ$  sur leur orbite. Cela correspond à  $\pm 75 \text{ km}$ . L'orbite géostationnaire est de plus en plus encombrée au dessus de certaines région de la Terre : Europe, Amérique, Asie. Une fenêtre angulaire plus petite permettrait alors d'accroître la ressource disponible. Certains satellites, notamment de télévision ou de télécommunication, sont colocalisés dans la même fenêtre angulaire afin d'accroître la bande passante. Dans ce cas, ils doivent être maintenu à une dizaine de kilomètres l'un de l'autre. La surveillance anti-collision est réalisée en prenant une boîte de 10 km autour du satellite. La figure 1.1 montre le volume d'incertitude à 99% et le volume de surveillance anticollision pour un satellite géostationnaire typique.

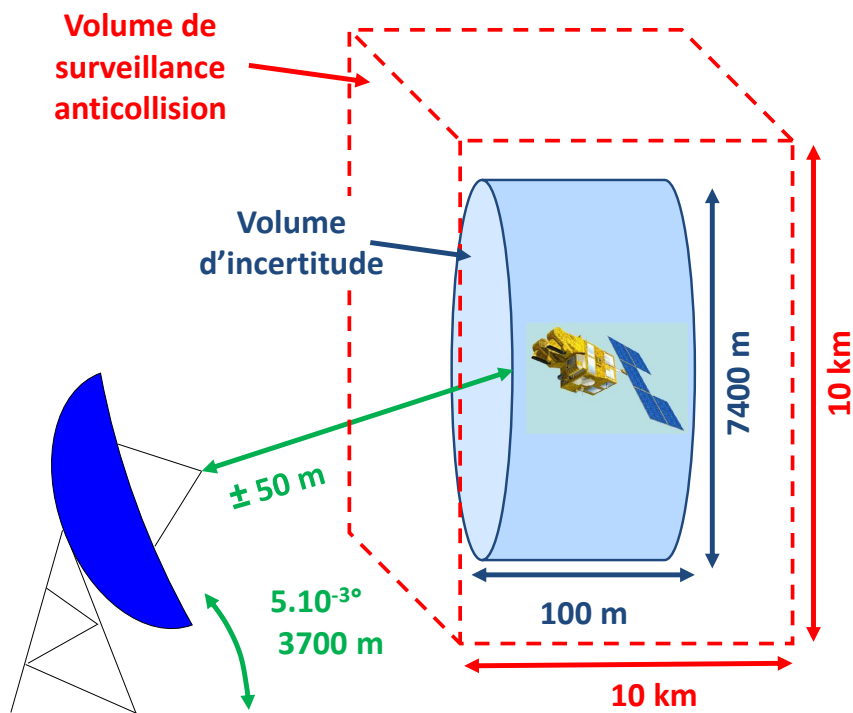


FIGURE 1.1 – Incertitude de mesure de la position d'un satellite géostationnaire

### Orbite basse

Concernant les satellites en orbite basse, à moins de 3 000 km d'altitude, le problème se pose différemment. La précision sur la mesure est bonne. Les incertitudes angulaires sont identiques à celles citées plus haut, mais les distances sont bien plus faibles. L'incertitude résultante en distance est donc bien plus faible que pour des satellites en orbite haute. En revanche, le satellite n'est pas toujours en visibilité de la station de réception. La mesure de la position n'est donc pas disponible en permanence.

### Manœuvres

Que ce soit pour des orbites hautes ou basses, la mesure de la position du satellite n'est pas disponible continuellement. La position d'un satellite étant prédictible, il n'est pas nécessaire de disposer en permanence de la mesure. En revanche, cela faciliterait les manœuvres de maintien à poste. Ce sont l'ensemble des manœuvres qui permettent la correction des paramètres de trajectoire. Afin d'effectuer une manœuvre de maintien à poste, la position du satellite doit être tout d'abord mesurée. La manœuvre est ensuite modélisée complètement avant d'être exécutée. La position du satellite est ensuite mesurée à la fin de cette manœuvre. Cette opération peut prendre plusieurs jours, alors que la manœuvre peut ne durer que quelques centaines de secondes. C'est donc un système non bouclé dans lequel la modélisation prend une place cruciale. Aucun phénomène ne doit être laissé de côté. Un système de positionnement autonome permettrait de simplifier considérablement ces opérations. La position pourrait être connue en permanence durant la manœuvre, avec une précision suffisante pour corriger cette manœuvre, cas d'un système bouclé [4], voire l'interrompre.

## 1.1.2 Localisation par GPS

### Orbite géostationnaire

Toutes ces contraintes ont mené à des essais d'utilisation de systèmes de localisation par GPS pour des satellites en orbite haute et en orbite basse. Le marché des récepteurs pour le spatial étant minuscule par rapport au marché des récepteurs terrestres, les fabricants hésitent à investir dans ce secteur. Néanmoins, des récepteurs capables de localiser un satellite en orbite géostationnaire ont été développés, nous pouvons citer notamment *Topstar* du CNES [5] et *PiVoT* du Goddard Space Flight Center (GSFC) [6]. Malgré l'intérêt de cette approche, aucun récepteur autonome n'a été utilisé à l'heure actuelle sur des orbites géostationnaires. La seule expérimentation publique à ce jour a connu un échec au lancement en 2001 (Mission STENTOR). La prochaine mission prévue avec une expérience GPS à bord, en orbite de transfert géostationnaire (fortement elliptique), doit être lancée en 2012 (mission Small GEO) [4]. Ce qui a déjà été utilisé, c'est l'échantillonnage des signaux GPS, puis leur transmission vers une station sol qui calcule la position du véhicule [7]. Cette expérience étant menée par TRW sur des satellites de la défense américain, les résultats ne sont pas publics. En utilisant le récepteur GPS seul afin de calculer la position, la précision simulée pour Topstar est typiquement de 100 m. Concernant PiVoT, l'écart-type de l'erreur simulée est de 6 m pour un satellite géostationnaire. Afin d'obtenir cette précision et de compenser le manque de satellites GPS visibles (voir section 1.3.2), ces récepteurs utilisent un *filtre orbital*. Il s'agit d'un algorithme de prédiction de la position, basé sur un filtre de Kalman. Ces filtres orbitaux (DIOGENE pour Topstar, GEONS pour PiVoT) nécessitent donc une modélisation précise des forces appliquées au véhicule (gravitationnelle, solaire, magnétique...), ainsi que du vecteur d'état. Ces modèles sont alors différents pour chaque satellite. Ces récepteurs, aidés par les filtres, peuvent mettre plusieurs heures pour converger vers une solution de position précise, jusqu'à 8 heures pour Topstar. Ceci rend difficile, voire impossible, la navigation autonome en système bouclé.

### Orbite elliptique

Une expérience réussie a été menée avec un récepteur GPS sur un satellite à orbite fortement elliptique [8]. L'évaluation de la précision de la position GPS n'est pas possible dans ce cas, car il y avait très peu de données sur la trajectoire mesurée depuis le sol. L'estimation de la précision de la meilleure trajectoire de référence était de l'ordre de la dizaine de kilomètres. Comme cité précédemment, la prochaine mission embarquant un récepteur GPS est Small Geosynchronous Earth Orbit (GEO) en 2012. Son orbite sera fortement elliptique car il s'agira d'une orbite de transfert géostationnaire.

### Orbite basse

Les récepteurs GPS ont déjà été utilisés afin de déterminer la position de satellite en orbite basse. Ces systèmes sont souvent basés sur des récepteurs du commerce qui peuvent être adaptés à l'application. Comme pour les autres orbites, très peu de données réelles sont disponibles. La mission DEMETER (Detection of Electro-Magnetic Emissions Transmitted from Earthquake Regions), lancée en 2004, a embarqué le récepteur Topstar. En utilisant le filtre orbital DIOGENE, l'écart-type 3D sur la position est  $\sigma_{3D} \approx 5 \text{ m}$  [9]. Il est en revanche possible de trouver des résultats de simulation en préparation de mission réelle. La mission Sentinel-3 va embarquer le récepteur GPS POD, développé pour l'European Space Agency (ESA). Il s'agit d'un récepteur bi-fréquence, permettant ainsi de corriger des erreurs dues à la traversée de la ionosphère par les signaux GPS. Les signaux GPS ont été simulés par un générateur de signaux Spirent, un simulateur de référence du marché. Avec le filtre orbital, l'écart-type 3D sur la position est  $\sigma_{3D} \approx 1,1 \text{ m}$ .

### Inconvénients des filtres orbitaux

Nous pouvons voir dans ces quelques exemples que la précision est atteinte grâce à l'utilisation de filtres orbitaux. Ces filtres, basé sur un filtre de Kalman, nécessitent un modèle précis des forces appliquées au satellites. Les récepteurs permettent alors d'atteindre une précision de l'ordre de quelques mètres sur la position pour une orbite basse. Ils demandent également un certain temps pour converger vers une solution de position suffisamment précise pour l'application. Selon les cas le temps de convergence peut être de plusieurs heures [5].

## 1.2 Segment spatial

Nous décrirons ici la *géométrie* du système étudié. Le segment spatial est composé des satellites de navigation et des satellites à positionner. Nous présenterons en premier lieu les constellations des systèmes de navigation par satellite. Ces différents systèmes sont regroupés sous le nom générique *Global Navigation Satellite Systems* (GNSS), afin de faire la différence avec le système américain *Global Positioning System* (GPS). Nous aborderons ensuite les différentes orbites des satellites pouvant être positionnés par GNSS.

### 1.2.1 Global Positioning System

Ce système américain, dont le nom complet est NAVSTAR GPS est sous contrôle direct du ministère de la défense. La constellation théorique est constituée de 24 satellites répartis en 6 plans orbitaux inclinés de  $55^\circ$  par rapport à l'équateur, le demi grand axe de l'orbite est de 26 561 km [10]. Cette constellation est dite de *Walker* : les plans orbitaux sont également espacés autour du plan équatorial, et les satellites sont également espacés sur chaque plan orbital. C'est une constellation de Walker 24/6/1, avec :

- 24 : nombre de satellites.
- 6 : nombre de plans orbitaux.
- 1 : facteur déterminant la *phase* des satellites des plans orbitaux adjacents [11].

La période de révolution d'un satellite GPS est environ 12 heures, il fait donc 2 révolutions par jour.

La constellation réelle est constituée de plus de satellites, au gré des mises en service et dé-commissionnements. La constellation de février 2011 est composée de 31 satellites de la 2<sup>e</sup> génération (BlockII) [12]. Différentes versions de ces satellites ont été lancées. Actuellement, les versions en service sont les BlockII-A, BlockII-R, BlockII-RM et BlockII-F. Les caractéristiques de ces versions varient légèrement, notamment le diagramme de l'antenne d'émission ainsi que la puissance émise (voir sections 1.3.2 et 1.3.3).

### 1.2.2 Galileo

Le système Galileo est né de la volonté d'indépendance de l'Europe par rapport à un système militaire américain. C'est un système sous contrôle civil, mais qui aura également des applications liées à la sécurité et à la défense. Le segment spatial du système Galileo va consister en 30 satellites, 27 opérationnels et 3 remplaçants (mais transmettant également), répartis sur une constellation de Walker 27/3/1. Les 27 satellites opérationnels seront répartis sur 3 plans orbitaux inclinés de  $56^\circ$  par rapport à l'équateur et uniformément espacés. Chaque plan contiendra donc 9 satellites opérationnels espacés de  $48^\circ$ , plus un satellite de remplacement. Les orbites seront circulaires avec un demi grand axe de 29 600 km, ce qui correspond à une altitude

de 23 222 km [11]. Chaque satellite devra rester à  $\pm 2^\circ$  de sa position nominale dans le plan et être à moins de  $2^\circ$  du plan orbital. Les 2 premiers satellites opérationnels de la phase de validation en orbite, In Orbit Validation (IOV), ont été lancés le 21 octobre 2011.

L'orbite étant située plus haut que celle du GPS, la période de révolution d'un satellite Galileo est environ 14 h, il fait donc 1,7 révolutions par jour.

### 1.2.3 Les autres systèmes de navigation par satellite

D'autres systèmes sont en cours de déploiement et de développement. Nous présenterons ici succinctement les 2 systèmes les plus avancés. De tels systèmes de navigation pourraient présenter un intérêt afin d'améliorer les performances d'un récepteur GNSS sur satellite. En revanche, la démodulation et l'utilisation des signaux de ces systèmes apporteraient leur lot de problèmes, qui n'entrent pas dans le cadre de ce projet. Nous pouvons citer 4 problèmes potentiels :

- La documentation : nous manquons d'informations sur certains systèmes.
- L'étage Radio-Fréquence : les fréquences sont différentes de GPS et Galileo. L'étage Radio-Fréquence (RF) est donc différent. La conception de cet étage n'est pas prévue dans ce projet.
- Les références temporelles : les temps de ces systèmes sont différents des temps GPS et Galileo. Galileo a été conçu pour être interopérable avec GPS. Il est alors aisé de calculer une position en utilisant indifféremment des satellites des 2 systèmes. Ce ne serait pas le cas avec d'autres. L'étude de la conversion temporelle n'entre pas dans le champ du projet.
- La durée du projet : l'étude de ces systèmes et des algorithmes associés réduirait le temps disponible pour la partie méthodologique du projet.

#### GLObalnaïa NAvigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma

GLObalnaïa NAvigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma (GLONASS) est un système initié par l'URSS dans les années 1970. La chute de l'URSS a interrompu le déploiement des satellites, qui a été repris en 1994. Les satellites GLONASS ont une durée de vie bien plus faible (quelques années) que leurs homologues américains. Le système, complètement opérationnel en 1996, s'est dégradé très rapidement, jusqu'à ne compter que 6 satellites en 2001. Par la suite, la Russie a relancé le programme afin d'atteindre une constellation pleinement opérationnelle, objectif qui a été atteint en 2011.

La constellation théorique est composée de 21 satellites opérationnels à une altitude de 19100 km. Les fréquences des signaux GLONASS sont différentes des fréquences GPS et Galileo. Chaque satellite émet sur une fréquence qui lui est propre, afin de différencier les satellites entre eux. Ce procédé est appelé Frequency Division Multiple Access (FDMA). Le système GLONASS émet sur 2 bandes : 1246-1257 MHz et 1602-1616 MHz. Chaque signal étant ensuite modulé par un code pseudo-aléatoire, comme GPS (voir chapitre 2). Les algorithmes de démodulation, ainsi que l'étage radio-fréquence, sont donc sensiblement différents de ceux prévus pour GPS et Galileo.

La Russie a pour projet de faire évoluer le système GLONASS afin d'être compatible avec GPS et Galileo.

#### Beidou-Compass

Le système Beidou est un système chinois constitué de 3 satellites en orbite géostationnaire au dessus de la Chine. Ce système est complété par le système Compass, en cours de déploiement sur orbite moyenne, comme GPS, Galileo ou GLONASS. Peu d'informations sont disponibles sur ces 2 systèmes. Compass émet un signal large bande dans la même fréquence que GPS et Galileo.

### 1.2.4 Satellites récepteurs

Après avoir décrit les satellites émetteurs, nous décrirons dans cette section les orbites des satellites à positionner. L'altitude des satellites GNSS est d'environ 20 000 à 25 000 km, cette orbite est dite *moyenne* ou Medium Earth Orbit (MEO). Les récepteurs peuvent donc être situés à une altitude inférieure, supérieure ou croiser l'altitude des satellites GNSS. Les figures 1.2 et 1.3 page suivante illustrent respectivement les deux premiers cas de figures. Nous présenterons en premier les orbites situées sous l'orbite des constellations GNSS, dite *orbites basses*, puis les orbites situées au dessus, dites *orbites hautes*.

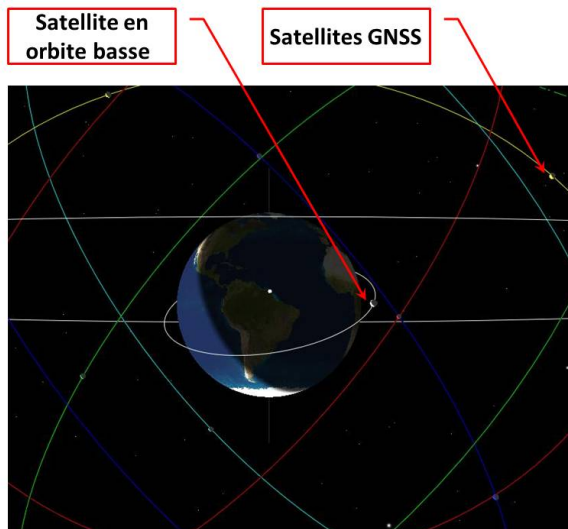


FIGURE 1.2 – Satellite application en orbite basse

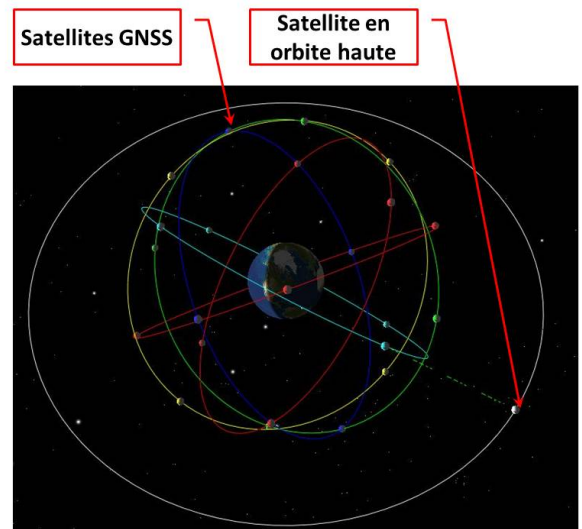


FIGURE 1.3 – Satellite application en orbite haute

### Orbite basse

Cette configuration est appelée Low Earth Orbit (LEO). Les antennes de satellites GNSS pointant vers la Terre, un satellite en orbite basse est en mesure de recevoir les signaux GNSS à l'aide d'une antenne pointant vers l'espace. Un récepteur sur un satellite LEO a une bien meilleure visibilité des satellites GNSS qu'un récepteur au sol car il n'y a pas de masquage dû aux obstacles. Il y a également moins de sources d'erreurs car le récepteur est au-dessus de la troposphère. La principale contrainte pesant sur un récepteur LEO est l'effet Doppler dû à la vitesse de ce même récepteur ( $7,7 \text{ km.s}^{-1}$  à une altitude de 300 km). La période de révolution d'un satellite en orbite basse est très rapide, par exemple la station spatiale internationale à une période d'environ 90 minutes pour une orbite entre 300 et 500 km d'altitude. Un tel véhicule fait donc plus de 15 révolutions par jour autour de la Terre. Cela entraîne alors une évolution très rapide de la constellation des satellites GNSS visibles par un récepteur.

### Orbite haute

A contrario, les satellites en orbite haute ne pourront pas recevoir directement les signaux des satellites GNSS. Selon les bandes de fréquences utilisées, les diagrammes des antennes d'émission GPS présentent un angle d'ouverture (à 3 dB) allant de  $\beta=42,6^\circ$  (autour de la fréquence 1575,42 MHz, bande appelée L1) à  $\beta=46,8^\circ$  (autour de la fréquence 1227,60 MHz, bande appelée L2). La Terre est vue sous un angle  $\rho=28,6^\circ$  par un satellite GPS. Les signaux émis par les satellites GNSS *débordent* donc légèrement la Terre, d'environ  $7^\circ$  de part et d'autre en bande L1. Ils peuvent donc être reçus par un satellite géostationnaire à l'aide d'une antenne pointant vers la Terre (voir figure 1.4 page suivante). Le nombre de satellites qu'il est possible de recevoir à un instant  $t$  est très réduit, dû au masquage de la Terre. Une antenne de réception ayant suffisamment de gain et une ouverture suffisamment large permettrait de recevoir les signaux des lobes secondaires émis par les satellites GNSS. Le nombre de satellites GNSS visibles pourrait donc être suffisant pour calculer une position. Nous aborderons dans cette étude le cas des satellites en orbite géostationnaire, ou GEO, utilisée pour de très nombreuses applications : météorologie, télécommunication, télévision... Pour les applications GEO, les principales contraintes sont donc le petit nombre de satellites GNSS visibles ainsi que la faible puissance reçue.

### Orbite elliptique

L'orbite des satellites croisant l'orbite des satellites GNSS est fortement elliptique. Cette configuration est appelée Highly Elliptical Orbit (HEO). Ces satellites combinent les aspects des satellites en orbite basse et en orbite haute. Ils doivent de plus être équipés de plusieurs antennes GNSS car la direction des signaux GNSS incidents variera selon la situation du récepteur par rapport aux orbites des satellites GNSS. Les caractéristiques du récepteur multi-mission devront permettre de traiter les cas de figures en orbite basse et

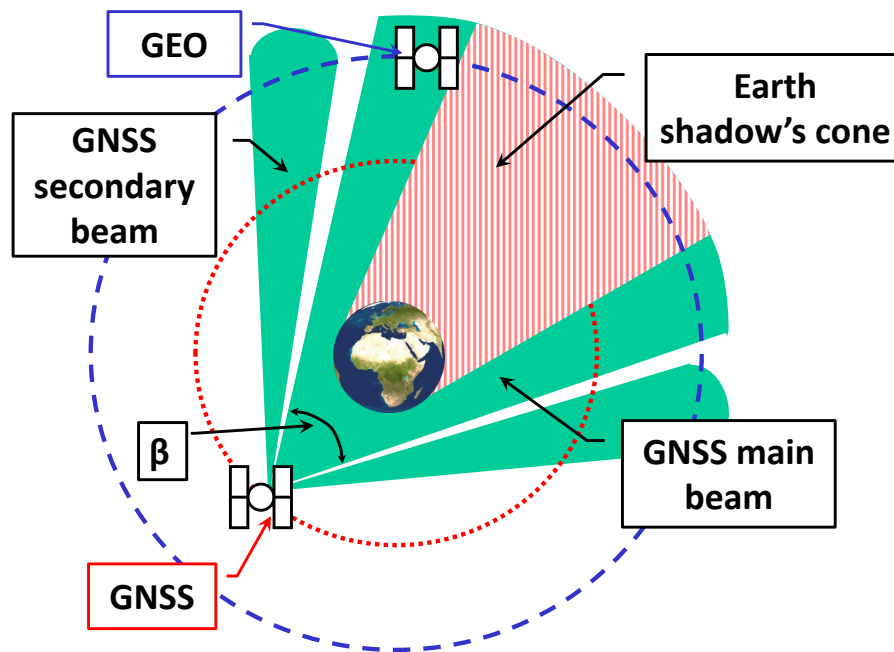


FIGURE 1.4 – Géométrie pour la réception d'un signal GNSS par un satellite GEO

haute. La démodulation des signaux GNSS sera donc également possible dans le cas d'une orbite fortement elliptique. La différence tiendra aux antennes, ainsi qu'aux performances attendues. Afin de ne pas alourdir cette étude, nous ne traiterons pas le cas de ces satellites.

### 1.3 Paramètres de la liaison radio-fréquence

Afin de modéliser le système, en vue de l'analyse de performances, nous avons besoin des paramètres de la liaison radio-fréquence entre un émetteur situé sur un satellite GNSS et un récepteur sur orbite. Ces paramètres, tels que les diagrammes d'antennes, relèvent parfois du secret industriel. Nous avons donc fait une recherche et une compilation des informations disponibles dans la littérature. Ces informations nous permettent ensuite de calculer les paramètres nécessaires à la modélisation.

#### 1.3.1 Expression du bilan de liaison

Le bilan de liaison est la puissance reçue par un récepteur, au pied de l'antenne (au point A de la figure 1.10 page 22). C'est donc la puissance isotrope émise multipliée par les gains d'antenne (émission et réception) et divisée par les pertes, comme indiqué par l'équation (1.1).

$$P_r = P_e \times G_e \times G_r \times \frac{1}{L_t} \quad (\text{Watt}) \quad (1.1)$$

Avec :

- $P_e$  : Puissance fournie à l'antenne d'émission (en Watt).
- $G_e$  : Gain de l'antenne d'émission.
- $G_r$  : Gain de l'antenne de réception.
- $L_t$  : Bilan des pertes de la liaison Radio-fréquence.

$$L_t = L_{FS} \times L_{atm} \times L_{pol} \times L_{rec} \quad (1.2)$$

Avec :

- $L_{FS}$  : Atténuation de la propagation en espace libre (*Free Space Loss*).
- $L_{atm}$  : Pertes atmosphérique.

- $L_{pol}$  : Pertes de polarisation.
- $L_{rec}$  : Pertes due au récepteur.

En décibels, la puissance reçue est donc :

$$P_{r_{dB}} = P_{e_{dB}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - L_{FS_{dB}} - L_{atm_{dB}} - L_{pol_{dB}} - L_{rec_{dB}} \quad (\text{dBW}) \quad (1.3)$$

Pour la modélisation de la liaison RF, nous avons besoin de connaître ces différents paramètres. Notamment, la puissance émise par un satellite GNSS n'est pas directement spécifiée. Seule est spécifiée la puissance minimale reçue par un utilisateur. Nous allons donc chercher dans les sections suivantes à remonter jusqu'aux paramètres de cette liaison RF.

### 1.3.2 Antennes

Le gain des antennes varie selon la direction d'émission, ou de réception, du signal. Ces gains en fonction de l'angle, appelés *diagrammes d'antenne* peuvent être très complexes. La liaison RF n'étant que très rarement dans l'axe des antennes, nous avons besoin de connaître ces diagrammes pour la modélisation du système.

#### Antenne d'émission GPS

Très peu d'informations sont disponibles sur les diagrammes d'antennes. Les constructeurs de satellites GPS (Rockwell, Lockheed Martin ou Boeing) considèrent qu'il s'agit d'un secret industriel. Les diagrammes utilisés pour les simulations sont donc issus de mesures directes de la puissance reçue. De plus, ces diagrammes varient en fonction de la version du satellite ou de de son constructeur. Le diagramme de l'antenne d'émission GPS en bande L1 retenu pour la modélisation a été fourni par la Business Unit Navigation (BU NAV) de TAS. C'est le diagramme qui est utilisé pour leurs simulations avec un simulateur Spirent (un générateur de signaux GNSS). Afin de le valider, nous avons comparé ce diagramme avec ceux en références dans la littérature (voir figure 1.5).

Les antennes des satellites GPS sont conçues afin que tous les utilisateurs terrestres reçoivent la même puissance quelle que soit leur distance par rapport au satellite. Le gain de l'antenne compense l'atténuation en espace libre. Cette antenne est polarisée à droite, ce type de polarisation est appelé Right Hand Circularly Polarized (RHCP).

La figure 1.5 présente le diagramme de la BU NAV ainsi que le diagramme moyen des satellites BlockII-A

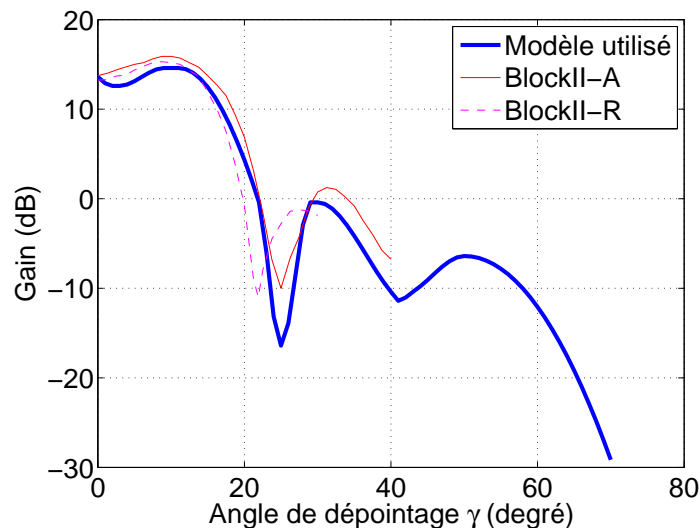


FIGURE 1.5 – Gain d'antenne GPS en bande L1

[13] et BlockII-R [8]. Le lobe principal des satellites BlockII-R est plus étroit et les lobes secondaires sont de plus faible gain. Des mesures effectuées lors de la mission AMSAT-OSCAR-40 [8] confirment bien l'étroitesse du lobe principal. Toutefois, ces mesures montrent également que les lobes secondaires des antennes des

satellites BlockII-R présentent un gain supérieur et une ouverture plus importante, le maximum du lobe secondaire se situerait autour de  $50^\circ$  d'angle d'ouverture. Très peu de données sont disponibles sur les antennes des BlockII-R. Nous conserverons donc le diagramme de la BU NAV pour tous les satellites GPS.

### Antenne d'émission Galileo

Le diagramme d'antenne de Galileo est également confidentiel. Nous ne disposons à ce jour d'aucune référence de la littérature sur ces antennes, les premiers satellites opérationnels n'ayant été lancés qu'en octobre 2011. Nous pouvons supposer que les fabricants des satellites Galileo ont adopté la même démarche que ceux de GPS, à savoir la compensation de l'atténuation en espace libre par le gain de l'antenne. En l'absence d'information complémentaires, nous adopterons donc le même diagramme que GPS.

### Antenne de réception GEO

Nous devons spécifier quelle serait une antenne de réception placée sur un satellite. Cette antenne doit satisfaire à des critères de performance, mais également d'encombrement et de poids.

L'orbite des satellites géostationnaires se trouve au dessus des orbites des satellites GNSS, par conséquent les satellites GEO reçoivent les signaux de navigation en provenance de l'autre côté de la Terre (voir figure 1.4 page 14). L'antenne de réception est donc pointée en direction de la Terre. Cette antenne doit de plus avoir un gain suffisamment élevé afin de compenser l'atténuation due à la distance avec l'émetteur. Afin d'être en mesure de calculer une position, un récepteur a besoin de recevoir des signaux de 4 satellites GNSS. Si nous ne considérons que le lobe principal de l'antenne d'émission, le nombre de satellites qu'il est possible de recevoir est souvent inférieur à 4 [5][14], même en ajoutant les 2 constellations, GPS et Galileo (voir figure 1.4). De plus, plus les satellites GNSS reçus sont proches les uns des autres, moins bonne sera la précision sur la position. En d'autres termes, plus la constellation sera ouverte, c'est-à-dire plus les satellites seront écartés, meilleure sera la position calculée (voir section 1.4.3 page 36). L'antenne de réception doit donc présenter une ouverture large et un gain suffisamment élevé afin de capter les signaux en provenance des lobes secondaires. Cela permettra d'augmenter le nombre de satellites reçus et d'accroître l'ouverture de la constellation.

Une antenne *capture* les bruits en provenance des corps rayonnants en fonction de son diagramme de réception. L'antenne de réception des signaux GNSS pour un satellite géostationnaire pointe vers la Terre. Le bruit de l'antenne est donc issu du rayonnement infrarouge de la Terre et du rayonnement de l'espace [15] (voir équation (1.24) page 23). Le rayonnement de la Terre est beaucoup plus important que celui de l'espace. Afin de réduire le bruit de l'antenne, il faut donc réduire le gain de l'antenne dans la zone pointant vers la Terre. Cette zone n'est pas utile à l'application car la Terre masque les satellites GNSS (figure 1.4 page 14). Il faut en revanche augmenter le gain pour les angles d'élévation compris entre  $8^\circ$  et  $20^\circ$ , ces angles correspondant à la zone de réception du lobe principal et du premier lobe secondaire du signal émis par les satellites GNSS [5]. La courbe violette en ligne continue, appelée *Modèle optimisé*, de la figure 1.6 page suivante présente l'allure générale du diagramme d'une telle antenne.

Plusieurs types d'antennes ont été envisagées pour le positionnement de satellites GEO, telle qu'une antenne hélicoïdale [4], ou un réseau d'antennes à fort gain [8]. La conception de l'antenne doit également tenir compte de paramètres tel que le poids, le volume... La conception d'une antenne optimisée peut se révéler extrêmement complexe. Pour des raisons de simplicité et afin de ne pas anticiper sur la possibilité éventuelle de monter une antenne optimisée, nous utiliserons une antenne parabolique de même polarisation que l'antenne d'émission : polarisée à droite (RHCP). De plus, cette polarisation, identique aux antennes d'émission, permet de s'affranchir des pertes de polarisation (voir tableau 1.4 page 20).

Le lobe principal à 3 dB du diagramme d'antenne est le lobe compris entre les angles où le gain chute à la moitié de sa valeur maximale. Pour une illumination d'antenne non uniforme, l'angle du lobe à 3 dB (exprimé en degré)  $\theta_{3dB}$ , peut être approximé par la formule (1.4) [15].

$$\theta_{3dB} = 70 \left( \frac{c}{fD} \right) \quad (\text{degré}) \quad (1.4)$$

Avec :

- $c$  : vitesse de la lumière :  $299\,792\,458 \text{ m.s}^{-1}$ .
- $f$  : fréquence du signal reçu.
- $D$  : diamètre de l'antenne.



Pour un angle  $\theta_{3dB} = 40^\circ$  en bande L1 ( $f=1575,42$  MHz), le diamètre de l'antenne parabolique est donc  $D = 33$  cm. Afin de tenir compte des contraintes de poids et de volume, nous allons considérer pour cette étude une antenne de diamètre  $D= 25$  cm et d'ouverture  $\theta_{3dB} = 53,3^\circ$ . Le gain maximum  $G_{max}$  de l'antenne, exprimé en dBi (dB isotrope), dépend de la fréquence et du diamètre de l'antenne, comme indiqué équation (1.5). Le gain isotrope d'une antenne est le gain de cette antenne par rapport à une antenne théorique qui émettrait la même puissance dans toutes les directions, appelée *antenne isotrope*.

$$G_{max,dBi} = \eta \left( \frac{\pi f D}{c} \right)^2 \quad (\text{dBi}) \quad (1.5)$$

Où  $\eta$  est l'efficacité de l'antenne, typiquement  $\eta = 0,6$  [15].

Le tableau 1.1 récapitule le gain maximum et l'angle  $\theta_{3dB}$  de cette antenne en fonction de la fréquence du signal de navigation reçue.

Bande	Fréquences (Hz)	Gain Max (dBi)	$\theta_{3dB}$ (degré)
L1	$1575,42 \cdot 10^6$	10,09	53,3
L2	$1227,6 \cdot 10^6$	7,92	68,4
E5	$1191,795 \cdot 10^6$	7,67	70,4

TABLE 1.1 – Gain maximum en fonction de la bande

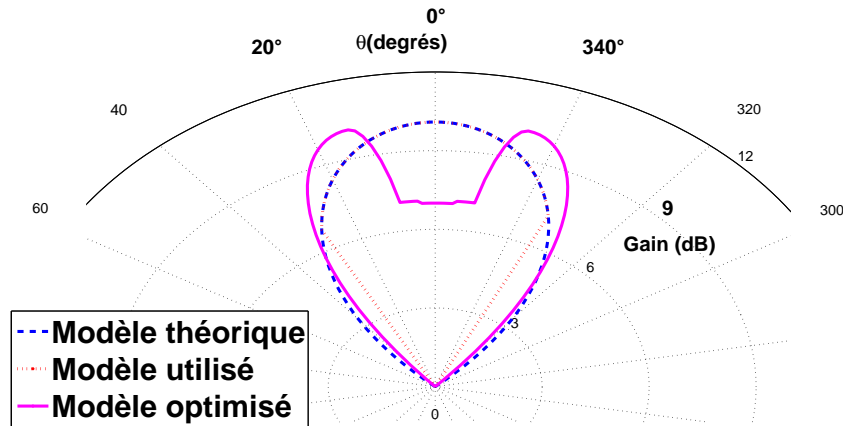


FIGURE 1.6 – Diagrammes d'antennes (gain 10dBi) de réception GEO

Le modèle théorique de l'antenne correspond ici à l'expression [15] :

$$G(\theta)_{dBi} = G_{max,dBi} - 12 \left( \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (\text{dBi}) \quad (1.6)$$

Le diagramme d'antenne correspondant est matérialisé par la courbe bleue en tiret, appelée *Modèle théorique*, de la figure 1.6 de la présente page. Cette expression, utilisée dans les outils de modélisation, n'est valide que pour des angles compris entre 0 et  $\theta_{3dB}/2$ . Typiquement, ce type d'antenne présente une différence de gain de 30 dB entre le gain maximum du lobe principal et le gain maximum du premier lobe secondaire. Nous choisissons donc, dans notre modèle, d'annuler le gain d'antenne pour un angle supérieur à  $\theta_{3dB}/2$  (équation (1.7)). Ce modèle est alors plus restrictif que l'expression ((1.6)). Le diagramme d'antenne est ici matérialisé par la courbe rouge en pointillés, appelée *Modèle utilisé*, de la figure 1.6.

$$\begin{aligned} G(\theta)_{dBi} &= G_{max,dBi} - 12 \left( \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2 && \text{pour } -\frac{\theta_{3dB}}{2} < \theta < \frac{\theta_{3dB}}{2} \quad (\text{dBi}) \\ G(\theta) &= 0 && \text{sinon} \end{aligned} \quad (1.7)$$

### Antenne de réception LEO

Les antennes de réception des signaux GNSS pour un satellite LEO pointent vers l'espace. Selon l'attitude du véhicule ainsi que l'emplacement disponible, cette antenne peut ne pas pointer vers le zénith. La distance entre le satellite GNSS et un récepteur à la surface de la Terre est très proche de celle entre le satellite GNSS et un récepteur situé en orbite basse. L'atténuation en espace libre sera donc peu différente de celle pour un récepteur au sol, Le nombre de satellites GNSS visibles sera plus important car il n'y a pas de masquage dû aux obstacles, tel que des bâtiments. Afin de réduire le plus possible l'encombrement, nous adopterons donc une antenne patch de polarisation linéaire, de gain 3 dB et d'ouverture  $\theta_{3dB} = 160^\circ$ .

### 1.3.3 Puissance émise

Le tableau 1.2 présente les spécifications des puissances reçues par l'utilisateur telles que définies dans les documents de spécifications du système GPS [16][17][18]. Cette puissance minimum, ou User Minimum Required Power (UMRP), est une spécification "au pire cas" et se calcule donc aux conditions limites afin d'obtenir la borne basse de l'estimation. Le document de spécification de l'Open Service de Galileo [19] précise également les puissances reçues mais pour des conditions différentes. Le tableau 1.3 de la présente page détaille les diverses conditions.

	Block	Bandes	Services	Puissance (dBW)
GPS	II/IIA/IIR	L1	Coarse Acquisition	-158,5
	IIR-M/IIF	L1	Coarse Acquisition	-158,5
		L2	Civil	-160
	IIF/III	L1	Civil	-157
		L2	Civil	-160
		L5	Civil	-157,9
Galileo		E1	Open Service	-157
		E5	Oopen Service	-155

TABLE 1.2 – Puissance minimale reçue

GPS	Galileo
Fin de vie du satellite (puissance la plus faible)	
Antenne Linéaire de gain 3dBi	Antenne RHCP de gain 0dBi Polarisation idéale
Satellite à $5^\circ$ au dessus de l'horizon	Satellite à $10^\circ$ au dessus de l'horizon

TABLE 1.3 – Conditions de mesure de la puissance reçue

Ces valeurs de puissance minimales sont les spécifications des satellites. L'armée de l'air des États-Unis procède régulièrement à des mesures de la puissance reçue. Ces valeurs mesurées sont typiquement de 1,5 à 5 dB au dessus des minimales présentée tableau 1.2. Ces valeurs varient légèrement selon la version du satellite GPS, et restent quasiment constantes tout au long de sa vie [20]. Nous conserverons les valeurs des spécifications pour la modélisation du système. Cette différence nous servira ainsi de marge de sécurité pour nos résultats.

L'UMRP s'obtient par l'expression (1.8).

$$UMRP = P_e \times G_e - \text{Attenuations} + \text{Gains} \quad (\text{dBW}) \quad (1.8)$$

Afin de calculer la puissance émise  $P_e$  (voir expression (1.1)), nous devons donc faire le bilan des pertes et gains de la transmission, le gain  $G_e$  ayant été étudié précédemment :

- Perte en espace libre, fonction de la distance et de la fréquence,  $L_{FS}$ .
- Perte atmosphérique, absorption du signal par l'atmosphère,  $L_a$ .

- Perte de polarisation, entre 2 antennes de polarisation différente ou pas complètement accordées,  $L_{pol}$ .
- Gain d'antenne du récepteur  $G_r$ .
- Les valeurs de puissances sont spécifiées au pied de l'antenne. Les pertes  $L_{rec}$  dues au récepteur ne sont donc pas prise en compte pour le calcul de l'UMRP.

### Atténuation en espace libre

L'atténuation  $L_{FS}$  se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$L_{FS} = \left( \frac{4\pi D_{SU}}{\lambda} \right)^2 \quad (1.9)$$

$$L_{FS_{dB}} = 10 \log(L_{FS}) \quad (\text{dB}) \quad (1.10)$$

Avec :

- $\lambda = \frac{c}{f}$  : longueur d'onde de la porteuse de fréquence  $f$ .
- $D_{SU}$  : distance entre l'émetteur et le récepteur, ici Distance Satellite-Utilisateur.

Afin de calculer l'atténuation en espace libre, nous devons donc calculer la distance avec les paramètres définis par les documents de spécification, c'est-à-dire l'élévation du satellite au dessus de l'horizon vu par le récepteur. La figure 1.7 de la présente page illustre le calcul de la distance d'un satellite GPS à l'utilisateur.

Avec :

- $R_{GPS}$  : Demi-grand axe de l'orbite du satellite GPS.
- $R_{Earth} = 6378 \times 10^3 \text{ m}$  : Rayon de la Terre.
- $\alpha$  : élévation du satellite au dessus de l'horizon.
- $\gamma$  : angle de dépointage.

$$D_{SU}^2 - 2 \times D_{SU} \times R_{Earth} \times \cos(\alpha + 90^\circ) + R_{Earth}^2 - R_{GPS}^2 = 0 \quad (1.11)$$

L'équation (1.11) (loi des cosinus) permet de calculer la distance Satellite-Utilisateur. Pour la constellation GPS,  $D_{SU} = 25\,233 \times 10^3 \text{ m}$  et pour Galileo,  $D_{SU} = 27\,818 \times 10^3 \text{ m}$ .

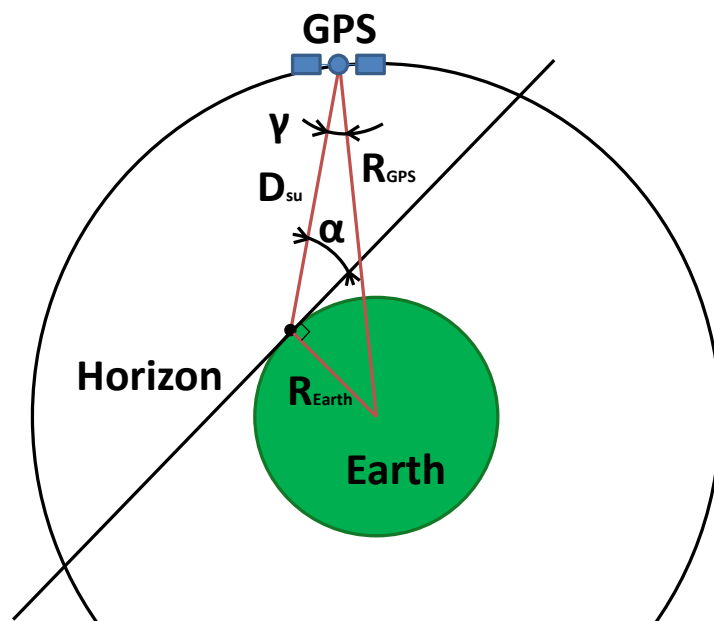


FIGURE 1.7 – Distance Satellite-Utilisateur

Cette distance nous permet d'obtenir la perte en espace libre  $L_{FS}$  par l'équation (1.9) de la présente page.

- GPS :  $L_{FS} = 184,4$  dB.
- Galileo :  $L_{FS} = 185,3$  dB.

### Atténuations atmosphériques

Les pertes atmosphériques  $L_{atm}$  sont essentiellement dues à 2 facteurs [10] : l'atténuation due à l'oxygène dans la troposphère et la scintillation troposphérique. Ces pertes sont de 0.035 dB au zénith ( $\alpha = 90^\circ$ ) et d'environ 0,4 à 0,5 dB pour une élévation  $\alpha = 5^\circ$ , soit  $L_a = 0,5$  dB.

### Atténuation de polarisation

La perte de polarisation  $L_{pol}$  est due au fait que le signal est émis par une antenne GPS polarisée à droite (RHCP) et reçu par une antenne à polarisation linéaire. Cette perte de polarisation est de 3 à 3,4 dB [15][11]. En se plaçant au pire cas,  $L_{pol} = 3,4$  dB.

### Puissances émises

Le tableau 1.4 détaille le bilan de puissance avec les données calculées. Ce tableau nous permet de remonter au produit  $P_e \times G_e$  dans les conditions des spécifications. Pour le GPS en bande L1, nous avons donc :

$$P_e G_e + 3,0 - 184,4 - 0,5 - 3,4 = -158,5 \text{ dBW} \quad (1.12)$$

$$P_e G_e = -158,5 - 3,0 + 184,4 + 0,5 + 3,4 = 26,8 \text{ dBW} \quad (1.13)$$

Connaissant le gain de l'antenne d'émission  $G_e$  à l'angle de dépointage  $\gamma$  (voir figure 1.5 page 15), nous pouvons donc calculer la puissance émise  $P_e$ . L'angle de dépointage spécifié ici pour GPS est  $\gamma = 14,3^\circ$ . Cet angle tient compte d'une incertitude de pointage de l'antenne GPS vers la Terre de  $0,5^\circ$ .

	GPS		Galileo	
	L1 SPS	L2 C	E1 OS	E5 OS
Puissance minimale reçue	-158,5 dBW	-160 dBW	-157 dBW	-155 dBW
Gain d'antenne $G_r$	3,0 dBi	3,0 dBi	0 dBi	0 dBi
Perte en espace libre $L_{FS}$	184,4 dB	184,4 dB	185,3dB	185,3dB
Perte atmosphérique $L_a$	0,5 dB	0,5 dB	0,5 dB	0,5 dB
Perte de polarisation $L_{pol}$	3,4 dB	3,4 dB	0 dB	0 dB
$P_e \times G_e$	26,8 dBW	25,3 dBW	28,8 dBW	30,8 dBW
Angle de dépointage de l'antenne	14,3°	14,3°	13,7°	13,7°
Gain de l'antenne à l'angle de dépointage	13.1 dB	13.1 dB	13,6 dB	13,6 dB
<b>Puissance émise</b>	<b>13,7 dBW</b>	<b>12,2 dBW</b>	<b>15,2 dBW</b>	<b>17,2 dBW</b>
PIRE	27,3 dBW	25,8 dBW	28,8 dBW	30,8 dBW

TABLE 1.4 – Bilan de liaison d'un satellite Block IIA

En utilisant les données du tableau 1.4 et les gains d'antennes de la figure 1.5, nous pouvons calculer la puissance  $P_e \times G_e$  dans l'axe de l'antenne, également nommé Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE). Nous pouvons notamment comparer ce résultat avec une étude de Boeing sur des mesures faites sur banc de test sur des satellites BlockII/IIA avant lancement [21]. La PIRE moyenne mesurée est de 29,75 dBW avec une déviation standard de 0,5 dB. En tenant compte de la marge expliquée précédemment, notre résultat est cohérent avec ces mesures. Nous retrouvons la même marge de 2,5 dB entre la PIRE déduite des spécifications et des mesures de puissance faites par l'armée de l'air sur les satellites en vol [20][21].

### 1.3.4 Puissance reçue

Dans le cadre de notre application spatiale, les pertes atmosphériques sont nulles. Les signaux traversant l'atmosphère ne sont pas utilisés, l'atténuation est donc  $L_{atm} = 1$ . Pour l'atténuation due au récepteur, nous

utilisons une valeur typique issue de récepteur existant, tel que Topstar [5] ou PiVoT [6] :  $L_{rec} = 1,5$  dB. Selon l'expression (1.1) page 14, il vient :

$$P_r = P_e \times G_e \times \frac{1}{L_{FS} L_{pol} \times L_{rec}} G_r \quad (\text{W}) \quad (1.14)$$

### Application GEO

Nous pouvons appliquer l'expression (1.14) à un exemple concret afin de comparer la puissance reçue avec une application terrestre. La puissance reçue varie beaucoup selon l'angle de dépointage (voir figure 1.36 page 45). Nous choisissons d'étudier ici un émetteur présentant un angle de dépointage  $\gamma_r = 13^\circ$ . Selon l'expression (1.6) page 17, le gain de l'antenne de réception à un angle  $\gamma_r = 13^\circ$  est  $G_r = 9,38$  dBi. Selon le tableau 1.4, pour un signal GPS L1 Standard Positioning System (SPS), la puissance d'émission est  $P_e = 13,7$  dBW. Si les satellites émetteur et récepteur sont dans le même plan équatorial, la distance satellite-utilisateur est :  $D_{SU} = 65,748 \cdot 10^6$  m. L'atténuation en espace libre est alors  $L_{FS} = 192,75$  dB. L'angle de dépointage de l'émetteur est  $\gamma_e = 20,8^\circ$ . La figure 1.5 nous donne le gain de l'antenne d'émission pour l'angle  $\gamma_e$ , soit  $G_e = 4,34$  dBi.

$$P_r = 13,7 + 4,34 + 9,38 - 192,33 - 0,5 - 1,5 = -167,33 \quad \text{dBW} \quad (1.15)$$

Pour un signal passant très proche de la Terre, l'angle de dépointage des antennes est le plus faible, les gains d'antennes sont donc les plus élevés. l'angle de dépointage de l'antenne de réception est ici  $\gamma_r = 9^\circ$ . Nous avons alors  $G_r = 9,74$  dBi. La distance est  $D_{SU} = 67,219 \cdot 10^6$  m et l'atténuation est  $L_{FS} = 192,94$  dB. L'angle de dépointage de l'émetteur est  $\gamma_e = 14,3^\circ$  et  $G_e = 13,1$  dBi. La puissance reçue est donc :

$$P_r = 13,7 + 13,1 + 9,74 - 192,94 - 0,5 - 1,5 = -158,4 \quad \text{dBW} \quad (1.16)$$

Nous voyons ici que la puissance maximale reçue par un récepteur en orbite GEO est proche de la puissance minimale reçu par un récepteur terrestre.

### 1.3.5 Bilan en bruit

Notre modèle a également besoin du bilan en bruit du système. Nous devons donc analyser toutes les sources de bruit et calculer le bruit équivalent à l'entrée de l'amplificateur faible bruit de l'antenne de réception.

Le bruit est modélisé par un bruit blanc de densité spectrale  $N_0$  exprimé en Watt par Hertz  $\text{W} \cdot \text{Hz}^{-1}$ . La puissance équivalent du bruit à l'entrée d'un récepteur est :

$$N = N_0 \times B \quad (\text{Watt}) \quad (1.17)$$

Avec  $B$ , bande passante du récepteur.

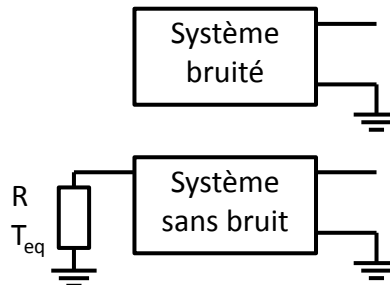


FIGURE 1.8 – Température équivalente en bruit d'une source

La température de bruit d'une source de bruit délivrant une puissance de bruit  $N$  est donnée par l'expression :

$$T = \frac{N}{k \times B} = \frac{N_0}{k} \quad (\text{Kelvin}) \quad (1.18)$$

Avec  $k$ , constante de Boltzmann :

$$\begin{aligned} k &\approx 1,38 \times 10^{23} \text{ J.K}^{-1} \\ k &\approx -228,6 \text{ dBW.Hz}^{-1}.\text{K}^{-1} \end{aligned} \quad (1.19)$$

$T$  est la température thermodynamique d'une résistance adaptée  $R$  qui délivre la même puissance de bruit. La température équivalente en bruit  $T_{eq}$  d'un quadripôle est la température thermodynamique d'une résistance qui, placée à l'entrée du quadripôle, délivre la même puissance de bruit à la sortie de ce quadripôle (voir figure 1.8 page précédente).

Pour une étude en bruit, une chaîne de mesure quelconque se modélise par une suite de quadripôles (voir figure 1.9 de la présente page) de température de bruit  $T_n$  et de gain  $G_n$ . La température de bruit  $T_{sys}$  de cette chaîne de mesure ramenée à son entrée est exprimée par l'équation (1.20).

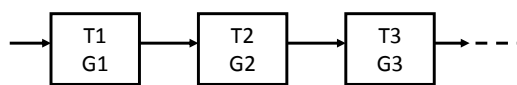


FIGURE 1.9 – Modélisation en bruit d'une chaîne de mesure quelconque

$$T_{sys} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 \times G_2} + \frac{T_4}{G_1 \times G_2 \times G_3} + \dots \quad (\text{K}) \quad (1.20)$$

La puissance reçue est exprimée au pied de l'antenne (au point A de la figure 1.10 de la présente page). Le bruit doit donc être exprimé au même point. Le 1<sup>er</sup> élément de la chaîne est donc le câble. Au point A, l'antenne est une source de bruit seule, sa contribution est donc sa température de bruit  $T_a$ . Le 2<sup>e</sup> élément est l'amplificateur faible bruit ou Low Noise Amplifier (LNA) (voir figure 1.10). Le gain du LNA ( $G_{LNA}$ ) étant très important, selon l'équation ((1.20)), nous pouvons négliger les quadripôles en aval du LNA.

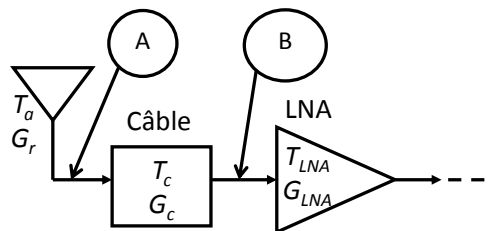


FIGURE 1.10 – Modélisation en bruit d'une chaîne de réception

$$T_1 = T_a + T_c + \frac{T_{LNA}}{G_c} \quad (\text{K}) \quad (1.21)$$

Avec :

- $T_a$  : Température de bruit de l'antenne (en Kelvin).
- $T_c$  : Température de bruit du câble antenne-LNA (en Kelvin).
- $G_c$  : Gain du câble antenne-LNA.
- $T_{LNA}$  : Température de bruit du LNA (en Kelvin).

La température de bruit d'un atténuateur est donnée par :

$$T_c = (L_c - 1) \times T_0 \quad (\text{K}) \quad (1.22)$$

$T_0$  étant la température ambiante.

Nous pouvons remplacer  $T_c$  par l'expression (1.22). Le gain  $G_c$  peut également être remplacé par l'atténuation

$1/L_c$ . A partir de l'expression (1.21), la température équivalente  $T_{eq}$  ramenée à l'entrée du récepteur, au point B, est alors donnée par l'expression suivante :

$$T_{eq} = \frac{T_1}{L_c} = \frac{T_a}{L_c} + \frac{(L_c - 1) \times T_0}{L_c} + T_{LNA} \quad (\text{K}) \quad (1.23)$$

Nous allons étudier ces différents paramètres afin d'évaluer leur contribution au bruit du système.

### Température de bruit de l'antenne

La température de bruit de l'antenne est la température du ciel ( $T_{SKY}$ ), plus la température des sources radios capturées ( $T_R$ ).

$$T_a = T_{SKY} + T_R \quad (\text{K}) \quad (1.24)$$

La température du ciel dépend de la fréquence reçue [15]. Pour  $f=1,5$  GHz,  $T_{SKY}$  est de l'ordre de 10 K.

$$T_{SKY} = 10 \text{ K}$$

La contribution des sources radios à la température de l'antenne dépend de leur température  $T_n$  à la fréquence considérée et de leur angle apparent  $\rho$  (voir équation (1.25)) [15]. L'angle apparent  $\rho$  est l'angle sous lequel la source radio est vue par l'antenne. Pour un angle  $\rho$  supérieur à  $\theta_{3dB}$ , la source radio occupe la totalité du lobe principal de l'antenne.

$$\begin{aligned} T_R &= T_n \times \left( \frac{\rho}{\theta_{3dB}} \right)^2 && \text{pour } \theta_{3dB} > \rho \quad (\text{K}) \\ T_R &= T_n && \text{pour } \theta_{3dB} \leq \rho \quad (\text{K}) \end{aligned} \quad (1.25)$$

Pour une antenne de réception situé sur un satellite GEO, la Terre présente un angle apparent  $\rho = 17,5^\circ$ . La température dépend de la zone couverte par le satellite, les océans rayonnent moins que les continents. En première approche, nous prendrons donc la valeur conservatrice  $T_n = 290$  K. Pour un satellite GEO, la contribution de la Terre est donc :

$$T_{R_{Earth}} = 290 \times \left( \frac{17,5}{53,3} \right)^2 = 31,2 \text{ K} \quad (1.26)$$

Le soleil est également un contributeur à la température de bruit de l'antenne. Vu d'un satellite GEO, son angle apparent est  $\rho_{Sun} = 0,5^\circ$ , sa température à la surface est  $T_{Sun} \approx 6000$  K.

$$T_{R_{Sun}} = 6000 \times \left( \frac{0,5}{53,3} \right)^2 = 0.53 \text{ K} \quad (1.27)$$

Nous pouvons donc négliger l'apport du soleil à la température de bruit de l'antenne.

Un récepteur GNSS reçoit les signaux de plusieurs émetteurs. Lors de la démodulation d'un signal donné, les autres signaux sont des contributeurs de bruit. Ce sont des sources radio de bruit. Nous n'avons pas directement la température de bruit de ces sources, mais nous savons calculer la puissance du signal reçu (expression (1.14) page 21). La puissance reçue provenant des satellites non démodulés est donc une puissance de bruit. Mais nous ne pouvons pas appliquer directement l'équation (1.17) car il ne s'agit pas d'un bruit blanc. La densité spectrale de puissance d'un signal GPS est un sinus cardinal, donné par l'expression (2.7) page 62. La démodulation du signal de navigation, c'est-à-dire la corrélation du signal incident par un code d'étalement local, entraîne un bruit résiduel lorsque le code local n'est pas le même que celui du satellite (voir chapitre 2) :

$$n(t) = \sqrt{P_{SPS}} \times C^{(k)}(t - \tau) \times C^{(l)}(t - \tau_0) \quad (1.28)$$

Avec :

- $P_{SPS}$  : puissance du signal.
- $C^{(k)}(t)$  et  $C^{(l)}(t)$  : respectivement les code d'étalement du  $k^{ieme}$  et du  $l^{ieme}$  satellite.
- $\tau$  et  $\tau_0$  : respectivement les déphasages du code local et du code incident.

La densité interspectrale de puissance est alors :

$$\begin{aligned} S_{C^{(k)}C^{(l)}}(f) &= P_{SPS} \times S_{C^{(k)}}(f) * S_{C^{(l)}}(f) \\ &= P_{SPS} \times S_{SPS}(f) * S_{SPS}(f) \end{aligned} \quad (1.29)$$

En 0, l'expression est donc :

$$S_{C^{(k)}C^{(l)}}(0) = P_{SPS} \int_{\mathfrak{R}} S_{SPS}^2(u) du = \frac{2}{3} P_{SPS} \times Tc \quad (1.30)$$

La densité spectrale de bruit apporté par un signal non démodulé est :

$$N_0 = \frac{2}{3} P_{SPS} \times Tc \quad (1.31)$$

$Tc$  étant la période d'un chip du code d'étalement. En substituant l'expression (1.31) dans (1.18), nous obtenons alors la température de bruit du  $i^{ieme}$  satellite :

$$T_{R_i} = \frac{2}{3} \frac{P_{SPS_i} \times Tc}{k} \quad (1.32)$$

La température des sources radio est donc :

$$T_R = T_{R_{Earth}} + \sum_i T_{R_i} \quad (1.33)$$

### Température ambiante

La température d'un équipement de bord d'un satellite est généralement comprise entre  $-20^\circ \text{C}$  et  $50^\circ \text{C}$  [22]. Cette plage de température est assurée par le contrôle thermique du satellite. Nous prendrons alors la valeur typique  $T_0 = 290 \text{ K}$ , soit  $T_0 \approx 17^\circ \text{C}$ .

Le but de ce modèle est l'évaluation de la performance typique en vue de d'en déduire des spécifications d'un récepteur. Des marges ont déjà été prises sur des hypothèses lors de la modélisation de la puissance. Ces marges ont été validées par comparaison à des résultats mesurés. Afin de rester cohérent avec l'objectif de notre modèle, nous n'estimons pas nécessaire de considérer systématiquement le pire cas, mais plutôt d'utiliser des valeurs typiques.

### Atténuation du câble antenne-LNA

L'atténuation d'un câble de bonne qualité peut être estimée à  $L_c = 1,1$  [10].

### Température de bruit du LNA

La contribution en bruit d'un amplificateur d'une chaîne de réception est généralement exprimée par son facteur de bruit  $F$ . L'expression de ce facteur est [15] :

$$F = 1 + \frac{T_{LNA}}{T_0} \quad (1.34)$$

Le facteur de bruit d'un LNA est typiquement  $F = 3 \text{ dB}$ , soit une température de bruit  $T_{LNA} = 290 \text{ K}$ .

### Bilan en bruit

Grâce à l'expression (1.23), nous pouvons maintenant calculer la température de bruit de la chaîne de réception, pour un satellite GEO :

$$\begin{aligned} T_{eq} &= \frac{41}{1.1} + \frac{(1.1 - 1) \times 290}{1.1} + 290 \text{ K} \\ &= 353,6 \text{ K} \\ &= 58,7 \text{ dBK} \end{aligned} \quad (1.35)$$

Pour un satellite LEO, la température de bruit du système ramenée à l'entrée du LNA est  $T_{eq} = 57,8 \text{ dBK}$ .



### 1.3.6 Rapport $C/N0$

La puissance reçue  $P$  ramenée à l'entrée du récepteur, au point B de la figure 1.9 page 22, est la puissance de la porteuse  $C$ .

$$C = P$$

Le rapport  $C/N0$  est le rapport entre la puissance de la porteuse  $C$  et la densité spectrale du bruit  $N0$  pris au même point, à l'entrée du récepteur.

$$C/N0 = \frac{P}{k \times T} \quad (\text{Hz}) \quad (1.36)$$

Afin de ramener la puissance reçue  $P$  au même point B que la densité de bruit, il faut diviser  $P_r$  de l'équation (1.14) par  $L_c$ . Ainsi, les 2 paramètres sont calculés à l'entrée du LNA.

$$C = \frac{P_r}{L_c} \quad (1.37)$$

Selon (1.37), (1.14) et (1.23), nous obtenons alors :

$$C/N0 = \frac{1}{k} \times P_e \times G_e \times \frac{1}{L_{FS}} \times \frac{G_r}{L_{pol} \times L_r \times L_c} \times \frac{1}{\frac{T_a}{L_c} + \frac{(L_c - 1) \times T_0}{L_c} + T_{LNA}} \quad (\text{Hz}) \quad (1.38)$$

$$C/N0 = \frac{1}{k} \times P_e \times G_e \times \frac{1}{L} \times \frac{G}{T_{eq}} \quad (\text{Hz})$$

Cette expression met en évidence les paramètres suivants :

- $P_e G_e$  : caractéristique de l'émetteur
- $\frac{1}{L} = \frac{1}{L_{FS}}$  : caractérise le milieu de la transmission
- $\frac{G}{T_{eq}}$  (avec  $G = \frac{G_r}{L_{pol} \times L_r \times L_c}$ ) : caractérise le récepteur. Il est également appelé *figure de mérite*.

Il apparaît dans l'expression (1.38) que le rapport  $C/N0$  est indépendant du point choisi dans la chaîne de réception, tant que la puissance de la porteuse et la densité spectrale de bruit sont calculées au même point. Le rapport  $C/N0$  est donc une caractéristique de la liaison RF entre un récepteur et un émetteur. Nous n'utilisons pas le rapport signal à bruit car les signaux de navigation sont à spectres étalés (voir paragraphe 2.2). La Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal change en fonction du point choisi de la chaîne de démodulation. Au pied de l'antenne, la DSP du signal est inférieure à la DSP du bruit. Après désétalement, ce n'est plus le cas. Le rapport signal à bruit n'est donc pas pertinent pour analyser la démodulation de signaux navigation.

## 1.4 Modélisation et analyse de performance

Dans la partie précédente, nous avons calculé les paramètres d'une liaison RF inter-satellite. A partir de ces paramètres, et des orbites des satellites, nous pouvons modéliser l'ensemble du système, c'est-à-dire les satellites émetteurs, la propagation des signaux, les satellites récepteurs. Ce modèle peut être simulé afin de générer des valeurs qui peuvent être analysées. Le but de cette analyse est de déduire les spécifications du récepteur permettant d'obtenir un niveau de performance compatible avec l'application. Dans une première partie, nous nous attacherons à montrer la modélisation du système. Ensuite nous définirons des critères d'analyse pertinents pour l'application. Enfin nous analyserons les performances attendues afin d'en déduire les spécifications du récepteur.

### 1.4.1 Modélisation système

La modélisation doit être la plus proche possible de la réalité afin que les performances soient également réalistes. Nous avons donc utilisé un logiciel d'orbitographie, Satorb, afin de modéliser les orbites des satellites. Ce logiciel a été développé initialement par l'ISAE afin de suivre le satellite Hete2. L'ISAE fait partie du consortium qui a conçu et opéré Hete2. L'antenne de la station sol, située en Guyanne, est pointée vers Hete2 grâce à Satorb. Le modèle de prédiction, appelé propagateur, utilisé dans Satorb afin de calculer les

orbites, est le SGP4/SDP4. Il a été développé pour la surveillance des objets sur orbite par le United States Space Surveillance Network (USSSN). C'est le modèle le plus courant utilisant les données orbitales du North American Aerospace Defense Command (NORAD), les Two Line Element Sets (TLEs). Satorb a été ensuite étendu afin de simuler les manœuvres orbitales et les liaisons radio satellite-sol. L'université technique de Munich a intégré à Satorb un module de simulation de liaison radio inter-satellite. Ce module a été utilisé pour une étude sur l'utilisation de satellite relais : le projet Bayernsat.

Satorb nous permet ainsi de modéliser les orbites et les paramètres de la liaison RF. Nous présenterons les orbites des satellites utilisés lors des simulations. Nous exposerons ensuite les budgets d'erreurs sur les distances satellites/récepteur. Ces erreurs étant par la suite utilisées lors de l'analyse de performance du système.

## Segment spatial

### Satellite GNSS

Nous trouvons souvent dans la littérature des modélisations basées uniquement sur les constellations théoriques. Les performances ainsi déduites de ces modèles présentent des différences notables avec les performances de systèmes réalistes. Nous comparerons également les performances d'un système basé sur une constellation GPS seule avec un système basé sur GPS et Galileo. Nous montrerons ainsi l'intérêt d'un récepteur multi-constellations dans le cadre de missions géostationnaire.

Afin de modéliser la constellation GPS réelle, nous nous appuyerons sur les données du NORAD et du United States Naval Observatory (USNO). Le NORAD fournit des informations orbitales sous forme de TLEs qui peuvent être téléchargés [23]. L'USNO fournit des informations sur l'état opérationnel des satellites GPS ainsi que les dates de mise en service et les codes d'étalement correspondant à chaque satellite [12]. Nous utiliserons la constellation datée du 22 mars 2008 à 31 satellites. Cette constellation est composée de 13 satellites BlockII-A, 12 BlockII-R et 6 BlockII-RM, respectivement de la plus ancienne à la plus récente génération. Les satellites BlockII-RM sont des BlockII-R modernisés. Cette modernisation ne concernant pas la charge utile, nous considérerons les BlockII-RM comme des BlockII-R.

Nous utiliserons également dans notre modèle la constellation GPS théorique à 24 satellites. Elle sera modélisée avec les données de [11]. Ces 2 configurations seront nommées respectivement *GPS-REAL* et *GPS-THEO* dans les tableaux de résultats de l'analyse système.

La constellation Galileo n'est pas encore opérationnelle. Elle sera modélisée avec les données de [11].

### Satellites à localiser

Nous utiliserons donc plusieurs satellites permettant d'analyser les différentes applications. Les trajectoires des satellites seront également calculées à partir des TLEs du NORAD. Pour une application sur orbite géostationnaire, nous utiliserons 2 satellites suffisamment écartés sur leur orbite afin de vérifier la généralisation des résultats : Meteosat9 et IntelSat9.

Pour l'étude du positionnement des satellites LEO, nous utiliserons des trajectoires d'inclinaison variées permettant ainsi de simuler plusieurs cas de figures. Nous nous baserons sur des missions ayant embarqués un récepteur GPS et dont les résultats sont connus, ou simulés. Nous pourrions alors comparer les études théoriques avec ces résultats. Nous avons donc retenu la station spatiale internationale ou International Space Station (ISS), les satellites scientifiques Hete2 et Demeter. Le tableau 1.5 reprend les principales caractéristiques de ces scenarii.

Satellites	Meteosat-9	Intelsat-9	ISS	Hete2	Demeter
Période (min)	1436,10	1436,15	91,63	96,27	97,98
Apogée (km)	42170,23	42174,17	6738,99	6974,29	7041,34
Périgée (km)	42159,38	42157,39	6726,29	6941,35	7039,54
Inclinaison (deg)	0,7146	0.0272	51,64	1,95	97,97
Ascension droite (deg)	244,32	86,90	61,92	325,06	151,66
Argument du périgée (deg)	187,86	340.08	128,43	149,95	98,48
Anomalie moyenne (deg)	139,29	181.05	14,66	210,29	261,65

TABLE 1.5 – Scenarii des récepteurs

Les satellites géostationnaires sont écartés sur leur orbites de  $37^\circ$ . Les 3 satellites LEO présentent des

inclinations très différentes. L'orbite de Demeter est polaire, c'est-à-dire qu'il passe au dessus des pôles. Celle de Hete2 est équatoriale, elle suit donc le plan de l'équateur. Enfin celle de l'ISS est inclinée entre ces 2 extrêmes. Hete2 pointe vers le soleil, cette attitude n'est pas réglable dans le logiciel Satorb. Les résultats expérimentaux ont été relevés lorsque l'antenne était en direction du soleil, soit une direction proche du zénith. Nous aurons donc des éléments de comparaison entre les simulations et les résultats expérimentaux. Malgré tout, ce satellite est intéressant du fait de sa trajectoire équatoriale très différente des 2 autres. L'antenne de Demeter est perpendiculaire à la trajectoire, également appelé *cross-track*. Cette attitude peut être réglée dans Satorb, nous pourrons ainsi comparer les résultats.

### Liaison intersatellite

Les valeurs calculées précédemment (sections 1.3.1 et 1.3.5) permettent de renseigner les paramètres de la modélisation de la liaison RF entre un satellite GNSS émetteur et un satellite récepteur. Satorb utilise l'équation (1.38) afin de calculer le rapport  $C/N_0$  du signal reçu.

Une fois que les paramètres de la liaison inter-satellites sont déterminés, Satorb permet de produire des rapports sur différents résultats, tel que le rapport signal à bruit ou le Doppler, en fonction du temps. Les paramètres de la liaison, tels que les gains d'antennes ou les constellations utilisées, peuvent être facilement modifiés afin de comparer les résultats et les performances des systèmes. Un rapport est créé pour chaque liaison inter-satellite. Pour un système à 2 constellations (GPS et Galileo), il y a alors 58 rapports. Nous avons créé une application permettant de décoder ces rapports et de mettre en forme les informations afin de les traiter sous Matlab.

### Budget d'erreur sur les pseudo-distances

La distance entre le récepteur et un émetteur se calcule en multipliant le temps de vol du signal par la vitesse de la lumière. L'horloge du récepteur n'est pas synchronisée avec celle de l'émetteur. Le temps de vol est donc mesuré entre 2 horloges non synchronisées. Dans ce cas, la mesure de distance est appelée *pseudo-distance*.

Par hypothèse, les erreurs sur les pseudo-distances sont gaussiennes et de moyenne nulle. Pour chaque source d'erreur, il est possible d'en estimer l'écart-type  $\sigma$ . L'écart-type de l'ensemble de ces erreurs, ramené sur les pseudo-distances, est appelé User Equivalent Range Error (UERE). L'erreur sur le calcul de la position du récepteur est fonction de l'UERE et de la géométrie satellite/utilisateur, le Geometrical Dilution Of Precision (GDOP), développé au paragraphe 1.4.2.

Par hypothèse, ces erreurs sont des variables indépendantes. l'UERE est alors la racine carrée de la somme des carrés des écarts-types, ou Root Sum Square (RSS). Le tableau 1.6 présente le budget typique d'un récepteur GPS au sol [11]. Les satellites GPS émettent 2 signaux de navigation : Precise Positioning System (PPS) et SPS. Le signal PPS est le signal crypté P(Y) à accès restreint émis sur la fréquence L2 (1227,60 MHz). Le signal SPS est le signal grand public appelé également Coarse Acquisition (C/A), émis sur la fréquence L1 (1575,42 MHz).

Source de l'erreur	$1\sigma$ (m)
Horloge de l'émetteur	1, 1
Éphémérides diffusées	0, 8
Délai de groupe entre signaux PPS et SPS	0, 3
Délai ionosphérique	7, 0
Délai troposphérique	0, 2
Bruit du récepteur	0, 1
Multi-trajets	0, 2
UERE	7, 1

TABLE 1.6 – UERE typique d'un récepteur GPS

Les données diffusées par les satellites GNSS comprennent des paramètres de corrections de l'horloge. En effet, l'horloge des satellites dérivent par rapport à l'horloge de référence GPS ou Galileo. Des stations de référence mesurent cette dérive et calculent les paramètres de corrections devant être diffusés par chaque satellite. Une erreur résiduelle subsiste malgré tout.

De la même façon, les satellites diffusent des éphémérides, c'est-à-dire des paramètres permettant de calculer leur position à chaque instant. Ces éphémérides sont entachées d'une erreur.

Les signaux SPS sont créés à partir de la phase des signaux PPS. il reste une erreur de phase introduite par les générateurs de signaux. Cette erreur, qui est le temps de groupe différentiel, est mesurée et transmise dans le message de navigation, pour correction.

La ionosphère est comprise entre 70 km et 1000 km d'altitude. Elle est ionisée par les ultraviolets émis par le soleil. Cette ionisation influence la propagation des ondes électromagnétiques. Le délai induit par la ionisation peut être modélisé et en partie corrigé. La valeur du délai ionosphérique du tableau 1.6 est l'erreur résiduelle après correction. Le délai ionosphérique est une fonction linéaire de la fréquence. Il peut donc être quasiment annulé par un récepteur multi-fréquence. L'erreur sur la fréquence L1 est ainsi :

$$\Delta S_{iono,corr_{L1}} = \left( \frac{f_{L2}^2}{f_{L2}^2 - f_{L1}^2} \right) (\rho_{L1} - \rho_{L2}) \quad (1.39)$$

Avec

- $f_{L1}$  et  $f_{L2}$ , respectivement les fréquences L1 et L2 (voir le tableau 1.1 page 17).
- $\rho_{L1}$  et  $\rho_{L2}$ , respectivement les pseudo-distances mesurées pour les fréquences L1 et L2.

L'erreur troposphérique ne dépend pas de la fréquence, elle ne peut donc pas être annulée par un récepteur multi-fréquence. Elle dépend de la température, de la pression, de l'humidité. Elle peut également être modélisée afin d'apporter une correction sur les pseudo-distances. La valeur du délai troposphérique du tableau 1.6 est l'erreur résiduelle après correction.

Le bruit apporté par le récepteur dépend de sa conception, notamment de son horloge. L'erreur présentée ici est une erreur typique de récepteur grand public.

Les multi-trajets dépendent de l'environnement du système, en grande partie du milieu urbain. Les signaux GNSS vont être réfléchis par les surfaces des bâtiments. Les signaux résultants démodulés seront donc composés des signaux directs et des signaux réfléchis.

Dans le cas d'une application GEO, les signaux traversant la ionosphère vont être rasants (voir figure 1.4 page 14). Le modèle classique de correction ne peut donc être utilisé. Pour cette étude, nous traitons d'un récepteur multi-constellations, mais pas nécessairement multi-fréquence. Connaissant la position des satellites GNSS et du récepteur, il est alors aisé d'exclure les émetteurs dont les signaux sont rasants, à moins de 1000 km de la surface de la Terre. Le logiciel Satorb calcule la perte de puissance pour des signaux traversant la ionosphère lors d'une communication inter-satellites. Nous avons choisi dans notre modélisation d'exclure les signaux présentant une perte ionosphérique. Les signaux retenus ne traversant pas la troposphère, ces pertes sont également nulles.

Dans le cas d'une application LEO, le récepteur est au dessus de la troposphère mais dans la ionosphère. La géométrie du système, peu différente d'un système avec récepteur au sol, permet donc d'utiliser le modèle de correction ionosphérique.

Le tableau 1.7 présente les budgets d'erreurs considérés pour les deux cas de figures : GEO et LEO.

Source de l'erreur	GEO $1\sigma$ (m)	LEO $1\sigma$ (m)
Horloge de l'émetteur	1,1	1,1
Éphémérides diffusées	0,8	0,8
Délai de groupe entre signaux PPS et SPS	0,3	0,3
Délai ionosphérique	0,0	7,0
Délai troposphérique	0,0	0,0
Bruit du récepteur	0,1	0,1
Multi-trajets	0,0	0,0
UERE	1,4	7,1

TABLE 1.7 – UERE d'un récepteur GPS sur orbite

### 1.4.2 Critères d'analyse

Le rapport  $C/N0$  est une caractéristique de la liaison RF. C'est également une spécification du récepteur : un signal ne pourra être démodulé que si la puissance reçue est suffisante. Le seuil de démodulation peut également être exprimé sous forme de rapport  $C/N0$ . Un signal reçu ne pourra donc être démodulé que si son rapport  $C/N0$  est supérieur au seuil. Il existe en fait 2 seuils différents : le seuil de détection et le seuil de poursuite. Les algorithmes de détection et de poursuite étant différents, leurs seuils peuvent être différents.

Ces seuils sont une spécification lors de la conception et de l'implémentation des algorithmes. Lorsque le rapport  $C/N0$  d'un signal est au dessus des seuils, le signal peut être démodulé et le satellite émetteur est dit *visible* par le récepteur.

Le nombre de satellites visibles utilisés afin de calculer les critères d'analyse dépend des seuils de détection, appelé également seuil d'acquisition, et de poursuite. Le seuil de poursuite doit être égal ou inférieur au seuil d'acquisition, sinon un satellite détecté au seuil d'acquisition ne pourrait pas être poursuivi. Nous considérerons dans l'étude suivante que le seuil de poursuite est égal au seuil d'acquisition. C'est-à-dire que l'algorithme de poursuite accroche et poursuit un signal tant que le rapport  $C/N0$  est supérieur au seuil d'acquisition. C'est une hypothèse conservatrice, car l'algorithme de poursuite peut démoduler des signaux à un seuil inférieur au seuil d'acquisition. A ce stade de l'étude, nous ne pouvons pas évaluer la différence entre les 2 seuils. Nous considérerons également que le temps d'acquisition est de 1 minute. C'est à dire qu'un satellite est détecté et poursuivi 1 minute après que son  $C/N0$  soit passé au dessus du seuil d'acquisition.

Le nombre de satellites visibles, et donc la capacité à déterminer une localisation, étant directement lié aux seuils, la première étape consiste donc à choisir des seuils compatibles avec les performances attendues du système en terme de performances attendues et de complexité d'implémentation. Les simulations ont été menées pour une durée de 48 heures, par pas de 1 minute.

Nous présenterons en premier lieu un critère de durée, durant laquelle il est possible de calculer la position. Nous montrerons ensuite qu'il est possible d'estimer la précision de la position calculée. Pour cela, nous étudierons l'effet de la géométrie satellite/récepteur sur la précision. Grâce aux simulations, nous estimerons l'erreur probable sur la position calculée pour les différents scénarii. Pour terminer, nous présenterons l'effet Doppler sur les signaux et leur impact sur la conception du récepteur.

### Temps

Afin de pouvoir calculer la position du récepteur, Les signaux d'au moins 4 satellites doivent être démodulés (voir paragraphe 2.7). Notre premier critère d'analyse est donc, sur une durée donnée, la durée pendant laquelle au moins 4 satellites sont visibles. C'est-à-dire la durée pendant laquelle une position peut être calculée. Nous avons appelé ce critère *disponibilité de service*.

Ces durées de disponibilité ne sont pas continues. Elles sont réparties en plage de temps plus ou moins longues. La position d'un satellite géostationnaire étant stable sur son orbite, il n'est pas nécessaire de connaître en permanence la position du satellite, à l'image des systèmes de positionnement actuel. Il faut en revanche avoir des positions régulièrement répartie dans le temps. Il faut également disposer de plages de visibilité suffisamment longue afin de pouvoir faire exécuter des manœuvres au satellite, en ayant connaissance en permanence de sa position. Nous avons donc déterminé un nouveau critère temporel qui est la fréquence d'occurrence des plages de visibilité à 4 satellites au moins en fonction de leur durée.

### Géométrie

Le critère de disponibilité de service n'exprime pas la performance en terme de précision de localisation. Pour cela, nous utiliserons le critère du GDOP [11] qui est un terme purement géométrique, et ne dépend donc pas des caractéristiques du récepteur.

La position réelle du récepteur se calcule à partir d'une hypothèse sur une position. Cette position est appelée *point de linéarisation*. Le vecteur  $\Delta \mathbf{x}$ , entre la position réelle et le point de linéarisation, est lié aux pseudo-distances par la relation :

$$\mathbf{H}\Delta \mathbf{x} = \Delta \boldsymbol{\rho} \quad (1.40)$$

Le vecteur  $\Delta \mathbf{x}$  a 4 composantes : les trois premières sont l'offset entre la position du récepteur et le point de linéarisation. La quatrième est l'offset temporel entre le temps du récepteur et l'hypothèse de temps au point de linéarisation (exprimé en unité de longueur).

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x}_T - \mathbf{x}_L + d\mathbf{x} \quad (1.41)$$

Avec :

- $\mathbf{x}_T$  : la position et le temps réel du récepteur.
- $\mathbf{x}_L$  : la position et le temps du point de linéarisation.
- $d\mathbf{x}$  : l'erreur sur l'estimation de la position et du temps.

Le vecteur  $\Delta \boldsymbol{\rho}$  peut se décomposer de la façon suivante :

$$\Delta \boldsymbol{\rho} = \boldsymbol{\rho}_T - \boldsymbol{\rho}_L + d\rho \quad (1.42)$$

Avec :

- $\boldsymbol{\rho}_T$  : le vecteur des pseudo-distances calculées entre la position réelle du récepteur et les satellites émetteurs.
- $\boldsymbol{\rho}_L$  : le vecteur des pseudo-distances calculées entre le point de linéarisation et les satellites émetteurs.
- $d\rho$  : les erreur sur les mesures de pseudo-distances.

La matrice  $\mathbf{H}$  est la matrice  $n \times 4$  des vecteurs unitaires  $\mathbf{a}_i = (a_{xi}, a_{yi}, a_{zi})$  qui donne qui donne la direction des satellites émetteurs au point de linéarisation.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{xn} & a_{yn} & a_{zn} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Si  $n = 4$  et que le point de linéarisation est suffisamment proche de la position réelle, celle-ci peut être obtenue en résolvant l'équation (1.40) pour  $\Delta \mathbf{x}$  :

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1} \Delta \boldsymbol{\rho} \quad (1.44)$$

Si  $n > 4$ , l'équation (1.40) peut être résolue en utilisant la méthode des moindres carrés.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^T \mathbf{H} \Delta \mathbf{x} &= \mathbf{H}^T \Delta \boldsymbol{\rho} \\ \Delta \mathbf{x} &= (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \Delta \boldsymbol{\rho} \end{aligned} \quad (1.45)$$

Par hypothèse, les composantes du vecteur  $d\rho$  sont gaussiennes et de moyenne nulle. Il s'ensuit que  $d\mathbf{x}$  est également gaussien et de moyenne nulle. La covariance de  $d\mathbf{x}$  est :

$$\begin{aligned} \text{cov}(d\mathbf{x}) &= E[d\mathbf{x}d\mathbf{x}^T] \\ &= E\left[(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T d\rho d\rho^T \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}\right] \\ &= (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \text{cov}(d\rho) \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \end{aligned} \quad (1.46)$$

L'hypothèse faite habituellement est que les composantes de  $d\rho$  sont indépendantes, distribuées identiquement et ont une variance égale au carré de l'UERE. La covariance de  $d\rho$  est alors :

$$\text{cov}(d\rho) = \mathbf{I}_{n \times n} \sigma_{UERE}^2 \quad (1.47)$$

Où la matrice  $\mathbf{I}_{n \times n}$  est la matrice identité de taille  $n$ . La substitution de (1.47) dans (1.46) entraîne :

$$\text{cov}(d\mathbf{x}) = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \sigma_{UERE}^2 \quad (1.48)$$

La covariance de l'erreur sur la position et le temps est donc la multiplication de la matrice  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$  par un scalaire. Les éléments de cette matrice quantifient la façon dont les erreurs sur les pseudo-distances se traduisent en éléments de la matrice de covariance de  $d\mathbf{x}$

$$\text{cov}(d\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \sigma_{x_u}^2 & \sigma_{x_u y_u}^2 & \sigma_{x_u z_u}^2 & \sigma_{x_u ct_b}^2 \\ \sigma_{x_u y_u}^2 & \sigma_{y_u}^2 & \sigma_{y_u z_u}^2 & \sigma_{y_u ct_b}^2 \\ \sigma_{x_u z_u}^2 & \sigma_{y_u z_u}^2 & \sigma_{z_u}^2 & \sigma_{z_u ct_b}^2 \\ \sigma_{x_u ct_b}^2 & \sigma_{y_u ct_b}^2 & \sigma_{z_u ct_b}^2 & \sigma_{ct_b}^2 \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Les paramètres de dilution de précision sont définis comme étant le rapport entre des éléments de la matrice de covariance et  $\sigma_{UERE}$ . En particulier, le GDOP est :

$$\text{GDOP} = \frac{\sqrt{\sigma_{x_u}^2 + \sigma_{y_u}^2 + \sigma_{z_u}^2 + \sigma_{ct_b}^2}}{\sigma_{UERE}} \quad (1.50)$$

la matrice  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$  peut être exprimée de la manière suivante :

$$(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & D_{24} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & D_{34} \\ D_{41} & D_{42} & D_{43} & D_{44} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

L'expression du GDOP est alors :

$$\text{GDOP} = \sqrt{D_{11} + D_{22} + D_{33} + D_{44}} \quad (1.52)$$

Le GDOP est un critère global de dilution de précision. Il ne fait pas la différence entre les axes. La géométrie du système GEO est particulière car, du point de vue du récepteur, tous les satellites GNSS sont concentrés dans une région étroite autour du nadir. La dilution de précision doit alors être différente selon les axes. Nous utiliserons donc deux autres critères de dilution de précision qui permettent de distinguer les 2 directions : le Horizontal Dilution Of Precision (HDOP) et le Vertical Dilution Of Precision (VDOP). Ces critères sont exprimés par :

$$\begin{aligned} \text{HDOP} &= \sqrt{D_{11} + D_{22}} \\ \text{VDOP} &= \sqrt{D_{33}} \end{aligned} \quad (1.53)$$

Les mesures couramment utilisées en statistiques, tels que la moyenne ou l'écart-type, ne nous ont pas semblé pertinent pour l'analyse de notre système. En effet, certaines valeurs de dilution de précision peuvent être très grandes dans le cas d'un récepteur en orbite GEO. Ces valeurs ne sont pas représentatives de la performance globale du système, mais perturbent considérablement l'analyse statistique. De plus, les mesures de dilution de précision présentent une très grande volatilité, avec des variations brusques et très importantes. Afin de mieux caractériser les performances possibles de l'application, nous avons donc choisi de montrer la probabilité à 95% des GDOP. Pour un seuil d'acquisition donné, nous calculons les GDOP sur une période de 48 heures. Puis, nous recherchons la valeur de GDOP pour laquelle 95% des GDOP calculés lui sont inférieurs. Nous obtenons ainsi une courbe en fonction du seuil d'acquisition. C'est-à-dire que pour un seuil d'acquisition donné, 95% des GDOP calculés sur 48 h sont inférieurs à cette courbe. Nous avons choisi la probabilité à 95% car elle correspond à deux fois l'écart-type pour une distribution gaussienne. Nous n'affichons donc pas les valeurs maximales du GDOP, qui sont le résultat de valeurs singulières de la matrice  $H$  (voir expression (1.43) page précédente) dues à la géométrie particulière du système en orbite GEO. Le calcul de l'inversion de la matrice résultante  $(H^T H)^{-1}$  donne alors des résultats aberrants. Dans ces cas particuliers, les valeurs du GDOP peuvent être de plusieurs kilomètres. L'erreur sur la position serait également du même ordre de grandeur. Ces aberrations sont facilement détectables par un récepteur de navigation. En effet, elles sont très ponctuelles dans le temps. La position d'un satellite GEO sur son orbite étant très stable, elle est prévisible aisément. Il suffit alors de rejeter les positions calculées qui sont trop éloignées de la moyenne des positions précédentes.

### Erreur sphérique probable

Les critères tels que le GDOP montrent l'influence de la géométrie sur la précision. Ils sont indépendants des performances du récepteur ou de l'algorithme de calcul de la position. Une autre mesure de la performance de localisation est l'erreur probable par rapport à la position réelle. Pour un récepteur recevant les signaux GNSS en ligne directe (sans multi-trajets), il est possible d'estimer cette erreur à partir de la dilution de précision et de l'UERE. Par exemple, pour un récepteur au sol, l'erreur circulaire probable à 50% ou Circular Error Probable (CEP), c'est à dire le rayon du disque contenant au moins 50% des résultats de calcul de localisation, est :

$$\text{CEP} \approx 0,75 \times \text{HDOP} \times \sigma_{\text{UERE}} \quad (1.54)$$

Nous avons choisi une autre approche de l'erreur probable faisant intervenir l'algorithme des moindres carrés. En effet, l'UERE de la CEP présentée dans l'expression (1.54) fait l'hypothèse d'une erreur identique pour tous les signaux (voir expression (1.47)). L'erreur mentionnée dans le tableau 1.6 page 27 est une erreur typique observée pour un récepteur situé sur le sol terrestre. La démodulation d'un signal GNSS dépend du  $C/N_0$  du signal. Plus le signal est bruité, c'est-à-dire plus le  $C/N_0$  est petit, plus l'erreur sur la pseudo-distance sera importante. Dans le cas d'un récepteur terrestre, la puissance du signal reçu en ligne directe varie peu car l'antenne d'émission compense l'éloignement (voir paragraphe 1.3.2. Dans le cas d'un récepteur GEO, le  $C/N_0$  du signal reçu varie de façon importante (voir figure 1.36). Nous avons fait des mesures sur un canal de démodulation modélisé en SystemC traitant des signaux simulés [24]. Chaque point des courbes de la figure 1.11 est la déviation standard de l'erreur en distance apportée par le récepteur et calculée sur une période de 2 minutes. Nous avons fait ces mesures pour 2 bandes de boucle, 1 Hz et 5 Hz. Nous pouvons voir sur cette figure que l'hypothèse du tableau 1.6 est valide car la déviation standard varie peu pour un  $C/N_0$  entre 40 à 45 dB.Hz. Alors qu'elle se dégrade fortement pour des signaux à plus faible  $C/N_0$ . Comme le montre la figure 1.36, un récepteur GEO devra démoduler des signaux présentant un écart

de  $C/N_0$  important. L'hypothèse d'une déviation standard identique n'est donc plus valable. L'expression (1.54) ne fait pas intervenir le temps. Le HDOP est considéré comme invariant dans le temps. Or, nous montrerons que les paramètres de dilution de précision varient beaucoup dans le temps pour un système GEO. Les expressions de l'erreur probable se basant sur les DOP, telles que (1.54), ne sont alors plus pertinentes.

Nous avons donc choisi de calculer l'erreur sphérique, ou Spherical Error Probable (SEP), en partant des

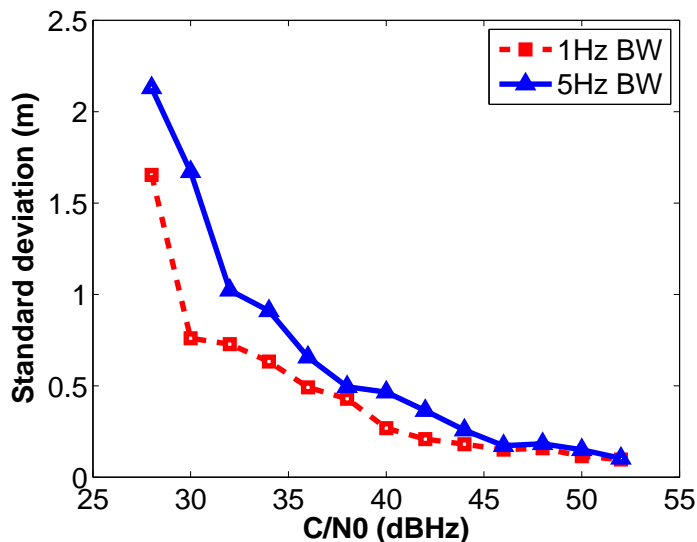


FIGURE 1.11 – Déviation standard de l'erreur en distance en fonction du  $C/N_0$

pseudo-distance et en recalculant la position du récepteur. En effet, le logiciel Satorb donne les positions des satellites du système : GNSS et récepteur. Nous pouvons donc calculer les distances satellites/récepteur. A ces distances, nous ajoutons une erreur gaussienne d'écart-type  $\sigma_{URE}$  selon le récepteur considéré, GEO ou LEO, et le  $C/N_0$  du signal. A partir des distances entachées d'une erreur, nous recréons des pseudo-distances en ajoutant une erreur de mode commun à toutes les distances, ce qui correspond à un biais d'horloge entre le temps GNSS et le temps du récepteur. Nous faisons une estimation de la position actuelle du récepteur, basée sur la position précédente et la vitesse du véhicule. Cette estimation nous donne alors un point de linéarisation. Nous calculons ensuite la position du récepteur en itérant l'algorithme des moindres carrés (équation (1.45)), tel que cela est fait dans un récepteur réel, jusqu'à ce que  $\Delta \mathbf{x}$  devienne suffisamment petit.

Nous avons constaté lors de simulations que cet algorithme ne parvenait pas systématiquement à déterminer une position pour un récepteur en orbite GEO, même quand les signaux de 4 satellites GNSS sont reçus et que la matrice  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$  a pu être calculée. Dans certains cas, l'algorithme ne se stabilise pas autour d'une solution, voire peut diverger complètement en quelques itérations. Ces situations n'apparaissent pas lors du calcul des paramètres de dilution de précision, tel que le GDOP. Ces paramètres ne sont donc pas suffisants afin d'estimer la performance d'un récepteur.

Les positions ainsi calculées peuvent être ensuite comparées aux positions simulées de notre modèle. Nous pouvons donc obtenir la SEP, mais également des graphiques de l'évolution de l'erreur en fonction du temps.

### Rapport $C/N_0$

Nous analyserons le rapport  $C/N_0$  des signaux non masqués, par la Terre ou par les antennes. Nous pourrions ainsi estimer le pourcentage de signaux non démodulés, car en dessous du seuil d'acquisition. Cela permettra de valider le seuil d'acquisition choisi lors des étapes précédentes. Nous présenterons également la probabilité du rapport  $C/N_0$  des signaux démodulés. C'est un paramètre qui sera pris en compte lors de l'analyse algorithmique, notamment en terme de temps d'intégration. Il est également utile pour de déterminer la stratégie d'acquisition, afin de réduire le nombre de calculs.



## Doppler

La fréquence des signaux reçus est affectée d'un effet Doppler, voir paragraphe 2.3 page 67. Lors de la phase d'acquisition des signaux GNSS, la fréquence n'est donc pas connue (voir paragraphe 2.6). C'est alors une des inconnues de la phase d'acquisition. Il est possible de borner cette inconnue en analysant le système. En effet, les vitesses et positions des différents objets du système (émetteurs et récepteur) sont également bornées. Le calcul analytique ou la simulation permettent de trouver les bornes Doppler, et donc la plage fréquentielle maximale de recherche. Les bornes Doppler sont différentes selon le système considéré : LEO ou GEO. Ce sont alors des spécifications du récepteur. Les plages de recherche fréquentielle peuvent également différer selon qu'on considère une acquisition à froid, c'est-à-dire que le récepteur ne connaît pas sa position au préalable, ou une acquisition en cours de fonctionnement, où il s'agit de détecter les satellites qui arrivent en visibilité. Dans ces deux cas de figures, les plages de recherche Doppler vont être différentes.

L'effet Doppler a également un impact sur le temps d'acquisition. Afin de pouvoir être détectés, les signaux GNSS doivent être intégrés sur une certaine durée (voir chapitre 2). Cette durée est d'autant plus longue que le rapport  $C/N_0$  du signal est faible. L'effet Doppler entraîne une variation de la phase des signaux sur la durée d'intégration. La durée d'intégration devra donc être suffisamment brève afin que les signaux ne soit pas trop affectés par l'effet Doppler, ce qui dégraderait les performances de l'algorithme d'acquisition. Mais elle devra également être suffisamment longue, afin de pouvoir détecter des signaux à faible rapport  $C/N_0$ . Les spécifications d'un récepteur pour les systèmes LEO et GEO seront ici différentes.

De plus, l'effet Doppler va contraindre le temps de calcul de l'algorithme d'acquisition. C'est un algorithme de post-traitement qui travaille sur des échantillons mémorisés. Entre l'instant de mémorisation des signaux GNSS et l'instant de détection, il s'écoule un certain temps. Pendant ce temps de calcul, la fréquence Doppler varie à cause de la dynamique des véhicules du système : émetteur et récepteur. Si le temps de calcul  $\delta t$  de l'acquisition est long et que la fréquence Doppler varie rapidement, la fréquence Doppler trouvée sera différente de la fréquence Doppler à la fin du calcul :  $f_d(t) \neq f_d(t + \delta t)$ . L'algorithme de poursuite ne pourra alors pas accrocher le signal, la fréquence Doppler initiale,  $f_d(t)$ , étant trop différente de celle effective du signal,  $f_d(t + \delta t)$ . L'algorithme de poursuite ne pourra par conséquent pas accrocher un signal qui n'est plus présent. Cette contrainte pèsera sur le récepteur LEO, où les variations de Doppler, également appelés taux de Doppler, sont très élevés. Ce paramètre, dépendant de la bande de la PLL de la poursuite, sera développé au chapitre 2.

L'algorithme de poursuite est aussi concerné par le taux de Doppler. La poursuite du signal GNSS est effectuée grâce à des boucles à verrouillage. Ces boucles doivent intégrer le signal sur au moins une période de code, soit 1 ms. Dans certains cas, pour le système LEO, le taux de Doppler est très important. Les boucles doivent alors pouvoir suivre un signal dont la fréquence varie très rapidement, notamment durant la phase critique de la transition entre acquisition et poursuite.

### 1.4.3 Application géostationnaire

#### Disponibilité de service

Le système a été simulé sur une durée de 48 h avec des intervalles de mesure d'une minute. La figure 1.12, page suivante, présente en ordonnée la durée totale pendant laquelle au moins 4 satellites sont visibles depuis un récepteur situé sur Meteosat9. Ces durées ont été calculées pour plusieurs seuils d'acquisition, présentés en abscisse. Nous comparons également les performances d'un récepteur multi-constellations, capable de démoduler les signaux GPS et Galileo, avec un récepteur GPS seul. Nous pouvons voir que le système GPS+Galileo présente une meilleure disponibilité de service que le système GPS seul. En effet, le nombre de satellite GNSS étant plus important (58 au lieu de 31), le critère de 4 satellites visibles est plus souvent atteint. La figure 1.13 montre le cas de figure d'un récepteur situé sur Intelsat9. La disponibilité de service est équivalente, voire légèrement meilleure que celle de Meteosat9. Nous analyserons donc seulement le cas d'un récepteur situé sur Meteosat9 pour le reste de ce paragraphe.

Ces 2 figures permettent également de voir l'intérêt d'un récepteur multi-constellation par rapport à un récepteur GPS seul. En effet, afin d'avoir la même disponibilité de service qu'un récepteur GPS+Galileo avec un seuil d'acquisition de 29 dB.Hz, un récepteur GPS devrait être en mesure de détecter et de démoduler des signaux jusqu'à un  $C/N_0$  de 25 dB.Hz pour Meteosat9 et de 24 dB.Hz pour Intelsat9. Cette contrainte rend la conception d'un récepteur GPS pour des satellites en orbite GEO bien plus délicate. La courbe du système GPS+Galileo présente un seuil d'inflexion net à 28 dB.Hz, la disponibilité de service est de 45 h 33 min sur 48 h. Pour des seuils d'acquisition inférieurs, le gain n'est pas significatif. Pour un seuil d'acquisition de

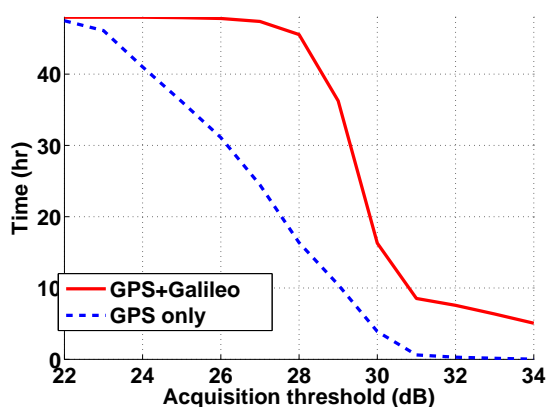


FIGURE 1.12 – disponibilité de service pour Meteosat9, sur 48h

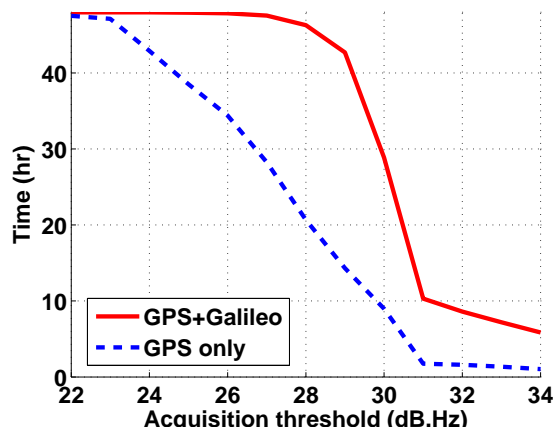


FIGURE 1.13 – disponibilité de service pour Intel-sat9, sur 48h

29 dB.Hz, la disponibilité de service est encore de 36 h 15 min sur 48 h.

Les figures 1.14 à 1.16 montrent la fréquence d'occurrence des plages de visibilité à 4 satellites au moins, pendant lesquelles il est possible de calculer une position, en fonction de leur durée. C'est un critère de continuité de service. Nous pouvons voir qu'un seuil plus bas augmente la probabilité d'avoir des plages de continuité de service longues. La figure 1.17 permet de comparer la probabilité cumulée de durée des plages de continuité de service pour 3 seuils d'acquisition pour un récepteur GPS et Galileo. Elle montre que pour un seuil de 30 dB.Hz, l'ensemble des plages de continuité de service sont inférieures à 50 min. C'est à dire que la durée maximale de continuité de service est de 50 min. Pour un seuil d'acquisition et de poursuite de 29 dB.Hz, environ 30% des plages de continuité de service sont supérieures à 30 min et 10% sont supérieures à 1 h. C'est à dire que sur 48 h, 10% des plages de continuité de service sont supérieures à 1 h.

Un paramètre temporel important de l'application est la durée pendant laquelle un satellite GNSS est visible depuis le récepteur. La figure 1.18 montre la probabilité cumulée des durées pendant lesquelles un satellite GNSS est visible. Les courbes sont similaires pour un récepteur GPSseul ou GPS+Galileo. Nous pouvons voir que 50% des durées de visibilité sont inférieures à 30 min. C'est à dire qu'il y a 50% de probabilité pour qu'un satellite soit visible pendant au plus 30 min. Cette caractéristique va influencer sur la stratégie d'acquisition. Si le temps mis pour trouver un satellite qui arrive en visibilité est trop important, la durée de la plage de visibilité va alors diminuer. Or le nombre de satellites visibles à un instant donné est peu important. Cela peut donc entraîner une nette dégradation de la disponibilité et de la continuité de service. Nos modélisations sont faites avec un temps d'acquisition de 1 min.

Le seuil d'acquisition de 30 dB.Hz est la limite de démodulation des signaux des lobes secondaires (voir figure 1.36 page 45). La contribution des lobes secondaires est importante pour la la disponibilité de service de service. La figure 1.12 présente un point d'inflexion autour de la valeur de seuil de 30 dB.Hz. Pour des seuils d'acquisition et de démodulation supérieur à cette valeur, les signaux des lobes secondaires ne peuvent plus être détectés et poursuivis. La disponibilité de service de service est alors fortement dégradée.

Les figures 1.19 et 1.20, page 36, montrent le point de vue depuis l'antenne de réception. Il s'agit de l'angle sous lequel les signaux émis par les satellites GNSS seraient reçus par une antenne parabolique fixée sur Meteosat9. L'axe radial représente l'angle de dépointage (en degré) entre le centre du lobe principal de l'antenne de réception et la position de l'émetteur. Seul les signaux en visibilité, c'est-à-dire dont le  $C/N_0$  est supérieur au seuil de réception, sont tracés. Le système a été simulé sur une durée de 48 h. Ces figures, appelées Skyplot, montrent donc les trajectoires des satellites GNSS visibles depuis l'antenne de réception. Pour un seuil de 29 dB.Hz, nous pouvons voir que les traces sont plus nombreuses, mais également plus longues que pour un seuil de 30 dB.Hz. Cela signifie que les signaux reçus sont poursuivi plus longtemps.

Nous pouvons également voir qu'il y a rupture du signal reçu entre le lobe principal et les lobes secondaires. En effet, le  $C/N_0$  chute à environ 15 dB.Hz (voir figure 1.36). La rupture de la phase de poursuite entre le lobe principal et les lobes secondaires paraît inévitable : la démodulation jusqu'à 15 dB.Hz serait une contrainte trop forte pour la conception du récepteur. D'autant plus que le gain en temps de poursuite serait faible : de l'ordre de 30 mn sur 48 h par rapport à un seuil de 29 dB.Hz. Les trajectoires des satellites étant prévisibles, il sera aisé pour un récepteur de limiter la zone de recherche de l'algorithme d'acquisition afin

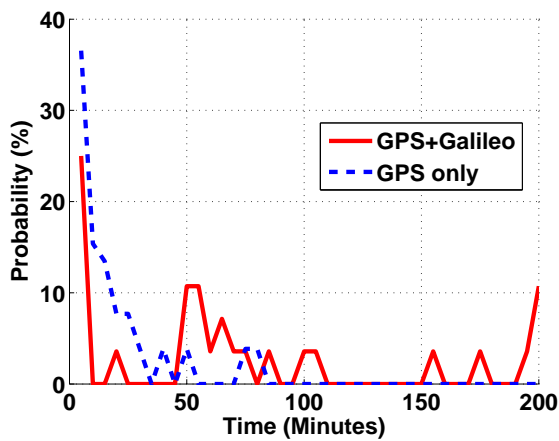


FIGURE 1.14 – Durée de la continuité de service, seuil de 28 dB.Hz

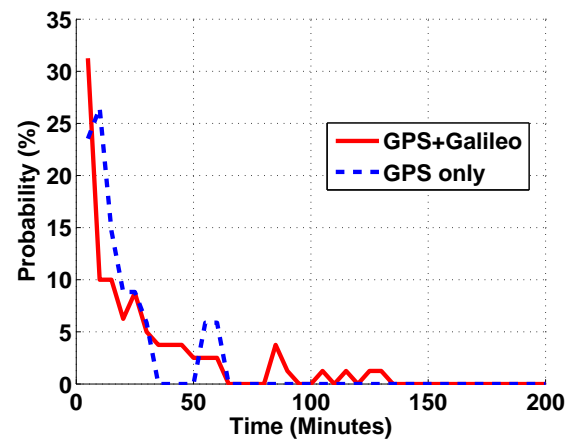


FIGURE 1.15 – Durée de la continuité de service, seuil de 29 dB.Hz

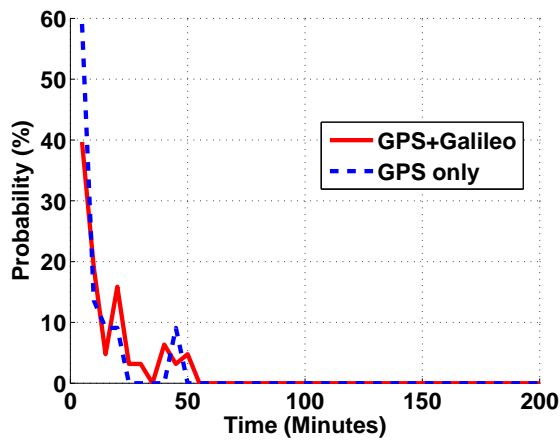


FIGURE 1.16 – Durée de la continuité de service, seuil de 30 dB.Hz

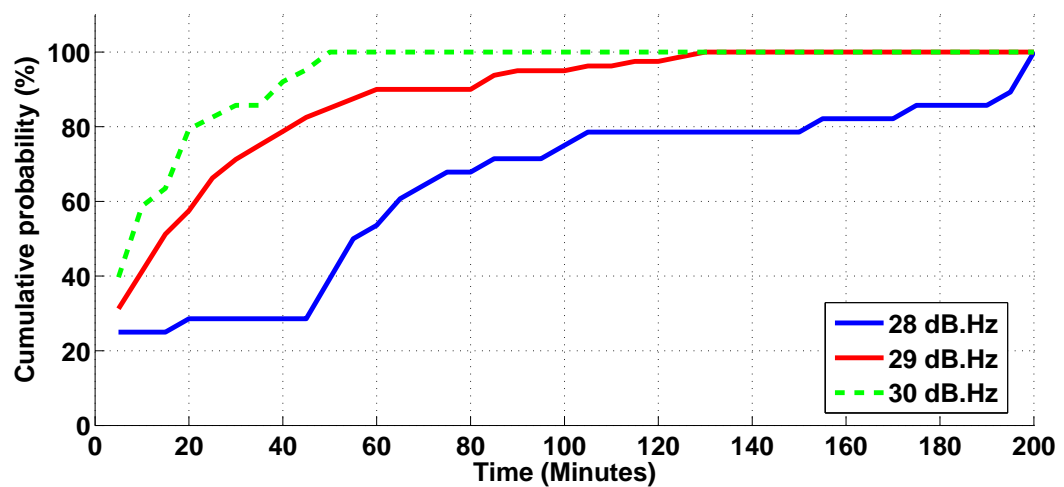


FIGURE 1.17 – Comparaison de la durée des plages de continuité de service pour Meteosat9

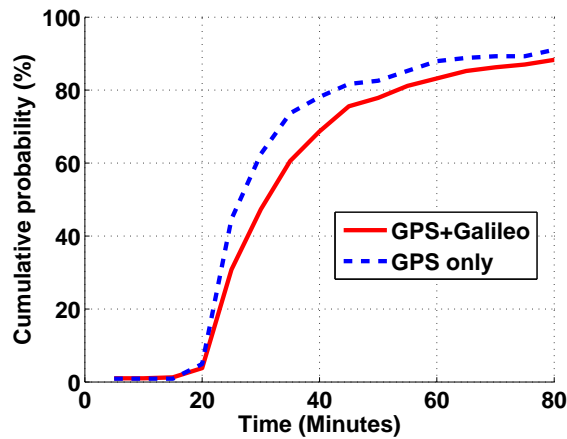


FIGURE 1.18 – Probabilité de la durée de visibilité d'un satellite GNSS depuis Meteosat9, seuil de 28 dB.Hz

de détecter plus rapidement les satellites arrivant en visibilité.

La figure 1.21 page suivante montre le Skyplot pour un seuil d'acquisition de 31 dB.Hz. Les lobes secondaires

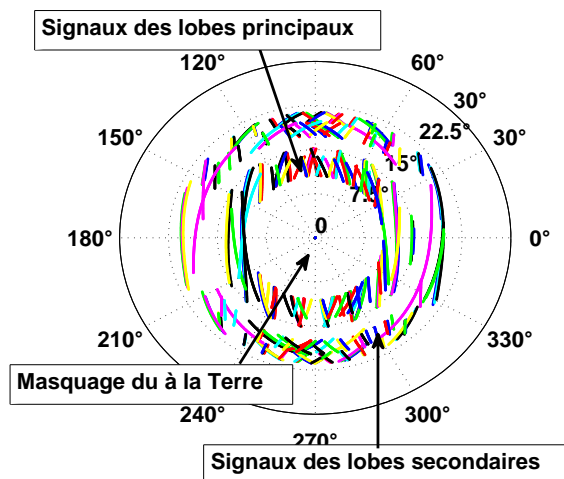


FIGURE 1.19 – Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 29 dB.Hz

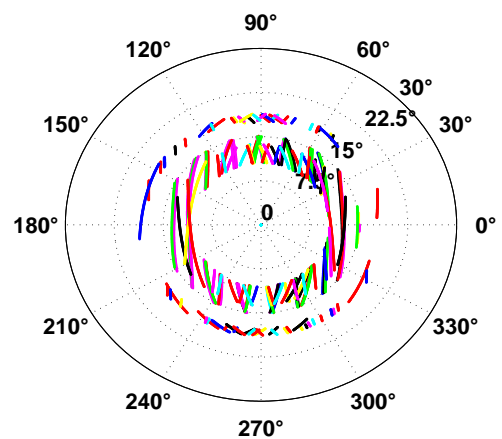


FIGURE 1.20 – Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 30 dB.Hz

ne sont plus reçus. Ce qui explique effectivement le point d'inflexion autour de 30 dB.Hz de la figure 1.12.

Le nombre de satellites GNSS visibles depuis Meteosat9, sur une période de 48 h et pour un seuil d'acquisition de 29 dB.Hz, est présenté figure 1.22. Pour un récepteur GPS seul, les plages sans aucun satellites visibles ne sont pas rares. Durant ces plages, il n'est pas possible d'asservir l'horloge du récepteur sur celle du système GPS. La dérive d'horloge résultante entraîne un temps de détection plus long des nouveaux satellites arrivant en visibilité (voir chapitre 2).

### Performance géométrique

Nous étudierons en premier lieu les valeurs du GDOP pour Meteosat9. Le GDOP ne dépend pas des performances de récepteur, mais uniquement de la configuration géométrique des émetteurs et du récepteur. La figure 1.23 montre la probabilité du GDOP (en ordonnée) en fonction des seuils d'acquisition (en abscisse). Pour chaque seuil d'acquisition, le GDOP a donc été calculé sur 48 h par pas de 1 min. Les points de la courbe sont ici les probabilité à 95% des GDOP. C'est-à-dire que, sur 48 h et pour un seuil d'acquisition donné, 95% des GDOP calculés sont inférieurs à la courbe de la figure 1.23.

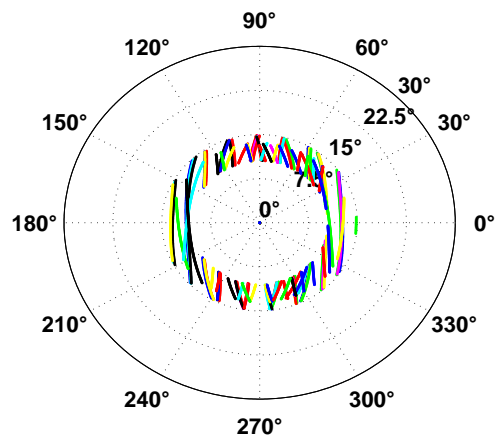


FIGURE 1.21 – Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 31 dB.Hz

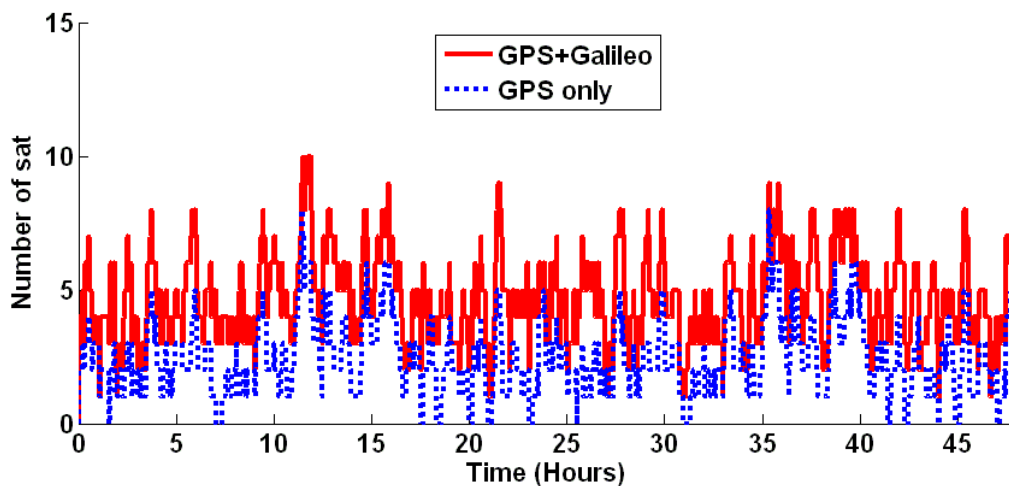


FIGURE 1.22 – Nombre de satellites visibles de Meteosat9, seuil de 29 dB.Hz

Nous pouvons constater sur la figure 1.23 une forte dégradation du GDOP à partir d'un seuil d'acquisition et de poursuite de 28 dB.Hz. Le GDOP du système GPS+Galileo est même supérieur à celui du système GPS seul. Le GDOP du système GPS paraît même s'améliorer pour des seuils au delà de 30 dB.Hz. Cela est dû au fait que les plages de visibilité à 4 satellites deviennent non-significatives pour le système GPS au delà d'un seuil de 31 dB.Hz. En effet, pour ce seuil de 31 dB.Hz, le temps de visibilité est de 37 min sur 48 h pour un système GPS seul, alors qu'il est encore de 8 h 32 min pour le système GPS+Galileo (voir figure 1.12). Pour un seuil de 34 dB.Hz, la visibilité n'est plus que d'une minute pour le système GPS seul, pour 5 h 4 min pour le système GPS+Galileo.

Afin de comparer les 2 systèmes dans les mêmes conditions, nous avons donc tracé la probabilité du GDOP pour les plages de visibilité commune aux 2 systèmes : GPS et GPS+Galileo (voir figure 1.24). Pour des seuils d'acquisition inférieurs à 30 dB.Hz, la géométrie du système GPS+Galileo est bien meilleure que celle du système GPS seul.

La figure 1.25 montre l'évolution du GDOP sur 48 h pour un seuil d'acquisition de 29 dB.Hz. Il apparaît que le nombre de points calculés est bien plus important avec un récepteur multi-constellations (GPS+Galileo) qu'avec un récepteur GPS seul. Cela confirme donc la caractérisation de la disponibilité de service présentée au paragraphe précédent. Nous pouvons également voir que l'amplitude des variations du GDOP est très importante. Selon l'expression (1.50), cela va entraîner une variation importante dans le temps de la distri-

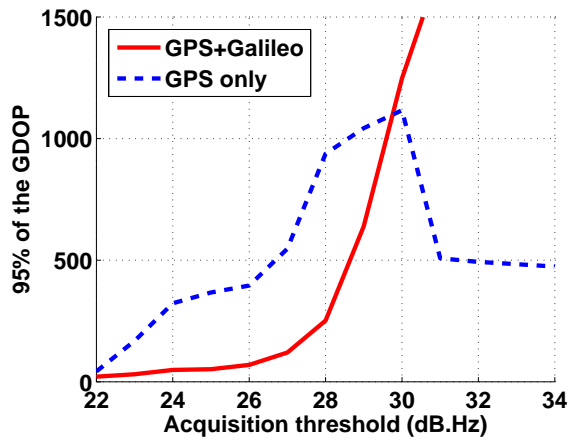


FIGURE 1.23 – 95% du GDOP de Meteosat9

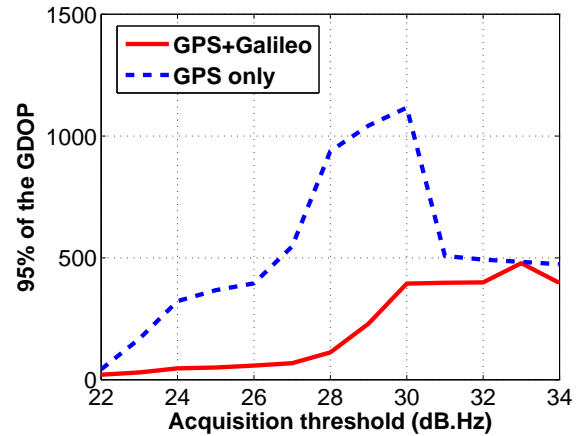


FIGURE 1.24 – 95% du GDOP de Meteosat9, comparaison aux mêmes instants

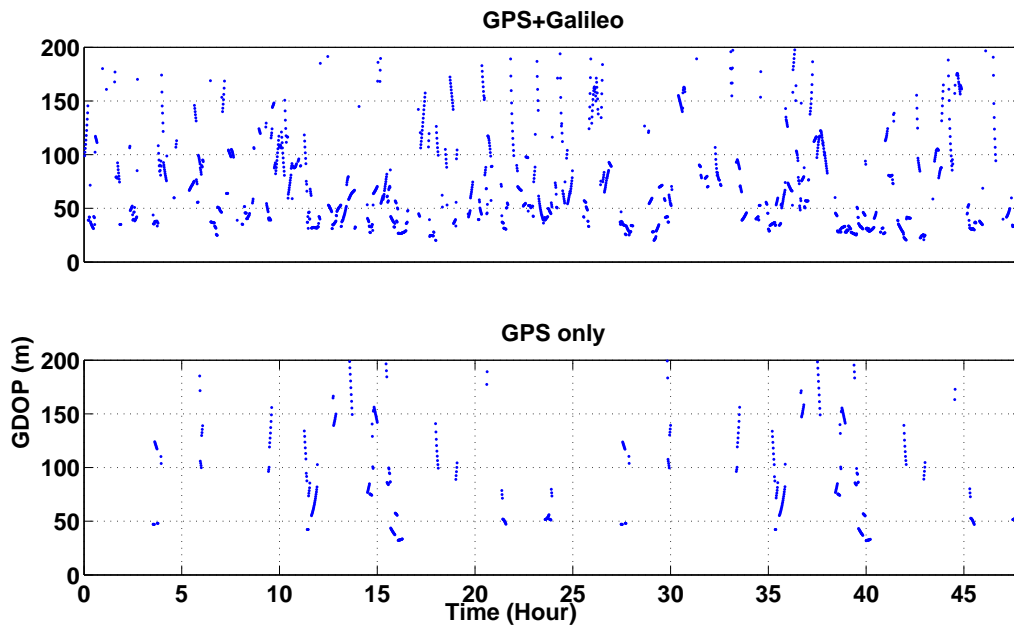


FIGURE 1.25 – Evolution du GDOP dans le temps pour Meteosat9, seuil de 29 dB.Hz

bution de l'erreur. De plus, les variations sont très rapides. En effet, la géométrie des satellites GNSS visibles par un récepteur en orbite GEO varie rapidement.

La figure 1.26 permet de comparer l'évolution temporelle du GDOP pour 3 seuils d'acquisitions différents. Pour un seuil d'acquisition inférieur ou égal à 29 dB.Hz, un nombre important de valeurs de GDOP sont inférieures à 100 m. Le seuil de 29 dB.Hz est donc un seuil clé pour la performance géométrique du système de localisation. La courbe des GDOP pour un seuil d'acquisition de 28 dB.Hz montre une régularité des valeurs autour de 50 m. Mais, comme cité au paragraphe 1.4.2, le GDOP ne distingue pas les différents axes. Pour cela, il faut calculer le HDOP et le VDOP. Le tableau 1.8 présente les différentes valeurs de DOP pour plusieurs seuils d'acquisition. Ces valeurs sont calculées en ne prenant pas en compte les 5% de valeurs les plus grandes du GDOP (même condition que pour la figure 1.23). Les valeurs maximales du GDOP dans le tableau correspondent donc aux points de la courbe de la figure 1.23. Nous pouvons observer une augmentation de 50 % des valeurs moyennes entre les seuils de 27 et 28 dB.Hz, alors qu'elles doublent entre les seuils de 28 et 29 dB.Hz. A titre de comparaison, pour le système GPS seul et pour un seuil de 29 dB.Hz,

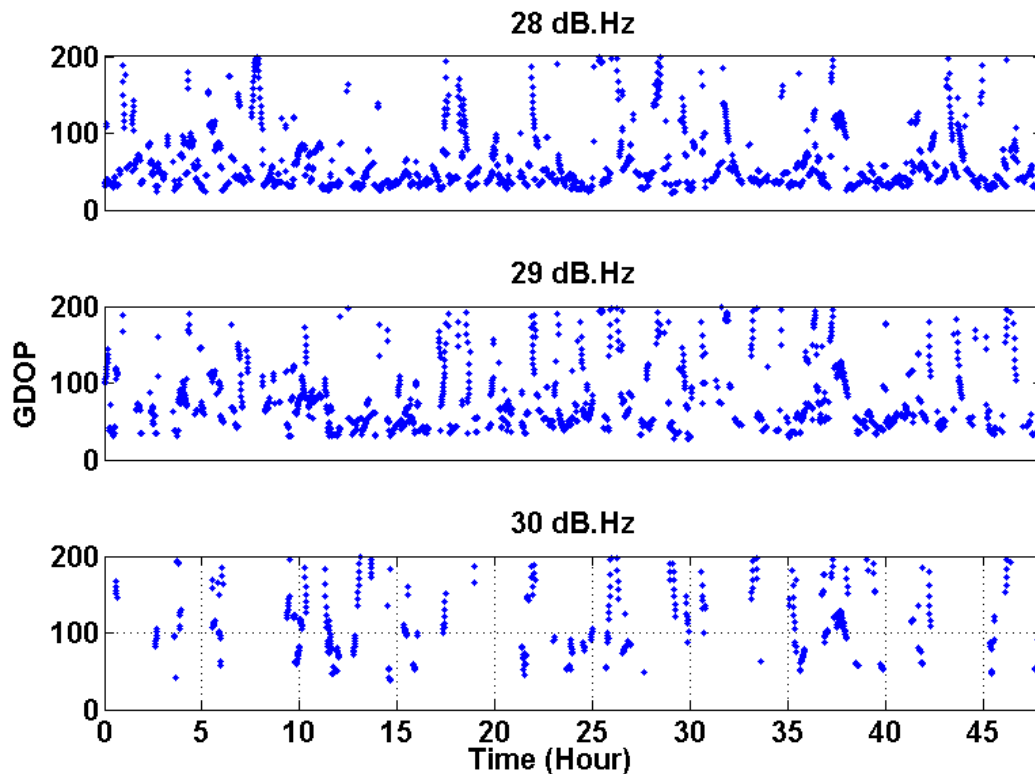


FIGURE 1.26 – GDOP pour différents seuil d’acquisition pour Meteosat9, récepteur GNSS

la valeur moyenne du GDOP est de 227 m, la valeur minimale est de 41 m. Les performances présentées dans le tableau 1.8 se dégradent fortement pour un seuil de 30 dB.Hz. Mais, en observant la figure 1.26 pour un seuil de 30 dB.Hz, nous constatons que le critère des valeurs moyenne ou minimale du GDOP n’est plus pertinent. En effet, le GDOP permet de caractériser la covariance de l’erreur sur la position, et non pas la précision de la position. Lorsque le GDOP devient trop chaotique dans le temps, ce critère n’a donc plus de sens.

Seuils d’acquisition (dB.Hz)	GDOP (m)			HDOP (m)			VDOP (m)		
	Moyen	Maxi	Mini	Moyen	Maxi	Mini	Moyen	Maxi	Mini
27	38,8	120,2	20,1	3,4	6,9	1,9	28,0	86,7	14,3
28	59,2	251,3	22,4	4,6	14,7	2,1	42,5	180,4	16,1
29	108,3	639,4	27,4	7,9	39,6	2,3	77,5	459,9	19,6
30	249,9	1248,1	38,7	11,4	61,4	3,4	178,5	892,1	27,7

TABLE 1.8 – Paramètres DOP pour un récepteur GPS+Galileo

Les figures 1.27 et 1.28 représentent, pour chaque point, le HDOP en abscisse et le VDOP en ordonnée pour un récepteur GNSS. Nous pouvons vérifier que la valeur du HDOP est toujours inférieure à celle VDOP. Cela est du à la géométrie du système, où tous les satellites émetteur sont concentrés dans la direction du nadir. La précision horizontale sera donc meilleure que la précision verticale. La figure 1.27 montre une dispersion moins importante des points que la figure 1.28. Cela se retrouve bien dans le tableau 1.8 : les valeurs minimales des HDOP et VDOP sont similaires pour les seuils de 28 dB.Hz et 29 dB.Hz, mais la valeur moyenne est meilleure pour un seuil de 28 dB.Hz.

Nous pouvons comparer les HDOP et VDOP pour un récepteur GNSS et un récepteur GPS seul pour un même seuil d’acquisition. La figure 1.29 permet de voir que le nombre de points calculés est bien plus faible pour un récepteur GPS. Cela est du à la disponibilité de service plus faible, voir paragraphe 1.4.3. Nous

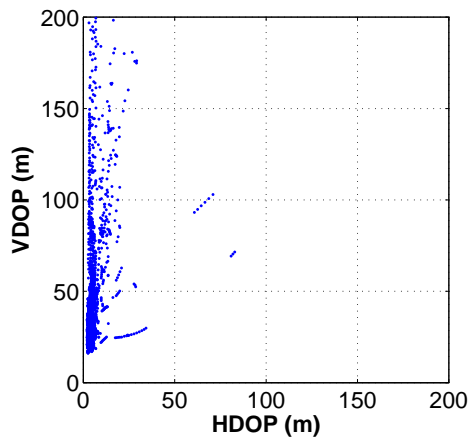


FIGURE 1.27 – Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 28 dB.Hz

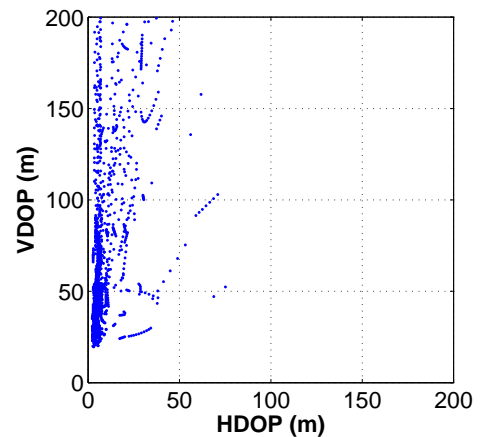


FIGURE 1.28 – Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 29 dB.Hz

pouvons également constater que la dispersion des points est très importante pour le récepteur GPS. Elle ne présente pas de concentration, contrairement au récepteur GPS+Galileo. La précision sera donc très fluctuante dans le temps, comme le confirme la figure 1.25.

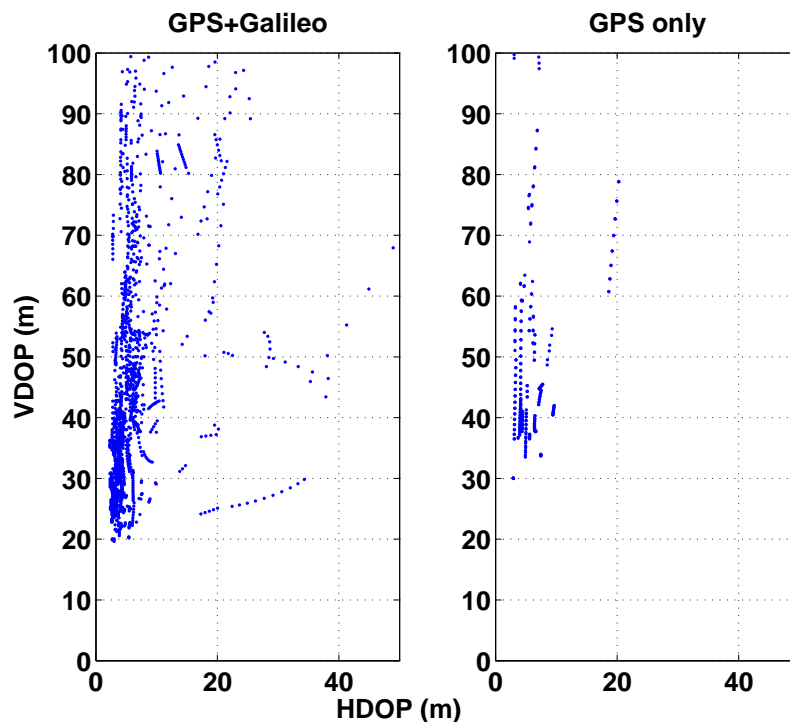


FIGURE 1.29 – Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 29 dB.Hz

Ces calculs, menés pour le satellite Meteosat9, ont été également menés pour le satellite Intelsat9. Cela permet de vérifier la généralisation des observations. Le figure 1.30 montre 95% du GDOP, dans les mêmes conditions que la figure 1.23. Dans la zone entre 28 et 30 dB.Hz, le GDOP est meilleur que celui de Meteosat9. La dégradation est en revanche plus marquée avant 28 dB.Hz pour un récepteur GPS seul. Cette figure confirme bien les résultats obtenus pour un récepteur GNSS autour du seuil de 28 dB.Hz. La figure 1.31 montre les GDOP calculés aux mêmes instants, les conditions sont identiques à celles de la figure 1.24.



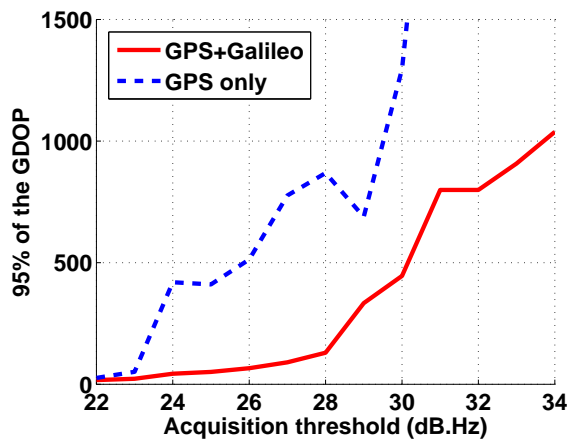


FIGURE 1.30 – 95% du GDOP de Intelsat9

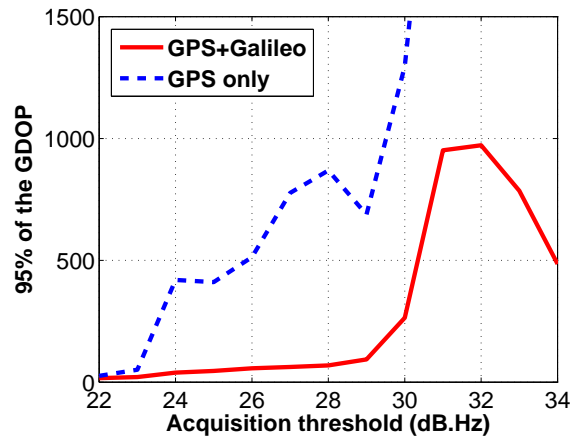


FIGURE 1.31 – 95% du GDOP de Intelsat9, comparaison aux mêmes instants

Suite aux observations exposées dans ce paragraphe et le précédent pour l'application géostationnaire, un seuil d'acquisition de 27 dB.Hz ne paraît donc pas apporter d'amélioration significative de la précision par rapport à un seuil de 28 dB.Hz. L'amélioration apportée est à mettre en regard de la contrainte qu'un tel seuil pose sur les spécifications et la conception du récepteur. Le seuil de 28 dB.Hz paraît correspondre aux performances d'un système de mesure basé au sol, telles que citées au paragraphe 1.1.1. Mais, comme cité précédemment, le GDOP est lié à la matrice de covariance de l'erreur, et non pas directement à l'écart-type de l'erreur. Ces observations doivent donc être confirmées en étudiant la statistique de l'erreur sur des positions calculées.

La figure 1.32 illustre la géométrie du système lorsque le récepteur est en orbite géostationnaire, il s'agit ici de Meteosat9. Cette figure a été créée sous Google Earth, avec les coordonnées calculées par le logiciel Satorb. Seuls sont affichés les satellites GPS et Galileo visibles par Meteosat9. Le satellite au premier plan est Meteosat9, les autres sont les satellites GNSS situés de l'autre côté de la Terre par rapport au récepteur. Nous pouvons voir aisément que tous les satellites GNSS sont concentrés dans une même région. Ce qui explique les valeurs de HDOP et VDOP calculées.

### Erreur sphérique probable

En appliquant la procédure de calcul développée au paragraphe 1.4.2, pour un seuil d'acquisition de 28 dB.Hz, l'erreur sphérique probable à 95% (ou SEP95) du système GPS+Galileo est de 259,3 m. pour un récepteur situé sur Meteosat9. C'est-à-dire que 95% des positions calculées par notre simulation sont à moins de 259,3 m de distance de la position calculée par le logiciel d'orbitographie Satorb. Par comparaison, pour le système GPS seul et dans les mêmes conditions, l'erreur sphérique probable à 95% est de 857,2 m.

Mais l'erreur sphérique probable ne distingue pas les différentes directions. Or, nous avons montré dans le paragraphe précédent que les performances en terme de précision sont très différentes selon les directions : verticale ou horizontales. Le tableau 1.9 détaille les probabilités suivant les différentes directions et pour différents seuils d'acquisition. Ce tableau montre les résultats pour des probabilités à 95%, ce qui correspond à deux fois l'écart-type pour une distribution gaussienne. Nous pouvons voir que l'erreur sphérique probable est corrélée avec l'erreur verticale probable. En effet, due à la géométrie du système, l'erreur verticale est bien plus importante que l'erreur horizontale, telle que montrée par les figures 1.27 et 1.28. Ces résultats peuvent être comparés à une étude menée pour le récepteur Topstar [5]. Les conditions d'acquisition sont différentes de notre modèle, mais le seuil d'acquisition des lobes secondaires est de 22 dB.Hz, similaire au seuil de 23 dB.Hz du tableau 1.9. Les résultats donnent environ 200 m d'erreur pour le rayon (la verticale), et quelques dizaines pour l'horizontale. L'enveloppe d'erreur est donc similaire à celle calculée lors de notre étude.

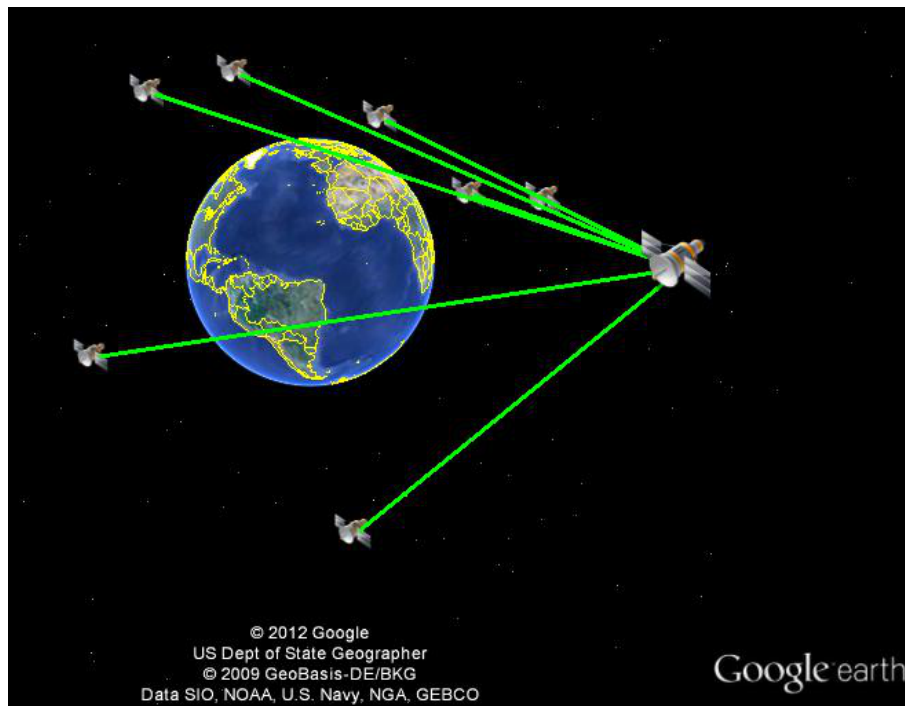


FIGURE 1.32 – Représentation de la géométrie pour Meteosat9

Seuils d'acquisition (dB.Hz)	GPS+Galileo			GPS seul		
	SEP 95% (m)	VEP 95% (m)	HEP 95% (m)	SEP 95% (m)	VEP 95% (m)	HEP 95% (m)
23	48,5	48,5	6,5	165,2	162,6	18,5
27	144,7	144,1	13,7	618,7	598,6	45,6
28	259,3	259,3	23,9	857,2	852,0	54,4
29	602,3	6138	54,3	1063,5	1063,3	63,5
30	1097,4	1147,0	64,5	994,4	1041,9	59,5

TABLE 1.9 – Erreurs probables à 95% pour un récepteur GNSS et GPS seul pour Meteosat9

Afin de comparer avec les performances d'un système de localisation depuis le sol, voir paragraphe 1.1.1, Nous avons également fait ce calcul pour une probabilité à 99%, qui est trois fois l'écart-type ( $3\sigma$ ). Le tableau 1.10 présente le résultats de ces calculs. Nous pouvons constater une nette augmentation des valeurs par rapport à l'erreur probable à 95% à partir du seuil de 27 dB.Hz. En effet, pour les systèmes en orbite GEO, la dilution de précision due à la géométrie est un facteur contributeur majeur de l'erreur en position (voir paragraphe précédent). La figure 1.26 montre bien la variation de cette dilution géométrique dans le temps. Certaines valeurs peuvent être très élevées mais sont isolées dans le temps, à partir d'un seuil de 28 dB.Hz. Nous estimons alors que ces erreurs de positions peuvent être détectées en les comparant à la moyenne des positions qui est stable. Nous considérons alors que la probabilité à 99% n'est pas pertinente afin d'illustrer la performance possible d'un système de positionnement en orbite GEO. Le tableau 1.10 présente également une erreur sphérique probable à 50%. Pour un seuil de 28 dB.Hz, nous pouvons ainsi voir que si 95% des valeurs sont à moins de 259,3 m de la position simulée, 50% des valeurs sont inférieures à 40,1 m.

Seuil d'acquisition (dB.Hz)	SEP 50% (m)	SEP 99% (m)	VEP 99% (m)	HEP 99% (m)
23	14,0	70,0	69,7	9,4
27	31,2	465,2	446,0	42,1
28	40,1	1075,3	1074,9	112,6
29	56,9	3026,8	3026,6	179,6
30	121,6	5321,2	5752,7	186,8

TABLE 1.10 – Erreurs probables à 99% pour un récepteur GNSS pour Meteosat9

Selon une étude de TAS [25], la précision sur la position pour un satellite de télécommunication doit être inférieure à 7 km. Nous pouvons voir dans le tableau 1.10 que cette condition est bien respectée par un récepteur GPS/Galileo. En comparant les performances modélisées d'un récepteur GNSS, avec un seuil d'acquisition de 28 dB.Hz, et celles d'un système de localisation depuis le sol (voir tableau 1.11), nous voyons que l'erreur verticale est bien plus importante pour un récepteur. Ceci est dû à la géométrie du système GNSS, et il sera très difficile pour un récepteur d'atteindre le même niveau de performance qu'un radar dans ce cas. Il faudrait pour cela concevoir un récepteur avec un seuil d'acquisition très bas, typiquement 22 à 23 dB.Hz. Le récepteur Topstar est en mesure d'acquiescer des signaux à de tels seuils [5], mais dans des conditions bien particulières, et au prix d'une complexité importante de conception et d'implémentation. L'erreur à  $2\sigma$  n'est déjà que d'environ 260 m (voir tableau 1.9). De plus, la position du satellite est très stable, nous estimons donc non nécessaire d'améliorer la performance directe du récepteur. La solution sera certainement l'adoption d'un filtre sur les positions calculées. L'erreur verticale sur la moyenne des positions calculées durant 48 h par notre modèle n'est que de 1.5 m pour Meteosat9. Une moyenne glissante permettrait ainsi d'améliorer les performances à moindre coût.

Erreur	Radar	Récepteur GNSS
Verticale, $3\sigma_v$ (m)	50	1070
Horizontale, $3\sigma_a$ (m)	3700	110

TABLE 1.11 – Comparaison des erreurs des systèmes de localisation pour un satellite GEO

Le gain de performance est en revanche très net sur la direction horizontale (latitude et longitude). Dans ce cas, l'erreur horizontale sur la moyenne est de 0,15 m. Un récepteur GNSS améliore donc la performance de positionnement par rapport à un radar : la SEP99% est plus faible. En revanche, la direction de l'erreur principale est différente entre les 2 systèmes.

La figure 1.33 présente la probabilité de l'erreur en distance entre le point calculé par l'algorithme de localisation et le point simulé par le logiciel d'orbitographie, utilisé comme référence de position. Le récepteur est situé sur le satellite Meteosat9. Nous retrouvons ici les données des erreurs sphériques probables présentées dans les tableaux 1.9 et 1.10. Nous pouvons voir nettement l'amélioration de performances apportée par un récepteur GNSS.

La figure 1.34 montre les probabilités cumulées pour 3 seuils d'acquisition, pour un récepteur sur Meteosat9. Cette figure montre un gain net de performance entre les seuils de 29 et 28 dB.Hz. Le gain est beaucoup moins marqué entre 28 et 27 dB.Hz. Le seuil d'acquisition de 28 dB.Hz est un point d'inflexion pour les performances de disponibilité de service et de précision de position. Un seuil inférieur entraîne une contrainte importante sur la conception du récepteur, pour un gain de performance relativement faible.

Nous pouvons voir sur la figure 1.35 la représentation 3D des erreurs sur les positions calculées par rapport aux positions de référence, sur une durée de 48 h. Comme pour les figures précédentes de ce paragraphe, le récepteur est situé sur Meteosat9. L'erreur est plus importante sur la direction verticale, qui est ici le rayon de l'orbite par rapport au centre de la Terre.

### Rapport $C/N_0$

Après avoir caractérisé la performance d'un système de localisation en fonction du seuil d'acquisition des signaux, nous abordons d'autres paramètres importants pour le choix et la conception des algorithmes de

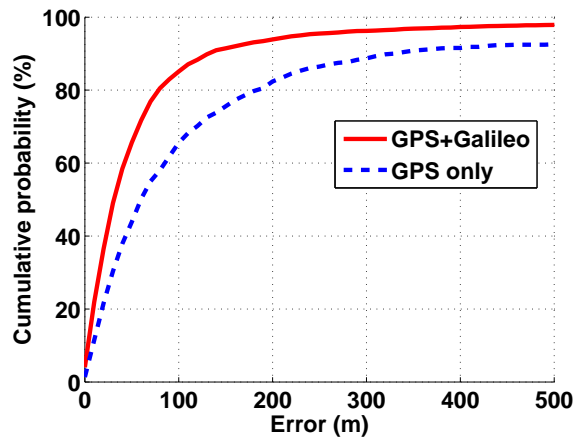


FIGURE 1.33 – Probabilité cumulée de l’erreur en distance pour un seuil de 28dB.Hz

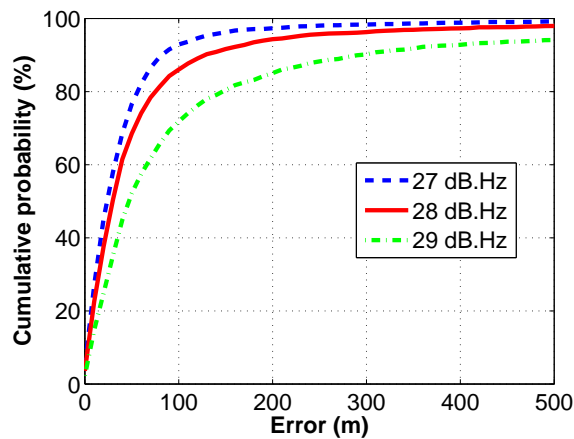


FIGURE 1.34 – Probabilité cumulée de l’erreur en distance pour un récepteur GNSS, pour plusieurs seuils

démodulation. En effet, le temps d’intégration est lié à la puissance du signal reçu.

La figure 1.36 montre le  $C/N_0$  des signaux de 2 satellites GPS pour un récepteur situé sur Meteosat9. Les lobes secondaires apparaissent ici clairement. Cette figure permet également d’illustrer les variations très rapides du  $C/N_0$ . Le récepteur devra pouvoir s’adapter à de telles variations. Cette figure montre de plus la valeur du rapport  $C/N_0$  au moment du masquage par la Terre. Nous pouvons voir qu’il est d’environ 45 dB.Hz pour le satellite GPS BlockIIA-15. Cette valeur est similaire pour les autres satellites, bien que non montrés ici. Une étude menée sur des données réelles pendant une mission GEO montre que le rapport  $C/N_0$  peut être légèrement supérieur à 50 dB.Hz pour un satellite GPS BlockIIA [7]. Les données de cette expérience sont confidentielles, entre autre celles relatives au satellite récepteur. Mais ces résultats confirment ceux de notre étude lorsque les marges du bilan de liaison sont prises en comptes, notamment les marges de PIRE mesurée par l’armée de l’air de Etats-Unis (voir paragraphe 1.3.3).

Le seuil de 30 dB.Hz pour les lobes secondaires a été également trouvé lors d’autres études [26]. Les paramètres du bilan de liaison RF n’étant pas précisés, nous n’avons pas pu les comparer directement. Malgré cela, les résultats de notre étude sont similaires.

La figure 1.37 présente la probabilité du rapport  $C/N_0$  pour les signaux de tous les satellites GNSS. Nous pouvons voir que la probabilité la plus importante est autour de 20 dB.Hz. La figure 1.38 confirme bien que 80% des signaux reçus ont un rapport  $C/N_0$  inférieur à 25 dB.Hz. Une des caractéristiques du système GEO est que le rapport  $C/N_0$  des signaux GNSS est faible. Un récepteur avec un seuil d’acquisition de 28 dB.Hz se prive donc de plus de 80 % des signaux GNSS. Malgré cela, les paragraphes précédents ont montré qu’abaisser ce seuil entrainerait un gain marginal en terme de performance.

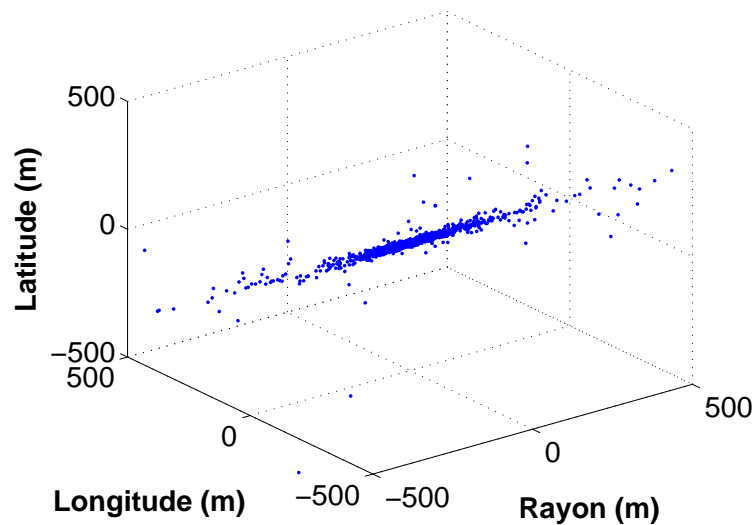
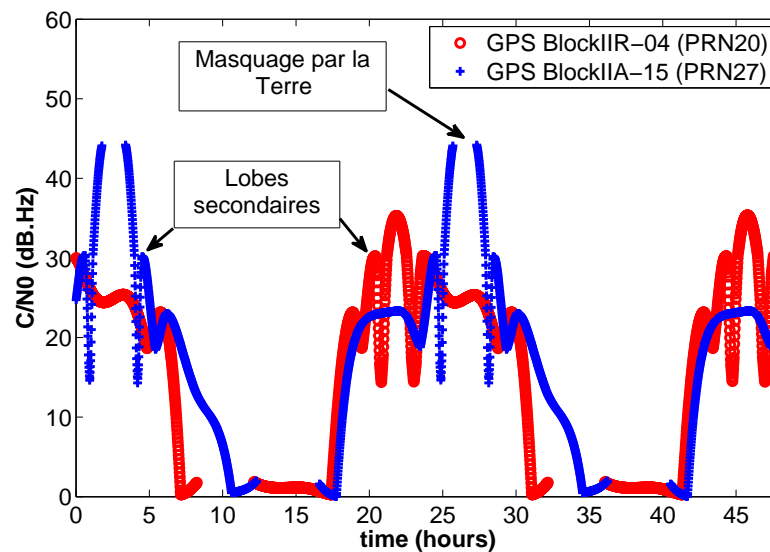


FIGURE 1.35 – Représentation en 3D de l'erreur sur la position sur 48 h

FIGURE 1.36 –  $C/N_0$  pour Meteosat9

En ne considérant que les signaux qui peuvent être démodulé par le récepteur, c'est-à-dire dont le rapport  $C/N_0$  est au dessus du seuil d'acquisition et de poursuite, nous obtenons la probabilité de la figure 1.39. Environ 70% des signaux reçus présentent un rapport  $C/N_0$  autour de 30 dB.Hz.

### Doppler

L'analyse des bornes de la fréquence Doppler, et des variations de celle-ci, est importante pour la spécification de multiples paramètres du récepteur, par exemple le temps de calcul de la phase d'acquisition. La plage Doppler est plus importante que celle d'un récepteur au sol. La figure 1.40 montre la probabilité du Doppler, sur une durée de 48 h. Les bornes Doppler pour un récepteur en orbite GEO, et pour un seuil d'acquisition de 28 dB.Hz, sont  $\pm 8,4$  kHz. A titre de comparaison, les bornes Doppler d'un récepteur situé au sol sont  $\pm 4$  kHz. La plage Doppler va influencer sur le temps d'acquisition. Le nombre d'opérations à effectuer pour une acquisition est liée à la taille de la zone de recherche. Afin de limiter le temps d'acquisition, nous devons

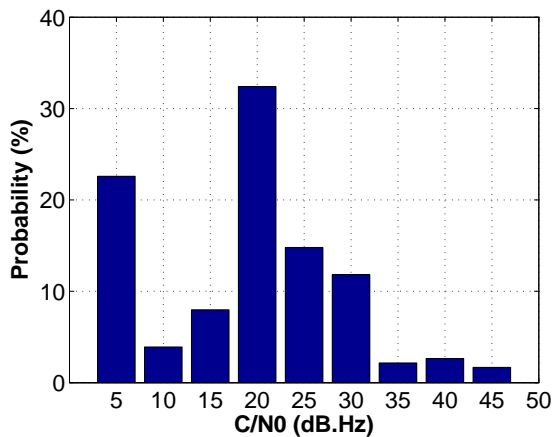


FIGURE 1.37 – Probabilité du  $C/N_0$  pour Meteosat9, récepteur GNSS

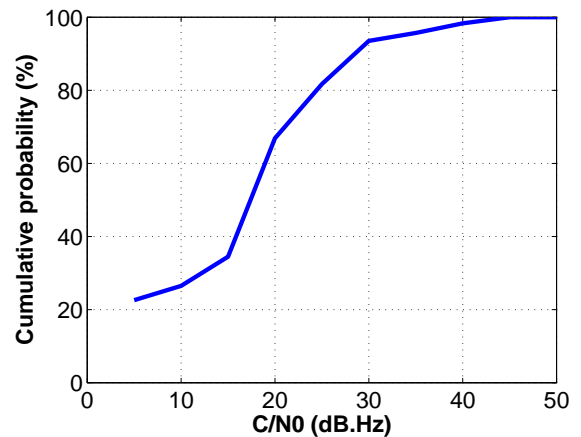


FIGURE 1.38 – Probabilité cumulative du  $C/N_0$  pour Meteosat9, récepteur GNSS

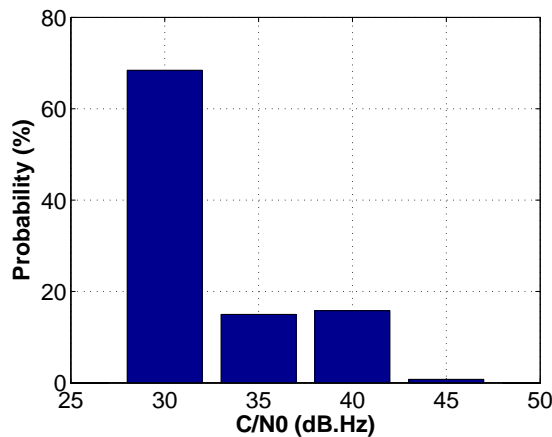


FIGURE 1.39 – Probabilité du  $C/N_0$  au dessus de 28 dB.Hz pour Meteosat9, récepteur GNSS

donc trouver des algorithmes qui permettent de réduire le nombre de calculs. Nous devons également établir une stratégie d'acquisition qui exploite la connaissance du modèle afin de réduire le nombre de possibilités à tester.

Le taux de Doppler est montré figure 1.41. Nous pouvons voir que cette variation est faible pour un système en orbite GEO, le temps de calcul de l'algorithme d'acquisition n'est donc pas contraint.

### Comparaison avec la constellation théorique

De nombreuses études de la littérature sont basées la constellation GPS théorique à 24 satellites. En effet, la modélisation d'une telle constellation est aisée dans Matlab. Les paramètres d'orbitographie sont théoriques, les trajectoires sont plus simples à calculer. Alors que notre modélisation utilise les paramètres mesurés par le NORAD et le propagateur est utilisé pour la surveillance d'objets spatiaux, voir le paragraphe 1.4.1. Ces études sont présentées alors comme un pire cas, car la constellation réelle comprend plus de satellites. Or, de nombreuses marges d'erreurs sont déjà prises lors des hypothèses sur les paramètres de la liaison RF. Nous estimons donc que prendre de nouvelles marges sur le nombre de satellites n'est pas réaliste et entraîne des contraintes inutiles sur la conception d'un récepteur GNSS. La figure 1.42 montre la différence de disponibilité de service pour Intelsat9 entre la constellation réelle et la constellation théorique. Nous voyons une marge d'environ 1 dB.Hz entre les 2 courbes. Cela peut apparaître comme une marge de sécurité. La figure 1.45 montre qu'aucun satellite GPS n'est visible pour les seuils supérieurs à 30dB.Hz.

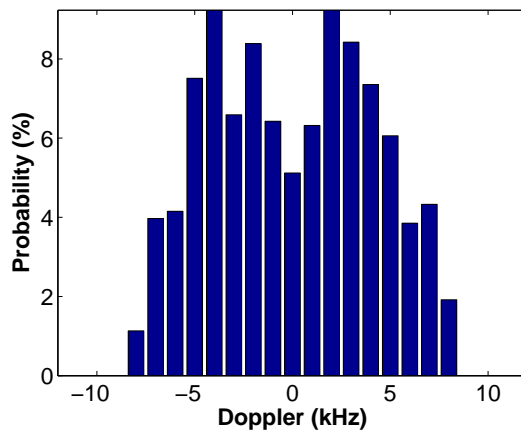


FIGURE 1.40 – Plage de Doppler pour Meteosat9, récepteur GNSS

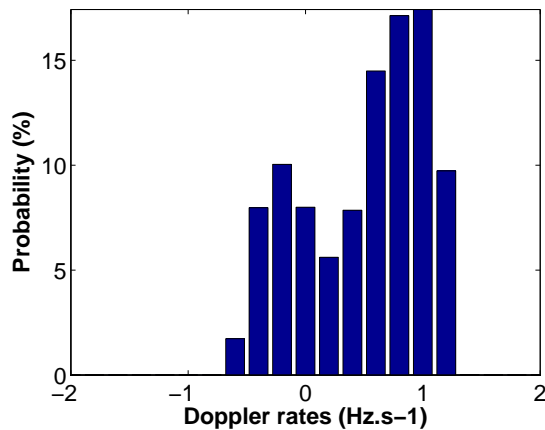


FIGURE 1.41 – Variation du Doppler pour Meteosat9, récepteur GPS+Galileo

Les probabilités de la durée des plages de visibilité, pendant lesquels il est possible de calculer une position, sont donc différentes. Nous pouvons voir sur la figure 1.43 que la probabilité d'avoir des plages supérieures à 30 minutes est nulle pour la constellation théorique, alors qu'elle est supérieure à 10% pour la constellation réelle. Or, la durée des plages de visibilité à 4 satellites est un critère important afin d'évaluer la disponibilité de service lors de manœuvres de maintien à poste. L'évaluation de ce critère avec la constellation théorique peut ainsi fausser la spécification des seuils d'acquisition et de poursuite.

La figure 1.44 montre que le nombre de satellites visibles ne dépasse jamais 4 pour la constellation théorique, contrairement à la constellation réelle. Dans cette situation, la matrice  $H$  est alors uniquement une matrice  $4 \times 4$ . Il existe des techniques de simplification des calculs de l'inversion d'une matrice  $4 \times 4$ . Cela peut donc entraîner une mauvaise évaluation de la charge de calcul du récepteur.

La figure 1.45 montre que le GDOP à 95% paraît meilleur pour la constellation théorique. Nous pouvons donc estimer que l'utilisation de la constellation théorique pour l'étude des performances géométriques ne peut donc plus être justifiée par une évaluation du pire cas.

Malgré les différences de visibilité et de géométrie, la figure 1.46 montre que les probabilités d'erreur pour les constellations réelles et théoriques sont similaires.

Nous pouvons donc voir au travers des figures précédentes que certains paramètres sont bien dégradés lors d'une simulation avec une constellation théorique (la disponibilité de service), alors que d'autres sont améliorés (la géométrie). En conclusion, ces différentes remarques nous incitent donc à ne pas utiliser la constellation théorique lors des simulations et de l'évaluation des performances et des spécifications qui en

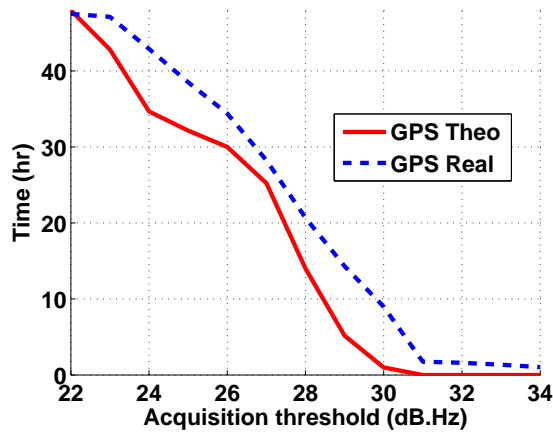


FIGURE 1.42 – Disponibilité de service pour Intelsat9

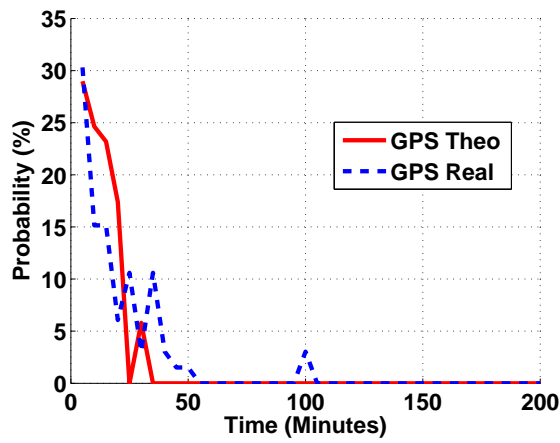


FIGURE 1.43 – Durée de la visibilité pour Intelsat9, seuil de 28 dB.Hz

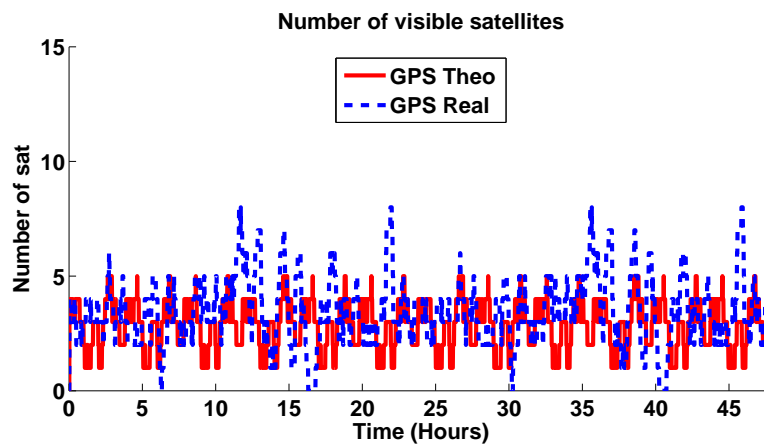


FIGURE 1.44 – Nombre de satellites visibles depuis Intelsat9, seuil de 28 dB.Hz

découlent.



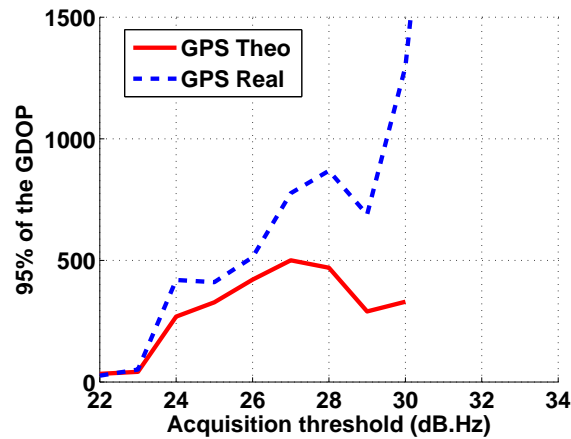


FIGURE 1.45 – 95% du GDOP pour Intelsat9

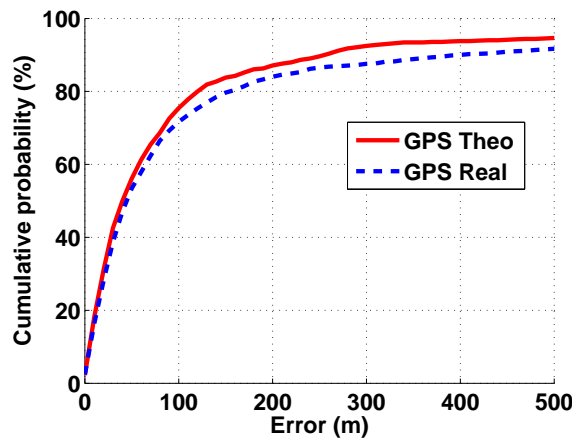


FIGURE 1.46 – Probabilité cumulée de l'erreur en distance pour un seuil de 28 dB.Hz, Intelsat9

#### 1.4.4 Application en orbite basse

Le système a été simulé sur une durée de 48 h avec des intervalles de mesure d'une minute, dans les mêmes conditions que pour les satellites en orbite GEO. Les paramètres orbitaux des satellites récepteurs modélisés sont explicités dans le tableau 1.5 page 26.

##### Disponibilité de service

Le modèle d'antenne adopté pour la configuration LEO est sévère en comparaison d'une antenne habituelle d'un récepteur au sol, car l'ouverture à 3 dB n'est que de  $160^\circ$ . De plus, nous avons choisi de ne pas prendre en compte les signaux sous un angle supérieur à cette ouverture car les modèles de diagramme d'antenne ne sont plus fiables hors du domaine d'ouverture. Cela limite le nombre de satellites GNSS visibles depuis le récepteur. Malgré ces limitations, la disponibilité de service est de 48 h pour tous les cas de figures. Le nombre de satellites visibles est similaire à celui d'une application au sol sans masquage dû à des obstacles. La durée de visibilité d'un satellite GNSS depuis l'ISS est montrée figure 1.48. Il apparaît ainsi que la durée des plages de visibilité est toujours inférieure à 40 min. La probabilité des plages de visibilité de moins de 30 min est de 20%. La stratégie d'acquisition du récepteur devra tenir compte de la durée des plages de visibilité afin d'optimiser la durée de la phase de poursuite d'un satellite. La disponibilité de service est ici complète, inutile donc de s'attarder sur ce paramètre.

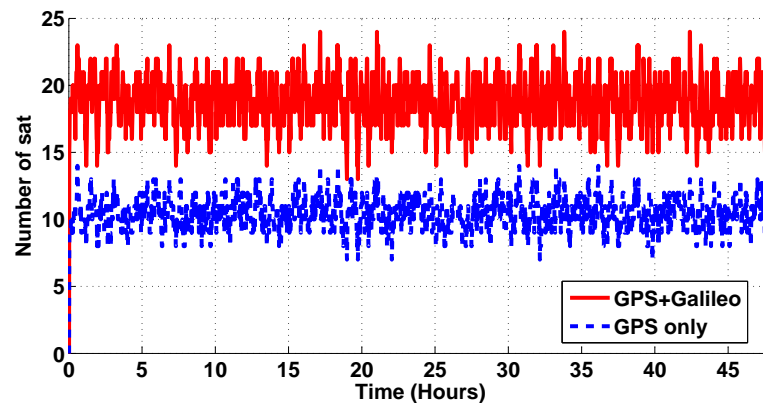


FIGURE 1.47 – Nombre de satellites visibles depuis l’ISS, seuil de 40 dB.Hz

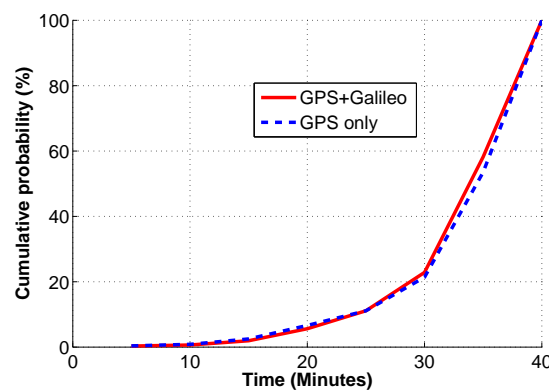


FIGURE 1.48 – Probabilité de la durée de visibilité d’un satellite GNSS depuis l’ISS, seuil de 40 dB.Hz

### Performance géométrique

Nous étudierons dans ce paragraphe les paramètres de dilution géométrique de précision afin d’en déduire un seuil d’acquisition compatible avec les performances attendues d’un système de localisation. La figure 1.49 montre le calcul de 95% du GDOP pour Hete2, simulé sur 48 h par pas de 1 min, en fonction du seuil d’acquisition représenté en abscisse. Nous pouvons voir que ce GDOP est bon et varie peu en fonction des seuils d’acquisition choisis. En effet, les satellites GNSS visibles sont dispersés dans tout le diagramme de réception de l’antenne. Du point de vue du récepteur, ils sont écartés les uns des autres, contrairement à une application géostationnaire (voir figure 1.52). La dilution de précision due à la géométrie est donc faible. La variation du GDOP a été simulée sur 48 h pour un seuil d’acquisition de 40 dB.Hz (figure 1.50). La dispersion des valeurs du GDOP est légèrement plus importante dans le cas d’un récepteur GPS seul. La moyenne du GDOP est également un peu plus importante. La variation du GDOP est ici très faible, l’écart-type de l’erreur sera donc relativement constant dans le temps. La figure 1.51 montre la dilution de précision sur les différentes directions de la trajectoire du satellite. Cette figure a été tracée pour une simulation de 48 h. Le HDOP est la dilution sur les directions horizontales par rapport à la trajectoire, c’est-à-dire sur la latitude et longitude de la position du satellite. Le VDOP est la dilution sur la verticale, c’est-à-dire sur le rayon de la position. De la même façon que pour une application au sol, le VDOP est moins bon que le HDOP. Un récepteur GPS+Galileo présente une dilution légèrement meilleure, mais surtout, la dispersion des valeurs est plus faible.

### Erreur sphérique probable

Après avoir étudié la dilution géométrique de précision, liée à la matrice de covariance de l’erreur, nous étudions la statistique de l’erreur.

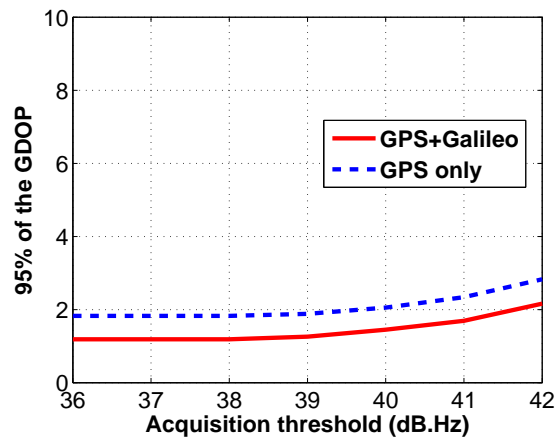


FIGURE 1.49 – 95% du GDOP pour Hete2

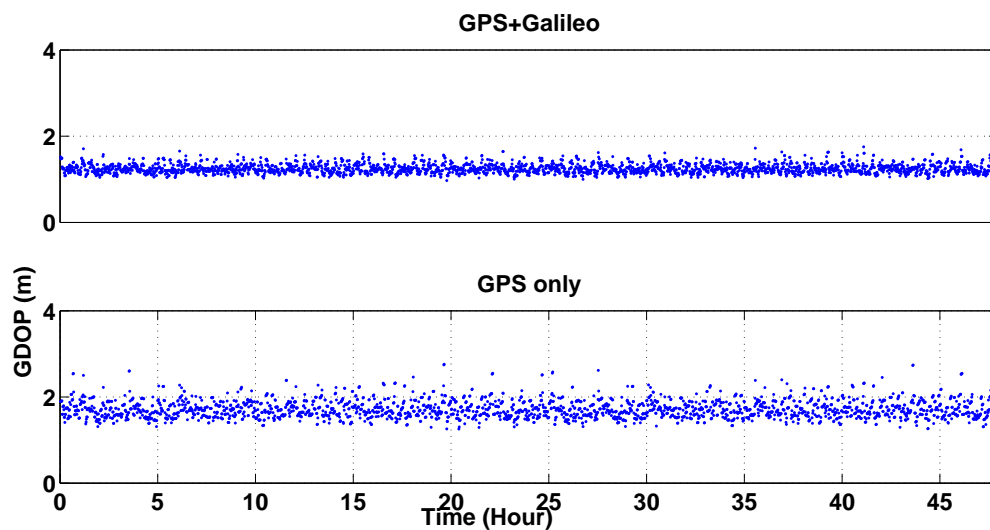


FIGURE 1.50 – Evolution du GDOP dans le temps pour Hete2, seuil de 40 dB.Hz

En appliquant la procédure de calcul développée au paragraphe 1.4.2, pour un seuil d'acquisition de 40 dB.Hz, l'erreur sphérique probable à 95% (ou SEP95) du système GPS+Galileo est de 20,1 m. pour un récepteur situé sur l'ISS. C'est-à-dire que 95% des positions calculées par notre simulation sont à moins de 20,1 m de distance de la position de référence donnée par le logiciel d'orbitographie Satorb. Le tableau 1.12 détaille les probabilités suivant les différentes directions et pour différents seuils d'acquisition. Ce tableau montre les résultats pour des probabilités à 95%, ce qui correspond à deux fois l'écart-type. Nous pouvons voir que jusqu'à un seuil d'acquisition de 40 dB.Hz, les valeurs varient peu. Ce qui confirme les résultats de la figure 1.49 (pour le satellite Hete2), bien que les trajectoires des satellites soient différentes.

Seuils d'acquisition (dB.Hz)	GPS+Galileo			GPS seul		
	SEP 95% (m)	VEP 95% (m)	HEP 95% (m)	SEP 95% (m)	VEP 95% (m)	HEP 95% (m)
36	17,4	16,0	9,3	25,8	24,2	13,9
38	16,8	15,9	9,4	25,2	23,4	14,2
40	20,1	18,9	11,0	30,0	28,1	15,8
42	29,0	26,5	16,3	40,8	50,2	28,7

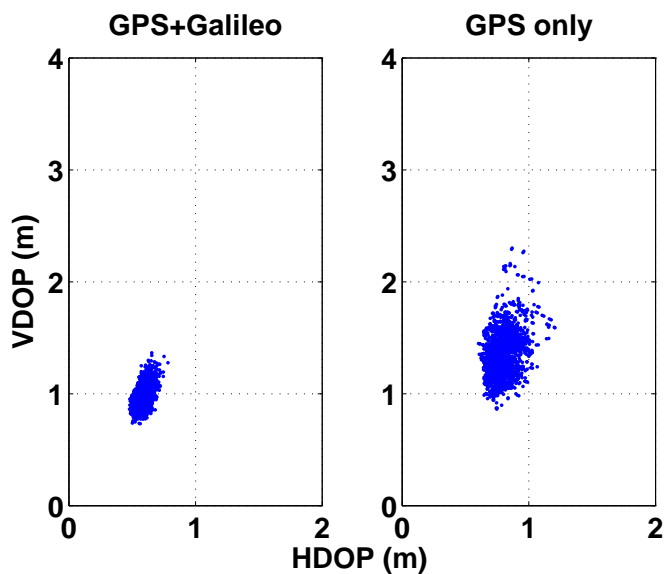


FIGURE 1.51 – Comparaison HDOP VDOP pour Hete2, pour un seuil de 40 dB.Hz

TABLE 1.12 – Erreurs probables à 95% pour un récepteur GNSS et GPS seul pour l’ISS

Seuil d’acquisition (dB.Hz)	SEP 50% (m)	SEP 99% (m)	VEP 99% (m)	HEP 99% (m)
36	7,9	21,8	20,9	11,9
38	7,9	21,1	19,9	11,9
40	9,2	26,5	25,3	14,0
42	12,3	41,3	36,8	21,5

TABLE 1.13 – Erreurs probables à 99% pour un récepteur GNSS pour l’ISS

Nous n’avons pas de résultats à comparer à notre étude pour l’ISS. En revanche, le récepteur GPS Topstar a été monté sur les satellites Hete2 et Demeter [27]. Peu de données sont disponibles, mais il est possible de rapprocher certains résultats. Lors de la mission Hete2, l’écart-type de l’erreur verticale est  $\sigma_v \approx 5$  m. Nous calculons un écart-type  $\sigma_v \approx 11$  m avec notre modèle. Nous estimons que la différence vient ici du délai ionosphérique. En effet, des mesures prises durant la mission montrent clairement que le délai ionosphérique dépend de l’élévation du signal par rapport à l’horizon. Le délai peut être important pour des angles proches de l’horizon, mais il est très faible, de l’ordre de 2 m, pour une direction zénithale. Or, notre modèle n’a pas prévu de délai différent en fonction de l’angle d’élévation (voir paragraphe 1.4.1 et tableau 1.7 page 28). En modifiant la contribution de la ionosphère à l’erreur dans notre modèle, nous obtenons des résultats similaires, en considérant séparément les directions, à ceux obtenus lors de la mission Hete2. Cela confirme que la différence entre le modèle et les résultats mesurés provient de la modélisation du délai ionosphérique. Notre modèle ayant pour but l’analyse système en vue d’une implémentation, nous avons choisi de ne pas le faire évoluer pour tenir compte de ce facteur. Les résultats donnés par le modèle nous apparaissent cohérents avec des résultats réels, et suffisants pour l’analyse système.

Lors de la mission Demeter, l’écart-type de l’erreur 3D était  $\sigma_{3D} \approx 5$  m [9]. Ce résultat a été obtenu en utilisant le filtre de propagation orbital DIOGENE. Une autre différence par rapport aux satellites précédent est la position de l’antenne GPS. Sur le satellite Demeter, cette antenne est perpendiculaire à la trajectoire. Cette configuration est appelée *Cross-Track*. Nous avons donc modélisé ce paramètre afin de pouvoir comparer nos simulations aux résultats. Sans le filtre DIOGENE, et avec un délai ionosphérique ne dépendant pas de l’élévation, nous obtenons un écart-type  $\sigma_{3D} \approx 10.8$  m. En tenant compte des différences entre les 2 cas, nous estimons également que les résultats de la simulation sont cohérents avec les mesures.

La figure 1.53 montre l’erreur 3D sur la position pour l’ISS, obtenue en utilisant les constellations GPS

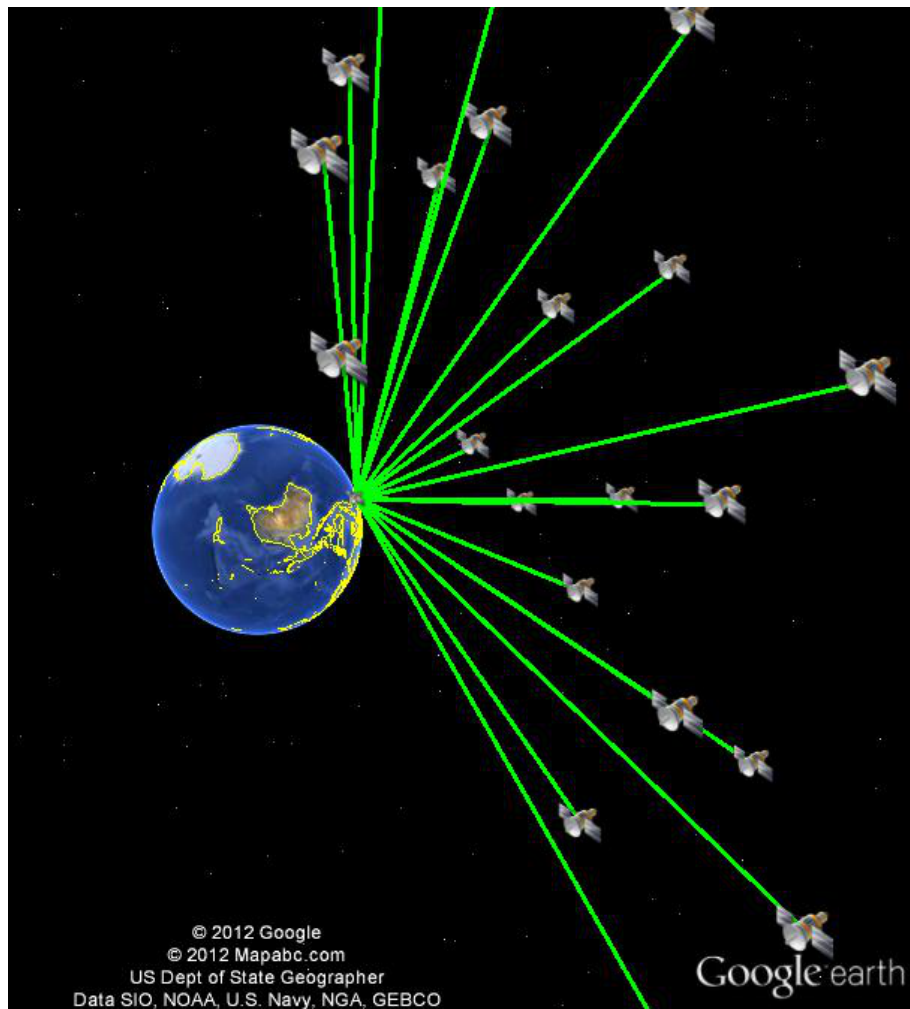


FIGURE 1.52 – Représentation de la géométrie pour l’ISS

et Galileo. Nous pouvons voir l’erreur plus importante sur le rayon de la trajectoire. Ce qui confirme les résultats montrés par la figure 1.51 page précédente.

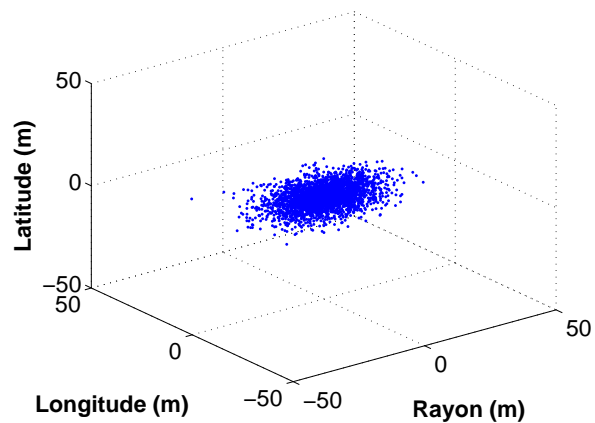


FIGURE 1.53 – Représentation en 3D de l’erreur sur la position sur 48 h pour l’ISS

### Rapport $C/N_0$

Nous nous intéressons maintenant à la puissance des signaux reçus. La figure 1.54 montre le  $C/N_0$  des signaux de 2 satellites GPS pour un récepteur situé sur l'ISS. Nous pouvons voir ici la très grande dynamique de ce système. Les signaux GNSS apparaissent et disparaissent très rapidement et abruptement. Contrairement au système GEO, le rapport  $C/N_0$  varie ici très peu, entre 39 et 46 dB.Hz. Nous obtenons des valeurs similaires pour un récepteur situé sur Demeter. Nous avons pu confirmer ces résultats avec ceux obtenus durant la mission [9].

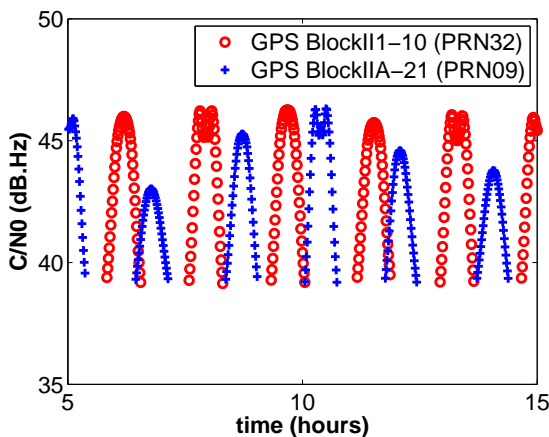


FIGURE 1.54 –  $C/N_0$  pour l'ISS

La figure 1.55 présente la probabilité du rapport  $C/N_0$  pour les signaux de tous les satellites GNSS. L'intervalle de l'histogramme est de 5 dB.Hz autour de la valeur. Nous voyons donc qu'il n'y a aucun signal avec un rapport  $C/N_0$  inférieur à 37,5 dB.Hz ou supérieur à 48,5 dB.Hz. Cela confirme bien les bornes de la figure 1.54. C'est pour cette raison que les performances analysées dans les paragraphes précédents ne varient pas si le seuil d'acquisition est abaissé en dessous de 39 dB.Hz. La caractéristique du système LEO est donc un rapport  $C/N_0$  assez fort et qui varie peu, quand le satellite est visible.

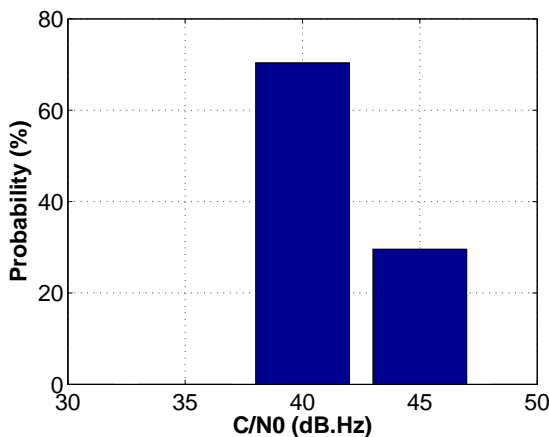
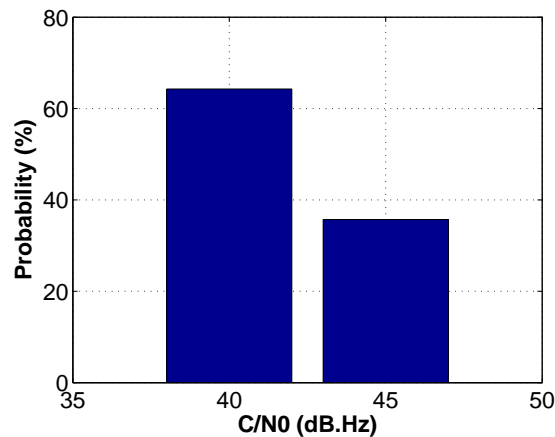


FIGURE 1.55 – Probabilité du  $C/N_0$  pour l'ISS, récepteur GNSS

En ne considérant que les signaux qui peuvent être démodulés par le récepteur, c'est-à-dire dont le rapport  $C/N_0$  est au dessus du seuil d'acquisition et de poursuite de 40 dB.Hz, nous obtenons la probabilité de la figure 1.56. Il y a très peu de différence avec la figure précédente, où tous les signaux sont pris en compte. Cela signifie que très peu de signaux ont un rapport  $C/N_0$  inférieur à 40 dB.Hz.

FIGURE 1.56 – Probabilité du  $C/N_0$  au dessus de 40 dB.Hz pour l'ISS, récepteur GNSS

### Doppler

La vitesse des véhicules en orbite basse est bien plus importante que celle en orbite géostationnaire. La vitesse de l'ISS est typiquement de  $7,7 \text{ km.s}^{-1}$ , alors que celle de Meteosat9 est de  $3 \text{ km.s}^{-1}$ . La fréquence Doppler maximale affectant les signaux de navigation reçus par un récepteur en orbite basse sera donc plus importante. La figure 1.57 montre la probabilité de la fréquence Doppler pour l'ISS. Nous pouvons voir que cette probabilité est uniformément répartie. Les bornes du Doppler, pour un seuil d'acquisition de 40 dB.Hz, sont de -44 kHz et 42,9 kHz (voir tableau 1.14). Cette plage va directement influencer sur le temps de calcul de l'algorithme d'acquisition, mais également sur le temps d'intégration de cet algorithme. Malgré les différences d'orbites, Hete2 est équatorial et Demeter est polaire, les bornes Doppler sont similaires. De plus, les antennes GNSS de Hete2 et l'ISS pointent vers le zénith, alors que celle de Demeter est *Cross-Track*.

Satellite	Doppler négatif kHz	Doppler positif kHz	Taux de Doppler négatif $\text{Hz.s}^{-1}$	Taux de Doppler positif $\text{Hz.s}^{-1}$
ISS	-40,8	41,8	-66,0	1,3
Demeter	-44,0	42,9	-73,0	21,2
Hete2	-38,1	36,5	-51,5	1,0

TABLE 1.14 – Doppler et taux de Doppler pour des satellites LEO

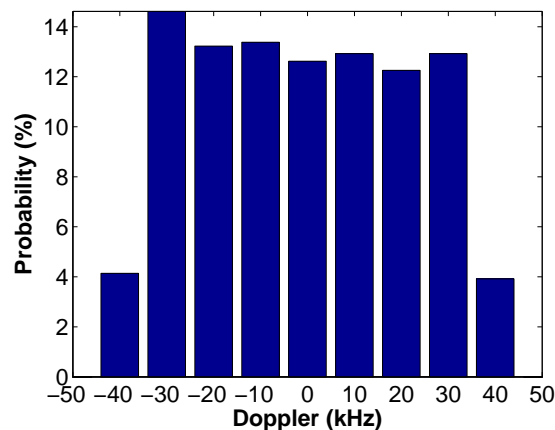


FIGURE 1.57 – Doppler des signaux GNSS pour l'ISS, récepteur GNSS

Les figures 1.58 et 1.59 présentent la probabilité de taux de Doppler. La probabilité d'avoir un taux de Doppler négatif est très forte, jusqu'à 99% selon les satellites. Cette propriété pourra être exploitée afin d'aider l'algorithme de poursuite, notamment lors de la phase de transition. Un taux de Doppler important va également contraindre le temps de calcul de l'algorithme d'acquisition (voir paragraphe 1.4.2).

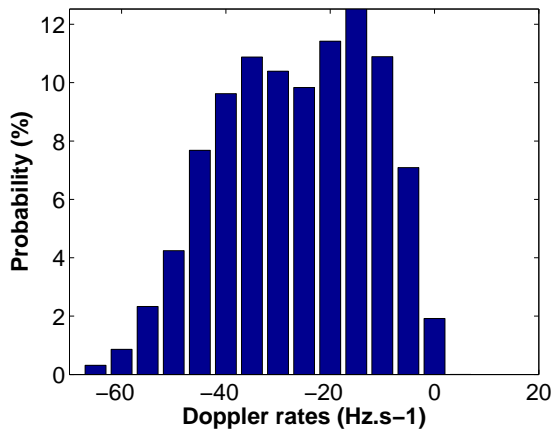


FIGURE 1.58 – Variation du Doppler des signaux GNSS pour l'ISS

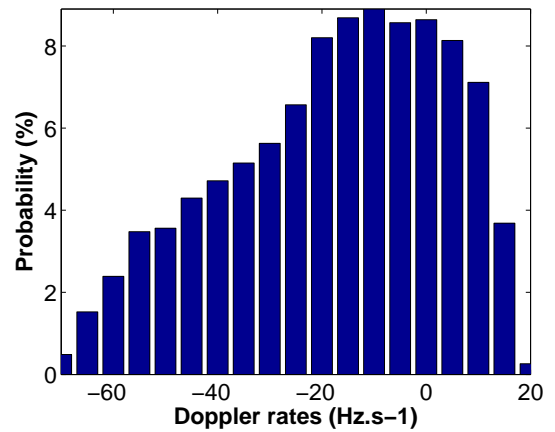


FIGURE 1.59 – Variation du Doppler des signaux GNSS pour Demeter

## 1.5 Synthèse

Après avoir expliqué l'intérêt d'un système de localisation par satellite pour localiser d'autres satellites sur orbite, nous avons présenté les systèmes de navigation existants et en projet. Puis nous avons exposé les paramètres d'une liaison RF entre des satellites de navigation et un récepteur situé sur un satellite en orbite basse ou en orbite géostationnaire. Nous avons comparé les paramètres calculés avec des résultats de mesures, lorsque cela était possible. Nous avons ainsi pu valider les hypothèses et les modèles de cette liaison. Nous avons ensuite montré notre méthodologie de modélisation et de simulation. Dans la mesure du possible, nous avons basé ces simulations sur des cas d'études pour lesquelles il existe des mesures. Nous avons ainsi pu comparer les résultats de simulations avec les mesures. Il existe très peu de cas réels, et nous n'avons pas accès aux données brutes de ces cas. Nous avons malgré tout pu comparer certaines mesures avec nos calculs, afin de valider nos modèles. En tenant compte des différences citées dans les paragraphes précédents, nous estimons que les résultats de la modélisation sont cohérents avec ceux obtenus lors de missions réelles. L'analyse des performances nous a permis de déterminer les spécifications compatibles avec les applications ciblées.

Nous pouvons faire une synthèse qualitative des caractéristiques des systèmes GEO et LEO, présentée tableau 1.15.

Caractéristique	GEO	LEO
Disponibilité de service	moyenne	complète
Précision	faible	très bonne
Rapport $C/N_0$	faible	élevé
Doppler	moyen	très élevé
Variation du Doppler	très faible	très élevé

TABLE 1.15 – Synthèse des systèmes GEO et LEO

Le récepteur devant pouvoir être utilisé dans les 2 cas de figures, nous devons garder à l'esprit ce tableau de synthèse lors de l'étude des solutions algorithmiques.



## Chapitre 2

# Solution algorithmique

Après avoir caractérisé les performances d'un récepteur GNSS multi-missions, et défini ses spécifications, nous étudions les algorithmes de démodulation. La détermination d'une position par un système de navigation par satellite se déroule en trois phases principales. Pour chacune de ces phases, il existe plusieurs algorithmes possibles, présentant des caractéristiques différentes de performance, de taille de circuit ou de charge de calcul. L'essor de nouvelles applications basées sur la navigation entraîne également le développement de nouveaux algorithmes adaptés. Nous devons donc choisir et développer des algorithmes correspondant au mieux aux spécifications exposées dans le premier chapitre.

Dans le premier paragraphe de ce chapitre, nous présenterons le principe permettant la détermination d'une position, puis la structure générale du signal de navigation utile à la compréhension des paragraphes suivants. Le deuxième paragraphe traitera des signaux de navigation GPS et Galileo. Ceci servira de base pour présenter, dans les paragraphes suivants, les phases de la démodulation et de la localisation. Pour une compréhension approfondie des aspects traitement du signal, le lecteur est invité à lire *Understanding GPS, Principles and applications* [11]. Grâce à l'utilisation des constellations GPS et Galileo, les algorithmes standards permettent d'atteindre les performances nécessaires pour des applications spatiales. Ces algorithmes nécessitent néanmoins d'être adaptés, ainsi certaines parties ont été conçues spécifiquement. Les algorithmes ont été modélisés dans le langage SystemC. Le systemC est une bibliothèque du C++. SystemC apporte au C++ des éléments tels que le temps, des types de données utilisables pour une implémentation matérielle, des canaux de communication. La modélisation par SystemC est plus proche du fonctionnement réel d'un récepteur qu'une modélisation par Matlab. Ce projet, portant également sur les aspects de conception de systèmes complexes (non abordés dans ce rapport), nous avons donc modélisé les algorithmes en utilisant un langage plus proche de l'implémentation que Matlab. Le lecteur qui souhaite aborder cette partie peut notamment se référer à l'article qui a été écrit spécifiquement sur cet aspect du projet [1].

Afin de valider les choix d'algorithmes, et les paramètres liés aux spécifications, nous simulerons les différentes phases de fonctionnement du récepteur en utilisant des signaux GPS. Le Département Électronique, Opto-électronique et Signal (DEOS) possède un système permettant d'échantillonner et de stocker sur disque dur les signaux GPS reçus. Nous avons donc à notre disposition des signaux réels obtenus pour plusieurs cas de figures. En revanche, il n'existe pas d'échantillons de signaux réels disponibles pour un récepteur se situant sur des orbites LEO ou GEO. Pour l'application GEO, nous avons créé un générateur de signal sous Matlab, qui tient compte des spécificités de cette configuration. Pour l'application LEO, les signaux ont été fournis par le CNES. Les scénarii ont été modélisés en utilisant le simulateur SimGen du fabricant Spirent, la référence du marché. Les signaux ont été créés à partir de SimGen grâce à un générateur de signaux développé spécialement pour le CNES. Le scénario que nous utiliserons est un récepteur situé sur la station spatiale internationale (ISS). Les paramètres de ce signal sont légèrement différents de ceux que nous avons déterminés dans le premier chapitre. En effet, le rapport  $C/N_0$  est dans ce cas de 50 dB.Hz au maximum, alors que nous avons déterminé un maximum de 46 dB.Hz (voir figure 1.54). Cela est dû au gain d'antenne de réception, qui est plus élevé dans le scénario du CNES.

## 2.1 Principe du positionnement

### 2.1.1 Généralités

Il est possible de calculer une position en connaissant des positions de référence, et les distances entre l'utilisateur et ces positions (voir figure 2.1). Des émetteurs, situés sur les positions  $P$ , émettent un signal afin de mesurer les distances  $d$  entre l'utilisateur et ces position  $P$ . La distance  $d_i$ , entre la  $i^{\text{ème}}$  position  $P$  et l'utilisateur, peut être mesurée si le temps de trajet  $t_i - t_0$  est connu, ainsi que la vitesse de propagation du signal,  $V_{\text{signal}}$ . Afin de déterminer le temps de trajet, il est alors nécessaire de connaître l'instant d'émission  $t_0$  et l'instant de réception  $t_i$  du signal.

$$d_i = V_{\text{signal}} \times (t_i - t_0). \quad (2.1)$$

Si l'instant d'émission n'est pas connu, cas où le récepteur n'est pas synchronisé aux émetteurs, il est tout de

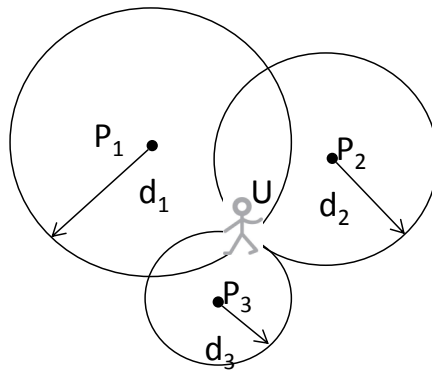


FIGURE 2.1 – Détermination de la position

même possible de calculer une position. Il faut pour cela que les émetteurs soient parfaitement synchronisés entre eux et que les signaux soient émis au même instant. Il suffit de connaître le déphasage entre les instants de réception de signaux émis au même instant. En prenant l'exemple de la figure 2.1, sachant que  $t_1 > t_3$ , l'utilisateur  $U$  est d'une distance  $\Delta_{31}$  plus près de  $P_3$  que de  $P_1$ . L'utilisateur est donc situé sur l'hyperbole  $UP_1 - UP_3 = \Delta_{31}$ . L'utilisateur se trouve alors à l'intersection de toutes les hyperboles (voir figure 2.2).

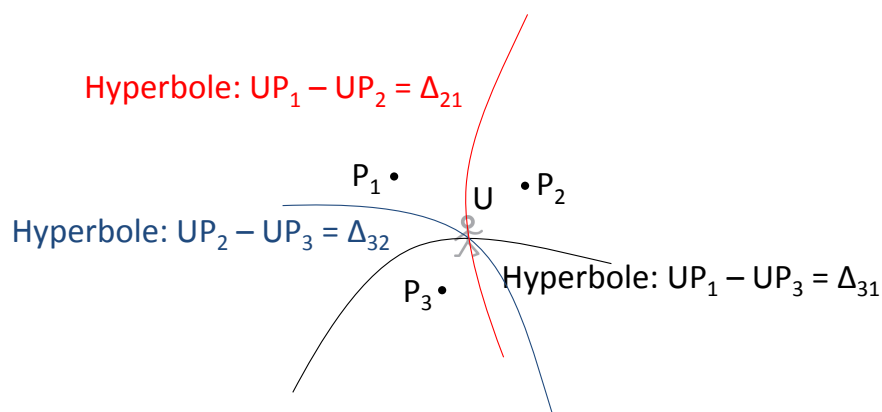


FIGURE 2.2 – Détermination de la position par hyperboles

### 2.1.2 Positionnement par satellites

Avec un système de positionnement par satellites, les émetteurs (les satellites de la constellation) sont mobiles. Ces émetteurs diffusent donc des paramètres permettant à un récepteur de calculer leurs positions

à n'importe quel instant. De plus, les horloges des émetteurs sont synchronisées sur une horloge maître. Chaque émetteur diffuse l'instant d'émission de son signal ainsi que des paramètres de correction de sa propre horloge par rapport à l'horloge maître du système de navigation. L'ensemble de ces paramètres sont contenus dans une trame de données appelée message de navigation. Un récepteur est donc en mesure de calculer les instants d'émission des signaux reçus dans le référentiel temporel du système de navigation, ainsi que la position des émetteurs à l'instant d'émission.

Étant donné que le temps du récepteur n'est pas aligné sur le temps GPS, et que son horloge dérive par rapport à l'horloge GPS, le temps est également une inconnue. Afin de calculer sa position dans un espace à trois dimensions, le récepteur doit donc résoudre un système quatre inconnues. Un récepteur doit donc démoduler quatre satellites émetteurs. Ce calcul est détaillé dans le paragraphe 2.7 page 112.

## 2.2 Signaux GNSS

L'objet de ce paragraphe est de présenter brièvement les signaux qui devront être démodulés par le récepteur GNSS. Les signaux GNSS considérés (Constellations GPS et Galileo) sont des signaux à étalement de spectre par séquence directe.

### 2.2.1 Généralités

Pour le système de navigation par satellite, la mesure de l'instant de réception est faite par une mesure de déphasage entre 2 signaux : le signal émis et un signal généré localement. Un signal présentant de nombreuses transitions de phase permettra une mesure plus précise qu'un signal avec peu de transitions. Le signal de navigation doit donc répondre à deux critères :

- présenter de nombreuses transitions de phase ;
- permettre de différencier les émetteurs entre eux.

La puissance du signal GNSS reçue par l'utilisateur est très faible (voir paragraphe 1.3.4). La capacité à démoduler les bits du message de navigation dépend du rapport entre l'énergie par bit et l'énergie du bruit ( $E_b/N_0$ ). La plupart des paramètres étant déjà contraints, l'énergie d'un bit dépend alors de sa période. Afin d'avoir un rapport  $E_b/N_0$  suffisant pour la démodulation, la période des bits du message de navigation doit être faible, typiquement quelques dizaines de Hertz. Il n'est donc pas possible d'augmenter la fréquence binaire du message afin d'augmenter le nombre de transitions. Pour cela, chaque bit du message est multiplié par une séquence binaire, appelée code. Les bits de cette séquence ne contenant pas d'information, ils sont appelés *chip* afin de les différencier des bits du message. La figure 2.3 présente ce principe : chaque bit du message est ici multiplié par une séquence de huit chips. Le signal résultant présente donc plus de transition que le message de navigation seul.

Afin de retrouver le message de navigation, un récepteur doit multiplier le signal incident par un code

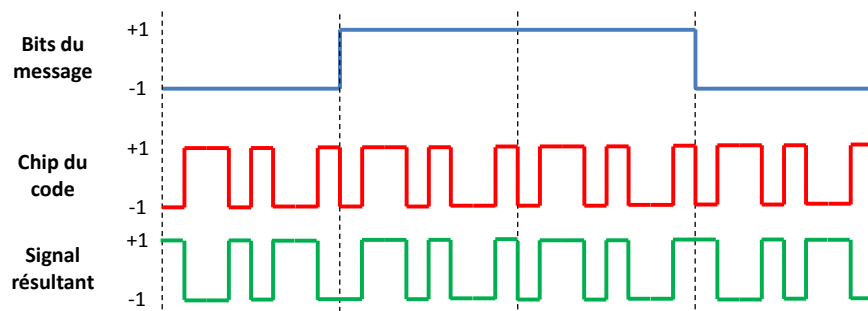


FIGURE 2.3 – Signal de navigation

localement généré. Si le code local est en phase avec le code reçu, La somme (appelée également intégration) de tous les chips d'un code permet de retrouver les bits du message. L'intégration permet également d'accumuler l'énergie totale d'un bit. Dans l'exemple de la figure 2.4, la somme des huit chip de chaque code donne un résultat  $b \in \{-8, +8\}$ . Le signe du résultat est alors la polarité des bits du message.

Le code peut également servir à différencier les satellites entre eux. La discrimination des signaux est

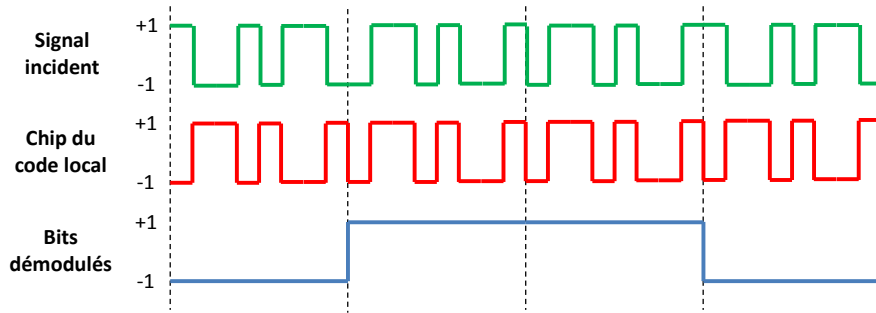


FIGURE 2.4 – Démodulation des bits du message navigation

nécessaire car tous les satellites émettent sur la même fréquence. Chaque satellite peut émettre un code qui lui est propre, et la multiplication d'un code par un autre doit donner un résultat proche de zéro. Ce principe permet alors de multiplexer les émetteurs sur la même fréquence porteuse. Ce multiplexage est appelé Code Division Multiple Access (CDMA). Dans l'exemple de la figure 2.5, le code local est différent du code émis. La multiplication du signal incident par ce code local donne bien un résultat nul.

Cette opération de comparaison d'un signal incident avec un signal local est une inter-corrélation. L'inter-

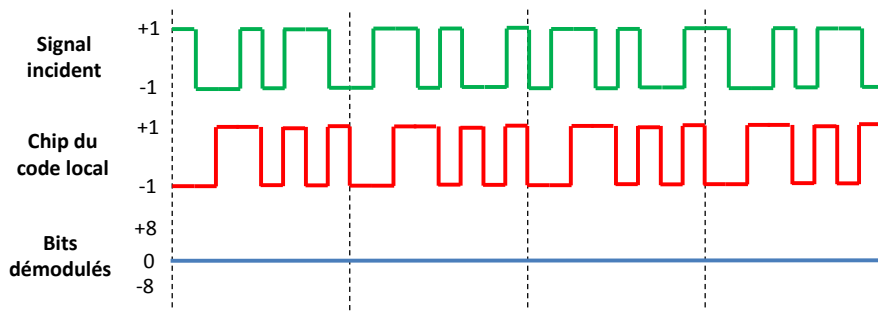


FIGURE 2.5 – Discrimination des satellites de navigation

corrélation de deux codes doit donner une valeur élevée si les codes sont identiques et en phase, et une valeur la plus faible possible si les codes sont différents ou identiques mais non en phase. Les codes doivent donc être le plus proche possible de séquences binaires aléatoires, car la corrélation de 2 séquences aléatoires infinies tend vers zéro. Ils sont donc appelés codes pseudo-aléatoires, ou Pseudo Random Noise (PRN). Les codes doivent également être suffisamment long pour que l'inter-corrélation soit faible. La figure 2.6 illustre l'inter-corrélation  $R(\tau)$  de deux codes PRN. L'expression analytique de la fonction d'inter-corrélation est :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \times c^*(t + \tau) dt \quad (2.2)$$

Si le code  $c$  est une réplique du code d'étalement du signal incident  $s$  et lorsque la différence de phase est nulle, c'est-à-dire  $\tau = 0$  (Cas  $\Delta 2$  figure 2.6), nous obtenons le pic de corrélation. Lorsque la différence de phase est de moins d'une période de chip (cas  $\Delta 1$  et  $\Delta 3$  figure 2.6), nous obtenons des points de part et d'autre du pic de corrélation. Lorsque le déphasage est supérieur à une période de chip, la corrélation est très faible.

Dans le plan fréquentiel, le spectre d'un signal Non Retour à Zéro (NRZ) est un sinus cardinal. La taille du lobe principal, appelé la bande spectrale bilatérale, est égale à deux fois la fréquence binaire (voir figure 2.7). La multiplication du message binaire à basse fréquence par une séquence de chip à haute fréquence va alors augmenter la taille de la bande, à puissance émise constante. Cette technique est donc appelée Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), étalement de spectre par séquence directe.

Le signal GNSS est émis sur une porteuse à haute fréquence (supérieure à 1 GHz). C'est une porteuse sinusoïdale dont la phase dépend de la valeur du bit du signal, cette modulation est appelée Binary Phase-

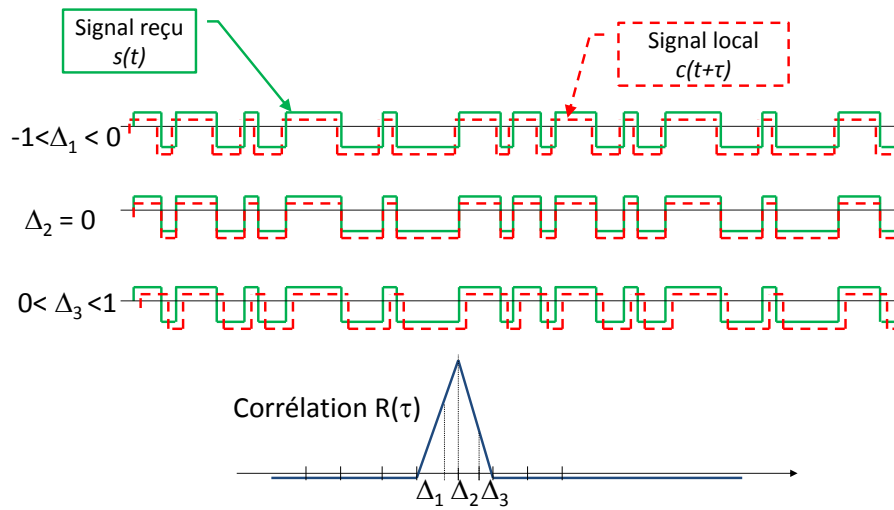


FIGURE 2.6 – Corrélation de 2 séquences identiques

Shift Keying (BPSK). L'expression analytique du signal peut s'écrire de la façon suivante :

$$s(t) = c(t) \times d(t) \times \sin(2\pi ft) \quad (2.3)$$

Avec

- $c(t)$  : code PRN.
- $d(t)$  : message de navigation.
- $f$  : fréquence de la porteuse.

Nous allons maintenant détailler les caractéristiques des signaux de navigation.

### 2.2.2 GPS

Chaque satellite GPS émet deux signaux de navigation sur deux fréquences différentes. Un service non crypté, en accès libre, nommé SPS, et un service crypté à accès restreint aux agences gouvernementales, nommé PPS. Nous ne traiterons donc que le service SPS, également nommé C/A.

#### Fréquence de la porteuse

Le service SPS est émis sur la bande appelée L1. Cette bande est centrée sur la fréquence [16] :

$$f_{L1} = 1575,42 \text{ MHz} = 154 \times 10,23 \text{ MHz}. \quad (2.4)$$

Cette fréquence est un multiple de la fréquence de référence des horloges atomiques placées à bord des satellites, soit 10,23 MHz.

#### Message de navigation

Le message de navigation du service SPS contient des informations nécessaires au calcul de la position. Les bits du message,  $d^{(k)}$  message du  $k^{\text{ième}}$  satellite, avec  $d^{(k)} \in \{\pm 1\}$ , sont émis à la fréquence de 50 Hz. La période d'un bit du message de navigation est donc de 20 ms, sa longueur d'onde est d'environ 6 000 km. Ce message est constitué d'une trame de 1 500 bits répartis en 5 sous-trames de 300 bits. Les sous-trames 1, 2 et 3 contiennent des données permettant de calculer la position du satellite émetteur (éphémérides) ainsi que d'autres paramètres, tel que les corrections d'horloge et de ionosphère. Les sous-trames 4 et 5 contiennent des données relatives aux autres satellites GPS. La durée d'un message complet est de 25 trames, soit 37 500 bits émis en 750 s (12,5 min). Les sous-trames 1 à 3 sont identiques pour les 25 trames. Les sous-trames 4 et 5 changent à chaque trame, pendant 25 trames. Seules les sous-trames 1 à 3 sont nécessaires afin de calculer les paramètres de localisation pour un satellite donné.

### Séquence PRN

Le signal SPS est modulé par une séquence PRN (ou code d'étalement)  $c^{(k)}$  de 1023 chips émis à la fréquence  $f_c = 1,023$  MHz, avec  $c^{(k)}$  le code d'étalement du  $k^{\text{ième}}$  satellite et  $c^{(k)} \in \{\pm 1\}$ . Cette modulation est appelée CDMA. La durée d'un code d'étalement  $T_{pc}$ , également appelée pseudo-période, est :

$$T_{pc} = 1023 \times \frac{1}{f_c} = 1 \text{ ms.} \quad (2.5)$$

La pseudo longueur d'onde d'une séquence PRN est d'environ 300 km. La longueur d'onde d'un chip du code d'étalement est 293 m. La séquence PRN présente de bonnes propriétés d'auto-corrélation et d'orthogonalité. C'est une séquence de Gold [16], il peut donc être reconstitué localement par un générateur de code. Ce type de signal est appelé BPSK-R(n) avec  $n = f_c \div f_{SPS}$ , la référence étant la fréquence de la séquence PRN du signal GPS L1 SPS :  $f_{SPS} = 1,023$  MHz. La modulation du signal GPS L1 SPS est donc appelée BPSK-R(1). Le service SPS est parfois nommé C/A (Coarse Acquisition), car il a été initialement conçu afin de permettre la recherche rapide du signal GPS en vue de démoduler le signal crypté PPS, plus complexe. L'expression analytique du signal GPS L1 SPS est donc, pour le  $k^{\text{ième}}$  satellite :

$$s_{SPS}^{(k)}(t) = \sqrt{2 \cdot P_{SPS}} \times c^{(k)}(t) \times d^{(k)}(t) \times \sin(2\pi f_{L1}t) \quad (2.6)$$

Avec

- $P_{SPS}$  : puissance du signal.
- $c^{(k)}(t)$  : code d'étalement du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $d^{(k)}(t)$  : message de navigation du  $k^{\text{ième}}$  satellite.

### Densité spectrale de puissance

L'enveloppe de la DSP du signal GPS L1 SPS, ramené en bande de base, est un sinus cardinal :

$$G_{SPS}(f) = T_c \times \text{sinc}^2(f \cdot T_c) \quad (2.7)$$

Avec  $T_c$ , période du code d'étalement. La largeur de la bande passante bilatérale du lobe principal du signal est donc de 2,046 MHz. La puissance du signal est donc concentrée autour de la fréquence de la porteuse (voir figure 2.7).

La modulation par un code BPSK va *étaler* la puissance du signal autour de la fréquence de cette modulation.

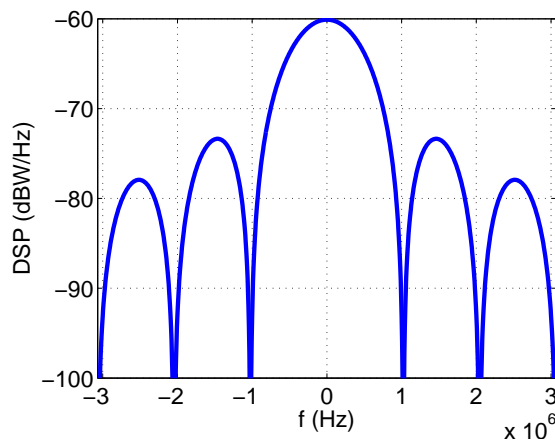


FIGURE 2.7 – Densité Spectrale de Puissance du BPSK-R(1)

Dans le cas de GPS, la puissance du signal est alors inférieure à celle du bruit. L'ensemble des satellites émettant sur la même fréquence porteuse, les DSP se cumulent. Il est alors possible de voir ces DSP apparaître sur un spectre de puissance (voir figure 2.8). Il s'agit ici d'un signal réel reçu sur une antenne patch de gain 3 dBi. Le signal GPS, autour de la fréquence L1, a été descendu autour d'une fréquence intermédiaire, Intermediate Frequency (IF), de 5,02 MHz et échantillonné à la fréquence de 20 MHz. Nous avons appliqué un filtre passe-bande Finite Impulse Response (FIR) afin de couper le bruit hors de la bande utile.

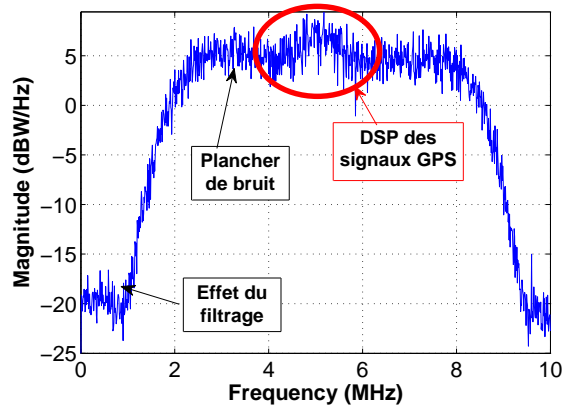
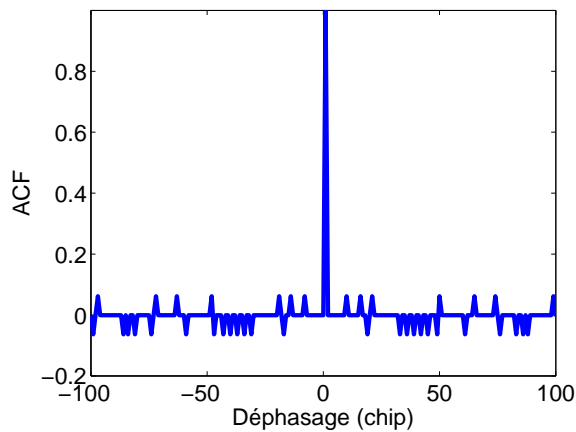
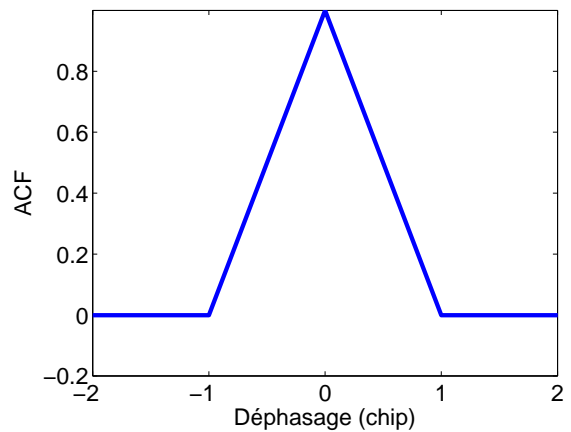


FIGURE 2.8 – Densité Spectrale de Puissance d'un signal GPS réel filtré

FIGURE 2.9 – Auto-corrélation d'un code GPS non bruité, pour  $\tau \in [-100, 100]$ FIGURE 2.10 – Détail du pic d'auto-corrélation, pour  $\tau \in [-2, 2]$ 

### Fonction d'auto-corrélation

Selon (2.2), la fonction de corrélation du code du  $k^{\text{ième}}$  satellite est :

$$R_{GPS}^{(k)}(\tau) = \frac{1}{1023 \times T_c} \int_{t=0}^{1 \text{ ms}} c^{(k)}(t) \times c^{(k)}(t + \tau)^* dt \quad (2.8)$$

Le code PRN  $c^{(k)}$  est périodique de période 1 ms, la fonction de corrélation intègre alors seulement sur une période du code. La fonction  $R_{GPS}^{(k)}(\tau)$  est normalisée par  $1023 \times T_c$ .

Le pic de la fonction d'auto-corrélation du signal GPS L1 SPS est un triangle (voir figure 2.10).

### 2.2.3 Galileo

Les satellites Galileo émettent des signaux pour 4 types de services sur 5 fréquences différentes. Nous ne détaillerons ici que le service Open Service (OS) émis sur la même fréquence que le service SPS, qui est en accès libre.

#### Fréquence de la porteuse

Le signal Galileo E1 OS est émis sur la même fréquence que GPS L1 SPS [19] :

$$f_{E1} = 1575.42 \text{ MHz} \quad (2.9)$$

La bande de fréquence est ici nommée E1.

### Message de navigation

Chaque satellite émet sur 2 voies. La puissance totale émise est partagée de façon égale entre chaque voie.

- Une voie data (voie B) contenant le message de navigation, appelé I/NAV, avec un débit symbole de 250 bit.s<sup>-1</sup>.
- une voie pilote (voie C) ne contenant pas de données mais modulée par un code secondaire de 25 chips avec un débit symbole de 250 bit.s<sup>-1</sup>.

Le message I/NAV de la voie B est encodé par un code convolutif permettant la détection et la correction d'erreurs. La structure du message est composée de pages de 500 symboles contenant 228 bits de données utiles. Une page est donc émise en 2 secondes. Les pages sont organisées en sous-trames de 15 pages. Chaque sous-trame contient les données sur le satellite émetteur nécessaire au calcul de la position. A l'image du message SPS, les sous-trames contiennent également des données sur les autres satellites de la constellation. L'émission de la totalité ces données nécessite une trame de 24 sous-trames, soit 180 000 symboles émis en 720 s (12 min).

La voie C ne contient pas de bit de données, uniquement la séquence PRN. Ce code est modulé par un code secondaire de 25 chips. Le code secondaire est commun à tous les satellites. Cette voie peut être utilisée pour des récepteurs Assisted-GPS (A-GPS). Ces récepteurs reçoivent les données des satellites Galileo par un autre moyen, par exemple le réseau du téléphone portable, ils n'ont donc pas besoin de démoduler la voie B. Le code secondaire étant connu a priori, les algorithmes de poursuite peuvent être adaptés en ce sens. Ce type de démodulation est appelé *dataless*, car le code secondaire est supprimé du signal avant les discriminateurs et filtre de boucle.

L'inconvénient de ce service est qu'un récepteur qui ne démodule pas la voie pilote se prive de 50% de la puissance du signal. Dans le cas d'un récepteur en orbite GEO, les signaux reçus ont un faible  $C/N_0$  (voir figure 1.39 page 46). il est donc impératif de démoduler la voie C. La démodulation de signaux Galileo utilisera donc plus de ressources matérielles que celle des signaux GPS.

### Séquence PRN

De la même façon que pour le service SPS de GPS, Le signal E1 OS est modulé par un code d'étalement  $c^{(k)}$ , avec  $c^{(k)}$  le code d'étalement du  $k^{\text{ième}}$  satellite et  $c^{(k)} \in \{\pm 1\}$ . Il est émis à la même fréquence de  $f_c = 1,023$  MHz. En revanche ce code est long de 4092 chips. La pseudo-période est donc ici  $T_{pc} = 4$  ms.

### Modulation par une sous-porteuse

La puissance du signal GPS est concentré autour de la porteuse. Or le signal Galileo E1 OS est émis sur la même porteuse. Afin de ne pas perturber les 2 services, Le signal E1 OS est modulé par une sous-porteuse qui permet de translater le spectre de part et d'autre de la fréquence porteuse (voir figure 2.11). Cette sous-modulation est appelée Binary Offset Carrier (BOC). L'expression analytique d'un signal BOC est la suivante, pour le  $k^{\text{ième}}$  satellite :

$$s_{OS}^{(k)}(t) = \sqrt{2P_{OS}} \times c^{(k)}(t) \times d^{(k)}(t) \times sc(t) \times \cos(2\pi f_{E1}t) \quad (2.10)$$

Avec :

- $P_{OS}$  : Puissance du signal.
- $c^{(k)}(t)$  : code d'étalement du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $d^{(k)}(t)$  : signal de données du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $sc(t)$  : sous-porteuse  $sc(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc}t))$  ou  $sc(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sc}t))$ .
- $f_{sc}$  : fréquence de la sous-porteuse.
- $f_{E1}$  : fréquence de la porteuse.

Les sous-porteuses peuvent être basées sur le sinus ou sur le cosinus. Ce type de signal est appelé BOC(n,m) avec  $n = f_{sc} \div f_{SPS}$  et  $m = f_c \div f_{SPS}$ , la référence étant la fréquence du code d'étalement GPS L1 SPS :  $f_{SPS} = 1.023$  MHz. Par exemple, le BOC(1,1) a une sous-porteuse de fréquence  $f_{sc} = 1.023$  MHz et un code d'étalement de fréquence  $f_c = 1.023$  MHz.

Le signal Galileo E1 OS est la combinaison de 2 modulations BOC. Ce signal est appelé Composite Binary Offset Carrier (CBOC) et a pour densité spectrale de puissance :

$$\Phi_{CBOC}(f) = \frac{10}{11} \Phi_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} \Phi_{BOC(6,1)}(f) \quad (2.11)$$



L'expression analytique de la voie B du signal Galileo E1 OS est donc :

$$s_{E1-B}^{(k)}(t) = \sqrt{C} \times c^{(k)}(t) \times d^{(k)}(t) \times (\alpha sc_{E1-B,a}(t) + \beta sc_{E1-B,b}(t)) \times e^{(j2\pi f_{L1}t + \theta)} \quad (2.12)$$

Avec :

- $\alpha = \sqrt{\frac{10}{11}}$  et  $\beta = \sqrt{\frac{1}{11}}$ .
- $sc_{E1-B,a}(t)$  : sous-porteuse BOC(1,1).
- $sc_{E1-B,b}(t)$  : sous-porteuse BOC(6,1).

Ce type de signal est appelé CBOC(6,1,1/11), en référence à ses divers paramètres. Le signal CBOC a été mis au point pour améliorer la robustesse des récepteurs Galileo face aux multi-trajets. Dans le cadre d'une application spatiale, les multi-trajets ne sont pas un problème critique. Nous pouvons alors démoduler le signal CBOC comme un BOC(1,1) au prix d'une perte de 0,38 dB du rapport  $C/N_0$  [28]. Nous choisissons ici de réduire la complexité du récepteur.

### Densité spectrale de puissance

Pour une sous-porteuse en sinus, la densité spectrale de puissance normalisée en bande de base est [29] (voir figure 2.11) :

- Pour  $n = \frac{2f_{sc}}{f_c}$  pair :

$$S_{BOC}(f) = \frac{1}{T_c} \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi f T_c}{n}\right) \sin(\pi f T_c)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f T_c}{n}\right)} \right)^2 \quad (2.13)$$

- Pour  $n = \frac{2f_{sc}}{f_c}$  impair :

$$S_{BOC}(f) = \frac{1}{T_c} \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi f T_c}{n}\right) \cos(\pi f T_c)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f T_c}{n}\right)} \right)^2 \quad (2.14)$$

La figure 2.11 présente la densité spectrale de puissance des signaux BOC(1,1) et BOC(6,1). La bande passante du BOC(6,1) est plus large que celle du BOC(1,1). La fréquence d'échantillonnage nécessaire pour démoduler du BOC(6,1) doit être plus élevée que celle pour du BOC(1,1).

La figure 2.12 permet de comparer les densités spectrales de puissance des BOC(1,1) et CBOC(6,1,1/11).

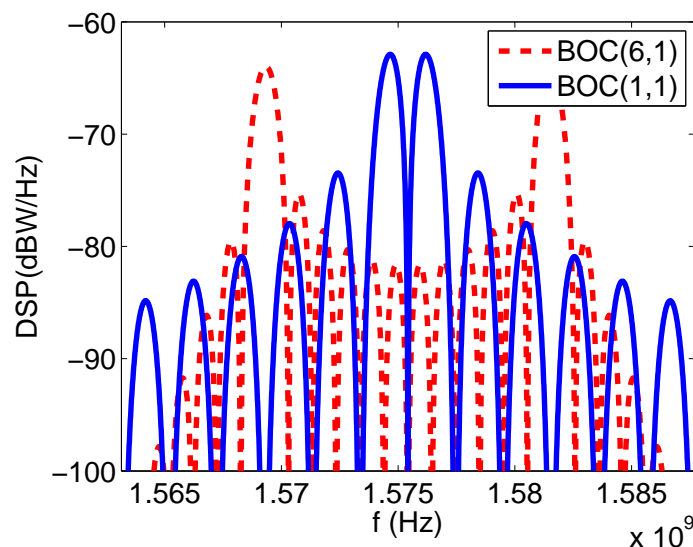


FIGURE 2.11 – Densité spectrale de puissance du BOC(1,1) et du du BOC(6,1)

Nous pouvons voir que la puissance est concentrée dans les deux premiers lobes. Il y a peu de différence entre les deux DSP, confirmant ainsi [28].

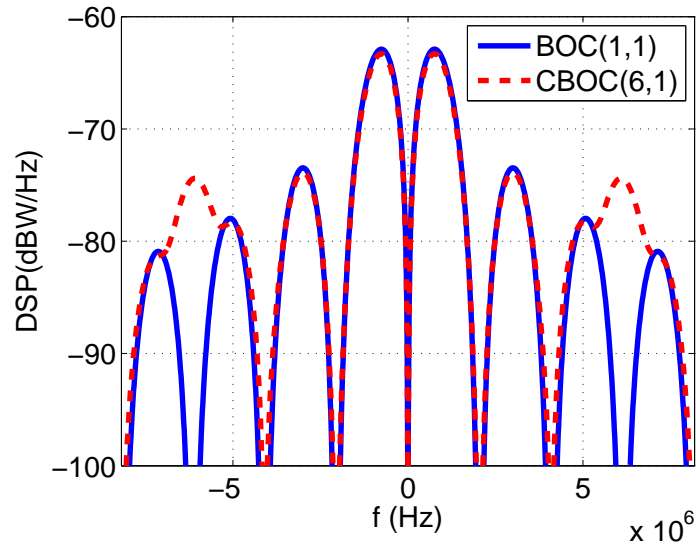


FIGURE 2.12 – Densité spectrale de puissance du BOC(1,1) et du du CBOC(6,1,1/11)

### Fonction d'autocorrélation

Selon (2.2), la fonction de corrélation du code du  $k^{\text{ième}}$  satellite est :

$$R_{BOC}^{(k)}(\tau) = \frac{1}{4092 \times T_c} \int_{t=0}^{4 \text{ ms}} c^{(k)}(t) \times c^{(k)}(t + \tau)^* dt \quad (2.15)$$

L'expression de la fonction d'auto-corrélation d'un signal BOC(1,1) non filtré peut être modélisée par [30] (voir figure 2.13) :

$$R_{BOC}(\tau) = \sum_{k=-n+1}^{n-1} (n - |k|) \left( 2 \cdot \text{Tri} \left( \frac{\tau}{T_c} - 2k \right) - \text{Tri} \left( \frac{\tau}{T_c} - 2k - 1 \right) - \text{Tri} \left( \frac{\tau}{T_c} - 2k + 1 \right) \right) \quad (2.16)$$

Entre -1 et +1 chip de déphasage.

Avec  $\text{Tri} \left( \frac{\tau}{T_c} \right)$ , fonction triangle ayant pour support  $[-T_c, T_c]$ . La figure 2.13 permet de comparer les fonctions d'auto-corrélation du BOC(1,1) et du CBOC(6,1,1/11). Nous pouvons voir que le pic de la fonction d'auto-corrélation du CBOC est plus fin que celui du BOC. La précision sur le déphasage lors de la poursuite s'en trouvera ainsi améliorée. Mais nous considérons que cette amélioration n'apporte pas un gain suffisant pour notre application. Nous avons choisi de privilégier la simplicité de traitement par rapport à la performance.

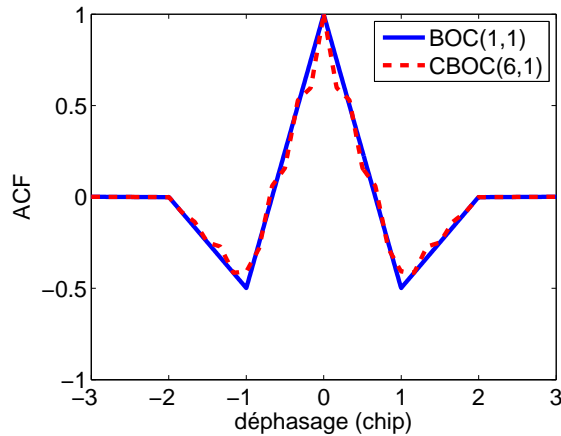


FIGURE 2.13 – fonctions d’auto-corrélation du BOC(1,1) et du CBOC(6,1,1/11)

## 2.3 Signal reçu

Le signal GPS qui a été émis par les satellites est reçu avec un délai dépendant de la distance (voir paragraphe 2.1.1). Le signal reçu est composé de la somme des signaux reçus en provenance de chaque satellite. Chaque signal de satellite est atténué en fonction de la distance satellite-récepteur et est affecté d’un bruit thermique (voir paragraphes 1.3.4 et 1.3.5). Si le système émetteur-récepteur est fixe, c’est-à-dire sans mouvement relatif, selon l’expression (2.6) le signal reçu est alors, pour tous les  $k$  signaux reçus des satellites :

$$s_{SPS}(t) = \sum_k A^{(k)} \times c^{(k)}(t - \tau^{(k)}) \times d^{(k)}(t - \tau^{(k)}) \times e^{j(2\pi f_{L1}t + \theta^{(k)})} + n(t) \quad (2.17)$$

Avec :

- $A^{(k)}$  : Atténuation du signal du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $\tau^{(k)}$  : délai du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $\theta^{(k)}$  : phase du signal du  $k^{\text{ième}}$  satellite.
- $n(t)$  : bruit.

Sans mouvement relatif, les paramètres  $A^{(k)}$ ,  $\tau^{(k)}$  et  $\theta^{(k)}$  sont invariant dans le temps. En supprimant la modulation de fréquence porteuse  $f_{L1}$  et en ramenant les phases  $\theta^{(k)}$  à zéro, à partir de l’expression (2.17) nous obtenons l’expression suivante, pour deux satellites :

$$s_{SPS}(t) = \sum_{k=1}^2 A^{(k)} \times c^{(k)}(t - \tau^{(k)}) \times d^{(k)}(t - \tau^{(k)}) + n(t) \quad (2.18)$$

La suppression de la porteuse ramène les signaux en bande de base. La figure 2.14 représente une vue simplifiée de l’expression (2.18). Afin de faciliter la compréhension de la figure, la puissance du bruit est ici très faible et les valeurs des échantillons ont été décalées autour de valeurs moyennes différentes. Sans modulation par une fréquence porteuse, tous les échantillons sont ici sur la voie en phase.

Le système émetteur-récepteur n’est pas fixe. Le mouvement des satellites sur orbite fait varier la distance émetteur-récepteur, également appelée distance radiale. La période apparente des signaux reçus est donc modifiée par cette variation de distance, c’est l’effet Doppler-Fizeau, nommé simplement effet Doppler. Cela va avoir deux conséquences sur le signal reçu. La première est la modification de la fréquence de la porteuse, la deuxième est la modification de la période des chips de la séquence PRN et de la période des bits du message de navigation.

Dans un premier temps, nous allons étudier l’effet Doppler sur la modulation de la porteuse. Selon la théorie de la relativité restreinte, l’effet Doppler sur la fréquence reçu  $f_{rec}$  est :

$$f_{rec} = \sqrt{\frac{1 - \beta}{1 + \beta}} \times f_{L1} \quad (2.19)$$

Avec :

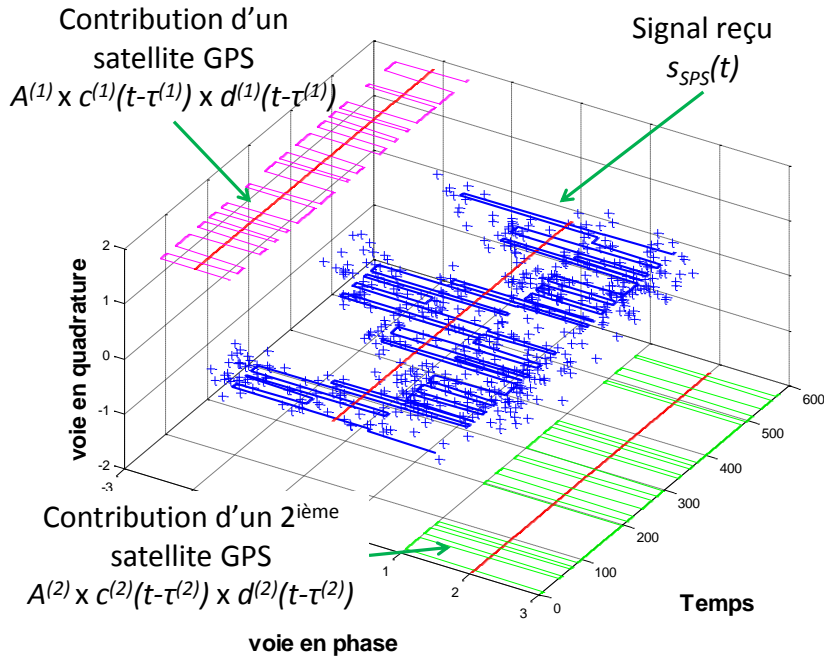


FIGURE 2.14 – Exemple de signal reçu sans Doppler pour 2 signaux GPS

- $\beta = v_r/c$ ;
- $v_r$  : la vitesse radiale entre l'émetteur et le récepteur ;
- $c$  : la vitesse de la lumière.

L'effet Doppler est symétrique. L'expression (2.19) est donc la même si l'émetteur et le récepteur se rapprochent ou s'éloignent. La vitesse radiale  $v_r$  étant très petite devant la vitesse de la lumière, le facteur  $\beta$  est très petit :  $\beta \approx 0$ . Nous pouvons donc faire le développement de Taylor, jusqu'au premier terme, de l'expression (2.19) :

$$\begin{aligned} f_{rec} &= (1 - \beta + O(\beta^2)) \times f_{L1} \\ f_{rec} &\approx f_{L1} - f_d \end{aligned} \quad (2.20)$$

Avec  $f_d = \beta \times f_{L1}$ .

La fréquence  $f_d$  est un offset de fréquence. Elle est appelée fréquence Doppler. Dans notre système de notation, elle est négative en cas de rapprochement émetteur récepteur, et positive en cas d'éloignement. Les mouvements relatifs des émetteurs par rapport au récepteur étant différents, chaque signal émis a une fréquence Doppler différente. Les émetteurs et récepteurs sont en mouvement sur orbite. Les vitesses radiales  $v_r$  sont donc fonction du temps. nous avons alors l'expression de la fréquence reçue en fonction du temps :

$$f_{rec}^{(k)}(t) = f_{L1} - f_d^{(k)}(t) \quad (2.21)$$

Soit  $\varphi^{(k)}(t)$ , la phase de la porteuse reçue  $e^{j\varphi^{(k)}(t)}$  de fréquence  $f_{rec}^{(k)}(t)$ , nous avons :

$$\frac{d\varphi^{(k)}}{dt} = 2\pi \times (f_{L1} - f_d^{(k)}(t)) \quad (2.22)$$

La phase de la porteuse est donc :

$$\varphi^{(k)}(t) = \varphi^{(k)}(0) + 2\pi \times f_{L1} \times t - 2\pi \times \int_0^t f_d^{(k)}(u) du \quad (2.23)$$

L'expression (2.23) montre que l'évolution de la phase de la porteuse n'est pas linéaire dans le temps. En effet, la fréquence Doppler  $f_d$  est variable dans le temps. Si nous considérons que la fréquence Doppler est

constante sur un intervalle de temps suffisamment petit, nous obtenons selon (2.23) :

$$\varphi^{(k)}(t) = \varphi^{(k)}(0) + 2\pi \times (f_{L1} - f_d^{(k)})t \quad (2.24)$$

Nous pouvons donc exprimer la modulation par la porteuse en fonction de la phase :

$$e^{j\varphi^{(k)}(t)} = e^{j(2\pi \times f_{L1} \times t + \varphi^{(k)}(0))} \times e^{-j2\pi \times f_d^{(k)} \times t} \quad (2.25)$$

En considérant un intervalle de temps suffisamment petit, l'expression (2.25) montre bien que la fréquence Doppler peut être assimilée à un offset sur la fréquence de modulation.

Nous pouvons maintenant calculer l'effet Doppler sur l'évolution du code PRN et des données du message de navigation.

Les distances émetteur-récepteur évoluent dans le temps, les délais  $\tau^{(k)}$  sont donc fonction du temps. Afin de simplifier les notations, nous considérerons un signal parmi les  $(k)$  signaux reçus dans les calculs suivants. La variation temporelle  $dt$  étant très petite, nous pouvons exprimer  $\tau(t + dt)$  en fonction de  $\tau(t)$  et de sa dérivée  $\frac{d\tau}{dt}(t)$  :

$$\tau(t + dt) = \tau(t) + \frac{d\tau}{dt}(t)dt \quad (2.26)$$

Selon (2.18), à l'instant  $t$ , le code PRN reçu est  $c(t - \tau(t))$ . A l'instant  $t + dt$ , ce code est alors :

$$c(t + dt - \tau(t + dt)) = c\left(t - \tau(t) + \left(1 - \frac{d\tau}{dt}(t)\right) dt\right) \quad (2.27)$$

La dérivée peut être exprimée sous la forme :

$$\frac{d\tau}{dt}(t) = \frac{v_r(t)}{c} = \beta \quad (2.28)$$

En intégrant (2.28) dans (2.27), nous obtenons alors :

$$c(t + dt - \tau(t + dt)) = c(t - \tau(t) + (1 - \beta) dt) \quad (2.29)$$

Nous pouvons observer dans (2.29) que, pour un pas temporel de  $dt$ , le code  $c$  évolue d'un facteur  $(1 - \beta) dt$ . Nous observons donc que la durée d'un code d'étalement est modifiée selon la vitesse radiale. Pour un système émetteur-récepteur en rapprochement, la vitesse est négative, donc  $(1 - \beta) > 1$ . Dans ce cas la durée apparente d'un code d'étalement reçue est plus courte que la durée émise, qui est 1 ms dans le cas d'un signal GPS. Inversement, pour un système en éloignement, la durée apparente est plus longue. Ces calculs s'appliquent également à la période des bits du message de navigation. L'évolution temporelle du code PRN et du message de navigation n'est donc pas linéaire. A un instant donné  $t$ , selon (2.18) et (2.25), l'expression du signal reçu est alors :

$$s_{SPS}(t) = \sum_{k=1}^2 A^{(k)} \times c^{(k)}(t - \tau^{(k)}) \times d^{(k)}(t - \tau^{(k)}) \times e^{j(2\pi \times f_{L1} \times t + \varphi^{(k)}(0))} \times e^{-j2\pi \times f_d^{(k)} \times t} + n(t) \quad (2.30)$$

La figure 2.15 illustre un signal reçu avec 2 signaux GPS, sans la fréquence porteuse  $f_{L1}$  et affectés d'une fréquence Doppler, et de bruit. Les signaux reçus ne sont plus en bande de base. La fréquence Doppler apparaît bien dans ce cas comme une fréquence porteuse résiduelle.

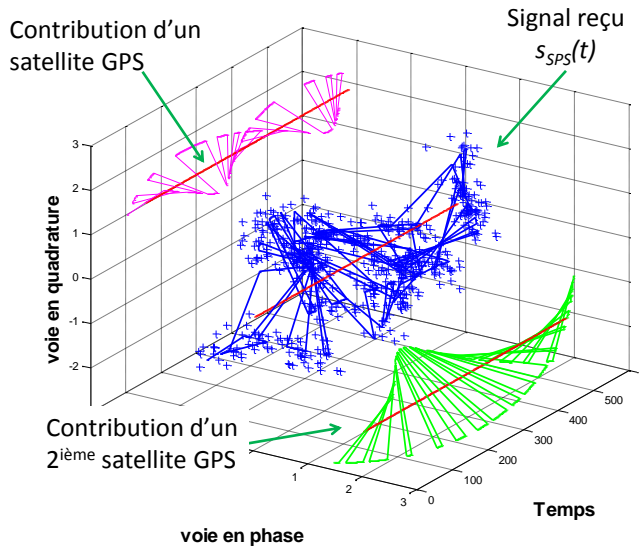


FIGURE 2.15 – Exemple de signal reçu avec Doppler pour 2 signaux GPS

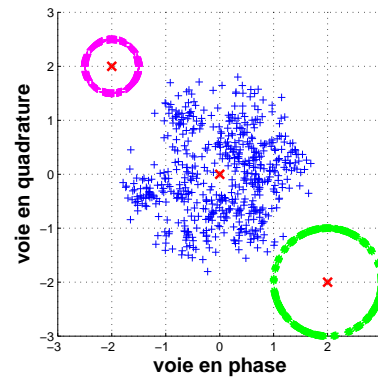


FIGURE 2.16 – Vue projetée de  $s_{SPS}(t)$  sur les voies en phase et en quadrature

## 2.4 Démodulation, Poursuite

La démodulation du signal GNSS consiste à retrouver les bits du message de navigation et à mesurer le déphasage entre les signaux afin de calculer les distances émetteurs-récepteur. Pour cela, le récepteur doit suivre l'évolution dans le temps de la fréquence Doppler  $f_d(t)^{(k)}$ , ainsi que du déphasage  $\tau^{(k)}(t)$ . Cette phase est donc appelée phase de poursuite.

Il existe plusieurs algorithmes de poursuite. Ces algorithmes peuvent être classés en 2 grandes familles : les algorithmes parallèles et vectoriels. Les algorithmes parallèles démodulent les signaux des satellites GNSS indépendamment les uns des autres. Ils sont donc constitués de plusieurs canaux de démodulation identiques, chaque canal traitant le signal d'un satellite et produisant une estimation de la distance satellite-émetteur indépendamment des autres estimations.

Les paramètres estimés par un canal ne sont pas nécessairement indépendants [10], notamment le biais de l'horloge utilisateur ou les distances (dû à la géométrie du système émetteurs-récepteur). Il est donc possible d'estimer ces paramètres en combinant les différents signaux reçus dans un seul canal de démodulation. Ces algorithmes, dits vectoriels, utilisent un filtre de Kalman afin de générer les estimées et les paramètres de poursuite, tels que le générateur de code (voir paragraphe suivant). Le filtre de Kalman peut être positionné à différents endroits de la chaîne de traitement : depuis les échantillons du signal, jusqu'aux sorties des canaux de démodulation (exemple du filtre orbital, voir paragraphe 1.1.2). Les algorithmes vectoriels ont été notamment conçus afin que les récepteurs soient plus robustes face à l'évanouissement d'un signal, tel que le masquage bref par des arbres ou un pont. Dans de tels cas, le filtre de Kalman permet de continuer à poursuivre un signal, même avec un très faible  $C/N_0$  ou s'il n'est plus présent, et donc de le ré-acquérir très rapidement dès la fin du masquage. Le filtre de Kalman nécessite une estimation correcte du modèle de mesure de l'application, par exemple le modèle de bruit de l'horloge, afin de fournir la meilleure performance. Ce travail sort du cadre de la thèse, nous n'avons donc pas étudié plus avant les algorithmes vectoriels. Le lecteur curieux est invité à se référer à [10] pour des informations complémentaires sur les algorithmes vectoriels.

Nous considérerons donc dans cette étude les algorithmes de poursuite basés sur des boucles de poursuite scalaires, à l'aide de canaux de démodulation indépendants.

### 2.4.1 Principe

Après réception sur une antenne, le signal est descendu en bande de base (ou en fréquence IF), puis numérisé. Le système permettant la numérisation du signal est typiquement appelé *front-end* RF. Les différents éléments constitutifs sont (voir figure 2.17) :

1. LNA : Amplificateur faible bruit.

2. Multiplieur pour descente en fréquence intermédiaire.
3. Band Pass Filter (BPF) : Filtre passe bande.
4. Automatic Gain Control (AGC) : Contrôleur automatique de gain.
5. Analog to Digital Converter (ADC) : Convertisseur analogique numérique. La fréquence d'échantillonnage est au moins égale à deux fois la bande passante du signal. Soit pour du GPS SPS :  $f_s = 2,046$  MHz. La période d'échantillonnage sera notée  $T$  :  $T = 1/f_s$ .

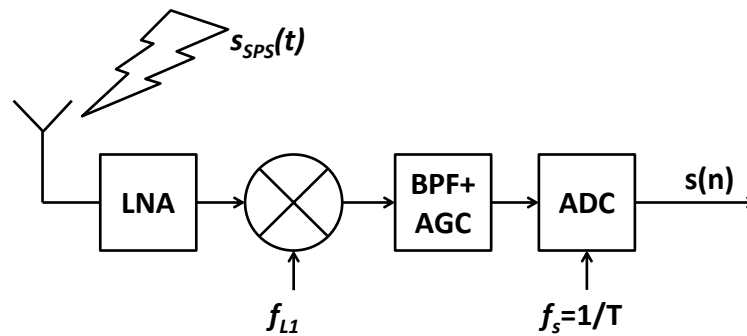


FIGURE 2.17 – Numérisation du signal GPS

En ne considérant qu'un seul signal GPS, les autres signaux peuvent être assimilés à une interférence  $r(n)$ . Afin de simplifier les notations, nous considérerons que, sur une courte période de temps, les paramètres  $\tau(t)$  et  $f_d(t)$  sont invariants. En effet, le mouvement du système émetteur-récepteur est faible devant la fréquence d'échantillonnage. Nous utiliserons alors respectivement les notations  $\tau$  et  $f_d$ . Selon l'expression (2.30), le signal résultant  $s(n)$  est donc :

$$s(n) = A(n) \times c(nT - \tau) \times d(nT - \tau) \times e^{j(-\varphi(n)+\theta)} + r(n) + n(n) \quad (2.31)$$

Avec  $\varphi(n) = 2\pi f_d \times n \times T$ .

A partir du signal numérisé, la démodulation va ensuite consister à (voir figure 2.18) :

1. multiplier le signal par une porteuse locale afin d'éliminer la fréquence Doppler résiduelle et de le descendre en bande de base :  $s_1(n)$  (voir figure 2.19) ;
2. multiplier  $s_1(n)$  par une réplique de la séquence PRN, correspondant à celle du satellite, en phase :  $s_2(n)$  (voir figure 2.21) ;
3. Accumuler les échantillons  $s_2(n)$  sur la durée d'une séquence PRN :  $s_3(n)$  ;
4. Accumuler les échantillons  $s_3(n)$  sur la durée d'un bit du message de navigation afin de déterminer la valeur du bit :  $s_4(n)$ .

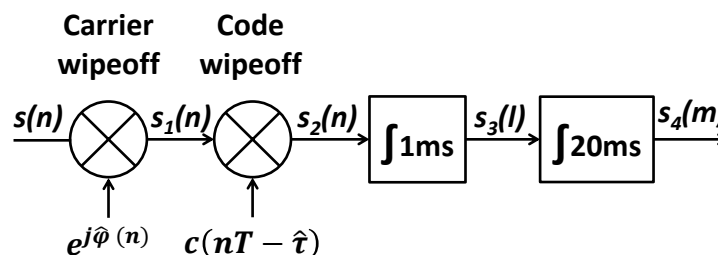


FIGURE 2.18 – Démodulation du signal GPS

Si les paramètres estimés localement  $\hat{\varphi}(n)$  et  $\hat{\theta}$  sont identiques à ceux du signal reçu  $\varphi(n)$  et  $\theta$ , Le signal  $s_1(n)$  est ramené en bande de base, et la phase à l'origine  $\theta$  est supprimée. Nous obtenons donc, pour une hypothèse sur la fréquence Doppler  $\hat{f}_d$  donnée :

$$\begin{aligned} s_1(n)|_{(\hat{f}_d)} &= s(n) \times e^{j(\hat{\varphi}(n) - \hat{\theta})} \\ s_1(n)|_{(\hat{f}_d)} &= A(n) \times c(nT - \tau) \times d(nT - \tau) + n(n) \end{aligned} \quad (2.32)$$

La figure 2.19 montre une vue simplifiée de  $s_1(n)$ , pour 2 signaux reçus.

La multiplication du signal  $s_1(n)$  par un code local, en phase avec le code reçu, permet de supprimer le

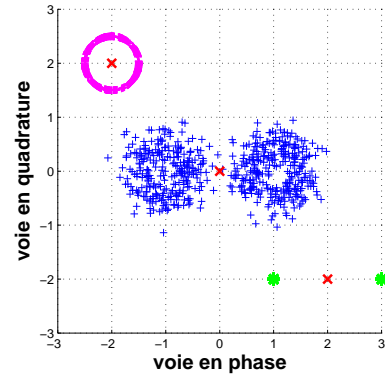
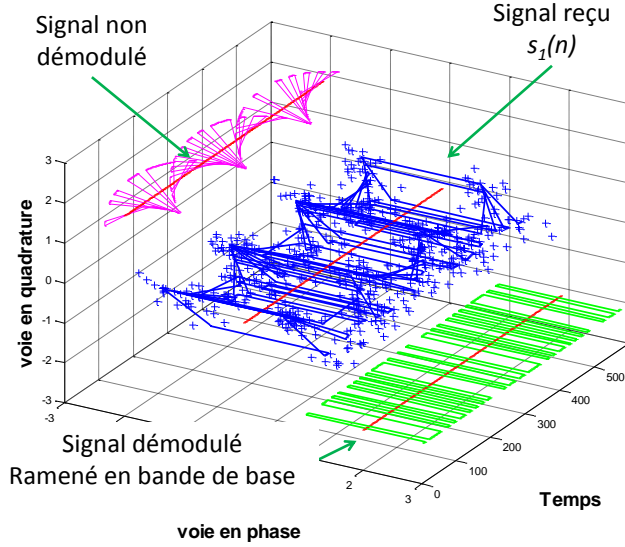


FIGURE 2.20 – Vue projetée de  $s_1(n)$  sur les voies en phase et en quadrature

FIGURE 2.19 –  $s_1(n)$ , multiplication par la fréquence Doppler

code d'étalement du signal. Nous obtenons alors, pour une hypothèse sur la phase  $\hat{\tau}$  donnée :

$$\begin{aligned} s_2(n)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} &= s_1(n)|_{(\hat{f}_d)} \times c(\hat{\phi}(n)) \\ s_2(n)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} &= A(n) \times d(nT - \tau) + n(n) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Avec  $\hat{\phi}(n) = nT - \hat{\tau}(n)$ .

Cette corrélation *désétale* la DSP du signal utile (le message) et *étale* celle du bruit. Elle permet donc d'augmenter le rapport signal à bruit dans la bande utile. Cela n'est pas suffisant pour pouvoir démoduler le message. La figure 2.21 illustre la corrélation pour un signal reçu simple. La puissance du bruit est faible afin de faciliter la lecture de cette figure. Malgré cette puissance faible, nous pouvons voir que les échantillons sont très dispersés. L'intégration de  $s_2(n)$  permet d'augmenter le rapport signal à bruit pour la démodulation des bits du message. Un intégrateur étant également un filtre passe-bas, le bruit hors bande utile ainsi que les répliques haute-fréquences du signal sont fortement réduits.

$$s_3(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} = \sum_{i=1}^{N1} s_2|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})}(i) \quad (2.34)$$

Avec  $N1$ , le nombre d'échantillons par pseudo-période du code d'étalement. Pour une hypothèse donnée  $\hat{f}_d$  sur la fréquence, la sortie  $s_3$  est le point de la fonction de corrélation correspondant au déphasage  $\hat{\tau}$  (voir les figures 2.10 et 2.13). Le code PRN étant périodique, selon l'expression (2.2), nous avons bien :

$$s_3(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} = R(\tau) \quad (2.35)$$

La fonction  $s_3(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})}$  est bien la fonction de corrélation.

La sortie  $s_3(l)$  est produite tous les  $N1$  échantillons, c'est-à-dire toutes les 1 ms pour un signal GPS SPS, et



toutes les 4 ms pour un signal Galileo OS. Nous avons donc :

$$N1 = \frac{T_{pc}}{T} \quad (2.36)$$

Le signal est ensuite intégré sur la durée d'un bit afin de démoduler le message de navigation.

$$s_4(j) = \sum_{l=1}^{N4} s_3(l)|_{(f_d, \hat{\tau})} \quad (2.37)$$

Avec  $N4$ , le nombre de code d'étalement par période de bit. Pour un signal :

- GPS SPS :  $N4 = 20$  ;
- Galileo OS :  $N4 = 1$ .

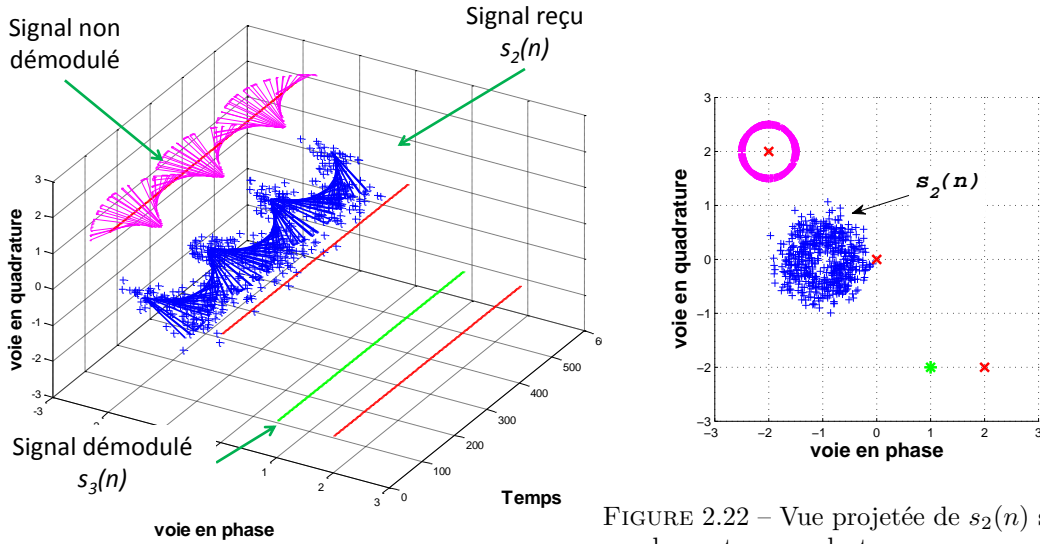


FIGURE 2.22 – Vue projetée de  $s_2(n)$  sur les voies en phase et en quadrature

FIGURE 2.21 –  $s_2(n)$ , multiplication par la fréquence Doppler

## 2.4.2 Boucles de poursuite

Afin de simplifier les notations et l'explication, nous avons considéré dans le paragraphe précédent que les paramètres liés à l'effet Doppler et à la distance émetteurs-récepteur étaient invariants dans le temps. La poursuite d'un signal GNSS sur une longue durée, plusieurs minutes ou plusieurs heures rend caduque cette assumption. L'expression (2.31) du signal reçu devient alors :

$$s(n) = A(n) \times c(nT - \tau(n)) \times d(nT - \tau(n)) \times e^{j\varphi(n)+\theta} + n(n) \quad (2.38)$$

Avec  $\varphi(n) = 2\pi f_d(n) \times n \times T$ .

Pour suivre l'évolution dans le temps de  $\tau(n)$  et  $f_d(n)$ , nous devons utiliser des boucles fermées. Il y a donc 2 systèmes bouclés pour le récepteur de poursuite : la boucle de la porteuse pour estimer les paramètres de l'expression (2.32), et la boucle du code pour estimer les paramètres de l'expression (2.33). Afin de simplifier les notations, nous considérerons comme acquis que les paramètres  $f_d(n)$  et  $\tau(n)$  sont variants dans le temps, et les noterons respectivement  $f_d$  et  $\tau$ .

La porteuse résiduelle et le générateur de la séquence PRN doivent être contrôlés par des Numerically Controlled Oscillator (NCO). Au début de la poursuite, à  $t_0$ , les NCO sont initialisés avec les paramètres estimés  $f_{d0} = \hat{f}_d(0)$  et  $\tau_0 = \hat{\tau}(0)$ . Ces paramètres sont estimés par un algorithme d'acquisition (voir paragraphe 2.6 page 100) avant le début de la démodulation en phase de poursuite. Les commandes de ces NCO

sont élaborés à partir des sorties des discriminateurs, qui mesurent l'erreur sur les grandeurs estimées. La sortie du discriminateur est d'abord filtrée avant de commander les NCO (voir figure 2.23).

La commande de la boucle de la porteuse est beaucoup moins bruitée que celle de la boucle de code. A partir

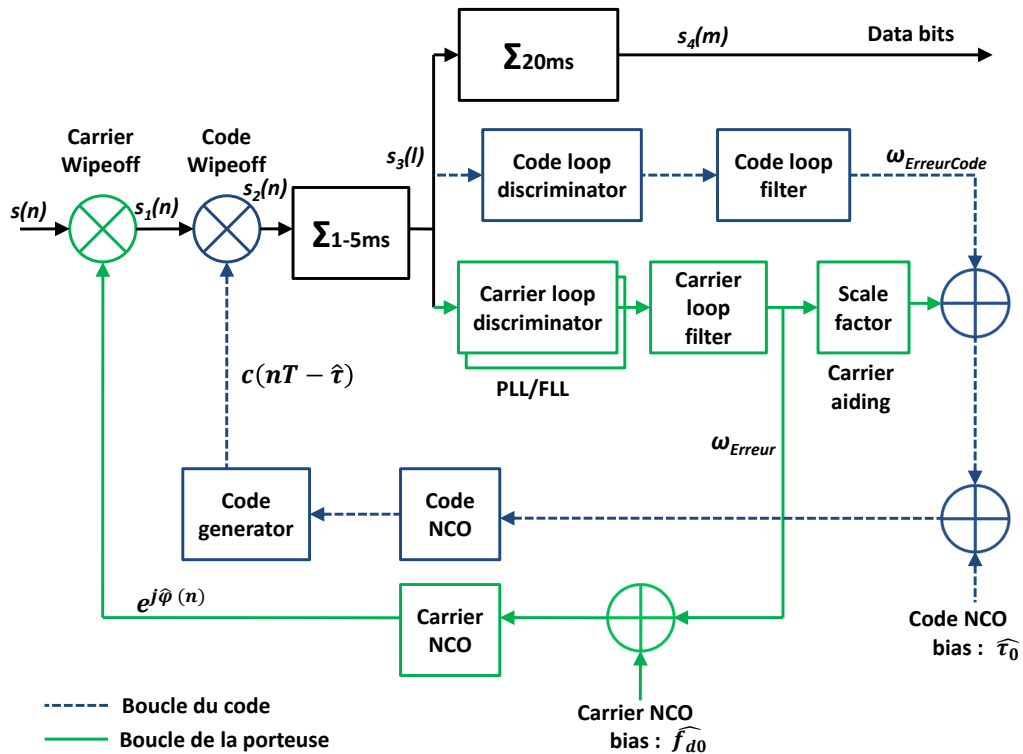


FIGURE 2.23 – Schéma simplifié du récepteur de poursuite

de la boucle de la porteuse, nous pouvons déduire l'effet Doppler sur le code. Il est alors très avantageux d'utiliser la sortie du discriminateur de la porteuse pour venir aider la boucle de code. La commande de la porteuse va très fortement réduire la dynamique du signal pour la boucle de code. Le filtre de la boucle de code pourra être alors d'un ordre moins élevé. La réduction du bruit sur la commande permettra également d'avoir une bande passante plus étroite.

Pour chaque module de la figure 2.23, il existe plusieurs algorithmes possibles. Nous avons étudié plusieurs de ces possibilités, afin de choisir les plus adaptées à notre application. Nous n'exposerons pas ici ces diverses possibilités. Nous détaillerons dans les paragraphes suivants ces 2 boucles, ainsi que la démodulation des bits du message de navigation. Les informations données sont suffisantes pour comprendre l'implémentation matérielle.

### 2.4.3 Boucle de la porteuse

La boucle de la porteuse est en réalité constituée de 2 boucles imbriquées : une boucle de phase, ou Phase Locked Loop (PLL), et une boucle de fréquence, ou Frequency Locked Loop (FLL). Les discriminateurs de fréquence et de phase sont différents, les sorties de ces 2 discriminateurs sont ensuite combinées dans un seul filtre afin de contrôler le NCO de la porteuse. La PLL est plus précise et moins bruitée, mais également plus sensible à la dynamique d'évolution du signal reçu. La PLL reproduit la phase et la fréquence exacte du signal reçu, alors que la FLL reproduit approximativement la fréquence.

#### Corrélateurs et intégrateurs

Ces fonctions sont rassemblées dans le même module car elles travaillent à la fréquence des échantillons. Ce module est commun aux boucles de porteuse et du code.

Les échantillons reçus sont multipliés par une réplique complexe de la porteuse, afin de ramener le signal

en bande de base ( $s_1(n)$ ). Le signal complexe résultant est ensuite corrélé au signal local ( $s_2(n)$ ). Afin de pouvoir suivre le maximum du pic d'inter-corrélation, il est nécessaire d'utiliser plusieurs corrélateurs, au minimum 3. Dans le cas de signaux complexes, tel que certains BOC ou pour certaines applications, les récepteurs peuvent utiliser plus de corrélateurs, typiquement entre 5 et 64. Les 3 corrélateurs vont nécessiter 3 répliques du code local, légèrement déphasées. Ces 3 répliques sont nommées Early, Prompt et Late (voir figure 2.24). Le déphasage entre les corrélateurs dépend de l'application. Les signaux sont échantillonnés à la période  $T = 1/f_s$ , le déphasage est donc un nombre entier de période  $T$ . Si la fréquence d'échantillonnage est élevée, le déphasage peut être faible. Cela permet un suivi plus précis du pic, au prix d'une plus grande sensibilité au bruit. La phase du code est ici notée :  $\Phi_{code}(n)$ . Les répliques Early, Prompt et Late sont donc notées respectivement  $c(\Phi_{code}(n+1))$ ,  $c(\Phi_{code}(n))$  et  $c(\Phi_{code}(n-1))$ .

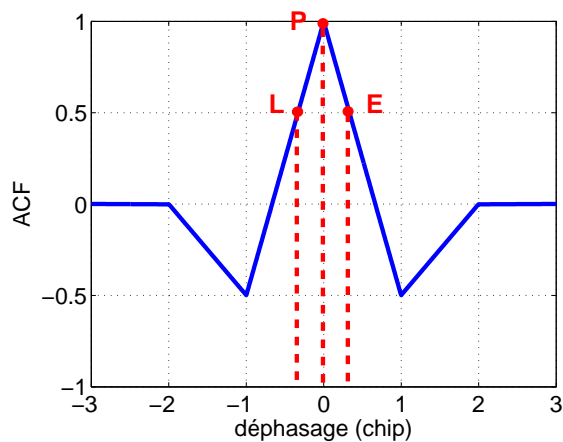


FIGURE 2.24 – Corrélateurs E, P et L, BOC(1,1)

Les résultats de ces trois corrélations sont ensuite intégrés sur une ou plusieurs pseudo-périodes du code PRN (voir figure 2.25). Le temps d'intégration dépend du rapport  $C/N_0$  du signal reçu. Plus le  $C/N_0$  est faible, plus le temps d'intégration doit être long. A partir de l'expression (2.34), l'intégrateur devient alors :

$$s_3(l) = \sum_{i=1}^{N1 \times N2} s_2(i) \quad (2.39)$$

Avec :

- $N1$  : nombre d'échantillons par période du code PRN ;
- $N2$  : temps d'intégration exprimé en nombre de période du code PRN.

L'intégrateur  $s_3$  est dit *cohérent* car il somme directement les échantillons du signal. Mais, pour le signal GPS, Le discriminateur de fréquence limite le temps d'intégration  $T_{int}$  à 10 ms, soit 1/2 de la période des bits du message de navigation. Un temps d'intégration  $T_{int}$  de 1 ms permet un rafraichissement plus rapide des mesures et donc ainsi facilite la poursuite de signaux à dynamique élevée. Pour le signal Galileo, il est possible de faire des intégrations partielles du code PRN. Le nombre d'intégrations  $N2$  serait alors inférieur à 1, par exemple  $N2 = 0,5$ . Les signaux étant complexes, les opérations doivent être faites pour la partie réelle (voie I) et imaginaire (voie Q).

Certains modules de l'algorithme de poursuite, tel que l'estimateur de  $C/N_0$ , utilisent la sortie du corrélateur Prompt intégré sur 1 ms soit une pseudo-période du code GPS L1 SPS. Nous avons donc besoin d'intégrateurs réglables entre 1 et 10 ms, et d'intégrateurs de 1 ms. Les intégrateurs réglables doivent pouvoir s'aligner sur l'instant de transition des bits. En effet, dans le cas du signal GPS L1 SPS, un bit du message (de période 20 ms) est modulé par 20 codes PRN (de période 1 ms). Lors de la phase de transition, l'instant de transition des bits n'est pas connu. L'intégrateur va probablement intégrer des codes PRN modulant des bits différents (voir paragraphe 2.5). L'intégrateur doit donc pouvoir être recalé sur l'instant de transition des bits.

La figure 2.26 présente les sorties des intégrateurs de la voie I lors des phases de transition et de poursuite d'un signal GPS réel dont le rapport  $C/N_0$  est de 43 dB.Hz. Après la phase de transition (voir paragraphe 2.5), les sorties des intégrateurs sont stables. Les valeurs des intégrateurs *Early* et *Late* sont similaires, et

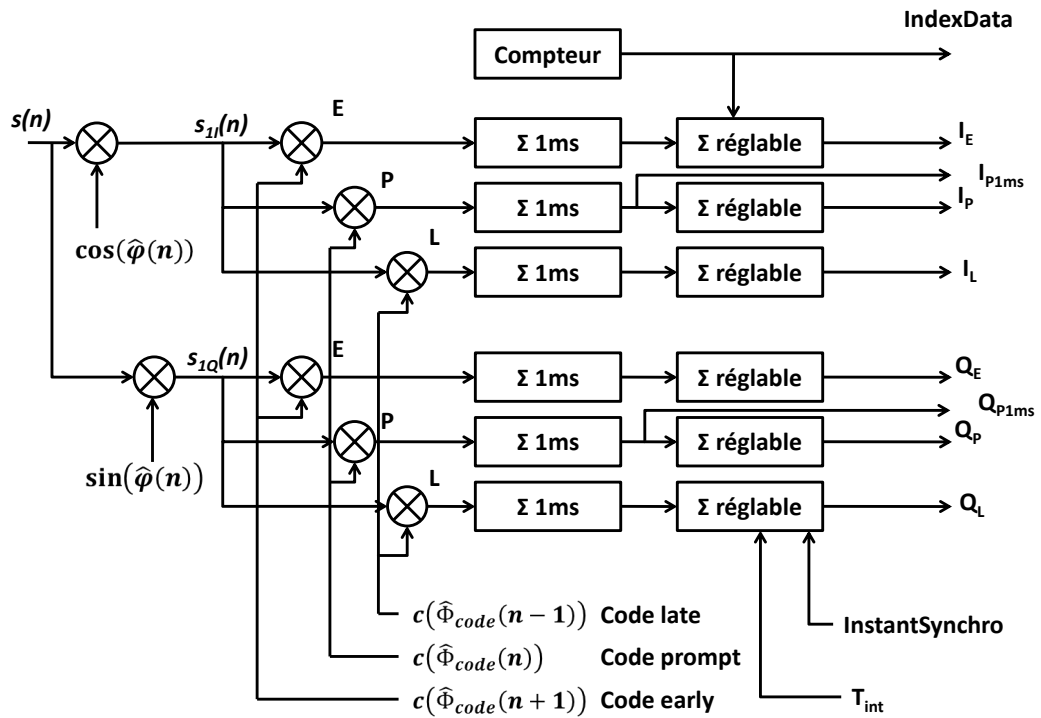


FIGURE 2.25 – Schéma des corrélateurs et intégrateurs

inférieures à celles de l'intégrateur *Prompt*. Le pic de la fonction de corrélation est bien reconstitué par les 3 corrélateurs (voir figure 2.27).

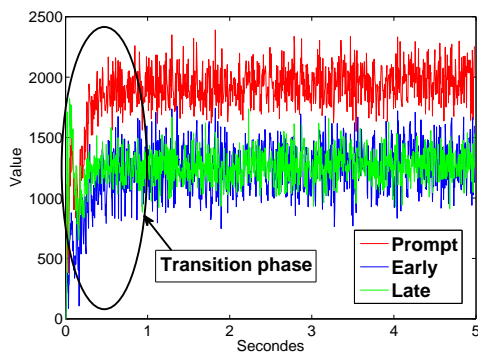


FIGURE 2.26 – Sorties des intégrateurs pour un signal GPS réel

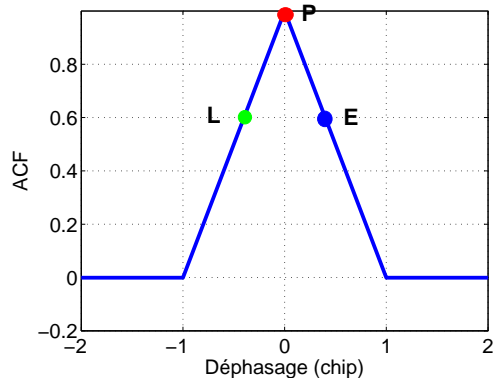


FIGURE 2.27 – Phase des corrélateurs lors de la phase de poursuite

La boucle de la porteuse n'utilise en réalité que les intégrateurs *Prompt*. Les intégrateurs *Early* et *Late* ne sont utilisés que par la boucle du code.

Les figure 2.28 et 2.29 montrent l'effet du temps d'intégration. Il s'agit d'une application LEO, à forte dynamique ( $70 \text{ Hz}\cdot\text{s}^{-1}$ ) et fort rapport  $C/N_0$  (autour de  $50 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ ). Nous pouvons observer sur la figure 2.28 un niveau de bruit plus important sur la sortie des intégrateurs. En effet, le temps d'intégration est ici de 1 ms, la bande du filtre passe-bas est donc plus importante. Sur la figure 2.29, nous observons une chute brutale des valeurs de sorties des intégrateurs aux alentours de 0,6 s. Il s'agit là de la synchronisation des intégrateurs avec la transition des bits de données (voir paragraphe 2.5). En effet, pour un temps d'intégration de 5 ms, il est possible d'avoir une transition de donnée lors de l'intégration. Ce cas n'existe pas pour des

intégration de 1 ms car les transitions de données sont alignées avec les codes d'étalement, d'une durée de 1 ms.

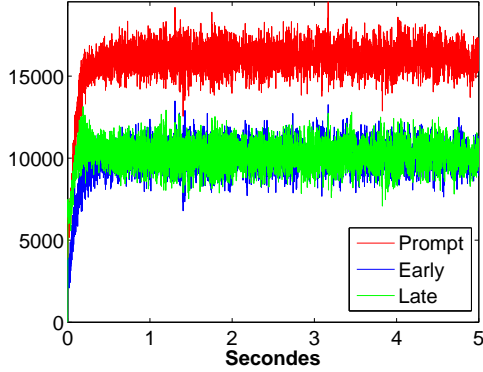


FIGURE 2.28 – Sorties des intégrateurs pour une application LEO, temps d'intégration de 1 ms

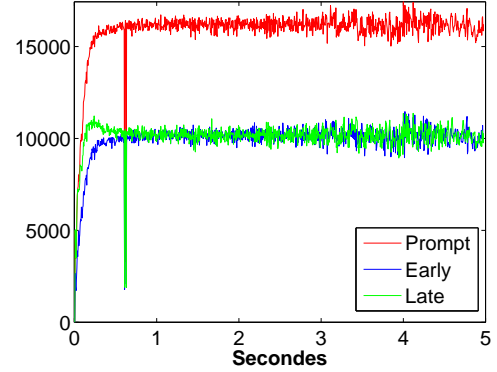


FIGURE 2.29 – Sorties des intégrateurs pour une application LEO, temps d'intégration de 5 ms

La figure 2.30 montre la sortie des intégrateurs pour une application GEO. Le rapport  $C/N_0$  du signal démodulé est de 28 dB.Hz, le temps d'intégration est ici de 10 ms. Malgré le très fort niveau de bruit, le récepteur parvient à poursuivre le signal.

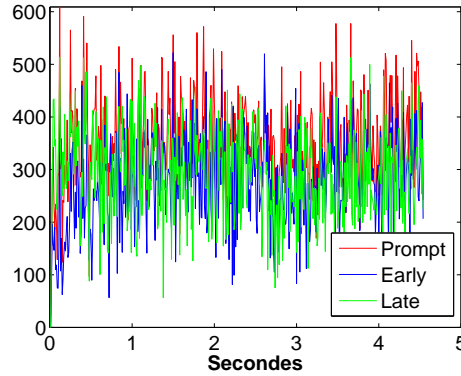


FIGURE 2.30 – Sorties des intégrateurs pour une application GEO, temps d'intégration de 10 ms

### Discriminateur de phase

Le rôle du discriminateur de phase est de calculer l'erreur  $\Phi$  entre la phase de la porteuse résiduelle du signal incident et celle de la porteuse locale. Le signal GNSS est modulé par les bits du message de navigation, de valeur  $\pm 1$ . Cette modulation entraîne une inversion de la phase de la porteuse (modulation BPSK). Le discriminateur de phase doit alors être insensible aux rotations de phase de  $180^\circ$ . Ce type de boucle est appelée *boucle de Costas*. La sortie du discriminateur doit être une fonction dépendante de l'erreur de phase  $\Phi$ . Il existe plusieurs discriminateurs, le choix dépend de l'application et de la complexité de réalisation. La figure 2.31 présente plusieurs fonctions de discrimination [11]. Le discriminateur le plus utilisé est le Dot Product (DP) (voir expression (2.40)). Nous avons choisi le discriminateur Atan (voir expression (2.41)) car il permet un seuil de poursuite de 28 dB.Hz pour un temps d'intégration cohérent de 4 ms, avec un Temperature Compensated Crystal Oscillator (TCXO) [31]. Ce seuil de poursuite est celui déterminé dans le premier chapitre pour une application GEO (voir paragraphe 1.4.3 page 33). Discriminateur Dot Product :

$$Err_{PLL} = Q_P \times I_P \quad (2.40)$$

Discriminateur Atan :

$$Err_{PLL} = \tan^{-1} \left( \frac{Q_P}{I_P} \right) \quad (2.41)$$

La sortie du discriminateur Atan donne l'erreur vraie en phase :

$$Err_{PLL} = \Phi$$

La figure 2.32 montre la sortie du discriminateur *Atan* pour un signal GPS réel. Il s'agit du PRN3, le rapport

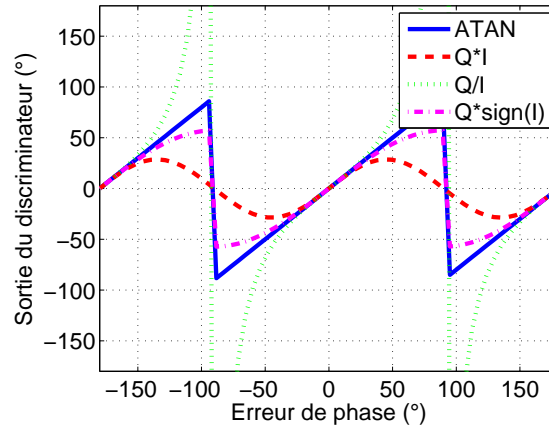


FIGURE 2.31 – Fonctions de discriminateurs de PLL

$C/N_0$  est de 43 dB.Hz. Nous pouvons voir que l'erreur de phase entre le signal incident et la porteuse locale peut être très importante durant la phase de transition. Elle est ici de l'ordre de 1 rad, soit environ  $60^\circ$ . La phase de transition dure ici environ 1 s, la porteuse locale est ensuite en phase avec la porteuse résiduelle du signal démodulé.

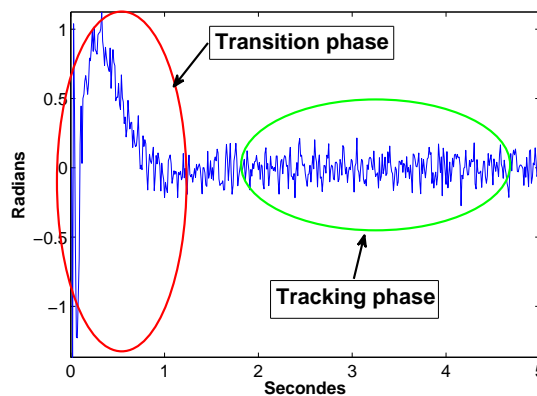


FIGURE 2.32 – Sortie du discriminateur de phase Atan pour un signal GPS réel

La figure 2.33 montre la sortie du discriminateur Atan pour une application GEO. Le temps d'intégration est de 10 ms. Le signal a été simulé avec un rapport  $C/N_0$  de 28 dB.Hz. Nous pouvons observer que la boucle de phase parvient à accrocher et poursuivre le signal malgré le  $C/N_0$  défavorable. La figure 2.34 montre le comportement de la boucle de phase pour une application à très forte dynamique. En effet, il s'agit dans ce cas des signaux générés par le CNES pour un récepteur situé sur l'ISS. le rapport  $C/N_0$  est autour de 50 dB.Hz, mais le taux de Doppler est très élevé, autour de  $70 \text{ Hz}\cdot\text{s}^{-1}$ . Malgré cette dynamique très élevée, la boucle de phase poursuit la porteuse sans difficultés. Le temps d'intégration est ici de 5 ms. Nous pouvons voir sur la figure l'adaptation de la bande du filtre.

La voie pilote du signal Galileo peut être démodulée en supprimant au préalable le code secondaire du signal reçu. Il est possible alors d'utiliser un discriminateur cohérent, sensible à une rotation de  $\pi$ . Cela permet un gain de 6 dB par rapport à la démodulation avec data. Dans ce cas, il faut tout d'abord une boucle de Costas en phase de transition, le temps de récupérer la phase du code secondaire. Ensuite le canal de démodulation

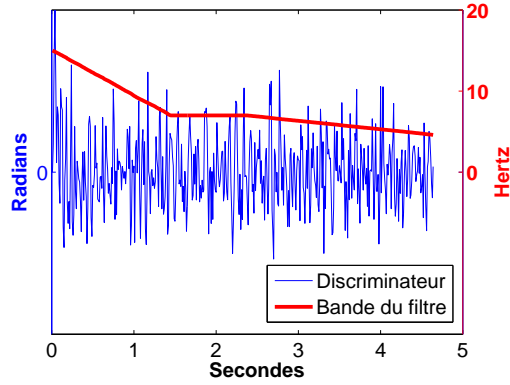


FIGURE 2.33 – Discriminateur de phase pour une application GEO

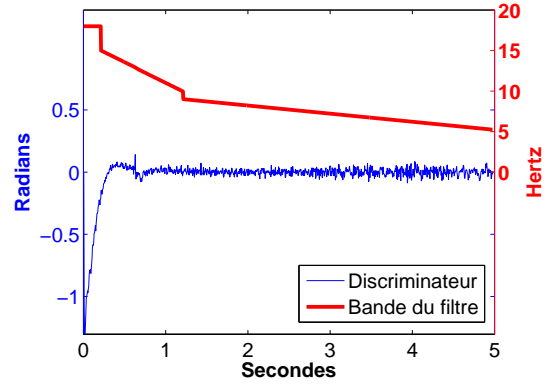
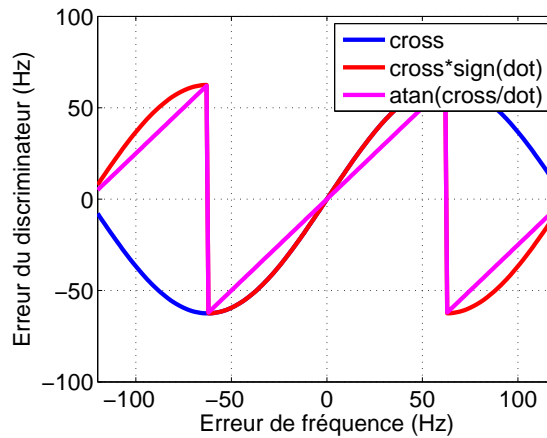


FIGURE 2.34 – Discriminateur de phase pour une application LEO

peut utiliser un discriminateur cohérent. Nous avons choisi de conserver la démodulation avec data car le canal de la voie pilote est ainsi le même que celui de la voie donnée, et le même que celui du GPS SPS. Nous n'utilisons pas de ressources supplémentaires. De plus, les performances de démodulation en présence de signaux à faible  $C/N_0$  sont suffisantes pour les applications considérées, notamment un récepteur GEO, grâce à l'utilisation conjointe des deux voies (voir expression (2.46) page 83).

### Discriminateur de fréquence

Le rôle de ce discriminateur est de fournir une estimation de l'erreur en fréquence entre la porteuse résiduelle du signal incident et la porteuse locale. La boucle de fréquence est moins sensible aux erreurs dues aux transitions des bits de données lors de la phase de transition [11]. Elle permet donc de poursuivre approximativement le signal jusqu'à ce que l'instant de transition des bits du message soit trouvé. Il existe plusieurs fonctions possibles pour le discriminateur de fréquence (voir figure 2.35). Nous avons choisi le discriminateur Atan, pour les mêmes raisons que celui de la PLL.

FIGURE 2.35 – Discriminateurs de fréquence pour  $T_{int} = 4$  ms

$$Err_{FLL} = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{cross}{dot}\right)}{T_{int}} \quad (2.42)$$

Avec :

$$\begin{aligned} cross &= I_P(n-1) \times Q_P(n) - I_P(n) \times Q_P(n-1) \\ dot &= I_P(n-1) \times I_P(n) + Q_P(n) \times Q_P(n-1) \end{aligned} \quad (2.43)$$

La sortie de ce discriminateur donne :

$$Err_{FLL} = \frac{\delta\Phi}{T_{int}}$$

Comme le montre la figure 2.36, la durée de la phase de transition est bien plus brève pour la FLL que pour

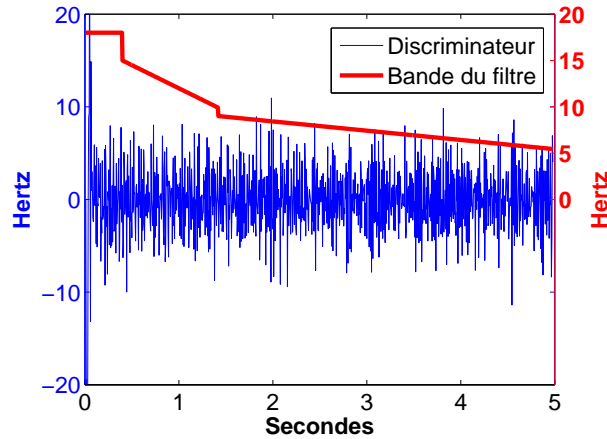


FIGURE 2.36 – Sortie du discriminateur de fréquence Atan pour un signal GPS réel

la PLL. Cette sortie a été enregistrée en même temps que celle de la figure 2.32. Ce discriminateur maintient donc la fréquence dans un intervalle acceptable lors de la phase de transition, le temps que la boucle de phase accroche et converge. Cela permet de réduire la durée de la phase de transition, notamment dans le cas d'une application LEO lorsque le Doppler varie très rapidement (voir paragraphe 1.4.4 page 49). Nous pouvons observer sur cette figure la variation de la bande du filtre de boucle. L'adaptation de la bande est détaillée plus avant au paragraphe 2.5. La figure 2.37 montre la sortie du discriminateur pour une application LEO. Il s'agit ici d'un signal Galileo simulé. Le niveau de bruit est bien plus faible grâce au rapport  $C/N_0$  élevé. Le temps d'intégration est ici de 4 ms. Nous observons que la boucle de fréquence converge en 0.8 s malgré le fort  $C/N_0$ . Ceci est dû à la très forte dynamique du système. La figure 2.38 montre une application GEO, le rapport  $C/N_0$  est de 28 dB.Hz. Le bruit est ici très élevé, mais la boucle de fréquence parvient à accrocher et poursuivre le signal. Le temps d'intégration est ici de 10 ms. Nous avons conservé la même échelle pour les trois figures afin de faciliter la comparaison.

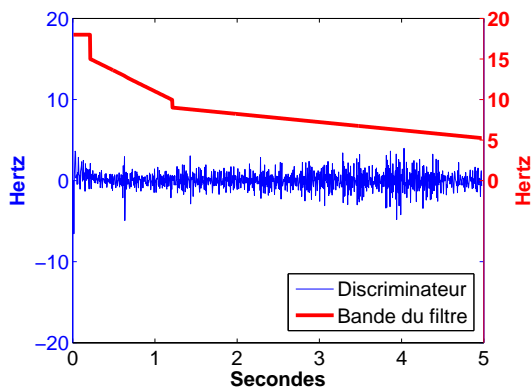


FIGURE 2.37 – Discriminateur de fréquence pour une application LEO

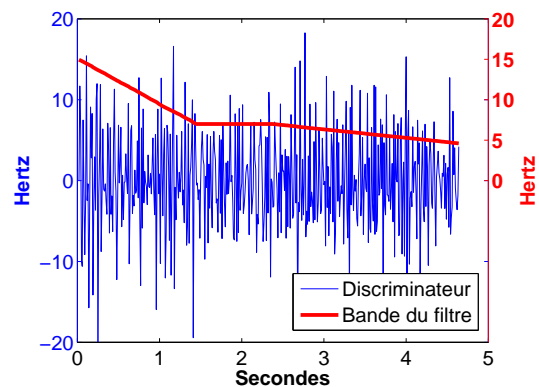


FIGURE 2.38 – Discriminateur de fréquence pour une application GEO

Les échantillons utilisés pour le calcul de l'erreur en fréquence doivent être adjacents et être pris au sein du même bit de donnée. Pour un signal GPS, la durée d'un bit de donnée est de 20 ms, cela limite le temps d'intégration à 10 ms. Pour un signal Galileo, la durée d'un bit de donnée est de 4 ms, soit la durée d'un code d'étalement. Le temps d'intégration est alors limité à 2 ms.

Dans certaines conditions, la FLL peut verrouiller sur une fréquence différente de la fréquence du signal. Afin



de résoudre ce problème, nous avons développé un détecteur qui permet de retrouver la bonne fréquence du signal durant la phase de transition (voir page 90)

### Filtre de boucle

Le filtre de boucle sert à réduire le bruit afin de produire une estimation fiable de l'erreur entre le signal reçu et la réplique locale. Il existe principalement 3 types de filtres (voir tableau 2.1).

Ordre du filtre	Sensibilité	Stabilité
1	Vitesse	Toutes les bandes passantes
2	Accélération	Toutes les bandes passantes
3	Jerk	Bande passante < 18 Hz

TABLE 2.1 – Filtres de boucle

Un meilleur résultat est obtenu en fusionnant les filtres de la FLL et de la PLL [11]. Pour un récepteur situé sur une orbite basse, les trajectoires des satellites entraînent des taux de Doppler élevé, c'est-à-dire une forte accélération sur le vecteur radial inter-satellites. Il faut donc choisir un filtre du 3<sup>ème</sup> ordre insensible à cette accélération. La figure 2.39 montre un filtre Frequency Phase Locked Loop (FPLL) du 3<sup>ème</sup> ordre. Ce type de filtre présente plusieurs avantages :

- En phase de transition : assez robuste face aux transitions de bits grâce à la FLL.
- En phase de transition : bande de bruit large grâce à la FLL.
- En phase de poursuite : précis grâce à la PLL.

Il est possible d'opérer uniquement en FLL en mettant à zéro les erreurs du discriminateur de PLL et

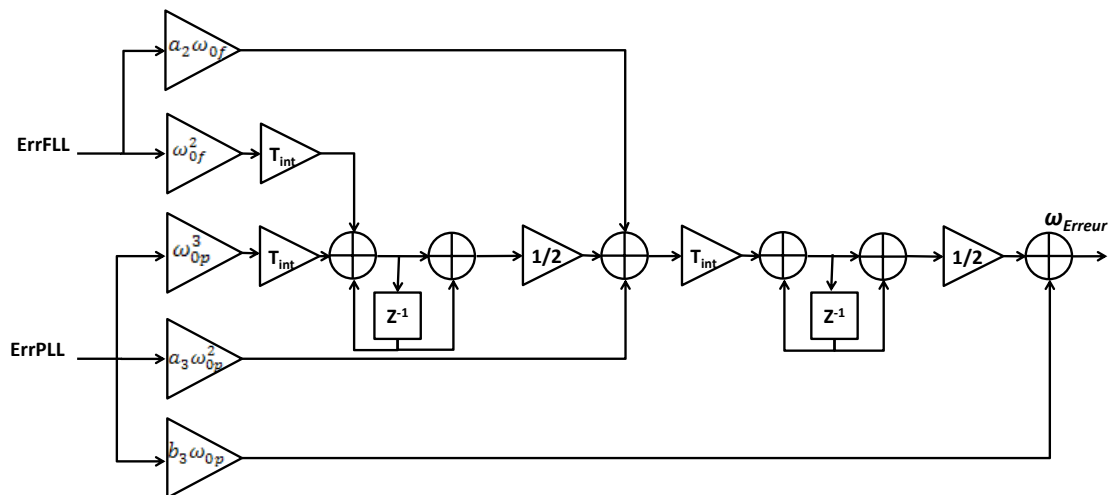


FIGURE 2.39 – Filtre FPLL du 3<sup>ème</sup> ordre

inversement mais les simulations ont montré que le gain de temps lors de la convergence vers la phase de poursuite est minime. De plus l'utilisation de la PLL en phase de transition permet une convergence plus rapide de la phase de la porteuse locale, la recherche de l'instant de transitions des bits du message est donc plus rapide, notamment pour des signaux à faible  $C/N_0$ .

Étant donné la bande de bruit  $B_{np}$  du filtre, les paramètres de ce filtre sont calculés de la façon suivante [11] :

- $\omega_{0p} = B_{np}/0,7845$
- $\omega_{0f} = B_{np}/0,53$
- $a_2 = 1,414$

- $a_3 = 1, 1$
- $b_3 = 2, 4$

La bande de bruit dépend du rapport  $C/N_0$  et de la dynamique de l'application. La bande de bruit la plus large compatible avec la stabilité de la boucle est  $B_{np} = 18$  Hz. Nous avons conçu un algorithme permettant d'adapter la bande de bruit du filtre à l'application. Nous pouvons observer sur les figures 2.40 et 2.41 l'évolution de la bande de bruit adaptée par cet algorithme. Pour plus de détails, voir paragraphe 2.5.

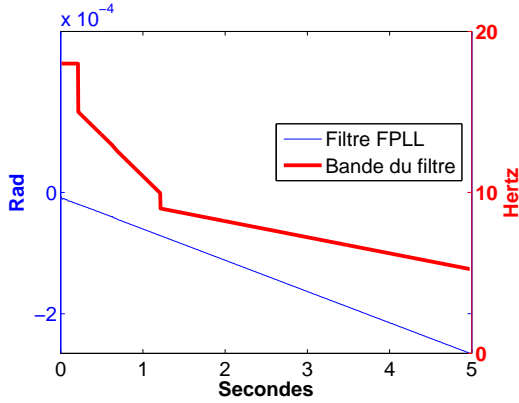


FIGURE 2.40 – Sortie du filtre FPLL pour une application LEO

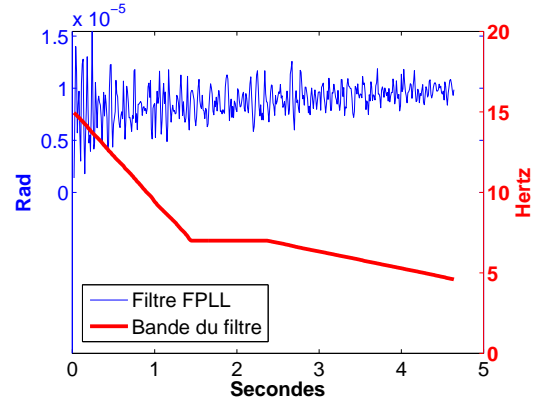


FIGURE 2.41 – Sortie du filtre FPLL pour une application GEO

La figure 2.40 montre la sortie du filtre de FPLL pour une application LEO, pour un temps d'intégration de 5 ms. Il s'agit en réalité de  $\varphi_{Erreur}$  (voir expression (2.44)). Nous pouvons observer que le niveau de bruit est très faible, la dynamique élevée de l'application (environ  $70 \text{ Hz}\cdot\text{s}^{-1}$ ) se retrouve dans la variation de la sortie. Au contraire, la figure 2.41 montre une application GEO, avec un rapport  $C/N_0$  défavorable. Le temps d'intégration est ici 10 ms. La variation de la sortie est ici positive car le taux de Doppler est d'environ  $1 \text{ Hz}\cdot\text{s}^{-1}$ .

### Oscillateur contrôlé numériquement

L'erreur  $\omega_{Erreur}$  en sortie du filtre du boucle est une pulsation en radians. Cette erreur doit être normalisée en temps par la période d'échantillonnage  $T$  du récepteur :

$$\varphi_{Erreur} = \omega_{Erreur} \times T \quad (2.44)$$

La fréquence de la porteuse résiduelle détectée par l'algorithme d'acquisition est  $f_{d0}$ . Elle est également normalisée par la période d'échantillonnage  $T$ . Du fait de la prédictibilité de la trajectoire d'un satellite, il est possible d'ajouter une aide sur la vitesse radiale inter-satellites en provenance de l'algorithme de navigation,  $f_{aid}$ . La fréquence  $f_{aid}$  peut également provenir du détecteur de faux verrouillage lors de la phase de transition (voir 2.5.1). La phase de la porteuse résiduelle est alors :

$$\varphi(n) = \varphi(n-1) + 2\pi f_{d0} \times T + \omega_{Erreur} \times T + 2\pi f_{aid} \times T \quad (2.45)$$

La figure 2.42 présente l'architecture retenue pour la réalisation du NCO. Il existe plusieurs solutions pour créer les fonctions *sinus* et *cosinus*, notamment l'algorithme COordinate Rotation DIgital Computer (CORDIC) ou le tableau de valeur. Le CORDIC est un algorithme intéressant en terme de précision du résultat, mais il est itératif. Le nombre d'itérations de calcul dépend de la précision voulue. Cet algorithme n'est donc pas adapté au calcul rapide. Nous avons choisi ici de stocker des résultats de fonction trigonométrique dans un tableau. La valeur de l'angle est alors l'adresse du résultat dans le tableau. La latence du calcul est donc très brève et identique pour tous les cas. L'inconvénient ici est que le cercle trigonométrique doit être échantillonné par un nombre fini de valeurs. Cette technique va donc introduire du bruit de calcul. En utilisant les propriétés des fonctions trigonométriques, il est possible de calculer les résultats de ces fonctions en ne stockant que  $1/8^{\text{ème}}$  du cercle trigonométrique pour la fonction *cosinus*. Afin de réduire le nombre d'opérations de conversion d'angle, nous avons choisi de stocker  $1/4$  du cercle trigonométrique.

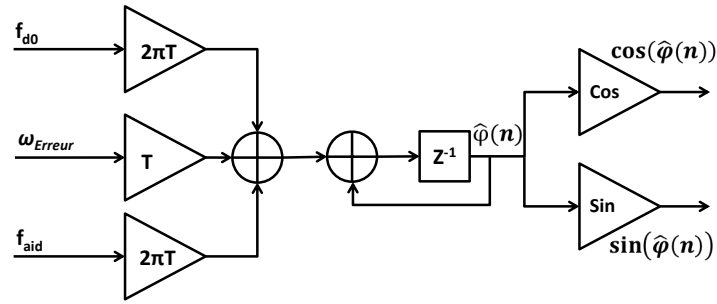


FIGURE 2.42 – NCO de la porteuse

### Cas d'un signal bi-voie (Galileo)

Afin d'améliorer la sensibilité du canal de poursuite, il peut être intéressant de combiner les sorties des discriminateurs de fréquence et de phase de la voie pilote avec ceux de la voie données [31] (voir paragraphe 2.2.3 page 63). Dans ce cas, un seul filtre FPLL est utilisé ainsi qu'un seul NCO pour la porteuse. Les sorties des discriminateurs des 2 voies sont combinées de la façon suivante :

$$ErrPLL = \gamma ErrPLL_{data} + \mu ErrPLL_{pilot} \quad (2.46)$$

Avec  $\gamma$  et  $\mu$ , dépendant du sigma du bruit de la sortie des discriminateurs, et :

$$\gamma + \mu = 1$$

Si nous utilisons les mêmes discriminateurs pour les deux voies, et si nous n'utilisons pas de canal dataless pour la voie pilote, le sigma de bruit est identique. Nous avons alors :

$$\gamma = \mu = 0.5$$

### 2.4.4 Boucle du code

La boucle du code utilise les intégrateurs afin de trouver et suivre le maximum du pic d'inter-corrélation entre le signal reçu et la réplique locale (voir figure 2.24). Le rôle de cette boucle est de suivre la phase du code PRN et de compenser la modification de la pseudo-période du code due à l'effet Doppler.

#### Discriminateur du code

Le discriminateur du code doit fournir une estimation du déphasage entre le code PRN reçu et la réplique locale. Il existe plusieurs discriminateurs possibles en fonction de la complexité des calculs et de la performance attendue. La figure 2.43 présente 3 discriminateurs qui ont été normalisés afin que le résultat soit indépendant de l'amplitude des sorties des intégrateurs. Nous avons choisi le discriminateur n°3 qui produit l'erreur vraie entre  $\pm 0,5$  chip en l'absence de bruit.

La figure 2.44 présente la sortie du discriminateur n°3 Pour une application LEO. Le temps d'intégration est de 5 ms. La boucle du code est plus bruitée que la boucle de la porteuse [11]. Une aide fournie par la boucle de la porteuse permet de réduire le bruit et de simplifier la conception de la boucle du code. La figure 2.45 montre la sortie de ce même discriminateur pour une application GEO, pour un temps d'intégration de 10 ms. La sortie est très bruitée, mais l'aide de la boucle de la porteuse permet de poursuivre le signal malgré cela.

#### Filtre de boucle

Nous pouvons voir sur la figure 2.45 que la boucle met environ une seconde pour converger. Cette performance est obtenue grâce une aide fournie par la boucle de la porteuse. Cette aide élimine presque totalement la dynamique due à l'effet Doppler pour la boucle du code. Par conséquent, le filtre de cette

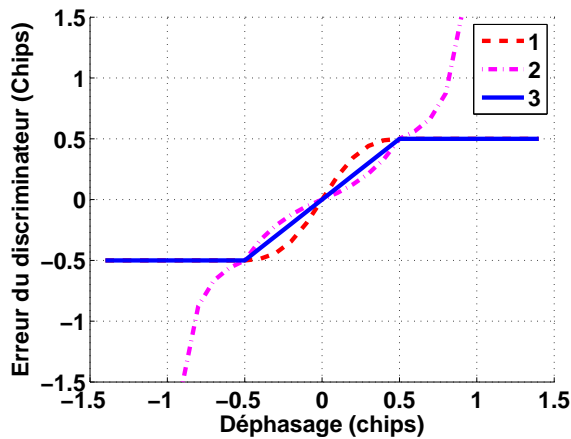


FIGURE 2.43 – Fonctions de discriminateur de code

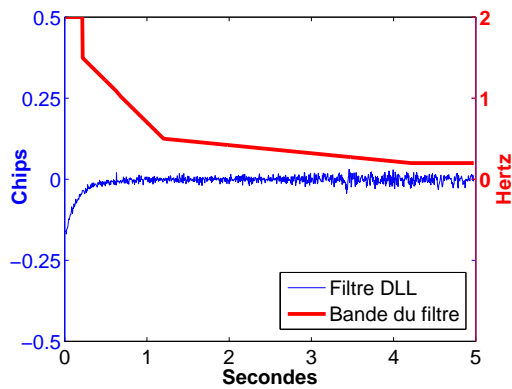


FIGURE 2.44 – Discriminateur de fréquence pour une application LEO

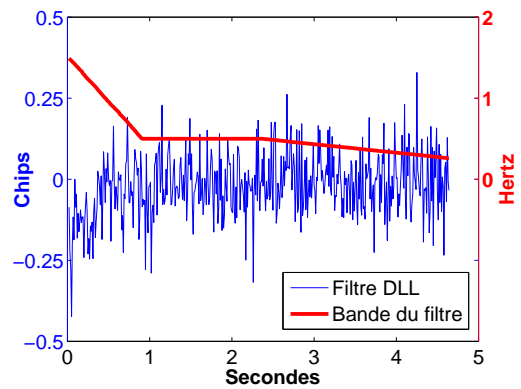


FIGURE 2.45 – Discriminateur de fréquence pour une application GEO

boucle peut être d'un ordre plus petit et sa bande plus étroite que pour une boucle non aidée. Cela permet de réduire le bruit, plus élevé que celui de la boucle de la porteuse.

La figure 2.46 présente le filtre très simple retenu. Étant donné la bande de bruit  $B_{nc}$  du filtre, le paramètre

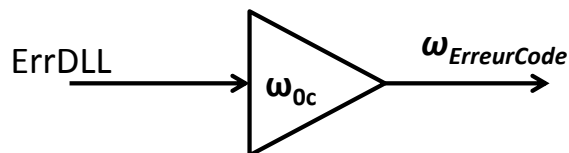


FIGURE 2.46 – Filtre du premier ordre

du filtre se calcule de la façon suivante :

$$\omega_{0c} = 4 \times B_{nc} \tag{2.47}$$

La bande de bruit du filtre peut être adaptée lors du fonctionnement afin de réduire le bruit. Les figure 2.44 et 2.45 montre un exemple d'évolution de la bande du filtre pour les applications LEO et GEO. Nous avons conçu un algorithme permettant d'adapter cette bande en fonction de l'état de santé du canal de démodulation. La variation de la bande du filtre apparait sur les figures ?? et 2.45. Cela nécessite notamment l'implémentation d'un détecteur de verrouillage de la boucle de code (voir paragraphe 2.5).

### Facteur d'échelle

Selon (2.29), nous voyons que l'évolution temporelle du code n'est pas linéaire, mais dépend d'un facteur  $(1 - \beta)$ . Pour un pas temporel de  $dt$ , le code  $c$  évolue d'un facteur  $(1 - \beta) dt$ . La durée apparente d'un code d'étalement dépend bien de la fréquence Doppler. Or la fréquence Doppler est calculée dans la boucle de la porteuse (voir expression (2.45)). De plus la boucle de la porteuse est moins bruitée que la boucle du code. Nous pouvons donc utiliser la fréquence Doppler déjà calculée afin de venir aider la boucle de la porteuse. Cette aide élimine la dynamique due à l'effet Doppler, la boucle du code est ainsi plus simple. Selon la définition de la fréquence Doppler, nous avons :

$$\beta = \frac{f_d}{f_{L1}} \quad (2.48)$$

C'est un facteur sans dimension de dilatation du temps. Nous devons ramener ce facteur à la fréquence du code PRN :

$$\beta_c = \frac{f_d}{f_{L1}} \times f_c \quad (2.49)$$

La boucle du code a besoin d'une aide en phase. L'aide est normalisée par la période d'échantillonnage  $T$  afin de générer la commande du NCO du code PRN.

$$\Phi_{aiding} = \frac{f_c}{2\pi f_{L1}} (2\pi \times f_{d0} \times T + \omega_{Erreur} \times T) \quad (2.50)$$

Avec  $f_{d0}$ , la fréquence Doppler initiale.

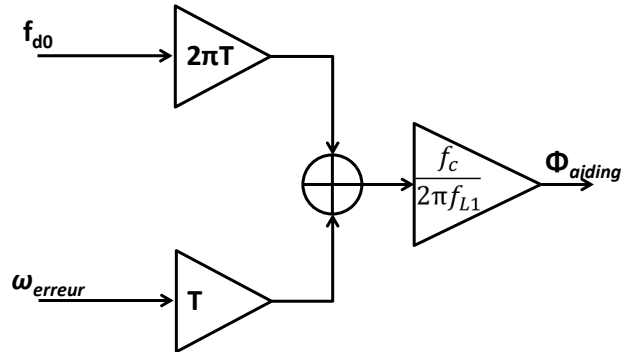


FIGURE 2.47 – Facteur d'échelle de la boucle de la porteuse

Le calcul de l'aide fournie par la boucle de fréquence est illustré par la figure 2.47.

### Oscillateur contrôlé numériquement

Le NCO du code génère la phase du code PRN nécessaire au générateur de code (voir expression (2.51)).

$$\widehat{\Phi}_{code}(n) = \widehat{\Phi}_{code}(n-1) + \Phi_{aiding} + T \times \omega_{ErreurCode} + f_c \times T \quad (2.51)$$

La sortie du filtre  $\omega_{ErreurCode}$  est normalisée par la fréquence d'échantillonnage du récepteur  $T$ . Le rythme fondamental du NCO du code  $f_c \times T$  est fonction de la fréquence du code PRN  $f_c$  et de  $T$ . La figure 2.48 montre l'algorithme utilisé. La partie entière de la phase du code d'étalement  $\widehat{\Phi}_{code}$  doit être remise à zéro quand elle atteint la taille du code : 1023 chips pour GPS L1 SPS et 4092 chips pour Galileo E1 OS.

$$\widehat{\Phi}_{code}(n) = \widehat{\Phi}_{code}(n) \pmod{\text{TailleCode}} \quad (2.52)$$

Avec TailleCode, le nombre de chip du code d'étalement.

La phase  $\widehat{\Phi}_{code}(0)$  du NCO du code doit être initialisée à l'issue de la phase d'acquisition avec la phase du code Early.

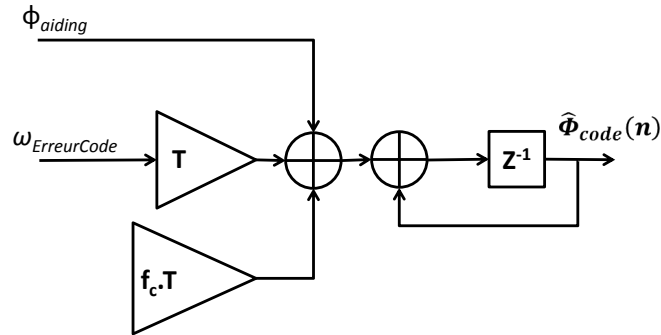


FIGURE 2.48 – NCO du code

### Générateur de code

Le générateur de code doit générer 3 codes d'étalement (ou codes PRN)  $C_{Early}$ ,  $C_{Prompt}$  et  $C_{Late}$  pour les corrélateurs. Il est possible de régénérer localement les codes PRN GPS L1 SPS à partir de fonctions logiques [16]. Les codes PRN Galileo E1 OS doivent au contraire être stockés car ils ne peuvent être créés par des fonctions logiques [19]. Nous avons donc choisi de stocker tous les codes en mémoire, et de créer le décalage en utilisant des registres à décalages (voir figure 2.49). Ces 3 codes sont espacés d'une fraction de chip  $d_{corr}$ . La distance  $d_{corr}$  est un multiple de la fréquence d'échantillonnage. Cette distance entre les corrélateurs dépend de la précision attendue lors de la poursuite de la phase du code. Elle est typiquement de 0,25 ou 0,5 chip lors de la phase de transition, dépendant de la précision sur la phase obtenue à l'issue de la phase d'acquisition. Elle peut descendre à 0,1 chip en poursuite si la fréquence d'échantillonnage le permet.

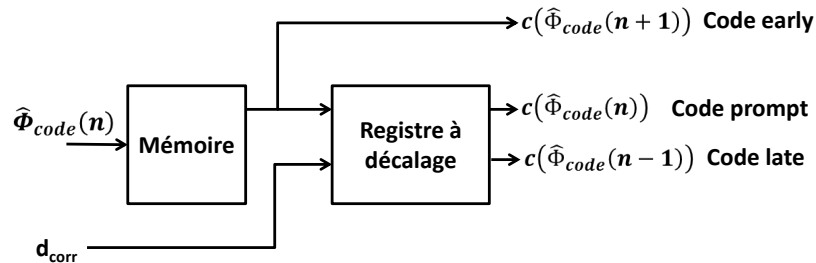


FIGURE 2.49 – Générateur du code local

### 2.4.5 Démodulation des bits du message

Afin de démoduler les bits du message de navigation, il faut intégrer les données sur 20 ms pour GPS L1 SPS et 4 ms pour Galileo E1 OS.

$$s_4(j) = \sum_{i=1}^{N_4} s_3(i) \quad (2.53)$$

Avec  $N_4$ , le nombre de code d'étalement par période de bit. Pour un signal :

- GPS SPS :  $N_4 = 20$  ;
- Galileo OS :  $N_4 = 1$ .

Avant de commencer la démodulation, l'instant de transition des bits doit avoir été déterminé (voir paragraphe 2.5). La valeur du bit est +1 si le résultat de l'intégration est positif, et -1 s'il est négatif. La figure 2.50 montre la sortie de l'intégrateur de 20 ms, qui permet la démodulation des bits du message GPS. Nous

pouvons observer ici l'effet de la synchronisation de phase au début de la phase de poursuite. La figure 2.51 montre cette sortie pour une application GEO. Le bruit est ici beaucoup plus important, mais la démodulation reste possible.

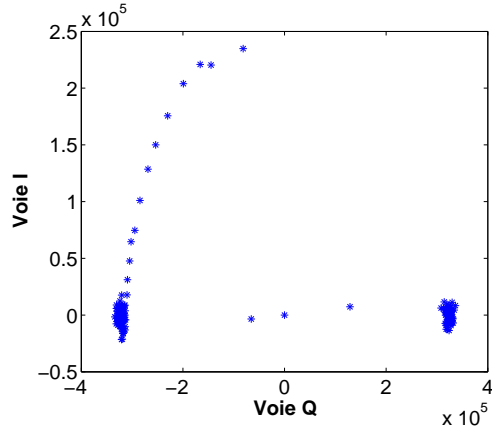


FIGURE 2.50 – Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application LEO

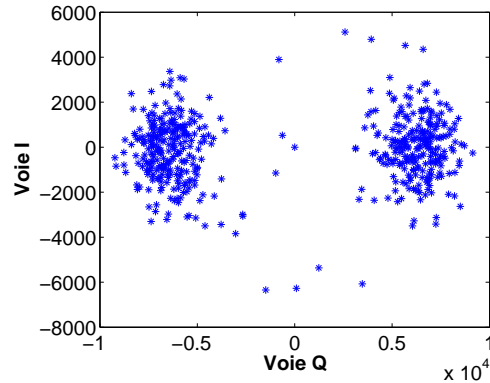


FIGURE 2.51 – Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application GEO

La démodulation du signal repose sur une boucle de Costas (voir paragraphe 2.4.3). Cette boucle est insensible à une rotation de phase de  $\pi$ , par conséquent la polarité des bits de donnée peut être inversée. Le message de navigation du GPS L1 SPS contient un Cyclic Redundancy Check (CRC) qui permet de déterminer la parité des bits, et ainsi de retrouver la polarité correcte de ces bits. Le message de navigation Galileo E1 OS utilise un code correcteur d'erreur nécessitant l'implémentation d'un décodeur de Viterbi. Le message Galileo est également entrelacé [19]. Cela permet de réduire le taux d'erreur binaire, mais rend plus complexe l'implémentation. Afin de ne pas alourdir cette étude, nous ne développerons pas plus en détail ces différents modules.

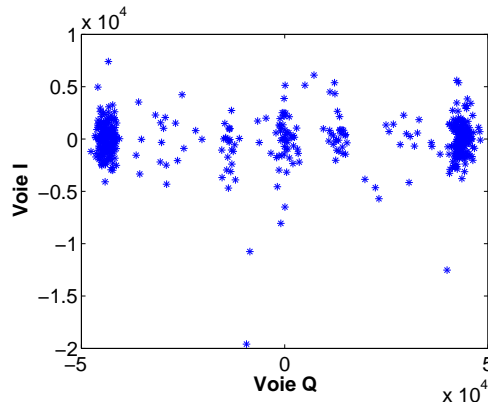


FIGURE 2.52 – Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application terrestre

La figure 2.52 présente la sortie des intégrateurs lors d'un faux verrouillage sur une fréquence différente de la fréquence porteuse résiduelle. Les données ne peuvent pas être démodulé au début. Une fois que la boucle a correctement accroché la porteuse, la démodulation est de nouveau possible.

## 2.5 Transition

Lorsqu'un satellite GNSS est trouvé, l'algorithme d'acquisition fournit des informations sur la fréquence de la porteuse résiduelle ( $f_{d0}$ ) et la phase du code PRN ( $\tau_0$ ). L'information de fréquence est approximative, de l'ordre de quelques dizaines de Hertz. La phase de la porteuse n'est pas connue à cet instant. La phase du code PRN est également approximative, de l'ordre d'un demi chip. L'incertitude dépend de la fréquence

d'échantillonnage et du temps d'intégration (voir paragraphe 2.6). Ces deux informations (fréquence et phase) vont permettre d'initialiser les boucles de porteuse et de code de l'algorithme de poursuite. Mais elles ne sont pas suffisantes pour permettre la poursuite du signal et le calcul de la position avec précision. Une phase de transition va donc être nécessaire avant la phase de poursuite proprement dite. La phase de transition est visible notamment sur les figures 2.68 ( page 96) et 2.32 ( page 78). L'algorithme de transition utilise les mêmes éléments que l'algorithme de poursuite. Les boucles à verrouillage de phase, fréquence et code vont converger afin d'asservir les répliques de la porteuse résiduelle et du code PRN au signal incident. Plusieurs fonctions de contrôle sont nécessaires afin de connaître le statut des boucles : accroché, non-accroché. Ces informations permettront également d'adapter les paramètres des boucles aux signaux et aux performances requises par l'application. Nous avons adapté plusieurs modules à partir d'algorithmes existants. Nous avons étudié les paramètres de ces algorithmes afin de les transposer pour une application LEO ou GEO. Quand les algorithmes existants ne pouvaient fonctionner pour nos applications, nous avons conçu et validé des algorithmes adaptés.

### 2.5.1 Détection des paramètres

Chaque canal de démodulation a besoin d'informations sur l'état de santé des boucles. Nous présentons ici les détecteurs utilisés.

#### Détecteur de verrouillage de phase

Afin d'adapter les paramètres des filtres, un simple détecteur lock/nolock n'est pas le meilleur choix. Nous pouvons utiliser plutôt un détecteur qui délivre 2 informations successives : accrochage optimiste et accrochage pessimiste [11]. Cela permettra également d'adapter les filtres au  $C/N_0$  car l'accrochage pessimiste est plus difficile à atteindre pour des signaux à faible  $C/N_0$ .

Avec ce type de détecteur, l'accrochage optimiste apparaît rapidement mais disparaît lentement alors que

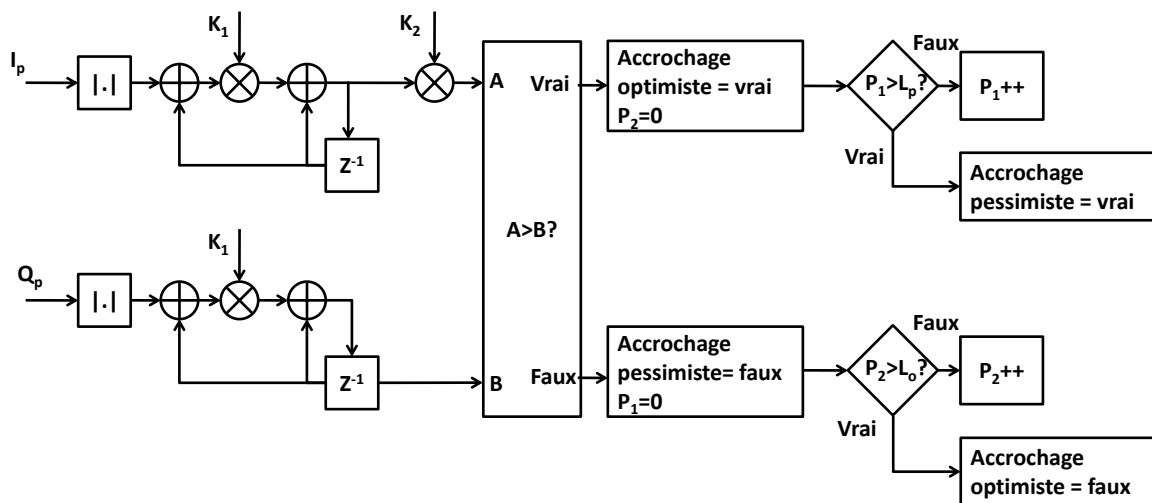


FIGURE 2.53 – Détecteur de verrouillage de phase

l'accrochage pessimiste apparaît lentement mais disparaît rapidement. La convergence des paramètres des filtres pourra être ainsi mieux gérée lors de la phase de transition. La figure 2.53 présente graphiquement l'algorithme choisi. Les paramètres typiques de ce détecteur sont les suivants :

- $I_P$  et  $Q_P$  échantillonnés à la période de 20 ms.
- $K_1 = 0,0247$
- $K_2 = 0,666$
- $L_p = 50$
- $L_o = 240$
- $P_1 = P_2 = 0$  lors de l'initialisation.



La figure 2.54 montre les instants où l'accrochage de la boucle de phase est détecté, ainsi que leur effet sur l'évolution sur la bande de bruit du filtre de la porteuse.

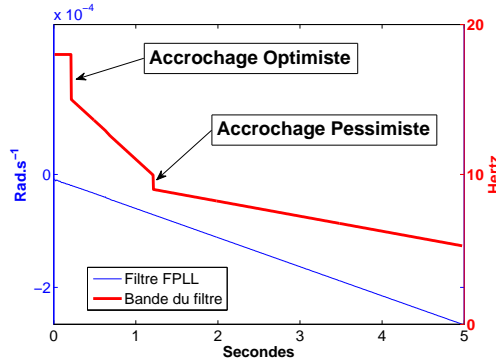


FIGURE 2.54 – Accrochage de la boucle de phase

### Détecteur de verrouillage du code

Le détecteur de verrouillage de code est ici un estimateur de  $C/N_0$ . Un non-verrouillage du code entraîne un échec de l'estimation du  $C/N_0$ , la valeur est très faible et instable (voir figure 2.64). La comparaison de la puissance reçue sur 2 bandes passantes différentes, bande étroite et bande large (respectivement Narrow Band Power (NBP) et Wide Band Power (WBP)), est utilisée ici afin de calculer le rapport  $C/N_0$  [10].

$$WBP(j) = \left( \sum_{i=1}^L (I_{1ms}^2(i) + Q_{1ms}^2(i)) \right)_j \quad (2.54)$$

$$NBP(j) = \left( \sum_{i=1}^L I_{1ms}(i) \right)_j^2 + \left( \sum_{i=1}^L Q_{1ms}(i) \right)_j^2 \quad (2.55)$$

Les signaux de sortie des corrélateurs prompt sont intégrés sur 1 ms (voir figure 2.25 page 76), ce qui correspond à la période du code d'étalement GPS. Ces signaux,  $I_{1ms}$  et  $Q_{1ms}$ , sont ensuite sommés sur une période de 20 ms ( $L = 20$ ), ce qui correspond à la période des bits du message de navigation GPS L1 SPS. Cette sommation est glissante, c'est-à-dire qu'à chaque nouvel échantillon I et Q, un nouveau résultat  $j$  est produit pour  $WBP$  et  $NBP$ . Pour Galileo E1 OS, 20 ms correspondent à 5 périodes du code PRN, soit  $L = 5$ . A partir des expressions (2.54) et (2.55), le détecteur de verrouillage de la boucle de code  $\hat{\mu}_{NP}$  est obtenu de la façon suivante :

$$NP(j) = \frac{NBP(j)}{WBP(j)} \quad (2.56)$$

$$\hat{\mu}_{NP} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K NP(j) \quad (2.57)$$

Le détecteur  $\hat{\mu}_{NP}$  est lié au rapport  $C/N_0$  par la relation (2.58). Il n'est pas nécessaire de calculer le rapport  $C/N_0$  afin de détecter le verrouillage de la boucle de code. Cela peut être fait uniquement avec  $\hat{\mu}_{NP}$ . Le calcul du  $C/N_0$  peut être utile pour des fonctions évoluées de l'algorithme de contrôle/commande du satellite. Nous montrons donc ici ce calcul. Nous avons également calculé le rapport  $C/N_0$  pour les simulations avec des signaux réels. Nous avons ainsi pu comparer les résultats obtenus avec ceux en provenance de notre récepteur GPS de référence.

$$\widehat{C/N_0} = 10 \times \log_{10} \left( \frac{1}{T} \frac{\hat{\mu}_{NP} - 1}{L - \hat{\mu}_{NP}} \right) \quad (2.58)$$

$\hat{\mu}_{NP}$  est compris dans l'intervalle  $]0, 20[$  et :

$$\forall \hat{\mu}_{NP} \leq 1,5 \rightarrow \widehat{C/N_0} \leq 15 \text{ dB.Hz}$$

Dans l'intervalle  $[1.5, 20[$ , la relation est bijective, voir figure 2.55 :

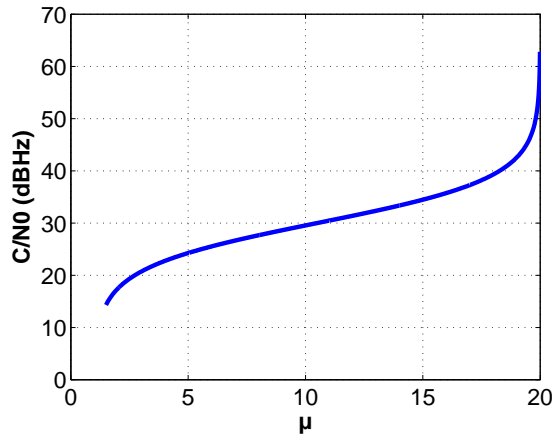


FIGURE 2.55 – Rapport  $C/N_0$  en fonction de  $\mu$

$$\forall \hat{\mu}_{NP} \in [1, 5\ 20[, \exists ! \hat{\mu}_{NP} | \widehat{C/N_0} = f(\hat{\mu}_{NP})$$

Le calcul du  $C/N_0$  pourrait donc être remplacé par un tableau.

Avec  $K = 50$ , l'intégration est faite sur 1 seconde, ce qui est suffisant jusqu'à un  $C/N_0$  de 24 dB.Hz. A cette valeur, la précision de l'estimateur à 95% est de 1 dB.Hz [10]. L'algorithme de l'estimateur est représenté figure 2.56.

La figure 2.57 montre la sortie de l'estimateur de  $C/N_0$  pour un signal réel enregistré au sol. La courbe est

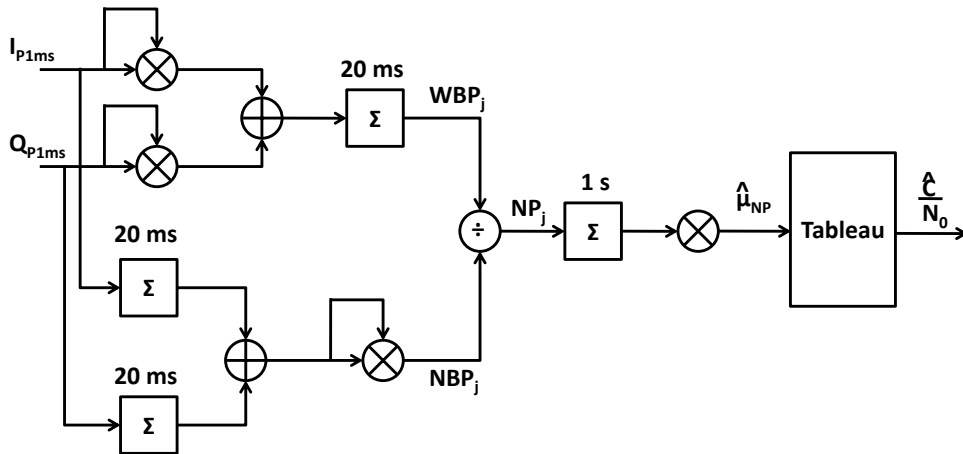


FIGURE 2.56 – Estimateur de  $C/N_0$

cohérente avec les valeurs obtenues pour une application terrestre. Nous pouvons observer sur la figure 2.58 l'estimation du rapport  $C/N_0$  pour une application GEO. Le signal a été généré avec un  $C/N_0$  de 28 dB.Hz.

### Détecteur de faux verrouillage

Un détecteur de faux verrouillage est nécessaire car nos simulations ont montré que le discriminateur de FLL peut accrocher sur une fréquence différente de la porteuse résiduelle. Cet effet est également cité dans

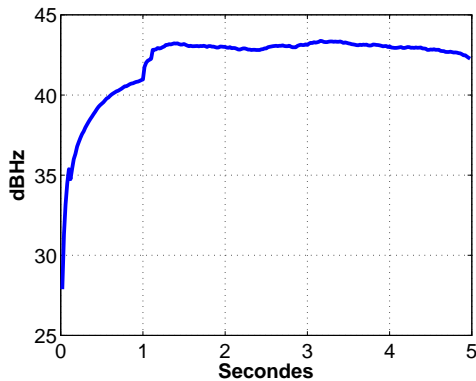


FIGURE 2.57 – Sortie de l'estimateur de  $C/N_0$ , signal GPS réel (PRN3)

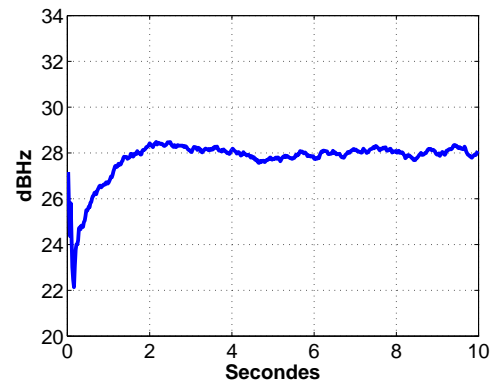


FIGURE 2.58 – Sortie de l'estimateur de  $C/N_0$ , application GEO

[11]. La phase d'acquisition, chargée d'estimer la fréquence Doppler  $\hat{f}_{d0}$  présente une incertitude importante (voir paragraphe 2.6). Dans certains cas l'estimation est éloignée de la fréquence vraie, mais la boucle de porteuse échoue à détecter et corriger l'erreur, tout en continuant à suivre une fréquence proche de la fréquence de la porteuse résiduelle. Le résultat est que la fréquence de la porteuse générée est entachée d'une erreur. Cela est dû à la fréquence de correction de la boucle de la porteuse en fréquence. En effet, le discriminateur de fréquence compare la phase de la porteuse incidente à deux instants. Si la rotation de phase correspond exactement à la fréquence de correction, la différence de phase est alors nulle. Le discriminateur de fréquence ne voit donc pas la différence de fréquence, voir figure 2.60 pendant les deux premières secondes.

Sans un détecteur approprié, le canal échoue donc à accrocher correctement le signal. Il faut donc recommencer une phase d'acquisition puis de transition. Or les durées de visibilité peuvent être brèves selon les applications (voir paragraphe 1.4). Recommencer l'acquisition entraîne une perte de temps, et donc une durée de visibilité plus brève. De plus, la fréquence Doppler estimée par la première phase d'acquisition ayant entraîné une erreur d'accrochage, il n'est pas sûr qu'une deuxième phase d'acquisition permette de corriger cette erreur. Nous avons donc développé un détecteur de faux verrouillage permettant de calculer cette erreur et de la corriger.

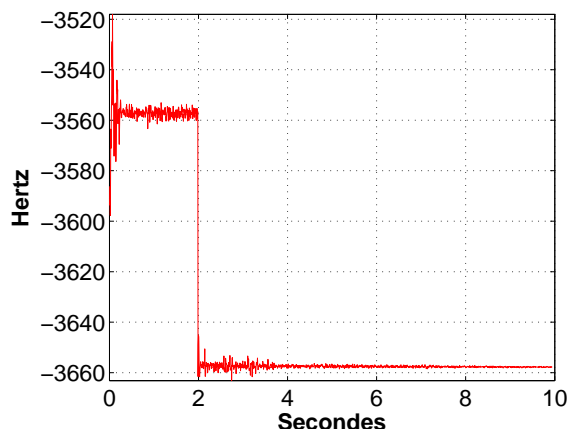


FIGURE 2.59 – Fréquence Doppler estimée par la boucle de la porteuse, signal GPS réel (PRN6)

La figure 2.59 montre une erreur d'accrochage pour une simulation avec un signal GPS réel. La fréquence Doppler estimée par la boucle de la porteuse est -3560 Hz, soit 100 Hz supérieure à la fréquence vraie. A l'instant  $t = 2$  s, notre détecteur corrige une première fois. A l'instant  $t = 2$  s, le détecteur trouve la bonne fréquence.

Malgré cette erreur de fréquence de 100 Hz, après une première phase de convergence de la boucle, la moyenne glissante du discriminateur de fréquence est très faible voire nulle. La fréquence de correction du

discriminateur de fréquence est ici de 5 ms. Le discriminateur de fréquence ne peut pas voir une erreur de fréquence multiple de la demi fréquence d'intégration (voir figure 2.35). Il ne peut donc pas voir une erreur de 100 Hz (voir figure 2.60). La sortie du discriminateur de phase est plus bruitée (voir figure 2.61). Ce n'est pas non plus suffisant pour corriger l'erreur. La boucle de porteuse est donc en régime méta-stable, et parvient malgré tout à suivre la porteuse. La boucle ne diverge pas, contrairement à une situation où l'accrochage a totalement échoué. Il est donc possible de corriger la fréquence afin de faire converger la boucle de la porteuse sur la bonne fréquence. Le problème est ici de détecter ce cas de figure, et de trouver la correction à appliquer.

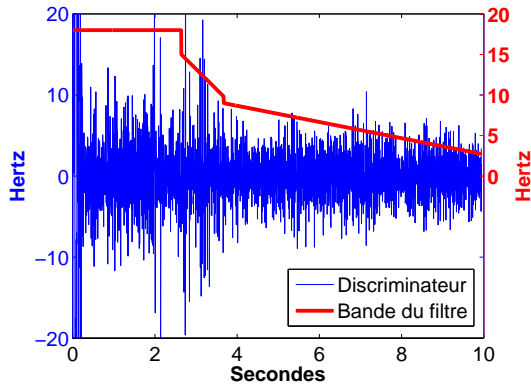


FIGURE 2.60 – Sortie du discriminateur de fréquence lors d'une erreur d'accrochage

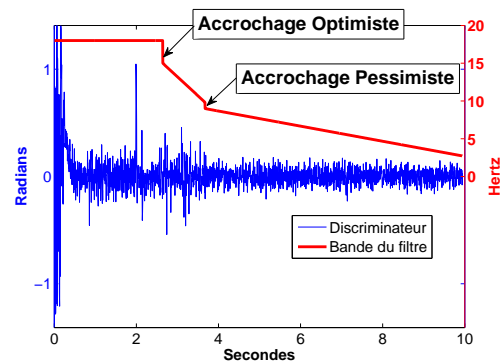


FIGURE 2.61 – Sortie du discriminateur de phase lors d'une erreur d'accrochage

Selon la boucle de la porteuse, l'accrochage a échoué. Le détecteur de verrouillage de phase ne détecte pas l'accrochage car dans ce cas :

- Accrochage optimiste = faux
- Accrochage pessimiste = faux

La figure 2.62 montre la sortie des intégrateurs. Nous pouvons observer que le pic de corrélation a été trouvé, même lors de l'erreur d'accrochage en fréquence. En effet, les deux premières secondes de la figure montrent bien que la valeur de l'intégrateur Prompt est supérieure aux deux autres. Les intégrateurs Early et Late présentent des valeurs similaires. Les valeurs des intégrateurs sont relativement bruitées, mais le pic a été trouvé. Nous pouvons voir sur la figure 2.63 la sortie du discriminateur de la boucle de code dans ce cas. La boucle est initialisée avec la phase  $\hat{\tau}_0$  estimée lors de la phase d'acquisition. La phase  $\hat{\tau}_0$  présente une erreur d'environ 0,2 chip, mais la boucle du code converge très rapidement vers la phase vraie du code. Nous observons une erreur moyenne proche de 0 chip de déphasage. La déviation standard relativement importante traduit bien le bruit sur les intégrateurs. La boucle de code poursuit donc le signal même en cas d'erreur d'accrochage. Mais dans ce cas la détection de la transitions des bits de données ne fonctionne pas, il n'est donc pas possible de récupérer le message de navigation. L'erreur moyenne est proche de zéro, mais jamais nulle. En effet, lors d'une erreur d'accrochage, le filtre de boucle ne parvient jamais à corriger l'erreur sur la phase du code car la boucle est aidée par la boucle de la porteuse, entachée d'une erreur.

L'estimateur de  $C/N_0$  donne une valeur faible, typiquement inférieure à 10 dBHz, mais non nulle (voir figure 2.64). Alors qu'en cas de divergence des boucles, la sortie de l'estimateur de  $C/N_0$  est nulle.

Un faux accrochage présente donc les caractéristiques suivantes :

- les moyennes glissantes des discriminateurs de la boucle de la porteuse sont très faibles ;
- malgré cela, le détecteur de verrouillage de phase échoue ;
- la moyenne glissante du discriminateur de la boucle de code est faible et non nulle ;
- l'estimation de  $C/N_0$  est faible et nulle.

Étant donné que l'estimateur de  $C/N_0$  a besoin de plusieurs réalisations des intégrateurs avant de commencer à converger, le détecteur de faux verrouillage ne doit commencer le contrôle qu'au moment où l'estimation de  $C/N_0$  a une signification. Ce temps dépend de l'estimateur de  $C/N_0$ , dont les paramètres dépendent du  $C/N_0$  attendu en fonction de l'application GEO ou LEO. Dans le cas présent utilisé comme exemple, le temps de latence initiale du détecteur est de deux secondes, ensuite il est d'une seconde. La figure 2.64

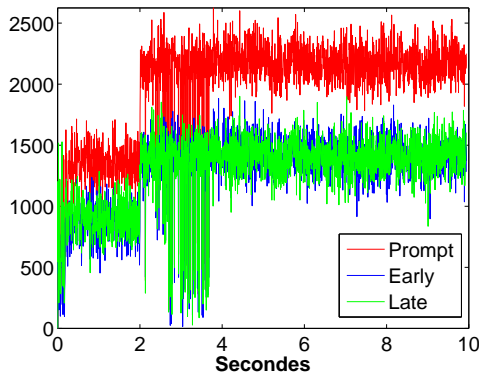


FIGURE 2.62 – Sortie des intégrateurs lors d'une erreur d'accrochage

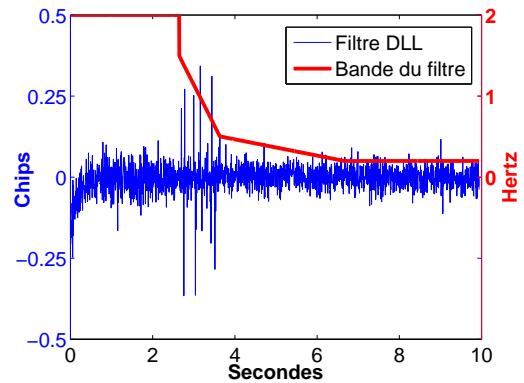


FIGURE 2.63 – Sortie du discriminateur de code lors d'une erreur d'accrochage

montre le comportement de l'estimateur de  $C/N_0$  lors d'une erreur d'accrochage. Nous pouvons observer que, tant que la boucle de la porteuse poursuit une fréquence fautive, la sortie de l'estimateur est très faible. Dès que la fréquence porteuse est corrigée, à partir de 3 s dans ce cas, l'estimateur retrouve la bonne valeur du  $C/N_0$ .

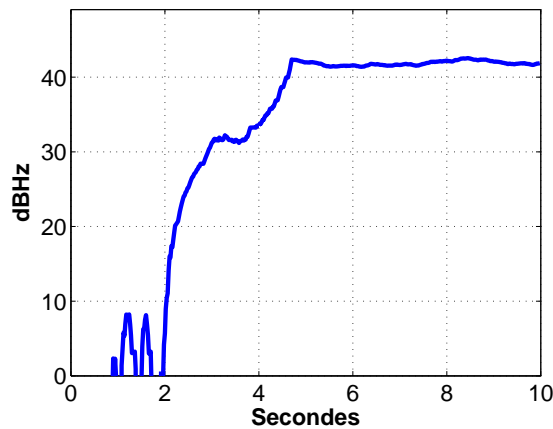


FIGURE 2.64 – Sortie de l'estimateur de  $C/N_0$ , signal GPS réel

Il est possible de retrouver la valeur de l'erreur d'accrochage grâce à la boucle du code. L'effet Doppler affecte la boucle du code tout comme la boucle de la porteuse (voir expression (2.29)). Lors d'une phase de poursuite normale, la boucle de la porteuse, moins bruitée, vient aider la boucle du code. Dans le cas d'une erreur d'accrochage, la boucle du code permet de calculer le Doppler, alors que la boucle de la porteuse ne le voit pas. La boucle de code est du premier ordre et ne parvient donc pas à corriger l'erreur d'accrochage. La boucle de code est bien plus bruitée que la boucle de la porteuse, mais la valeur moyenne de l'erreur est non nulle. En intégrant cette erreur par un filtre passe-bas (voir expression (2.59)), nous retrouvons l'erreur sur la fréquence Doppler.

$$f_{aid} = \frac{f_{L1}}{f_c} \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \omega_{ErreurCode}(i) \quad (2.59)$$

Lors de la phase de poursuite normale, la boucle de la porteuse vient aider la boucle du code. Lors d'une erreur d'accrochage sur une mauvaise fréquence Doppler, c'est donc l'inverse.

### Détecteur de l'instant de transition des bits

L'instant de transition des bits de données n'étant pas connu lors de l'initialisation des boucles, celles-ci vont intégrer des code PRN modulés par des bits différents. Si ces bits ont des polarités différentes, les intégrateurs vont sommer des résultats positifs avec des résultats négatifs. Ce fonctionnement est illustré par la figure 2.65. Les intégrateurs de la figure 2.65 intègrent les données sur une durée de 5 ms. Ils doivent donc intégrer 5 codes PRN de 1023 chips, soit 5115 chips, nous ne tenons pas compte dans cet exemple d'intégration de codes sur-échantillonnés. Lors d'intégration à cheval sur une transition de bit de polarité différentes, la sortie des intégrateurs va être plus faible, voire nulle. Cela entraîne par conséquent une forte dégradation des performances des boucles. Le détecteur de transition est donc un élément fondamental d'un récepteur GNSS.

Ce module ne sert que pour le signal composite de GPS L1 SPS car le signal Galileo E1 OS dispose d'une

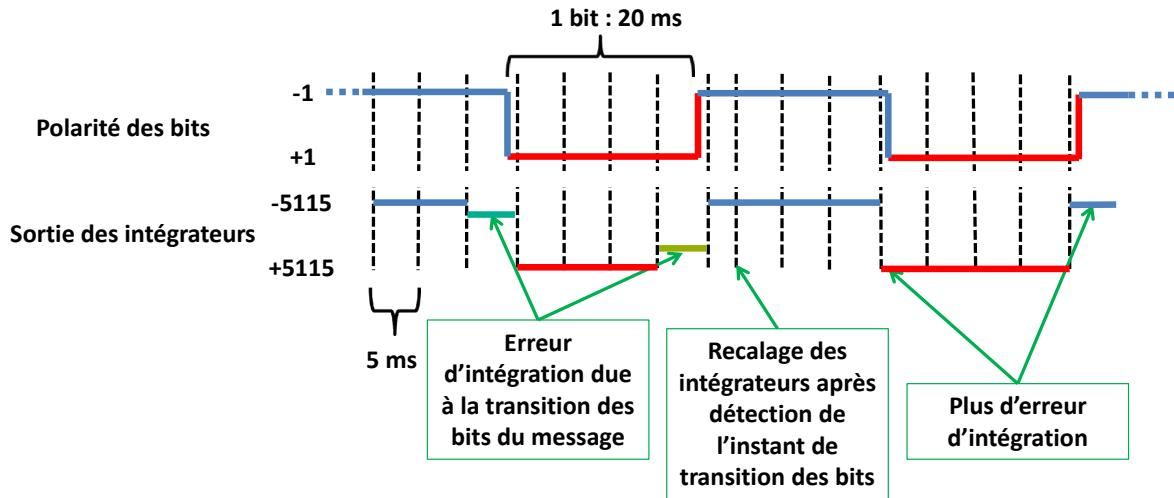


FIGURE 2.65 – Phase de transition pour les intégrateurs

voie pilote et d'une voie donnée. De plus la période des bits de Galileo correspond à une pseudo-période du code.

Nos simulations ont montrés que pour un rapport  $C/N_0$  inférieur à 36 dB.Hz, la méthode classique de recherche de l'instant de transition par histogramme [10] ne fonctionne plus. Cette méthode ne respecte donc pas les spécifications que nous avons déterminées pour un récepteur GEO (voir paragraphe 1.4.3 page 33. Elle est suffisante pour une application terrestre, mais pas pour une application à faible  $C/N_0$  telle qu'un satellite GEO. Nous avons par conséquent mis au point une méthode basée sur la recherche d'énergie. Cette méthode présente également l'avantage de converger dynamiquement vers la solution optimale. La synchronisation des intégrateurs sur l'instant de transition peut ainsi être réalisée en temps réel. Dans l'approche classique, les intégrateurs ne sont synchronisés qu'une fois l'instant de transition trouvé. Notre méthode permet de faire converger l'instant de transition. Nous pouvons ainsi synchroniser les intégrateurs, même si l'instant n'est pas encore exactement déterminé. Nous pouvons donc réduire la durée de la phase de transition. La synchronisation en temps réel des intégrateurs sur l'instant de transition permet de réduire plus rapidement les valeurs fausses des intégrateurs. Les calculs d'erreur par les discriminateurs sont donc plus rapidement proches de l'erreur vraie. Les boucles de porteuse et de code convergent alors plus rapidement. Par conséquent, cette méthode peut être utile pour les systèmes GEO avec un faible rapport  $C/N_0$ , mais également pour les systèmes LEO avec une forte dynamique des signaux.

Cette méthode est basée sur l'emploi d'un intégrateur circulaire. Pour chaque échantillon  $I_{P1ms}$  et  $Q_{P1ms}$  (sortie de l'intégrateur de 1 ms, voir figure 2.25 page 76) à l'instant  $n$  :  $I_n$  et  $Q_n$ , on a

$$S_I(n) = \sum_{j=0}^{19} I_{P1ms}(n-j) \quad (2.60)$$

$$S_Q(n) = \sum_{j=0}^{19} Q_{P1ms}(n-j) \quad (2.61)$$

Nous obtenons alors le module  $S(k)$  suivant :

$$S(k) = \sqrt{S_I^2(k) + S_Q^2(k)} \quad (2.62)$$

Pour 20 réalisations de  $S(k)$ , avec  $k$  variant de  $n$  à  $n - 19$ , nous obtenons 20 hypothèses sur l'instant de transitions des données. Étant donné qu'il y a 20 pseudo-périodes du code d'étalement dans chaque bit de données, nous faisons ainsi toutes les hypothèses possibles. Il faut ensuite intégrer ces hypothèses afin de rechercher l'hypothèse présentant le plus fort niveau d'énergie.

$$H_i(k) = H_{i-1}(k) + S(k) \quad (2.63)$$

Toute les 20 ms,  $H_i(k)$  est l'intégration des hypothèses  $S(k)$ . Le maximum de  $H_i(k)$  sera ainsi l'hypothèse présentant le plus fort niveau d'énergie, c'est-à-dire l'instant de transition.

$$i_T = k|_{H_i(k)=max(H)} \quad (2.64)$$

L'ajout d'un filtre passe bas permet de varier dynamiquement l'instant de transition pour corriger les intégrateurs au plus vite et donc réduire la phase de transition, tel que montré précédemment. Un filtre simple possible est la moyenne des 4 derniers instants trouvés :

$$InstantSynchro = \frac{1}{4} \sum_{l=0}^3 i_T(l) \quad (2.65)$$

Lorsque l'indice de l'instant de transition sera stable pendant un temps suffisamment long (typiquement 50 réalisations, soit 1 seconde), nous pouvons considérer que nous avons trouvé l'instant de transition des bits du message GPS. La figure 2.66 montre la progression des valeurs de  $H_i(k)$  pour un signal GPS réel. Les différentes courbes représentent les différentes réalisations de  $H_i(k)$ , en fonction de  $i$ . Nous pouvons voir que les valeurs augmentent progressivement, et que la valeur pour l'hypothèse  $k = 15$  augmente plus vite que les autres. L'instant de transition des bits du message est donc  $i_T = 15$ . Les intégrateurs seront donc mis à jour afin que les intégrations débutent de façon synchrone à cet instant. Les simulations ont montré que

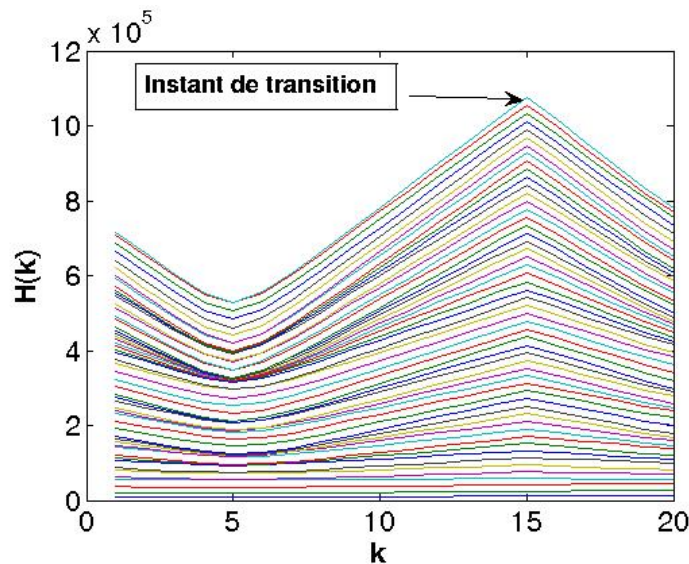


FIGURE 2.66 – Détection de l'instant de transition, signal GPS réel

cette méthode s'est avérée fiable jusqu'à un  $C/N_0$  de 27 dB.Hz. Cela respecte donc le seuil d'acquisition de 28 dB.Hz trouvé précédemment.

Malgré la progressivité lors de la resynchronisation des intégrateurs sur l'instant de transition, dans certains cas, cela peut amener un niveau de bruit élevé sur la sortie de ces intégrateurs. Nous pouvons observer l'effet de cette resynchronisation sur les figure 2.29 et 2.62. Lorsque le niveau de bruit des boucles est déjà élevé (cas d'une application GEO), la resynchronisation peut entraîner un décrochage des boucles dans certains cas.

Nous n'avons pas pu mesurer la probabilité d'occurrence d'un décrochage. Afin d'améliorer la probabilité d'accrochage, l'instant de transition des données doit être connu a priori. Pour cela, le temps du récepteur doit être asservi sur le temps GPS. La position du satellite émetteur doit également être connue. Cela est possible grâce à la démodulation du message de navigation complet, qui contient des informations sur tous les satellites (voir paragraphe 2.2.2). Le temps de vol du signal est alors connu. L'instant de transition des données peut alors être connu, à quelques centaines de mètres près (soit quelques chips).

### 2.5.2 Transition de la boucle du code

Les figures 2.67 et 2.68 présentent les sorties des intégrateurs de la voie I lors des phases de transition et de poursuite d'un signal GPS réel. Lors de la phase de transition, la sortie de l'intégrateur *Late* est supérieure à celle de l'intégrateur *Prompt*. Les répliques locales ne sont donc pas tout à fait en phase avec le signal incident. Les corrélateurs *Early*, *Prompt* et *Late* sont donc décalés sur le pic de corrélation, comme montré par la figure 2.69. L'algorithme corrige ensuite la phase des répliques. A la suite de cela, les valeurs des intégrateurs *Early* et *Late* sont similaires, et inférieures à celles de l'intégrateur *Prompt*. Lorsque la boucle de code a accroché, il est possible de réduire le bruit de la boucle afin de réduire le bruit sur la mesure de pseudo-distance. Pour cela, trois paramètres peuvent être adaptés :

- le temps d'intégration ;
- l'écart entre les répliques ;
- la bande de bruit du filtre.

Les figures 2.28 et 2.29 montre la sortie des intégrateurs pour une application LEO, pour deux temps d'intégration différents : 1 ms et 5 ms. Nous pouvons observer qu'un temps d'intégration plus élevé réduit le bruit des intégrateurs. En effet, un intégrateur est un filtre passe-bas. Pour une application GEO, le temps d'intégration est déjà élevé, à cause du rapport  $C/N_0$  défavorable. Il n'est donc pas toujours possible de jouer sur ce paramètre. Si le  $C/N_0$  le permet, un temps d'intégration plus faible permet de rafraîchir les boucles à une fréquence plus grande. La durée de la phase de transition peut alors être réduite. Dans notre récepteur, nous avons laissé le temps d'intégration fixe. Il dépend de l'application : LEO ou GEO.

L'écart entre les répliques du code peut être variable. Cela permet de suivre le pic de façon plus précise, et donc d'améliorer la performance sur la position du récepteur [11]. L'intervalle dépend du rapport  $C/N_0$ , plus celui-ci est élevé, plus l'intervalle peut être petit. Nous n'avons pas implémenté la variation de l'intervalle entre les répliques.

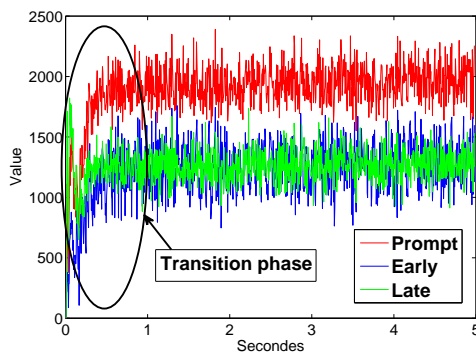


FIGURE 2.67 – Sorties des intégrateurs pour un signal GPS réel

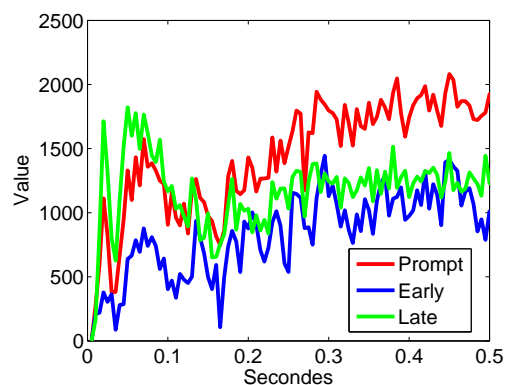


FIGURE 2.68 – Zoom sur la phase de transition

Au début de la phase de transition, la bande de bruit du filtre doit être relativement grande afin de faciliter l'accrochage de la boucle, et de réduire la durée de cette phase. Nous pouvons observer sur les figures 2.70 et 2.71 le temps mis par la boucle du code pour converger, pour deux bandes de bruit différentes. Avec une bande de 0,5 Hz, la boucle converge en 0,5 s. Alors qu'elle converge en 2 s pour une bande 2 Hz. Lorsque la boucle de code a accroché le signal, il est possible de réduire la bande de bruit du filtre. La variance de la sortie du discriminateur est légèrement plus faible lorsque la bande de bruit est plus étroite. La boucle de code est ainsi moins bruitée. Les pseudo-distances mesurées seront donc également moins bruitées. La figure 2.72 montre la variation de la bande du filtre pour une application GEO, le temps d'intégration est de 10 ms. Notre algorithme d'adaptation prend en compte le rapport  $C/N_0$  estimé, ainsi que les informations



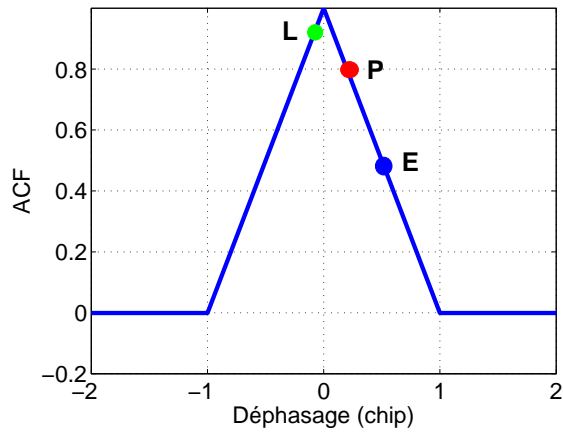


FIGURE 2.69 – Phase des corrélateurs lors de la phase de transition

d'accrochage afin de calculer le taux de variation de la bande du filtre ainsi que la borne mini. Il adapte également la bande en cas de décrochage de la boucle, afin de faciliter le ré-accrochage.

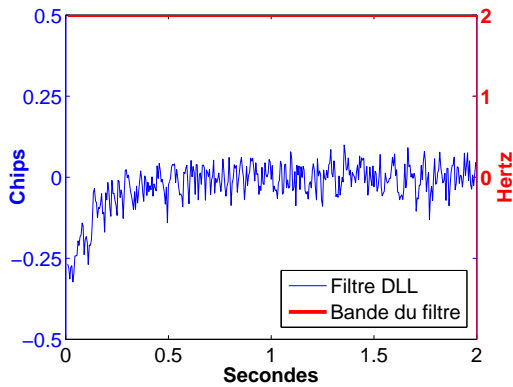


FIGURE 2.70 – Phase de transition de la boucle de code, bande de 2 Hz

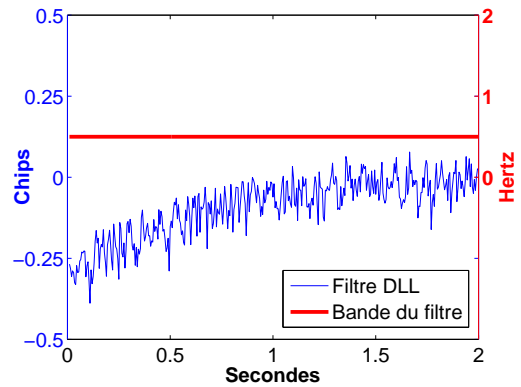


FIGURE 2.71 – Phase de transition de la boucle de code, bande de 0,5 Hz

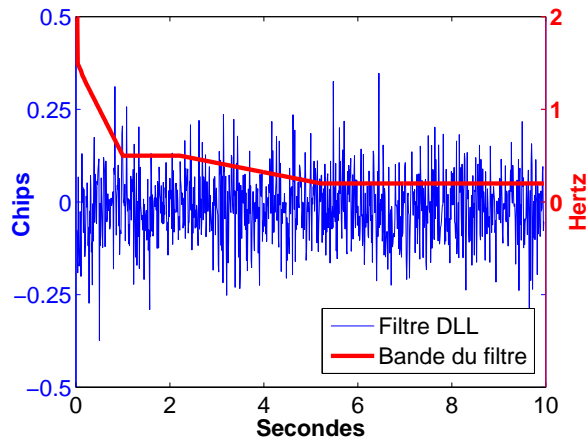


FIGURE 2.72 – Sortie du discriminateur de code, signal GEO

### 2.5.3 Transition de la boucle de la porteuse

L'utilisation d'un filtre FPLL du 3<sup>ème</sup> ordre permet de réduire le temps de convergence de la boucle de la porteuse. La phase de transition doit débuter avec la bande de bruit la plus large possible compatible avec la stabilité du filtre,  $B_{np} = 18$  Hz. Ensuite, dès que la boucle est accrochée, cette bande doit être progressivement réduite afin de réduire le bruit de mesure des pseudo-distances. Cette adaptation progressive des paramètres nécessite l'implémentation de détecteurs de verrouillage, en fréquence, en phase et en code. Il existe des algorithmes adaptatifs optimisant la performance en fonction du rapport  $C/N_0$  [32]. Ces algorithmes ont été étudiés pour une application terrestre. Dans ce type de situation, l'amplitude du rapport  $C/N_0$  possible est bornée et plus faible que pour une application spatiale. La dynamique très élevée du rapport  $C/N_0$  dans le cas d'une application LEO pose également problème pour l'utilisation de ces algorithmes. Nous avons donc développé un algorithme adaptatif utilisant les sorties du détecteur de verrouillage, ainsi que l'estimateur de  $C/N_0$ . Lors de l'initialisation du canal de démodulation, les bandes des filtres sont les plus grandes possibles, compatibles avec la stabilité des boucles, afin d'accrocher le signal détecté par la phase d'acquisition. Puis, cet algorithme réduit les bandes des filtres de façon linéaire dès que les boucles sont accrochées. Nous avons mené plusieurs simulations afin de déterminer la vitesse de réduction des bandes ainsi que les valeurs minimales. L'algorithme surveille en permanence les informations d'accrochage afin d'adapter les bandes en cas de limite de décrochage, ce qui peut arriver lors d'une dégradation du rapport  $C/N_0$ . Nous pouvons observer sur la figure 2.73 l'évolution de la bande de bruit et la sortie du discriminateur de phase. Il s'agit d'une simulation pour une application GEO, le temps d'intégration est de 10 ms. Après une première phase d'accrochage, la bande est progressivement réduite, avec des vitesses différentes selon les informations retournées par le canal de démodulation. Lorsque la boucle menace de décrocher (vers 6 s), la bande est de nouveau augmentée. Elle se stabilise ensuite autour d'une valeur déterminée grâce à l'estimateur de  $C/N_0$ . La figure 2.74 montre la sortie du filtre FPLL pour la même simulation. Le bruit se réduit fortement lorsque la bande de bruit est réduite. Cette sortie étant la commande des NCO du code et de la porteuse (voir le synoptique de la figure 2.23), le niveau de bruit de la boucle diminue donc. Les commandes des boucles sont utilisées afin de dater l'instant d'émission du signal (voir expression (2.85)), la datation est alors moins bruitée. Cette datation est elle-même utilisée afin de mesurer les pseudo-distances (voir paragraphe 2.7.3), le calcul de la position est alors moins bruité.

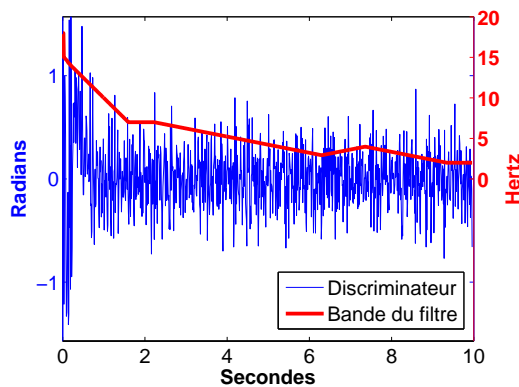


FIGURE 2.73 – Fonctionnement de l'algorithme d'adaptation des bandes de filtres

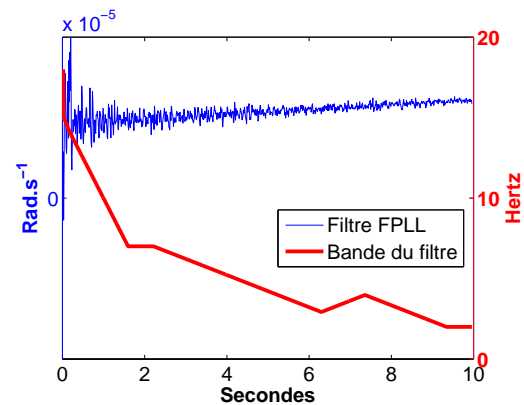


FIGURE 2.74 – Fonctionnement de l'algorithme d'adaptation des bandes de filtres

Nous pouvons observer la phase de transition sur les figures 2.75 et 2.76, sur un signal GPS réel. La boucle de la porteuse, initialisée avec fréquence Doppler  $f_d$  entachée d'une erreur d'environ 25 Hz converge très rapidement vers la fréquence vraie. Cela est dû au filtre de FPLL, mais également à la synchronisation des intégrateurs en temps réel sur l'instant de transition des bits. Ce module, que nous avons développé, permet bien de réduire la phase de transition. Cette phase est délicate pour un récepteur, car le canal de démodulation est très bruité. Les boucles peuvent ainsi diverger durant cette phase. De plus, tant que les boucles n'ont pas convergé, la démodulation des bits du message n'est pas possible. La précision sur la pseudo-distance ne permet pas de calculer la position avec suffisamment de précision. Dans certaines situations, les satellites sont visibles pendant très peu de temps. La phase de transition doit donc durer le moins de temps possible.

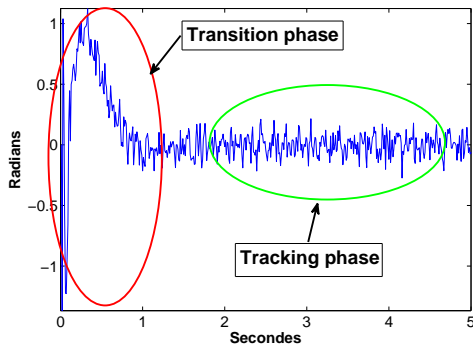


FIGURE 2.75 – Sortie du discriminateur de phase, signal GPS réel

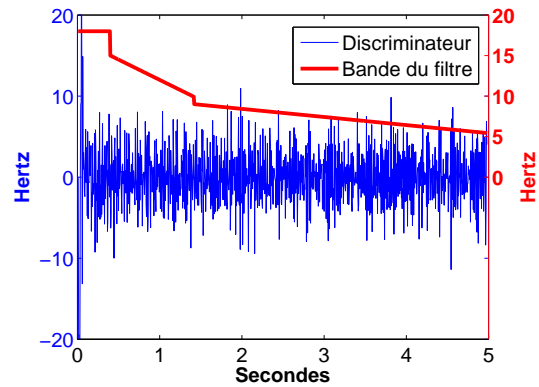


FIGURE 2.76 – Sortie du discriminateur de fréquence

### 2.5.4 Lever l'ambiguïté

La fonction d'auto-corrélation du BOC présente plusieurs pics sur lesquels l'acquisition ou la poursuite peuvent s'accrocher (voir figure 2.13 page 67). Afin de lever cette indétermination, appelée également ambiguïté, plusieurs méthodes ont été développées. Le but de ces méthodes, dites non ambiguës, est de s'assurer que les algorithmes accrochent le bon pic. Nous avons choisi d'utiliser ici la méthode appelée *élimination de la sous-porteuse* ou Sub-Carrier Phase Cancellation (SCPC) [33].

Selon [19], le signal BOC est modulé par une sous-porteuse en cosinus (voir expression (2.10)). Lors de la démodulation du signal reçu, le code local doit donc être également modulé par cette sous-porteuse. L'expression (2.33) de la démodulation d'un signal GPS devient alors, pour la voie B :

$$s_{2I}(n)|_{(f_d, \hat{\tau})} = s_1(n)|_{(f_d)} \times c(\hat{\phi}(n)) \times sc_{E1-B,a}(n) \quad (2.66)$$

Avec  $sc_{E1-B,a}(n) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc} \times n \times T))$ . Le signal  $s_1(n)$  est corrélé avec une sous-porteuse locale en phase avec la sous-porteuse du signal reçu.

Pour la méthode SCPC, le signal incident est également corrélé avec une sous-porteuse en quadrature (ou en cosinus) :

$$s_{2Q}(n)|_{(f_d, \hat{\tau})} = s_1(n)|_{(f_d)} \times c(\hat{\phi}(n)) \times sc_{E1-B,a}(n) \quad (2.67)$$

Avec  $sc_{E1-B,a}(n) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sc} \times n \times T))$ . Le signal reçu est donc corrélé sur deux voies : une voie avec un signal local BOC avec sous-porteuse en phase et l'autre voie avec un signal local BOC avec sous-porteuse en quadrature. Les résultats sont ensuite sommés de façon non-cohérente.

$$s_2(n) = s_{2Q}^2(n) + s_{2I}^2(n) \quad (2.68)$$

Nous obtenons ainsi une fonction d'énergie non ambiguë, proche de celle d'un BPSK classique (voir figure 2.77). La phase de transition devra adopter cette méthode SCPC avant ensuite de basculer sur la poursuite d'un signal BOC classique. Lors de cette phase, un intégrateur non-cohérent sera intercalé (voir figure 2.78) entre les intégrateurs et discriminateurs. Cette phase de transition utilisera donc 2 canaux de poursuite pour le signal Galileo E1 OS. Nous avons choisi cet algorithme car il se base sur des éléments de l'algorithme de poursuite. Les autres algorithmes de levé de l'ambiguïté nécessitent plus d'éléments ne faisant pas partie de l'algorithme de poursuite. La phase de transition n'étant pas une phase stable et permanente du récepteur, il nous paraissait plus opportun de ré-utiliser le plus possible des éléments déjà existants.

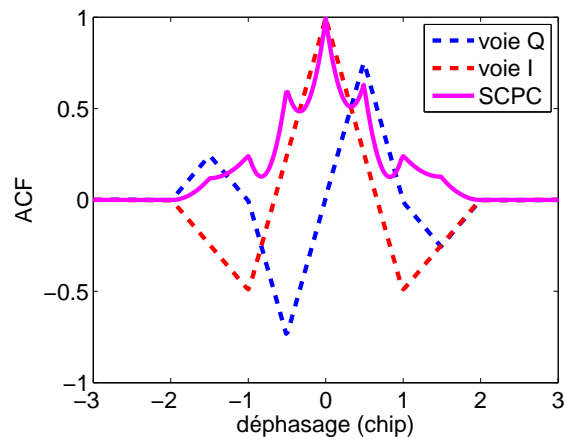


FIGURE 2.77 – Lever l'ambiguïté par SCPC pour un signal BOC(1,1)

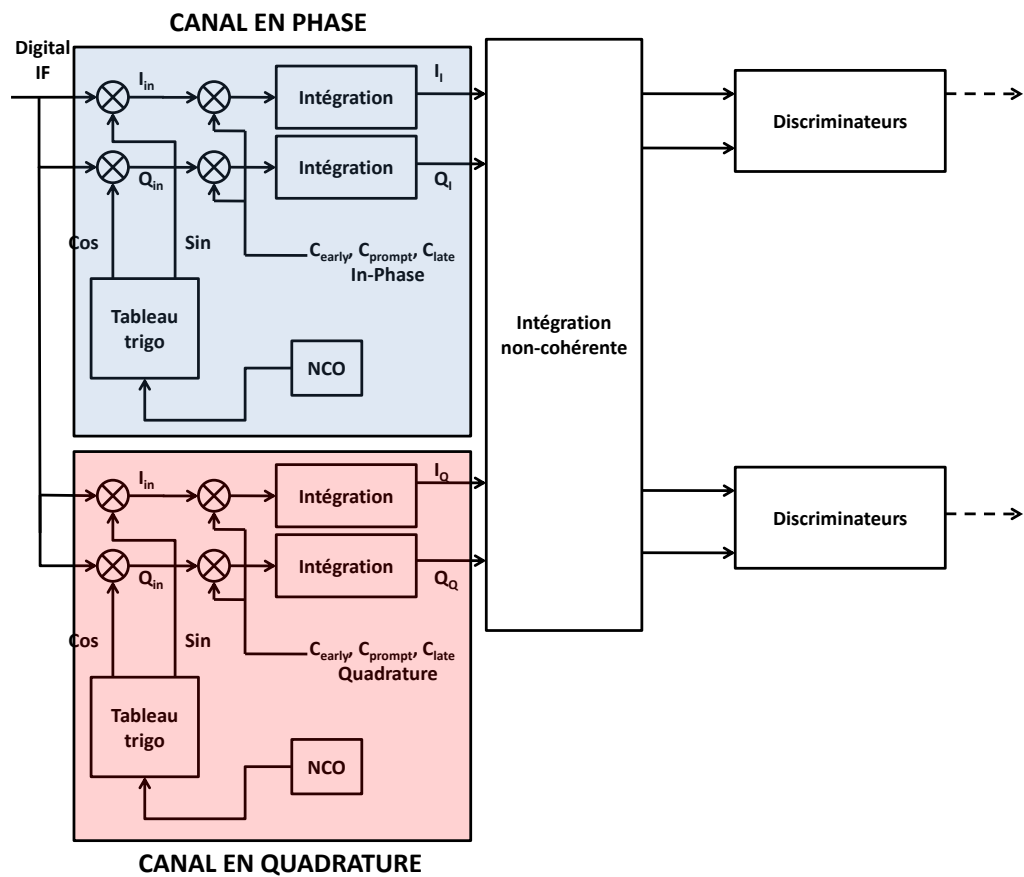


FIGURE 2.78 – Élimination de la sous-porteuse en phase de transition

## 2.6 Acquisition

La phase de démodulation implique de connaître quels sont les signaux reçus. Les NCO des boucles de poursuite doivent être initialisés avec la fréquence de la porteuse résiduelle  $\hat{f}_{d0}$ , le code PRN correspondant au satellite émetteur ainsi que le déphasage de ce code  $\hat{\tau}_0$ . La constellation des satellites GNSS évoluant en permanence, le récepteur n'a pas a priori ces informations. La phase d'acquisition est donc une recherche dans un espace à trois dimensions : numéro du code PRN, fréquence et phase.

Selon les informations disponibles a priori sur les signaux, il est possible de distinguer trois cas lors du démarrage du récepteur :

1. à froid : le récepteur n'a aucune information a priori sur les signaux. La recherche doit être complète. C'est le cas lorsque le récepteur vient d'être démarré après un arrêt prolongé, ou lorsqu'il est démarré dans un lieu très éloigné de sa précédente position.
2. à tiède : le récepteur connaît quels sont les satellites en visibilité, ainsi qu'une valeur approchée de la fréquence Doppler. La recherche porte donc sur la phase du code PRN. C'est le cas lors d'un démarrage après une courte interruption, de l'ordre de quelques minutes. C'est le cas également lorsque le récepteur peut recevoir des informations par un autre canal. Par exemple, en utilisant la voie données, le GPS d'un téléphone peut connaître sa position basée sur les antennes relais et peut recevoir les éphémérides permettant de calculer la position des satellites, et ainsi de connaître les fréquences Doppler. Ce type d'opération est nommés A-GPS.
3. à chaud : Les informations sont à jour et suffisamment précises pour initialiser directement les boucles de poursuites. Il n'y a donc pas besoin de phase d'acquisition. C'est le cas lorsque l'arrêt a été bref, et que l'horloge du récepteur est suffisamment stable pour rester en phase avec le temps GPS.

Dans ce paragraphe, nous exposerons les principes et méthodes possibles pour la phase d'acquisition. Nous expliquerons ensuite l'algorithme qui a été retenu, puis nous développerons les stratégies possibles pour réduire la charge de calcul.

### 2.6.1 Principe

Pour les  $k$  satellites reçus, selon (2.38), l'expression du signal reçu et numérisé en bande de base est :

$$s(n) = \sum_k A^{(k)}(n) \times c^{(k)}(nT - \tau^{(k)}(n)) \times d^{(k)}(nT - \tau^{(k)}(n)) \times e^{j(-\varphi^{(k)}(n) + \theta)} + n(n) \quad (2.69)$$

Avec :

- $n$  : instant d'échantillonnage ;
- $A^{(k)}$  : amplitude du signal reçu ;
- $\tau^{(k)}(n)$  : déphasage des signaux dû au temps de propagation entre l'émetteur et le récepteur ;
- $\varphi^{(k)}(n)$  : phase de la porteuse résiduelle ;
- $\theta$  : phase de la porteuse à l'origine ( $n = 0$ ) ;
- $n(n)$  : bruit de la chaîne de démodulation rapporté à l'entrée du récepteur.

En considérant que la vitesse radiale satellite-récepteur est constante entre deux instants d'échantillonnage, la phase de la porteuse résiduelle est calculée à partir de la fréquence Doppler  $f_d$

$$\begin{aligned} \varphi^{(k)}(n) - \varphi^{(k)}(n-1) &= 2\pi f_d^{(k)} \times T \\ \varphi^{(k)}(n) &= 2\pi f_d^{(k)} \times n \times T + \varphi^{(k)}(0) \end{aligned} \quad (2.70)$$

De la même façon, nous avons pour le retard (en négligeant le Doppler sur le code) :

$$\begin{aligned} \tau^{(k)}(n) - \tau^{(k)}(n-1) &= 0 \\ \tau^{(k)}(n) &= \tau^{(k)} \end{aligned} \quad (2.71)$$

En considérant un intervalle de temps suffisamment petit pour que l'hypothèse de la vitesse radiale constante soit valide, nous pouvons remplacer (2.70) et (2.71) dans (2.69). L'expression du signal est alors :

$$s(n) = \sum_k A^{(k)} \times c^{(k)}(nT - \tau^{(k)}) \times d^{(k)}(nT - \tau^{(k)}) \times e^{j(-2\pi f_d^{(k)} \times n \times T + \theta)} + n(n) \quad (2.72)$$

Dans un fragment du signal reçu  $s$ , il y a donc trois types d'inconnues : le numéro du satellite ( $k$ ), la fréquence Doppler  $f_d$  et le déphasage du code  $\tau$ . Le but de la phase d'acquisition est de trouver une estimation  $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$  des inconnues  $\{f_d, \tau\}$  pour chaque satellite en visibilité.

Pour chaque hypothèse sur un satellite, l'algorithme d'acquisition doit donc calculer chaque point  $s_3|_{(f_d, \hat{\tau})}$  pour toutes les hypothèses  $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$  possibles. La fonction de corrélation  $R$  est l'ensemble des hypothèses sur la phase à une fréquence donnée, voir les expressions (2.8) et (2.15).

$$s_3|_{(f_d, \forall \hat{\tau})} = \mathbf{R}|_{f_d} \quad (2.73)$$

Si une hypothèse correspond aux caractéristiques  $\{f_d, \tau\}$  du signal reçu, la sortie  $s_3$  présentera le pic de corrélation vu dans les figures 2.10 et 2.13. Afin de déterminer si un pic est présent, la valeur de  $s_3|_{(f_d, \hat{\tau})}$  est donc comparée à un seuil, appelé seuil de détection.

Pour un satellite donné, la zone de recherche est à deux dimensions : retard et fréquence. Cette zone est divisée en cases de recherche correspondant à toutes les hypothèses  $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$  (voir figure 2.79).

Les bornes de la zone de recherche dépendent de l'application. La plage de fréquence Doppler est de  $\pm 42$  kHz pour une application LEO et  $\pm 8$  kHz pour une application GEO. Le nombre de cases de recherche Doppler dépend de l'algorithme d'acquisition et de la granularité requise. Le nombre de cases de recherche Doppler est donc :

$$N_f = \frac{f_{dmax} - f_{dmin}}{\Delta f}$$

La précision de la recherche en déphasage dépend de la fréquence d'échantillonnage :

$$\Delta\tau = \frac{1}{f_s} = T$$

La plage de recherche du déphasage  $\hat{\tau}$  dépend de la pseudo-période du code PRN. Cette pseudo-période est de 1 ms pour GPS L1 SPS et 4 ms pour Galileo L1 OS. Le nombre de case de recherche en déphasage est donc :

$$N_\tau = \frac{T_{pc}}{\Delta\tau}$$

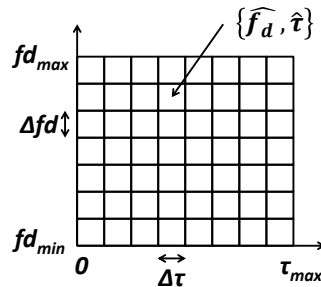


FIGURE 2.79 – Zone de recherche

La figure figure 2.80 illustre une zone de recherche en fréquence et en déphasage pour le signal GPS SPS PRN n°26. Il s'agit d'un signal réel échantillonné à la fréquence de  $f_s = 4,098$  MHz. Il a été enregistré à l'ISAE, il s'agit donc d'une application terrestre. La fréquence Doppler est donc comprise entre les bornes  $\pm 4$  kHz, soit une amplitude de 8 kHz. La granularité de la recherche Doppler dépend ici de l'algorithme d'acquisition,  $\Delta f_d = 125$  Hz. La zone de recherche en fréquence couvre alors  $N_f = 64$  possibilités.

La granularité de la recherche en déphasage est  $\Delta\tau = 0,244 \mu s$ . Le nombre d'hypothèses sur le déphasage est  $N_\tau = 4098$ , soit environ 4 échantillons par chip du code.

La zone de recherche comprend alors  $4098 \times 64 = 262\,272$  cases. Nous pouvons observer un pic de corrélation qui indique que le signal en provenance de satellite PRN n°26 est bien présent dans le fragment traité.

Il existe deux grandes familles d'algorithmes permettant de mener cette recherche : la méthode série, et la méthode parallèle.

## 2.6.2 méthode série

### Principe

Les corrélateurs de la phase de poursuite sont utilisés en boucle ouverte afin de générer une sortie  $s_3(l)|_{(f_d, \hat{\tau})}$  pour toutes les hypothèses sur le couple  $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$  (voir figure 2.82). Les NCO des boucles de la

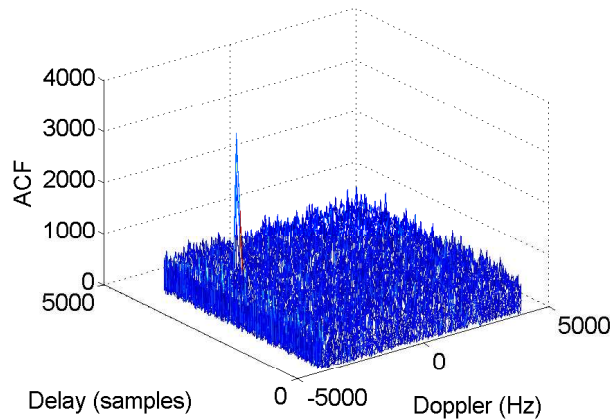


FIGURE 2.80 – Zone de recherche du satellite GPS PRN26, signal GPS réel

porteuse et du code sont initialisés avec les hypothèses  $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$ . Selon l'expression (2.34), nous avons :

$$s_3(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} = \sum_{i=1}^{N1 \times N2} s_2(i)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} \quad (2.74)$$

Avec :

- $N1$  : nombre d'échantillons par période du code PRN ;
- $N2$  : temps d'intégration exprimé en nombre de période du code PRN.

Le résultat  $s_3(l)$  est l'intégration du signal  $s(n)$  corrélé. Cette intégration est dite cohérente car elle somme directement les échantillons. Pour des raisons de clarté, dans le reste du paragraphe nous appellerons ce résultat  $s_{coh}(l)$ .

### Half Data Bit

Le temps d'intégration cohérent doit respecter le critère du *half-data bit* [10]. La période du message de données GPS est de 20 ms. Lors de la phase d'acquisition, l'instant de transition des bits du message est inconnu. Or, si une transition de bit apparaît lors d'une intégration cohérente, la polarité des codes d'étalement est inversée et donc la performance de l'algorithme d'acquisition sera dégradée. Afin d'éviter cela, chaque bloc d'échantillons reçu de 20 ms est divisé en deux blocs de 10 ms. Ainsi une transition n'apparaîtra que sur l'un des 2 blocs. La recherche est alors effectuée indépendamment sur les deux blocs. Cela multiplie par 2 les opérations de recherche mais garantit que la performance de l'acquisition n'est pas dégradée. Chaque bloc doit donc avoir une durée inférieure à 10 ms. La figure 2.81 présente une décomposition en half-data bit. Dans ce cas de figure, seuls les échantillons du bloc 1 ne présentent pas de transitions de bit. La performance de la recherche effectuée sur le bloc 2 sera par conséquent dégradée.

### Temps d'intégration

Afin d'augmenter la sensibilité de l'algorithme d'acquisition, il est nécessaire d'intégrer sur une période de temps longue. Les transitions de données empêchent l'intégration cohérente longue. Il faut donc accumuler plusieurs intégrations cohérentes  $s_{coh}(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})}$  réalisées sur des fragments différents, mais consécutifs, du signal incident. Pour d'illustrer cette technique, prenons l'exemple de la figure 2.81. Les corrélations  $s_{coh}(l)$  sont réalisées sur plusieurs fragments consécutifs du bloc 1. Afin de s'affranchir de la polarité des bits de données, il faut élever au carré les différentes réalisations  $s_{coh}(l)$ . Cette intégration est donc appelée non-cohérente.

$$s_{ncoh}(m)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} = \sum_{l=1}^{N3} \left| s_{coh}(l)|_{(\hat{f}_d, \hat{\tau})} \right|^2 \quad (2.75)$$

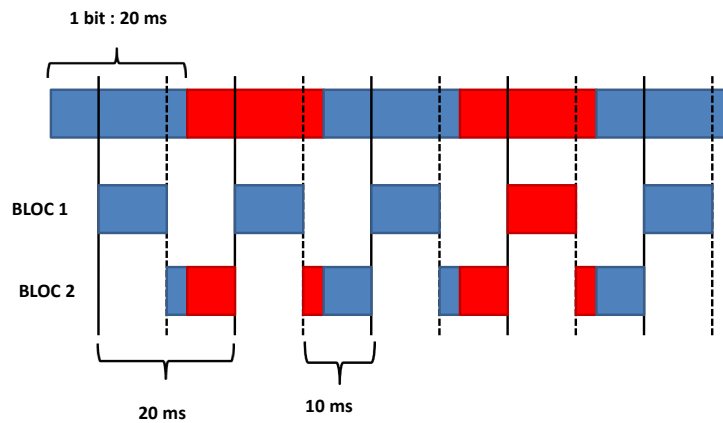


FIGURE 2.81 – Half-data bit

Avec  $N_3$ , le nombre d'intégrations non-cohérentes.

Le nombre d'intégrations cohérentes,  $N_2$ , et non-cohérentes,  $N_3$ , dépend du  $C/N_0$  du signal et de la sensibilité spécifiée pour l'application. Le résultat  $s_{ncoh}(m)$  est comparé à un seuil de détection afin de déterminer si un signal a été trouvé dans le fragment. Le seuil est fixé en fonction d'une probabilité de détection et d'une probabilité de fausse alarme. Il faut donc mener une importante campagne de simulation pour fixer le seuil de détection. Les résultats sont exposés dans [34].

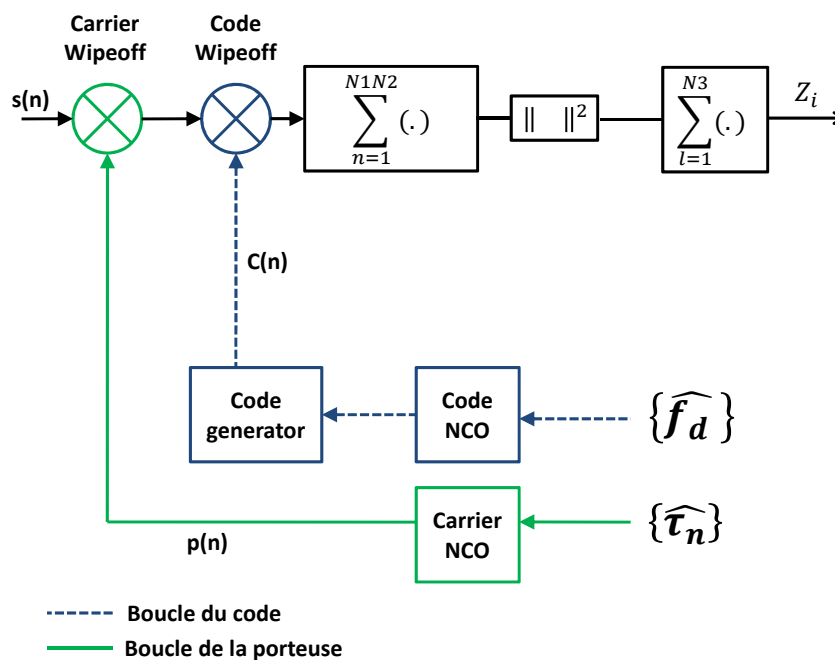


FIGURE 2.82 – Schéma d'acquisition série

### Évaluation de cette méthode

Cette méthode a pour avantage d'utiliser les mêmes ressources que l'algorithme de poursuite. Afin d'illustrer cela clairement, la figure 2.82 reprend les éléments de la figure 2.23 représentant un canal de poursuite. L'inconvénient de cette méthode est que le temps nécessaire afin de tester toutes les hypothèses peut être



très long.

$$T_{acq} = T \times Nb_{hyp} \times N1 \times N2 \times N3 \quad (2.76)$$

Avec  $Nb_{hyp}$  étant le nombre d'hypothèses sur la zone de recherche. Pour une application sol classique,  $N2 = 1$  suffit la plupart du temps. Afin de comparer avec une application pour satellite citée plus bas, nous choisissons alors :

$$\begin{aligned} - Nb_{hyp} &= \tau_{max} \times \frac{f_{dmax} - f_{dmin}}{\Delta f_d} = 2048 \times \frac{8000}{100} \\ - T &= 1/2.048 \text{ MHz} \\ - N1 &= 2048 \\ - N2 &= 8 \\ - N3 &= 1 \end{aligned}$$

Soit  $T_{acq} = 1310,7$  s pour la recherche d'un satellite sur l'ensemble de la zone de recherche, sans tenir compte d'une éventuelle deuxième recherche due à une transition de donnée dans le fragment de signal. Dès qu'un satellite est trouvé, il n'est pas utile de continuer la recherche. La durée effective de la recherche dépend donc de la probabilité de la fréquence Doppler et de la stratégie de recherche mise en œuvre.

Nous pouvons évaluer le nombre d'opérations nécessaires pour effectuer une recherche pour un satellite dans ces conditions. Si nous nous limitons aux multiplications, nous pouvons voir sur la figure 2.82 qu'il faut deux multiplications complexes par échantillons : une multiplication pour la porteuse, et une pour la corrélation du code, pour le corrélateur Prompt. Nous avons donc :

$$N_{mult_{serie}} = 2 \times Nb_{hyp} \times N1 \times N2 \times N3 = 5,368 \times 10^9 \text{ multiplications} \quad (2.77)$$

Cette méthode n'est pas directement applicable en pratique, car la durée de recherche est bien trop longue. Il existe en revanche des algorithmes utilisant des bancs de multiplieurs et des registres à décalage afin de fortement réduire la latence de la recherche. Le principe est le même, mais les bancs de multiplieurs et les registres permettent de pipeliner les opérations.

### 2.6.3 Méthode parallèle

#### Principe

La méthode parallèle utilise la corrélation par transformée de Fourier rapide, ou Fast Fourier Transform (FFT). La zone d'incertitude est divisée en cases fréquentielles. Pour chaque case, le fragment du signal incident  $\mathbf{S}$ , constitué de  $N1 \times N2$  échantillons, est multiplié par une porteuse de fréquence  $\hat{f}_d$ .

$$\mathbf{S}_1|_{(\hat{f}_d)} = \mathbf{S} \times e^{-j2\pi\hat{f}_d \times n \times T} \quad (2.78)$$

La recherche en phase  $\tau$  du code d'étalement est effectuée directement par la corrélation par FFT. L'intégration cohérente est faite en répétant  $N2$  fois la corrélation sur des fragments  $\mathbf{S}^{(i)}$  successifs, puis en sommant les corrélations.

$$\mathbf{S}_{coh}(\mathbf{l})|_{(\hat{f}_d)} = \sum_{i=1}^{N2} \mathbf{X}\mathbf{F}_{N1}^{-1} \left( \mathbf{F}_{N1} \left( \mathbf{X}\mathbf{S}_1^{(i)}|_{(\hat{f}_d)} \right) \times \mathbf{F}_{N1}^*(\mathbf{C}) \right) \quad (2.79)$$

Avec  $\mathbf{C}$  : matrice des  $N1$  échantillons du code PRN.

$$\mathbf{S}_{coh}(\mathbf{l})|_{(\hat{f}_d)} = s_{coh}|_{(\hat{f}_d, \forall \hat{\tau})} \quad \forall \hat{\tau} \in [1, N1] \quad (2.80)$$

L'intégration non cohérente est la somme des modules des intégrations cohérentes.

$$\mathbf{S}_{ncoh}|_{(\hat{f}_d)} = \sum_{l=1}^{N3} \left| \mathbf{S}_{coh}(\mathbf{l})|_{(\hat{f}_d)} \right|^2 \quad (2.81)$$

L'acquisition par FFT permet de faire la recherche sur la phase du code, à une fréquence donnée, en une seule fois. Le calcul de la FFT implique de stocker les échantillons dans une mémoire. Nous pouvons illustrer le séquençement des opérations de cet algorithme par le tableau 2.2.

N°	Opération	Expression analytique	Résultat
1	Stockage d'un fragment de signal en mémoire	$\mathbf{S}$	
2	Multiplication du fragment par une hypothèse $\hat{f}_d$	$\mathbf{S} \times e^{-j2\pi\hat{f}_d \times n \times T}$	$\mathbf{M}_0$
4	Arrangement des échantillons en une matrice $N1 \times N2$	$\mathbf{X}\mathbf{M}_1$	$\mathbf{M}_1$
3	FFT de $N1$ points	$\mathbf{F}_{N1}(\mathbf{M}_1)$	$\mathbf{M}_2$
4	Multiplication par la FFT de la réplique du code	$\mathbf{M}_2 \times \mathbf{F}_{N1}(\mathbf{C})$	$\mathbf{M}_3$
5	FFT inverse de $N1$ points	$\mathbf{F}_{N1}^{-1}(\mathbf{M}_3)$	$\mathbf{M}_4$
6	$N2$ Rebouclages au point 3		
7	Sommation des échantillons de $\mathbf{M}_4$	$\sum_{i=1}^{N2} \mathbf{M}_4$	$\mathbf{S}_{coh} _{(\hat{f}_d)}$
8	$Nb_{hyp}$ Rebouclages au point 2		

TABLE 2.2 – Acquisition cohérente par FFT

La fréquence d'échantillonnage doit être au minimum de la taille de la bande passante. Pour le calcul des FFT, nous prendrons une fréquence nous donnant un nombre d'échantillons correspondant à une puissance de 2, soit :

- GPS L1 SPS :  $F_s = 2,048$  MHz
- Galileo E1 OS :  $F_s = 4,096$  MHz

Pour une intégration cohérente de 8 ms, le nombre d'échantillons est alors :

- GPS L1 SPS :  $N1 = 2048$ ,  $N2 = 8$ ;
- Galileo E1 OS :  $N1 = 16384$ ,  $N2 = 2$ .

### Évaluation de cette méthode

Cet algorithme nécessite des ressources supplémentaires mais est beaucoup plus rapide d'exécution car il économise beaucoup d'opérations grâce à l'algorithme de la FFT. Nous pouvons évaluer le nombre d'opérations nécessaire afin de pouvoir comparer avec la méthode précédente. Mais dans ce cas, le nombre d'hypothèses  $Nb_{hyp}$  est le nombre de cases fréquentielles, soit  $Nb_{hyp} = 80$  pour une application au sol. Dans les mêmes conditions que pour la méthode précédente, nous obtenons ici 14 444 544 multiplications. Le gain est donc considérable. Nous ne pouvons pas directement calculer la latence de la recherche car les opérations sont effectuées ici au rythme de l'horloge de la plateforme. Cela dépend également de l'architecture retenue.

#### 2.6.4 Algorithme proposé

##### Principe

Nous proposons d'utiliser un algorithme présenté par Akopian [35]. Cet algorithme étudie la méthode série et l'optimise en groupant la recherche pour plusieurs fréquences autour d'une fréquence centrale  $f$  afin d'optimiser le nombre de calculs. L'expression analytique de la recherche autour de la fréquence  $\hat{f}_d$  s'écrit alors comme suit pour une intégration cohérente  $s_{coh}$  :

$$\mathbf{S}_{coh}(l)|_{(\hat{f}_d)} = \mathbf{F}_{N1}^{-1} \left( \mathbf{R}_{\hat{f}_d} \times \mathbf{X}\mathbf{F}_{N1N2}(\mathbf{S}(l)) \right) \quad (2.82)$$

Avec :

- $\mathbf{S}$  : matrice des  $N1 \times N2$  échantillons reçu  $s(n)$ ,  $N1 = 2048$  et  $N2 = 8$ ;
- $\mathbf{F}_{N1N2}(\mathbf{S})$  : la FFT des  $N1N2$  points de la matrice  $\mathbf{S}$ ;
- $\mathbf{X}$  : Matrice réarrangée de  $\mathbf{F}_{N1N2}(\mathbf{S})$  en une matrice de  $N1$  lignes et  $N2$  colonnes;
- $\mathbf{R}_{\hat{f}_d}$  : Matrice décalée de la FFT des  $N1$  points de la réplique du code. Les échantillons de cette matrice sont multipliés terme à terme par  $N1$  échantillons des  $N2$  vecteurs du résultat précédent;
- $\mathbf{F}_{N1}^{-1}$  : FFT inverse des  $N1$  points des  $N2$  vecteurs du résultat précédent.

Cette opération permet l'acquisition sur une zone de fréquence qui est l'inverse de la pseudo-période du code d'étalement :

$$\Delta f_{coarse} = \frac{1}{T_{pc}} \quad (2.83)$$

Pour un signal GPS SPS, la recherche se fait donc par blocs de  $\Delta f_{coarse} = 1$  kHz. Pour Galileo E1 OS,

cette recherche se fait par blocs de  $\Delta f_{coarse} = 250$  Hz. La figure 2.83 illustre la recherche sur une zone de fréquence.

Pour faire la recherche sur toute la zone Doppler, l'opération doit donc être itérée en décalant  $\mathbf{R}_{f_d}$ . Pour une recherche sur une plage de 16 kHz (de -8 kHz à +8 kHz, cas d'un satellite GEO),  $\mathbf{R}_{f_d}$  doit être décalé 16 fois pour GPS (16/1) et 64 fois (16/0,250) pour Galileo. Le tableau 2.3 illustre ce fonctionnement pour un signal GPS.

Le déphasage de  $\mathbf{R}_{f_d}$  est une rotation circulaire vers la gauche de  $\mathbf{C}f$ , avec  $\mathbf{C}f = F_{N1}(\mathbf{C})$ , la FFT des  $N1$  points du code d'étalement  $\mathbf{C}$  échantillonné à la même fréquence que le signal. La valeur de la rotation dépend de la fréquence Doppler recherchée et de  $\Delta f_{coarse}$ . Par exemple :

- Pour une fréquence Doppler recherchée de -4 kHz pour GPS ( $\Delta f_{coarse} = 1$  kHz), il faut faire une rotation circulaire vers la droite (Doppler négatif) de  $\mathbf{C}f$  de 4 cases. La recherche se fera sur la plage -4 kHz à -3 kHz.
- Pour une fréquence Doppler recherchée de 6 kHz pour Galileo ( $\Delta f_{coarse} = 250$  Hz), il faut faire une rotation circulaire vers la gauche de  $\mathbf{C}f$  de 24 cases. La recherche se fera sur la plage 6 kHz à 6,25 kHz.

Le pas de recherche en fréquence est égal à l'inverse du temps d'intégration cohérent :

$$\Delta f = \frac{1}{N2 \times T_{pc}} \quad (2.84)$$

Avec un temps d'intégration cohérent de 8 ms pour les deux signaux, la granularité en fréquence est donc de  $\Delta f = 125$  Hz soit  $\pm 62,5$  Hz.

N°	Opération	Expression analytique	Résultat
1	Stockage d'un fragment de signal en mémoire	$\mathbf{S}$	
2	FFT de $N1 \times N2$ points	$\mathbf{F}_{N1N2}(\mathbf{S})$	$\mathbf{M}_0$
3	Réarrangement de $\mathbf{M}_0$ en une matrice de $N1$ par $N2$	$\mathbf{X}\mathbf{M}_0$	$\mathbf{M}_1$
4	Multiplication par la réplique de $N1$ points	$\mathbf{R}_{f_d} \times \mathbf{M}_1$	$\mathbf{M}_2$
5	FFT inverse de $N1$ points de $\mathbf{M}_2$	$\mathbf{F}_{N1}^{-1}(\mathbf{M}_2)$	$\mathbf{S}_{coh} _{(f_d)}$
6	$N2$ Rebouclages au point 3		
7	Décalage de la matrice $\mathbf{R}_{f_d}$		
6	$Nb_{hyp}$ Rebouclages au point 3		

TABLE 2.3 – Acquisition cohérente par FFT

La figure 2.84 présente graphiquement la succession des opérations de cet algorithme.

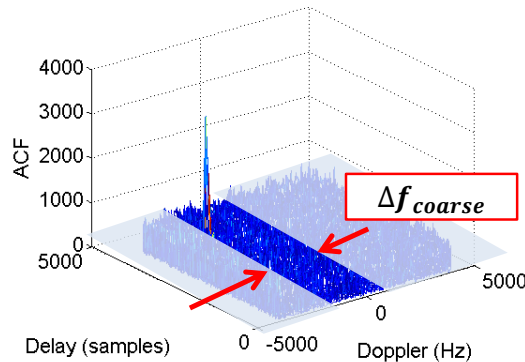


FIGURE 2.83 – Recherche sur une zone de fréquence

Cet algorithme a été étudié pour l'acquisition de la voie pilote du signal Galileo E1 OS ([36]). Dans ce cas, un module de multiplication complexe entre le résultat de la corrélation et le code secondaire doit être

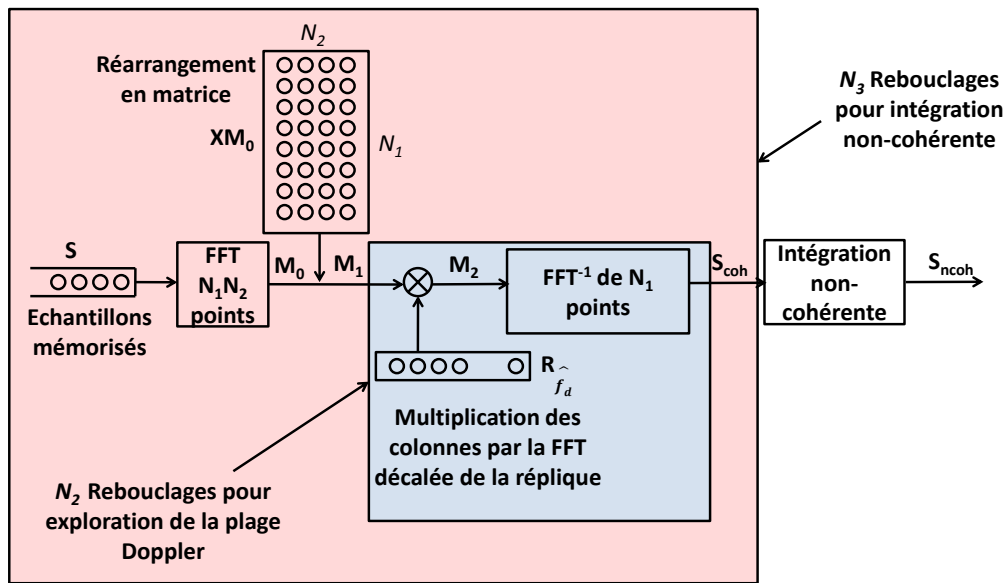


FIGURE 2.84 – Implémentation de l'algorithme d'acquisition

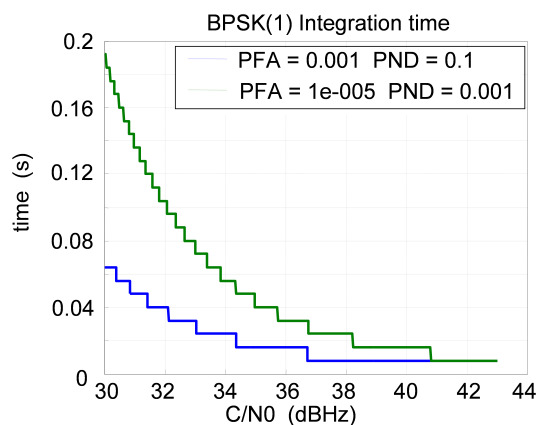
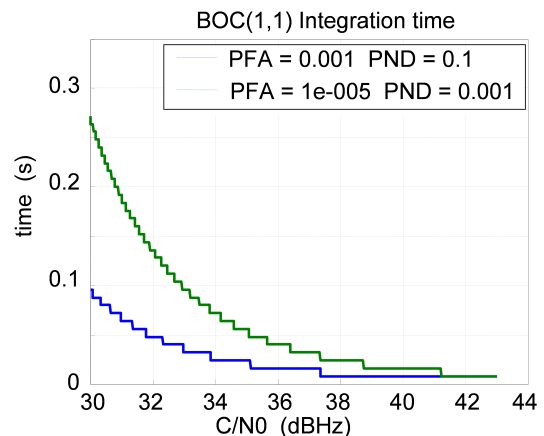
utilisé.

Pour les signaux Galileo E1 OS, nous adoptons la méthode SCPC permettant de lever l'ambiguïté sur la fonction de corrélation du BOC(1,1) (voir paragraphe 2.5.4).

### Temps d'intégration

Pour une application LEO, il n'est pas nécessaire de faire des intégrations non-cohérentes. En revanche pour une application GEO, afin de respecter la spécification du seuil de détection de 28 dB.Hz, il est nécessaire de faire plusieurs intégrations non-cohérentes. Nous utiliserons un algorithme d'intégration différentielle plutôt que les intégrations non-cohérentes. Cet algorithme permet de diminuer le nombre d'intégrations car le gain est de 2 dB.Hz par rapport à une intégration non-cohérente [37]. Bien que l'ayant implémenté, nous ne développerons pas plus avant cet algorithme afin de ne pas alourdir ce rapport.

Afin d'améliorer la sensibilité du récepteur en cas de faible  $C/N_0$ , nous combinons les voies données et pilote des signaux Galileo E1 OS (voir paragraphe 2.4.3). C'est le cas de l'application GEO. Ce n'est pas nécessaire pour l'application LEO.

FIGURE 2.85 – Temps d'intégration du signal BPSK(1) en fonction du  $C/N_0$ FIGURE 2.86 – Temps d'intégration du signal BOC(1,1) en fonction du  $C/N_0$ 

Nos études nous ont permis de déterminer le temps d'intégration en fonction du  $C/N_0$  et des probabilités de

non-détection et de fausse alarme [34]. Les temps d'intégration sont montrés sur les figures 2.85 et 2.86. Ces courbes ont été obtenues par la méthode de Monte Carlo. Afin de calculer la Probabilité de Fausse Alarme (PFA) et la Probabilité de Non Détection (PND), nous avons généré un grand nombre de signaux avec deux hypothèses :

- Hypothèse H0 : signal absent ;
- Hypothèse H1 : signal présent.

Nous avons fait l'hypothèse d'une distribution normale des valeurs. Chaque point des courbes est la moyenne de la distribution.

Dans le cas d'une application GEO, nous tenons compte des techniques d'amélioration de la sensibilité des algorithmes. Nous choisissons une PND de 0,1. Le temps d'intégration nécessaire afin de respecter le seuil de détection de 28 dB.Hz spécifié est alors  $N_3 = 8$  pour GPS et  $N_3 = 9$  pour Galileo.

### Sensibilité en fréquence

Les simulations ont montré que l'incertitude en fréquence lors de la phase de transition ne doit pas dépasser 100 Hz ( $\pm 50$  Hz) [34]. La sensibilité en fréquence de cet algorithme est de 125 Hz avec les paramètres considérés. Par conséquent, un signal trouvé lors de la phase d'acquisition peut ne pas être accroché lors de la phase de transition. Afin de ne pas alourdir la phase d'acquisition, nous avons choisi d'utiliser deux canaux de démodulation lors de la phase de transition. Lors de la phase de transition, chacun des deux canaux est initialisé avec une fréquence légèrement décalée par rapport à la fréquence trouvée. Les fréquences d'initialisation sont à  $\pm 30$  Hz de cette fréquence. Ainsi, nous réduisons l'incertitude maximale sur la fréquence utilisée pour l'initialisation. Au moins un des deux canaux accrochera en phase de transition. A l'issue de la phase de transition, un des canaux sera libéré pour un autre signal.

### 2.6.5 Stratégie d'acquisition

En régime établi, un récepteur n'a pas besoin de rechercher un satellite sur toute la plage Doppler. En effet, les satellites GNSS visibles ont déjà été trouvés par l'algorithme d'acquisition. La constellation évoluant, des satellites GNSS vont apparaître en visibilité. La démodulation du message de navigation en entier d'un satellite donné permet de connaître les éphémérides des autres satellites. Il est donc possible ensuite de prédire l'apparition d'autres satellites, et de borner la phase de recherche. Ce calcul n'est pas toujours simple à mettre en œuvre. Par exemple, dans le cas d'une application GEO, il faut tenir compte du diagramme de l'antenne d'émission pour prédire les lobes secondaires, il faut également tenir compte de masquage de la Terre et de sa ionosphère. Dans le cadre d'une acquisition non aidée, nous proposons une stratégie d'acquisition basée sur la probabilité d'apparition d'un signal GNSS. En effet, le mouvement du système composé des satellites GNSS et du récepteur est un mouvement prévisible. Les satellites GNSS ne vont pas apparaître au hasard dans la fenêtre de visibilité de l'antenne du récepteur. En étudiant la probabilité de la fréquence Doppler lors de l'apparition des satellites GNSS, il est possible de réduire le temps de la phase d'acquisition pour un satellite donné. Au lieu de balayer la plage Doppler de façon linéaire, l'algorithme d'acquisition devra rechercher les fréquences Doppler les plus probables en premier.

La figure 2.87 montre la probabilité du Doppler pour le satellite Meteosat9, sur une durée de 48 h et pour un seuil d'acquisition de 28 dB.Hz. Les Doppler sont assez bien répartis sur toute la plage. La figure 2.88 montre la probabilité de la fréquence Doppler lorsque le  $C/N_0$  des signaux GNSS passe au dessus du seuil d'acquisition, c'est-à-dire lors de l'apparition des satellites GNSS. Nous pouvons voir que certaines fréquences Doppler sont plus probables que d'autres. La stratégie d'acquisition consistera donc à organiser la recherche en allant des fréquences les plus probables à celles les moins probables. Cela permet ainsi de réduire la durée moyenne de la phase d'acquisition, sans aide extérieure, pour un satellite donné.

Nous pouvons étudier de la même façon le système LEO. La figure 2.89 montre la probabilité de la fréquence Doppler pour l'ISS. Nous pouvons voir que cette probabilité est uniformément répartie. La figure 2.90 présente la probabilité de fréquence Doppler des satellites arrivant en visibilité pour l'ISS, c'est-à-dire lorsque le  $C/N_0$  passe au dessus du seuil d'acquisition, ici de 40 dB.Hz. La probabilité d'une fréquence Doppler positive est de plus de 90%. La probabilité est similaire pour les autres satellites LEO modélisés. L'algorithme d'acquisition pourra exploiter cette propriété afin de réduire le temps de la phase d'acquisition d'un satellite donné.

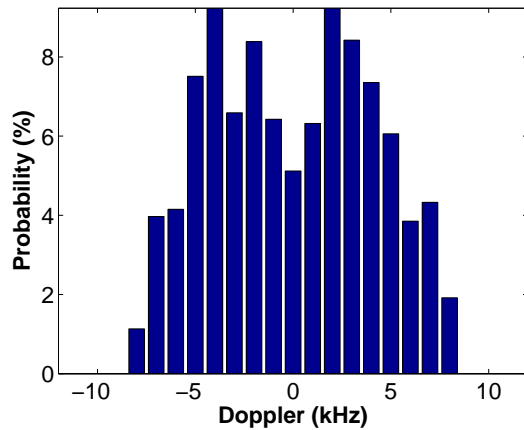


FIGURE 2.87 – Plage de Doppler pour Meteosat9, récepteur GNSS

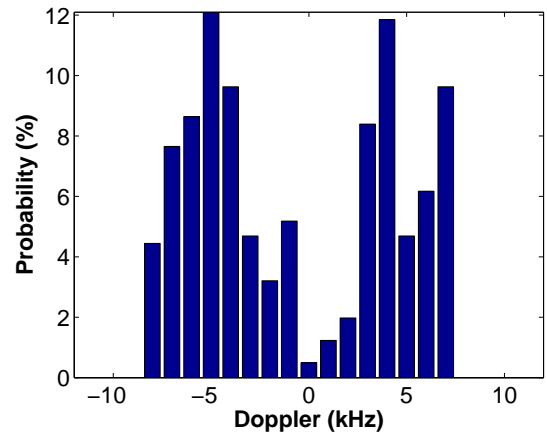


FIGURE 2.88 – Plage de Doppler en phase de poursuite pour Meteosat9, récepteur GNSS

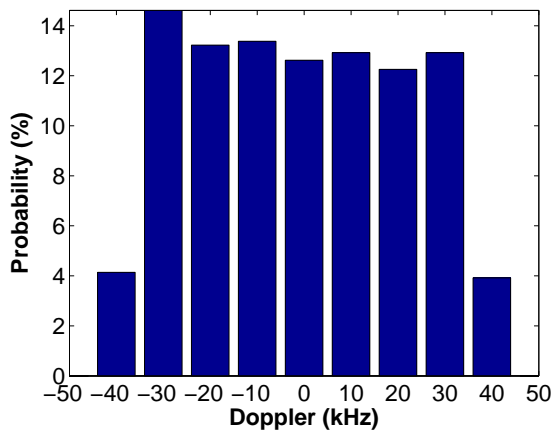


FIGURE 2.89 – Doppler des signaux GNSS pour l'ISS, récepteur GNSS

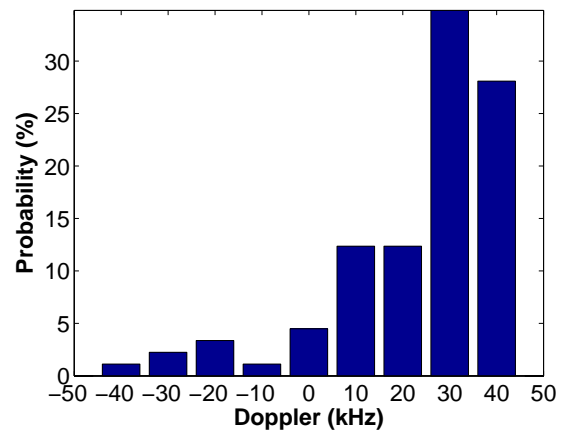


FIGURE 2.90 – Doppler des signaux GNSS en phase de poursuite pour l'ISS, récepteur GNSS

## 2.6.6 Résultats

Nous avons modélisé l'algorithme d'acquisition sous Matlab, ainsi qu'en langage SystemC. Nous avons ainsi pu valider les paramètres calculés afin de respecter les spécifications déterminées dans le premier chapitre. Nous avons ainsi validé les performances de notre algorithme pour les différents cas d'études exposés. La figure 2.91 illustre le cas le plus difficile pour l'algorithme d'acquisition. Il s'agit d'un signal simulé pour un récepteur situé sur une orbite GEO. Nous avons utilisé un générateur de signal, que nous avons réalisé sous Matlab, car nous n'avons pas de segment de signal pour ce cas d'étude. Le rapport  $C/N_0$  est ici très faible : 28 dB.Hz. Le taux de Doppler est également très faible (voir paragraphe 1.4.3), ce qui permet de faire plusieurs intégrations différentielles. Dans ce cas, huit intégrations sont nécessaires afin d'être en mesure de détecter un signal.

La figure 2.92 montre l'acquisition sur un signal réel. Le rapport  $C/N_0$  estimé du signal est de 43 dB.Hz. Aucune intégration différentielle n'a été nécessaire dans ce cas.

La figure 2.93 montre l'acquisition d'un signal pour un récepteur en orbite LEO. Nous n'avons pas de signaux réels pour ce cas. Les signaux nous ont été fournis par le CNES. La fréquence Doppler détectée est très élevée pour ce signal :  $f_d = -40843,8$  kHz.

Nous avons également créé des échantillons de signal contenant des signaux Galileo. La figure 2.94 montre l'acquisition d'un signal Galileo. La figure 2.95 montre le détail du pic de corrélation trouvé. Nous pouvons voir clairement les pics secondaires de la fonction d'auto-corrélation (voir paragraphe 2.2.3). Cette figure

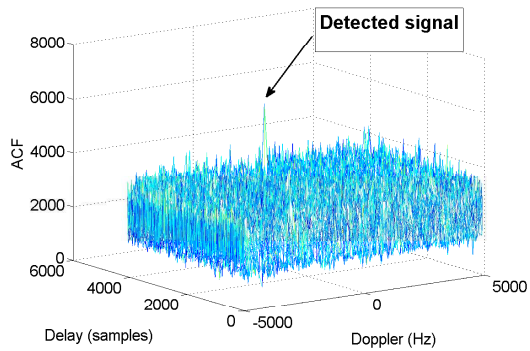


FIGURE 2.91 – Acquisition d'un signal simulé (cas GEO),  $C/N_0=28$  dB

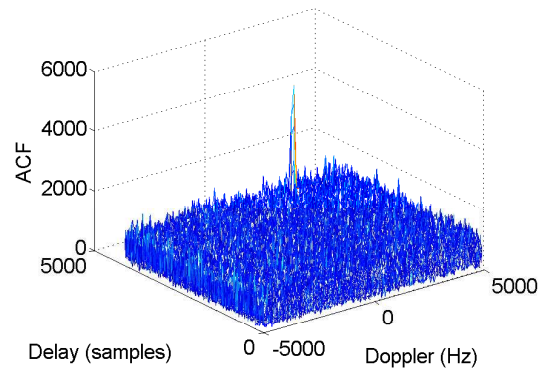


FIGURE 2.92 – Acquisition d'un signal réel (PRN3) avec un  $C/N_0=43$  dB

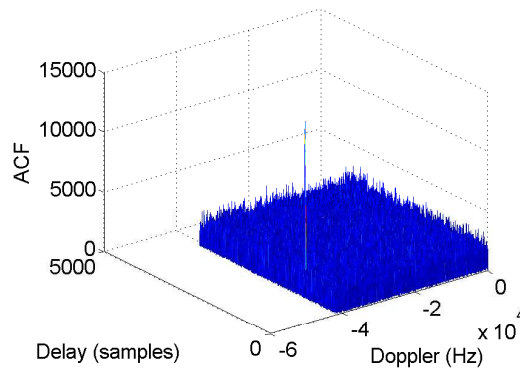


FIGURE 2.93 – Acquisition d'un signal simulé (cas LEO),  $C/N_0=50$  dB

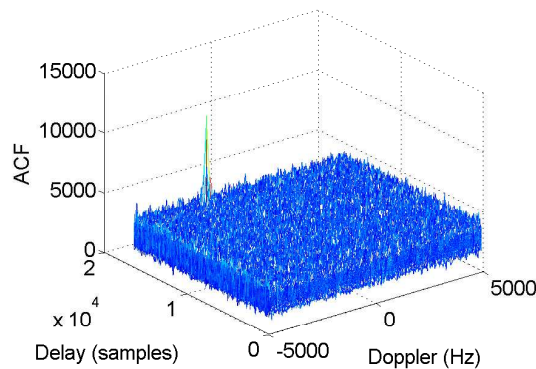


FIGURE 2.94 – Acquisition d'un signal Galileo simulé,  $C/N_0=40$  dB

illustre l'intérêt d'une méthode de lever d'ambiguïté lors de la phase de transition. En effet, à cause de l'échantillonnage, la valeur centrale du pic n'est pas trouvée. La différence entre la valeur trouvée pour le pic central, et celles des pics secondaires est donc faible. En cas de rapport  $C/N_0$  défavorable, il est donc possible que l'algorithme d'acquisition accroche un pic secondaire. La méthode de lever d'ambiguïté utilisée permet de supprimer les pics secondaires, ce que montre la figure 2.96 pour le même signal que la figure précédente.

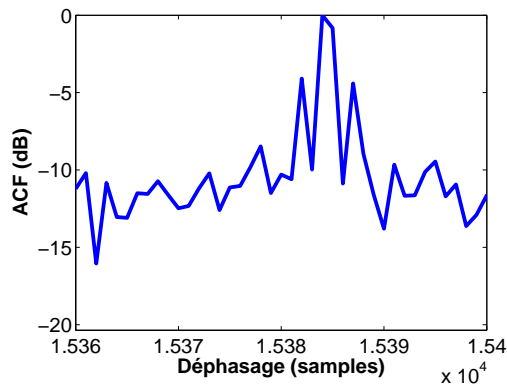


FIGURE 2.95 – Zoom sur le pic détecté

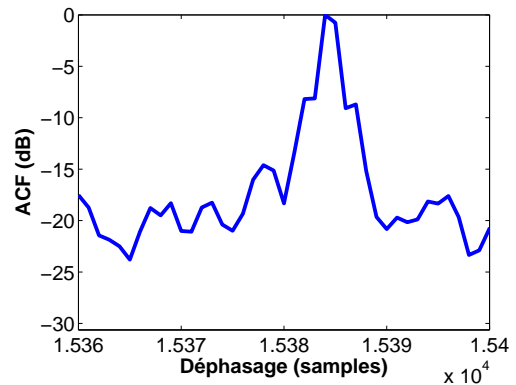


FIGURE 2.96 – Zoom sur le pic détecté, avec la méthode SCPC

Nous pouvons observer, grâce à ces différentes figures, que notre algorithme d'acquisition respecte bien les spécifications déterminées dans le premier chapitre, avec les paramètres calculés précédemment tel que le temps d'intégration.

## 2.7 Localisation

Dans les récepteurs GNSS, des boucles de poursuite scalaires sont utilisées en parallèle afin d'estimer le délai sur le code et la fréquence Doppler de la porteuse propre à chaque signal démodulé. Ces boucles scalaires, appelées canaux de poursuite, estiment également l'instant d'émission du signal dans le temps GPS. Ces estimées de temps sont envoyées à l'algorithme de navigation qui assure le calcul de la position et de la vitesse de l'utilisateur ainsi que les erreurs en temps (biais, dérive d'horloge). Dans cette approche scalaire typique, les boucles de poursuite mises en œuvre sont indépendantes entre satellites et ne sont pas influencées par la solution Position, Vitesse, Temps (PVT) obtenu par l'algorithme de navigation. Ceci a l'avantage de garantir une certaine robustesse, puisqu'un canal de poursuite corrompu ne peut affecter les autres. En revanche, dans cette approche, l'étape d'estimation du délai et de la fréquence Doppler ignore complètement le fait que les signaux reçus des différents satellites sont intrinsèquement liés via la position et la vitesse du récepteur. De plus, la poursuite scalaire exclut la possibilité de pouvoir assister un canal de poursuite en difficulté par un autre canal.

Il existe une famille d'algorithmes de poursuite, dite vectorielle, qui permet de palier ces deux limites. Ces algorithmes sont basés sur un filtre de Kalman étendu [10]. Les architectures de récepteur basées sur ce principe permettent de combiner à la fois poursuite des paramètres d'intérêt du signal et estimation de la position et vitesse. Ainsi la poursuite des paramètres d'un satellite bénéficie des mesures délivrées par l'ensemble des satellites en vue. Les approches vectorielles présentent plusieurs avantages par rapport à une poursuite scalaire, notamment : meilleure résistance aux brouilleurs et interférences, diminution du seuil de  $C/N_0$  pour lequel le récepteur fonctionne, résistance accrue par rapport à la dynamique utilisateur. En revanche, les approches vectorielles sont plus coûteuses en terme de volume de calculs. Un autre problème majeur est la possibilité qu'un canal sain soit corrompu par un canal en difficulté ceci pouvant mener dans le pire cas au décrochage de poursuite sur l'ensemble des satellites en vue.

Étant donné le contexte de cette étude, nous avons opté pour un algorithme scalaire. La charge de calcul est moins élevée, ce qui permet de réduire la consommation du système embarqué. L'étude portant également sur la méthodologie de conception, nous avons choisi l'algorithme le plus simple à étudier et implémenter.

### 2.7.1 Principe

Trouver la position du récepteur revient à résoudre un système à quatre inconnues : la position du récepteur ( $x, y, z$ ) et le biais d'horloge entre le temps du récepteur et le temps GPS ( $t$ ). Il est donc nécessaire de recevoir les signaux de quatre satellites GNSS. Le principe de la localisation a été exposé au paragraphe 2.1.1.

L'algorithme des moindres carrés, ou Least Mean Square (LMS), calcule l'erreur de position entre la position du récepteur et une position de référence dite point de linéarisation. L'erreur obtenue permet donc de déduire



la position estimée à partir du point de linéarisation. Si l'erreur en position, qui est la distance entre le point de linéarisation et la position calculée, est importante (typiquement de plusieurs dizaines de kilomètres), l'algorithme doit être itéré en corrigeant le point de linéarisation de la valeur de l'erreur, jusqu'à ce que cette erreur devienne négligeable.

Lors d'un démarrage à froid, Le point de linéarisation peut être n'importe où. Nos simulations ont montré que, pour un système GEO, si le point de linéarisation est choisi sur l'orbite du récepteur, cela peut mener à une divergence de l'algorithme LMS. Ceci est dû à la géométrie particulière du système GEO, qui peut entraîner des matrices singulières durant le calcul des moindres carrés. Nous avons donc choisi le centre de la Terre (dans le système de coordonnées GPS) comme point de linéarisation lors d'un démarrage à froid. Typiquement, cinq itérations suffisent à partir d'un démarrage à froid, où le point de linéarisation est très éloigné de la position réelle et l'horloge récepteur très éloignée du temps GPS, pour retrouver la position du récepteur.

Lors du régime de croisière, le point de linéarisation correspond à la position calculée l'instant précédent. Deux itérations sont alors suffisantes si le temps récepteur est bien calé sur le temps GPS. Si l'horloge du récepteur est de mauvaise qualité, ou si le temps du récepteur n'est pas asservi au temps GPS, trois itérations peuvent s'avérer nécessaires.

### 2.7.2 Mesure du temps

Nous analysons ici une situation basée entièrement sur GPS. La méthodologie est identique pour Galileo. La mesure naturelle d'un récepteur GNSS est le temps. L'algorithme de navigation triangule la position du récepteur grâce aux distances entre les satellites émetteurs et le récepteur. Ces distances sont basées sur le temps de vol du signal. Elles sont appelées pseudo-distances car elles sont entachées d'erreur : non-alignement du temps récepteur sur le temps GPS, délai de propagation dû à la traversée de la ionosphère...

L'instant d'émission est basé sur l'horloge du satellite alors que l'instant de réception est basé sur l'horloge du récepteur. Les deux horloges n'étant pas identiques, cela introduit un biais d'horloge dans l'équation. Lors d'un démarrage à froid, il est impossible de compter directement sur l'horloge du récepteur pour dater le signal reçu. Lors du fonctionnement normal, le temps récepteur peut être asservi sur le temps GPS et permet de dater directement le signal reçu.

#### Datation de l'instant d'émission

Après la démodulation des bits, il faut trouver le début des sous-trames en utilisant le préambule (10001011) et le contrôle de parité. Un mot identique au préambule est susceptible de se trouver parmi le message de navigation, il faut donc également vérifier la périodicité de ce préambule, qui doit être de six secondes (durée d'une sous-trame). L'instant d'émission est obtenu en démodulant le compteur Z contenu dans le mot Hand Over Word (HOW) de chaque sous-trame [16]. Ce compteur donne l'instant d'émission de la sous-trame suivante par rapport au début de la semaine dans le temps GPS. L'horloge du satellite GPS est maintenue dans un intervalle de 1 ms du temps GPS. Le message de navigation contient les paramètres de correction d'horloge afin de retrouver l'instant d'émission exprimé dans le temps GPS.

L'instant d'émission est donc obtenu en additionnant le compteur Z avec le nombre de périodes du code depuis le début de la sous-trame et la phase du code d'étalement. L'expression (2.85) illustre ce compteur pour les  $(k)$  satellites reçus. Plus la fréquence d'échantillonnage est élevée, plus la précision sur la phase du code est grande et donc plus la précision en temps est grande.

$$t_e^{(k)} = t_{epoch}^{(k)} + N_{bits}^{(k)} \times 20 \times 10^{-3} + N_{code}^{(k)} \times 10^{-3} + \Phi_{code}^{(k)}(t) \times 10^{-6} \quad (2.85)$$

Avec :

- $t_{epoch}$  : L'instant du début de la trame ;
- $N_{bits}$  : Le nombre de bits du message depuis le début de la trame ;
- $N_{code}$  : Le nombre de code d'étalement depuis le début du bit ;
- $\Phi_{code}(t)$  La phase du code d'étalement.

Ces compteurs sont maintenus à jour pour l'ensemble des canaux. Lorsque l'algorithme de navigation doit calculer un point, il vient échantillonner l'ensemble des compteurs au même instant (voir paragraphe 2.7.3).

### Datation de l'instant de réception

L'instant de réception est directement obtenu grâce au temps du récepteur, à condition que celui-ci soit asservi au temps GPS et que l'horloge soit de bonne qualité. Si le récepteur calcule une position quatre fois par seconde, cas typique d'un récepteur terrestre, le temps récepteur ne reçoit une correction que toutes les 250 ms en provenance de l'algorithme de navigation. L'horloge doit donc être stable à une fraction de chip sur 250 ms. La connaissance du modèle d'horloge permet de la corriger en temps réel. Si le temps récepteur n'est pas asservi au temps GPS, l'instant de réception dans le temps GPS ne peut pas être déterminé. Dans ce cas, chaque calcul de position peut être assimilé à un démarrage à froid de l'algorithme de navigation.

### Cas d'un récepteur GPS/Galileo

Le temps Galileo, Galileo System Time (GST), et le temps GPS ne sont pas identiques. Le temps GPS est formé par l'observatoire naval des Etats-Unis (USNO) et est basé sur le temps universel ou Universal Time Coordinated (UTC). Le temps Galileo est également basé sur l'UTC mais est formé par le Galileo Control Center (GCC). Le message Galileo contient les paramètres permettant de passer du temps Galileo au temps GPS [19]. Les deux constellations peuvent donc être basées sur le même temps.

### 2.7.3 Calcul des pseudo-distances

Nous reprenons l'expression (1.42) du paragraphe 1.4.2 :

$$\Delta\rho = \rho_T - \rho_L + d\rho \quad (2.86)$$

Avec :

- $\rho_T = |\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_T|$  : le vecteur des pseudo-distances calculées entre les satellites émetteurs et la position réelle du récepteur ;
- $\rho_L = |\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_L|$  : le vecteur des pseudo-distances calculées entre les satellites émetteurs et le point de linéarisation ;
- $\mathbf{x}_i$  : la position des satellites à l'instant de transmission ;
- $\mathbf{x}_T$  et  $\mathbf{x}_L$  : respectivement la position du récepteur et la position du point de linéarisation à l'instant de réception ;
- $d\rho$  : les erreurs sur les pseudo-distances : biais d'horloge entre le temps GPS et le temps récepteur, erreur sur les éphémérides, délai atmosphérique, effet relativiste...

Les pseudo-distances  $\rho_L$  peuvent être estimées. La position des satellites est calculée grâce au message de navigation et aux équations de propagation. Le point de linéarisation est connu. Les erreurs peuvent également être réduites notamment grâce au calcul de l'effet relativiste ou aux modèles de délai atmosphérique. Les pseudo-distances  $\rho_T$  sont les observables des canaux de démodulation :

$$\rho_T = c \times (\mathbf{T}r - \mathbf{T}e) + c \times b_T \quad (2.87)$$

Avec :

- $c$  : vitesse de la lumière :  $299792458 \text{ m.s}^{-1}$  ;
- $\mathbf{T}r$  : instant de la réception dans le temps récepteur ;
- $\mathbf{T}e$  : le vecteur des instants d'émission basés sur le temps GPS. Ce vecteur est formé par les  $k$  compteurs  $t_e^{(k)}$  issus des canaux de démodulation.
- $b_T$  : Le biais entre le temps récepteur et le temps GPS.

Lors d'un démarrage à froid, le biais  $b_T$  n'est pas connu. Le temps du récepteur n'est pas aligné sur le temps GPS. Il n'est donc pas possible d'estimer directement le temps de vol du signal. En revanche, il est possible, grâce à l'algorithme de navigation, de retrouver les pseudo-distances et donc également l'instant de réception du signal dans le temps GPS.

Afin de limiter la portée de cette étude et du présent rapport, nous n'aborderons pas le calcul de la position des satellites GNSS ainsi que la modélisation des erreurs (relativiste, atmosphérique...). Pour plus d'information, le lecteur est invité à se reporter à [10] et [11].

### Calcul initial des pseudo-distances (démarrage à froid)

Pour une application LEO telle que l'ISS, la distance entre les satellites GPS et le récepteur est comprise entre  $D_{min} = 19,505 \times 10^6$  m et  $D_{max} = 28,365 \times 10^6$  m, soit un temps de vol du signal compris entre  $T_{min} = 65$  ms et  $T_{max} = 94$  ms (pour un seuil d'acquisition de 40 dB.Hz).

Les distances entre le récepteur et chaque satellite de la constellation sont différentes. Les temps de vol des signaux émis par les satellites et reçus par le récepteur seront donc différents. Le récepteur mesure, dans le temps récepteur, l'instant d'arrivée des sous-trames émises au même instant dans le temps GPS. Les temps de vol étant différents, les instants d'arrivée seront également différents. Nommons  $\delta Tr_i$  la différence de temps entre l'instant de réception de la sous-trame arrivée en premier, et l'instant de réception du  $i^{\text{ème}}$  satellite (voir figure 2.97). La sous-trame arrivée en premier se voit attribuer le temps de vol  $T_{min}$ , les autres se voient attribuer les temps de vol  $T_{min} + \delta Tr_i$ . Ces pseudo-distances initiales sont donc affectées d'une erreur de propagation identique pour toutes, appelée erreur de mode commun. Le temps de vol  $T_{min}$  est propre à chaque application : LEO, GEO, terrestre...

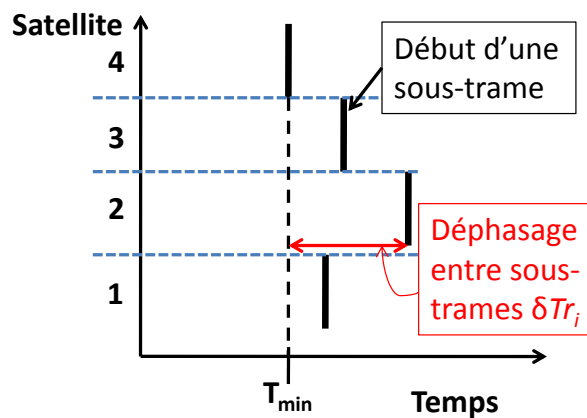


FIGURE 2.97 – Déphasage entre sous-trames

#### Calculs des pseudo-distances en régime établi

Si le temps récepteur est asservi au temps GPS (biais  $b_T$  connu), et à la condition que l'horloge récepteur soit de bonne qualité, l'instant de réception est connu dans le référentiel du temps GPS. Les calculs de pseudo-distances découlent alors directement de l'expression (2.87).

Si le temps récepteur n'est pas asservi, ou en cas de post-traitement, le récepteur se trouve dans le cas du démarrage à froid pour le calcul des pseudo-distances.

#### 2.7.4 Calcul de la position

L'algorithme LMS est en partie expliqué au paragraphe 1.4.2. Nous reprenons ici l'expression (1.45), qui est l'équation fondamentale de l'algorithme LMS est :

$$\Delta \mathbf{x} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \Delta \boldsymbol{\rho} \quad (2.88)$$

la matrice  $\mathbf{H}$  est la matrice  $n \times 4$  des vecteurs unitaires  $\mathbf{a}_i = (a_{xi}, a_{yi}, a_{zi})$  entre le point de linéarisation et les émetteurs (voir expression (1.43) page 30).  $\Delta \boldsymbol{\rho}$  est formé à partir des pseudo-distances estimées et observées. Le résultat de l'expression (2.88) est alors la différence entre le point de linéarisation et la position du récepteur. L'algorithme doit être itéré plusieurs fois en corrigeant le point de linéarisation avec  $\Delta \mathbf{x}$ . Lorsque les trois premiers termes de  $\Delta \mathbf{x}$ , exprimant une distance (voir paragraphe 1.4.2), sont suffisamment petits, l'algorithme a déterminé la position du récepteur, aux erreurs près.

En débutant d'un point de linéarisation sans rapport avec la position réelle du récepteur (cas du démarrage à froid), plusieurs itérations de l'algorithme de navigation (typiquement six) permettent de retrouver l'erreur de propagation de mode commun et la position du récepteur. Dans le cas du régime établi, le biais  $b_T$  est

connu, et le point de linéarisation est proche de la position réelle. Le point de linéarisation peut être la position calculée précédente, ou la position actuelle estimée grâce à la position précédente et aux équations de propagation (filtre orbital). Dans ce cas, deux à trois itérations sont suffisantes pour calculer la position du récepteur.

## 2.8 Synthèse

Dans ce chapitre, nous avons expliqué les principes de la localisation par satellites. Nous avons ensuite expliqué l'étalement spectral, utilisé pour la mesure du temps de vol et pour la discrimination des satellites émetteurs, puis la structure des signaux considérés. A partir de l'expression du signal reçu, nous avons montré les différentes phases de la démodulation d'un signal de navigation. Cela a permis ainsi au lecteur de comprendre les paragraphes suivants. Nous avons déterminé quels algorithmes doivent être utilisés pour des applications spatiales multi-constellations GPS-Galileo. A partir des spécifications calculées au chapitre précédent, nous avons fixé les paramètres des différents modules de calculs. Les algorithmes, entièrement modélisés en SystemC, ont été simulés afin de valider leur performance dans le cadre des applications spatiales. Lorsque les algorithmes ne pouvaient pas être adaptés pour notre application, nous avons proposé d'autres solutions.

La phase de transition, entre l'acquisition et la poursuite, est la phase la plus délicate pour notre application. En effet, dans le cas d'une application GEO le rapport signal à bruit est très défavorable, et dans le cas d'une application LEO la vitesse de variation des signaux est très élevée. Nous avons donc été amené à concevoir et proposer plusieurs algorithmes pour cette phase. Les divers algorithmes présentés sont communs aux signaux GPS SPS et Galileo E1 OS. Il seront donc également utilisables pour les futurs signaux GPS. La granularité proposée permet la reconfiguration dynamique des modules afin d'acquérir et de démoduler les signaux GPS et Galileo. Cela permet donc d'exploiter au mieux la compatibilité de ces deux constellations afin d'améliorer la précision et la disponibilité de service. A partir de signaux existants ou simulés, nous avons démontré les performances des algorithmes proposés.

# Conclusion

Le but de ce travail de thèse était de déterminer et spécifier un récepteur multi-constellation pour des applications spatiales. La méthodologie de conception de systèmes complexes devait également être traitée. Cette partie n'a pas été abordée dans ce rapport. Ce travail a été mené en parallèle de mon travail à l'ISAE.

Nous montrons dans cette thèse qu'il est possible de concevoir un système de positionnement autonome pour satellite. Les performances de ce système sont compatibles avec les exigences des applications spatiales actuelles ainsi que futures. Un récepteur de navigation utilisant les constellations inter-opérables, telles que GPS et Galileo, permet d'augmenter la disponibilité de service et la précision sur la position. Les deux constellations augmentent donc le nombre de satellites visibles par un récepteur. Il est alors possible d'utiliser des algorithmes standards lors de la conception du récepteur. La conception est donc simplifiée et moins coûteuse car il n'est pas nécessaire de développer et mettre au point des algorithmes spécifiques aux applications spatiales. Le marché du spatial est un marché de niche car les applications sont souvent très spécifiques et le nombre de satellites est faible en proportion d'autres applications. Les techniques et technologies utilisées sont donc extrêmement coûteuses. Le nombre d'acteurs, pouvant supporter des coûts de développement très élevés, est donc faible. L'utilisation de techniques standards rend accessible le marché du spatial à un plus grand nombre d'acteurs. La réduction du coût ouvre également le champ des applications possibles. Cela était également l'objectif de la deuxième partie de ce projet, non abordée ici.

Dans un premier temps, nous avons défini les spécifications d'un récepteur spatial multi-missions. En effet, les contraintes pesant sur un tel récepteur sont différentes de celles d'un récepteur situé à la surface de la Terre. L'analyse de ces contraintes, ainsi que des performances demandées à un système de positionnement est donc nécessaire afin de déterminer les spécifications du futur récepteur. Il existe peu d'études sur le sujet. Certaines d'entre elles sont classées secret industriel, d'autres présentent, à notre avis, un biais d'analyse qui fausse la détermination des spécifications.

Nous avons donc modélisé le système : orbites des satellites GNSS et des satellites récepteurs, liaison radio-fréquence. Certains paramètres de cette liaison ne sont pas donnés dans les documents de spécifications ou les documents constructeurs. De plus, les données théoriques disponibles ne sont pas toujours pertinentes pour une modélisation réaliste. Nous avons donc dû remonter à ces paramètres en utilisant des données disponibles. Le modèle a été ensuite utilisé afin de simuler divers scénarii représentatifs de futures missions. Les simulations ont été réalisées en utilisant un logiciel d'orbitographie déjà utilisé pour la poursuite de satellites réels. Après avoir défini des critères pertinents, les résultats de simulation ont été analysés. Cette analyse a permis de déterminer les spécifications afin d'atteindre les performances nécessaires aux applications spatiales.

Le calcul d'une position par un système de navigation par satellite se déroule en trois phases principales. Pour chacune de ces phases, il existe plusieurs algorithmes possibles, présentant des caractéristiques différentes de performance, de taille de circuit ou de charge de calcul. L'essor de nouvelles applications basées sur la navigation entraîne également le développement de nouveaux algorithmes adaptés.

Nous avons présenté le principe permettant la détermination d'une position, puis les signaux de navigation GPS et Galileo. A partir de la structure des signaux, les phases de la démodulation et de la localisation sont expliquées. Nous avons montré que, grâce à l'utilisation des constellations GPS et Galileo, les algorithmes standards permettent d'atteindre les performances nécessaires pour des applications spatiales. Ces algorithmes nécessitent néanmoins d'être adaptés. Lorsque les algorithmes ne permettaient pas d'atteindre les performances nécessaires pour les applications spatiales, nous avons été amené à concevoir spécifiquement d'autres algorithmes. Afin de valider les choix d'algorithmes, et les paramètres liés aux spécifications, nous avons simulé les différentes phases de fonctionnement du récepteur en utilisant des signaux réels. Le récepteur

a été modélisé avec le langage SystemC. C'est un langage standard, normalisé par l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), et non-propriétaire. Le SystemC est une librairie C++, il peut donc être utilisé afin de modéliser des algorithmes mathématiques. Les simulations ont permis de déterminer les paramètres des différents modules de calculs des algorithmes d'acquisition et de poursuite. Nous proposons donc les algorithmes d'un récepteur multi-missions pour les applications spatiales.

Dans le cadre de ce projet, nous avons également étudié une méthodologie de conception de systèmes complexes. Le but est de faciliter la conception par l'emploi de techniques, d'outils et de langages communs à toutes les phases de la conception, depuis l'étude des algorithmes jusqu'à l'implémentation sur puce. Un flot cohérent évite les transformations de modèles entre les différentes phases de conception. Le niveau d'abstraction des modèles doit permettre la compréhension et la manipulation d'objets complexes. Cela facilite également la communication entre des équipes travaillant dans des domaines différents. Le découpage du travail sur un projet est différent des pratiques actuelles. Nous avons démontré l'intérêt de cette méthodologie de conception. Comme expliqué précédemment, nous n'avons pas abordé cette partie du projet dans ce rapport de thèse.

## Retombées

Le travail effectué sur ce projet a donné lieu à plusieurs publications dans des conférences scientifiques. Une partie des publications est citée dans la bibliographie. Nous avons également présenté notre expérience d'une nouvelle méthodologie de conception lors d'une conférence dans ce domaine [38]. Les connaissances acquises et mises en œuvre lors de projet ont été reconnues par les acteurs du domaine, les agences et les entreprises. Cette reconnaissance se concrétise par des formations, de l'expertise et du développement.

L'intérêt des récepteurs GNSS pour les satellites a été démontré. Ce domaine en est à ses débuts et plusieurs projets concrets voient le jour, notamment sous l'impulsion des agences. A cet effet, le CNES m'a contacté afin de les former sur l'implémentation des algorithmes de navigation. Cette formation, spécifique à leur besoin, a été effectuée en 2013. La société Syrlinks (anciennement TES) a fait appel à moi pour une formation sur les algorithmes de navigation pour un récepteur spatial, afin de réaliser un récepteur pour le CNES. Un rapport d'expertise a été rédigé pour l'implémentation des algorithmes. Le récepteur a été validé au printemps 2014.

L'expérience acquise lors de l'étude de la méthodologie de conception et de l'implémentation de mon projet de thèse me permet de proposer plusieurs formations dans ce domaine. Nous proposons chaque année une formation professionnelle courte inter-entreprise sur la conception de circuits numériques complexes. J'ai également créé des modules de formations sur la conception de System On Chip (SOC) au sein de l'ISAE. Ainsi, plusieurs modules optionnels sont proposés en deuxième et troisième année de la formation des ingénieurs. Des modules obligatoires et optionnels sont au programme de deux masters : Master of Science Aeronautical and Space Systems (AESS) et Specialized Master Embedded Systems (EMS).

L'expérimentation de la méthodologie de conception a été concluante. Les entreprises TAS et Airbus Defence and Space (ADS), anciennement Astrium, ont décidé d'investir dans cette méthodologie, notamment au travers de suivi commun de projets et d'embauche de personnes formées par moi dans ce domaine.

L'ESA a développé et expérimenté une méthodologie de conception matérielle/logicielle. Le démonstrateur de ce projet était un récepteur GPS. J'ai participé à l'expérimentation du flot de conception par l'implémentation en langage ADA de l'algorithme de localisation. Les résultats de ce projet ont été présentés en 2011 à l'European Space Research and Technology Centre (ESTEC). La méthodologie de conception mise au point et expérimentée lors du projet de thèse a été utilisée au profit d'un projet pour le CNES. J'ai étudié l'impact des boucles vectorielles sur les architectures et implantations matérielle/logicielle des récepteurs de navigation. Les conclusions de cette étude ont été présentées en 2014 au CNES.

La société France Développement Conseil (FDC) fait une étude de faisabilité d'un récepteur crypté pour la Direction générale de l'armement (DGA). Un démonstrateur doit être présenté à l'issue de cette étude. Elle a fait appel à moi pour l'expertise sur les algorithmes de navigation, et leur implémentation. Ce projet est actuellement en cours.

Ce présent rapport est utilisé par le CNES pendant une étude sur un récepteur de navigation pour satellites sur orbite géostationnaire, ainsi que pour les orbites de transfert LEO-GEO.

L'équipe de recherche SCAN de l'ISAE souhaite se doter à moyen terme d'un récepteur de navigation reconfigurable GPS/Galileo. Ce récepteur sera utilisé pour l'étude de nouveaux algorithmes d'acquisition ou de poursuite/localisation. Nous pouvons citer notamment les boucles vectorielles. J'encadre la tâche d'implémentation des algorithmes sur composant Field Programmable Gate Array (FPGA). La méthodologie utilisée ne repose pas sur celle du projet de thèse. Mais l'expérience acquise est cruciale dans le cadre de ce projet.

## Perspectives

Dans le cadre de l'étude des algorithmes, il serait intéressant d'approfondir l'étude des modules de la phase de transition. En effet, c'est une phase clé lors de la démodulation de signaux à faible  $C/N_0$ . Nous avons constaté, lors des simulations, plusieurs échecs durant cette phase d'accrochage des boucles de la porteuse. L'adaptation des paramètres des boucles en fonction du rapport  $C/N_0$  nous paraît donc une piste d'amélioration importante.

Les différentes parties du récepteur ont toutes été modélisées en SystemC. Mais seules certaines parties sont implémentables, et ont été testées sur FPGA. En collaboration avec l'école polytechnique de Montréal, nous avons un projet en cours afin de terminer le récepteur et de l'implémenter entièrement sur FPGA. Le récepteur servira de démonstrateur de la méthodologie de conception utilisée. Il sera utilisé également lors des formations sur le flot d'outils de conception. Les entreprises TAS et ADS sont intéressées par les résultats de cette expérimentation car elles sont parties prenantes dans ce projet.

# Liste des figures

1.1	Incertitude de mesure de la position d'un satellite géostationnaire . . . . .	9
1.2	Satellite application en orbite basse . . . . .	13
1.3	Satellite application en orbite haute . . . . .	13
1.4	Géométrie pour la réception d'un signal GNSS par un satellite GEO . . . . .	14
1.5	Gain d'antenne GPS en bande L1 . . . . .	15
1.6	Diagrammes d'antennes (gain 10dBi) de réception GEO . . . . .	17
1.7	Distance Satellite-Utilisateur . . . . .	19
1.8	Température équivalente en bruit d'une source . . . . .	21
1.9	Modélisation en bruit d'une chaine de mesure quelconque . . . . .	22
1.10	Modélisation en bruit d'une chaine de réception . . . . .	22
1.11	Déviatoin standard de l'erreur en distance en fonction du $C/N_0$ . . . . .	32
1.12	disponibilité de service pour Meteosat9, sur 48h . . . . .	34
1.13	disponibilité de service pour Intelsat9, sur 48h . . . . .	34
1.14	Durée de la continuité de service, seuil de 28 dB.Hz . . . . .	35
1.15	Durée de la continuité de service, seuil de 29 dB.Hz . . . . .	35
1.16	Durée de la continuité de service, seuil de 30 dB.Hz . . . . .	35
1.17	Comparaison de la durée des plages de continuité de service pour Meteosat9 . . . . .	35
1.18	Probabilité de la durée de visibilité d'un satellite GNSS depuis Meteosat9, seuil de 28 dB.Hz . . . . .	36
1.19	Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 29 dB.Hz . . . . .	36
1.20	Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 30 dB.Hz . . . . .	36
1.21	Skyplot de Meteosat9 pour les constellations GPS et Galileo, seuil de 31 dB.Hz . . . . .	37
1.22	Nombre de satellites visibles de Meteosat9, seuil de 29 dB.Hz . . . . .	37
1.23	95% du GDOP de Meteosat9 . . . . .	38
1.24	95% du GDOP de Meteosat9, comparaison aux mêmes instants . . . . .	38
1.25	Evolution du GDOP dans le temps pour Meteosat9, seuil de 29 dB.Hz . . . . .	38
1.26	GDOP pour différents seuil d'acquisition pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	39
1.27	Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 28 dB.Hz . . . . .	40
1.28	Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 29 dB.Hz . . . . .	40
1.29	Comparaison HDOP-VDOP pour un seuil de 29 dB.Hz . . . . .	40
1.30	95% du GDOP de Intelsat9 . . . . .	41
1.31	95% du GDOP de Intelsat9, comparaison aux mêmes instants . . . . .	41
1.32	Représentation de la géométrie pour Meteosat9 . . . . .	42
1.33	Probabilité cumulée de l'erreur en distance pour un seuil de 28dB.Hz . . . . .	44
1.34	Probabilité cumulée de l'erreur en distance pour un récepteur GNSS, pour plusieurs seuils . . . . .	44
1.35	Représentation en 3D de l'erreur sur la position sur 48 h . . . . .	45
1.36	$C/N_0$ pour Meteosat9 . . . . .	45
1.37	Probabilité du $C/N_0$ pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	46
1.38	Probabilité cumulative du $C/N_0$ pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	46
1.39	Probabilité du $C/N_0$ au dessus de 28 dB.Hz pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	46
1.40	Plage de Doppler pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	47
1.41	Variation du Doppler pour Meteosat9, récepteur GPS+Galileo . . . . .	47
1.42	Disponibilité de service pour Intelsat9 . . . . .	48
1.43	Durée de la visibilité pour Intelsat9, seuil de 28 dB.Hz . . . . .	48
1.44	Nombre de satellites visibles depuis Intelsat9, seuil de 28 dB.Hz . . . . .	48
1.45	95% du GDOP pour Intelsat9 . . . . .	49



1.46	Probabilité cumulée de l'erreur en distance pour un seuil de 28 dB.Hz, Intelsat9 . . . . .	49
1.47	Nombre de satellites visibles depuis l'ISS, seuil de 40 dB.Hz . . . . .	50
1.48	Probabilité de la durée de visibilité d'un satellite GNSS depuis l'ISS, seuil de 40 dB.Hz . . . . .	50
1.49	95% du GDOP pour Hete2 . . . . .	51
1.50	Evolution du GDOP dans le temps pour Hete2, seuil de 40 dB.Hz . . . . .	51
1.51	Comparaison HDOP VDOP pour Hete2, pour un seuil de 40 dB.Hz . . . . .	52
1.52	Représentation de la géométrie pour l'ISS . . . . .	53
1.53	Représentation en 3D de l'erreur sur la position sur 48 h pour l'ISS . . . . .	53
1.54	$C/N_0$ pour l'ISS . . . . .	54
1.55	Probabilité du $C/N_0$ pour l'ISS, récepteur GNSS . . . . .	54
1.56	Probabilité du $C/N_0$ au dessus de 40 dB.Hz pour l'ISS, récepteur GNSS . . . . .	55
1.57	Doppler des signaux GNSS pour l'ISS, récepteur GNSS . . . . .	55
1.58	Variation du Doppler des signaux GNSS pour l'ISS . . . . .	56
1.59	Variation du Doppler des signaux GNSS pour Demeter . . . . .	56
2.1	Détermination de la position . . . . .	58
2.2	Détermination de la position par hyperboles . . . . .	58
2.3	Signal de navigation . . . . .	59
2.4	Démodulation des bits du message navigation . . . . .	60
2.5	Discrimination des satellites de navigation . . . . .	60
2.6	Corrélation de 2 séquences identiques . . . . .	61
2.7	Densité Spectrale de Puissance du BPSK-R(1) . . . . .	62
2.8	Densité Spectrale de Puissance d'un signal GPS réel filtré . . . . .	63
2.9	Auto-corrélation d'un code GPS non bruité, pour $\tau \in [-100, 100]$ . . . . .	63
2.10	Détail du pic d'auto-corrélation, pour $\tau \in [-2, 2]$ . . . . .	63
2.11	Densité spectrale de puissance du BOC(1,1) et du du BOC(6,1) . . . . .	65
2.12	Densité spectrale de puissance du BOC(1,1) et du du CBOC(6,1,1/11) . . . . .	66
2.13	fonctions d'auto-corrélation du BOC(1,1) et du CBOC(6,1,1/11) . . . . .	67
2.14	Exemple de signal reçu sans Doppler pour 2 signaux GPS . . . . .	68
2.15	Exemple de signal reçu avec Doppler pour 2 signaux GPS . . . . .	70
2.16	Vue projetée de $s_{SPS}(t)$ sur les voies en phase et en quadrature . . . . .	70
2.17	Numérisation du signal GPS . . . . .	71
2.18	Démodulation du signal GPS . . . . .	71
2.19	$s_1(n)$ , multiplication par la fréquence Doppler . . . . .	72
2.20	Vue projetée de $s_1(n)$ sur les voies en phase et en quadrature . . . . .	72
2.21	$s_2(n)$ , multiplication par la fréquence Doppler . . . . .	73
2.22	Vue projetée de $s_2(n)$ sur les voies en phase et en quadrature . . . . .	73
2.23	Schéma simplifié du récepteur de poursuite . . . . .	74
2.24	Corrélateurs E, P et L, BOC(1,1) . . . . .	75
2.25	Schéma des corrélateurs et intégrateurs . . . . .	76
2.26	Sorties des intégrateurs pour un signal GPS réel . . . . .	76
2.27	Phase des corrélateurs lors de la phase de poursuite . . . . .	76
2.28	Sorties des intégrateurs pour une application LEO, temps d'intégration de 1 ms . . . . .	77
2.29	Sorties des intégrateurs pour une application LEO, temps d'intégration de 5 ms . . . . .	77
2.30	Sorties des intégrateurs pour une application GEO, temps d'intégration de 10 ms . . . . .	77
2.31	Fonctions de discriminateurs de PLL . . . . .	78
2.32	Sortie du discriminateur de phase Atan pour un signal GPS réel . . . . .	78
2.33	Discriminateur de phase pour une application GEO . . . . .	79
2.34	Discriminateur de phase pour une application LEO . . . . .	79
2.35	Discriminateurs de fréquence pour $T_{int} = 4$ ms . . . . .	79
2.36	Sortie du discriminateur de fréquence Atan pour un signal GPS réel . . . . .	80
2.37	Discriminateur de fréquence pour une application LEO . . . . .	80
2.38	Discriminateur de fréquence pour une application GEO . . . . .	80
2.39	Filtre FPLL du 3 <sup>ème</sup> ordre . . . . .	81
2.40	Sortie du filtre FPLL pour une application LEO . . . . .	82
2.41	Sortie du filtre FPLL pour une application GEO . . . . .	82
2.42	NCO de la porteuse . . . . .	83

2.43	Fonctions de discriminateur de code . . . . .	84
2.44	Discriminateur de fréquence pour une application LEO . . . . .	84
2.45	Discriminateur de fréquence pour une application GEO . . . . .	84
2.46	Filtre du premier ordre . . . . .	84
2.47	Facteur d'échelle de la boucle de la porteuse . . . . .	85
2.48	NCO du code . . . . .	86
2.49	Générateur du code local . . . . .	86
2.50	Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application LEO . . . . .	87
2.51	Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application GEO . . . . .	87
2.52	Sortie de l'intégrateur 20 ms pour une application terrestre . . . . .	87
2.53	Détecteur de verrouillage de phase . . . . .	88
2.54	Accrochage de la boucle de phase . . . . .	89
2.55	Rapport $C/N_0$ en fonction de $\mu$ . . . . .	90
2.56	Estimateur de $C/N_0$ . . . . .	90
2.57	Sortie de l'estimateur de $C/N_0$ , signal GPS réel (PRN3) . . . . .	91
2.58	Sortie de l'estimateur de $C/N_0$ , application GEO . . . . .	91
2.59	Fréquence Doppler estimée par la boucle de la porteuse, signal GPS réel (PRN6) . . . . .	91
2.60	Sortie du discriminateur de fréquence lors d'une erreur d'accrochage . . . . .	92
2.61	Sortie du discriminateur de phase lors d'une erreur d'accrochage . . . . .	92
2.62	Sortie des intégrateurs lors d'une erreur d'accrochage . . . . .	93
2.63	Sortie du discriminateur de code lors d'une erreur d'accrochage . . . . .	93
2.64	Sortie de l'estimateur de $C/N_0$ , signal GPS réel . . . . .	93
2.65	Phase de transition pour les intégrateurs . . . . .	94
2.66	Détection de l'instant de transition, signal GPS réel . . . . .	95
2.67	Sorties des intégrateurs pour un signal GPS réel . . . . .	96
2.68	Zoom sur la phase de transition . . . . .	96
2.69	Phase des corrélateurs lors de la phase de transition . . . . .	97
2.70	Phase de transition de la boucle de code, bande de 2 Hz . . . . .	97
2.71	Phase de transition de la boucle de code, bande de 0,5 Hz . . . . .	97
2.72	Sortie du discriminateur de code, signal GEO . . . . .	97
2.73	Fonctionnement de l'algorithme d'adaptation des bandes de filtres . . . . .	98
2.74	Fonctionnement de l'algorithme d'adaptation des bandes de filtres . . . . .	98
2.75	Sortie du discriminateur de phase, signal GPS réel . . . . .	99
2.76	Sortie du discriminateur de fréquence . . . . .	99
2.77	Lever l'ambiguïté par SCPC pour un signal BOC(1,1) . . . . .	100
2.78	Élimination de la sous-porteuse en phase de transition . . . . .	100
2.79	Zone de recherche . . . . .	102
2.80	Zone de recherche du satellite GPS PRN26, signal GPS réel . . . . .	103
2.81	Half-data bit . . . . .	104
2.82	Schéma d'acquisition série . . . . .	104
2.83	Recherche sur une zone de fréquence . . . . .	107
2.84	Implémentation de l'algorithme d'acquisition . . . . .	108
2.85	Temps d'intégration du signal BPSK(1) en fonction du $C/N_0$ . . . . .	108
2.86	Temps d'intégration du signal BOC(1,1) en fonction du $C/N_0$ . . . . .	108
2.87	Plage de Doppler pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	110
2.88	Plage de Doppler en phase de poursuite pour Meteosat9, récepteur GNSS . . . . .	110
2.89	Doppler des signaux GNSS pour l'ISS, récepteur GNSS . . . . .	110
2.90	Doppler des signaux GNSS en phase de poursuite pour l'ISS, récepteur GNSS . . . . .	110
2.91	Acquisition d'un signal simulé (cas GEO), $C/N_0=28$ dB . . . . .	111
2.92	Acquisition d'un signal réel (PRN3) avec un $C/N_0=43$ dB . . . . .	111
2.93	Acquisition d'un signal simulé (cas LEO), $C/N_0=50$ dB . . . . .	111
2.94	Acquisition d'un signal Galileo simulé, $C/N_0=40$ dB . . . . .	111
2.95	Zoom sur le pic détecté . . . . .	112
2.96	Zoom sur le pic détecté, avec la méthode SCPC . . . . .	112
2.97	Déphasage entre sous-trames . . . . .	115

# Liste des tableaux

1.1	Gain maximum en fonction de la bande . . . . .	17
1.2	Puissance minimale reçue . . . . .	18
1.3	Conditions de mesure de la puissance reçue . . . . .	18
1.4	Bilan de liaison d'un satellite Block IIA . . . . .	20
1.5	Scenarii des récepteurs . . . . .	26
1.6	UERE typique d'un récepteur GPS . . . . .	27
1.7	UERE d'un récepteur GPS sur orbite . . . . .	28
1.8	Paramètres DOP pour un récepteur GPS+Galileo . . . . .	39
1.9	Erreurs probables à 95% pour un récepteur GNSS et GPS seul pour Meteosat9 . . . . .	42
1.10	Erreurs probables à 99% pour un récepteur GNSS pour Meteosat9 . . . . .	43
1.11	Comparaison des erreurs des systèmes de localisation pour un satellite GEO . . . . .	43
1.12	Erreurs probables à 95% pour un récepteur GNSS et GPS seul pour l'ISS . . . . .	51
1.13	Erreurs probables à 99% pour un récepteur GNSS pour l'ISS . . . . .	52
1.14	Doppler et taux de Doppler pour des satellites LEO . . . . .	55
1.15	Synthèse des systèmes GEO et LEO . . . . .	56
2.1	Filtres de boucle . . . . .	81
2.2	Acquisition cohérente par FFT . . . . .	106
2.3	Acquisition cohérente par FFT . . . . .	107

# Bibliographie

- [1] A. Dion, E. Boutillon, V. Calmettes, and E. Liegon. A flexible implementation of a global navigation satellite system (gnss) receiver for on-board satellite navigation. In *Design and Architectures for Signal and Image Processing (DASIP), 2010 Conference on*, pages 48–53, Oct 2010.
- [2] *Techniques et Technologies des Véhicules Spatiaux*, volume 1. Cepadues-Editions, 1998.
- [3] E. M. Soop. *Handbook of geostationary orbits*. Kluwer Academic Publisher, 1994.
- [4] P. Zentgraf. Preparing the GPS experiment for the small GEO mission. In *Proceedings of the 33<sup>rd</sup> Annual American Astronautical Society Guidance and Control conference*, 2010.
- [5] D. Laurichesse and C. Mehlen. Real-time GEO orbit determination using topstar 3000 GPS receiver. *Navigation*, 48(3) :169–180, 2001.
- [6] M. Moreau. *GPS receiver architecture for autonomous navigation in high earth orbit*. PhD thesis, University of Colorado, 2001.
- [7] J.D. Kronman. Experience using GPS for orbit determination of a geosynchronous satellite. In *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000)*, pages 1622–1626, 2000.
- [8] M. Moreau, E. Davis, J.R. Carpenter, D. Kelbel, G. Davis, and P. Axelrad. Results from the GPS flight experiment on the high earth orbit AMSAT OSCAR-40 spacecraft. In *Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002)*, pages 122–133, 2002.
- [9] M. Grondin, J-L. Issler, M.C. Charneau, A. Lamy, D. Laurichesse, P. Raizonville, M-A. Clair, T. Cussac, C. Mehlen, C. Boyer, N. Wilhelm, and H. Favaro. TOPSTAR 3000 GPS receiver on board DEMETER micro-satellite : Results of the first year in orbit successful operation. In *Proceedings of the 2006 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 244–249, 2006.
- [10] B. W. Parkinson and J. J. Jr. Spilker. *Global Positioning System : Theory and Applications*, volume 1. American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc., 1996.
- [11] Kaplan Elliot D. *Understanding GPS, Principles and applications*. Artech House, 2nd edition, 2006.
- [12] United states naval observatory : <ftp://tycho.usno.navy.mil/pub/gps/gpstd.txt> et <ftp://tycho.usno.navy.mil/pub/gps/gpsb2.txt>.
- [13] F. Czopek and S. Shollenberger. Description and performance of the GPS block I and II L-band antenna and link budget. In *Proceedings of the 6th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1993)*, pages 37–43, 1993.
- [14] B. Chibout, C. Macabiau, A-C. Escher, L. Ries, J-L. Issler, S. Corazza, and M. Bousquet. Investigation of new processing techniques for geostationary satellite positioning. In *Proceedings of the 2006 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 250–259, 2006.
- [15] G. Maral and M. Bousquet. *Satellite communication system*. John Wiley and sons ltd, 4th edition, 2002.
- [16] ARINC Engineering Services LLC. *Navstar GPS Space Segment/Navigation User Segment Interface Control Document, ICD-GPS-200D-001*. 2006.
- [17] ARINC Engineering Services LLC. *Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces, ICD-GPS-800*. 2008.
- [18] ARINC Engineering Services LLC. *Navstar GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces, ICD-GPS-705*. 2005.

- [19] European Union and European Space Agency. *Galileo Open Service Signal in Space Interface Control Document, OS SIS ICD, version 1.1*. 2010.
- [20] C. Edgard, D. Goldstein, and P. Bentley. Current constellation GPS satellite ground received signal power measurements. In *Proceedings of the 2002 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 948–954, 2002.
- [21] S. Fisher and K. Ghassemi. GPS IIF - the next generation. In *Proceedings of the IEEE*, volume 87, pages 24–47, 1999.
- [22] <http://bgi.cnes.fr:8100/cdrom-00b2////ceos1/satellit/spotsys/spot4/fr/thermic.htm>.
- [23] Two lines elements : <http://celestrak.com/NORAD/elements/>.
- [24] A. Dion, V. Calmettes, and E. Boutillon. Reconfigurable GPS-Galileo receiver for satellite based applications. In *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007)*, pages 2448–2458, 2007.
- [25] ITT 7246 ARTES 5.1. Technical report, Thales Alenia Space, 2013.
- [26] W. Bamford, L. Winternitz, and M. Moreau. Real-time geostationary orbit determination using the navigator GPS receiver. In *Proceedings of the 2005 Flight Mechanics Symposium*, 2005.
- [27] J-L. Issler, A. de Latour, L. Ries, L. Lestarquit, M. Grondin, and J. Dantepal. Lessons learned from the use of GPS in space : Application to the orbital use of GALILEO. In *Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008)*.
- [28] N. Hoult, L.E. Aguado, and R. Crescimbeni. Performance comparison of TMBOC and CBOC signals. In *Proceedings of CNES workshop on Galileo signals and signal processing*, 2006.
- [29] E. Rebeyrol, C. Macabiau, L. Lestarquit, L. Ries, J-L. Issler, M-L. Boucheret, and M. Bousquet. BOC power spectrum densities. In *Proceedings of the 2005 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 769–778, 2005.
- [30] J.O. Winkel. *Modeling and simulating GNSS signal structure and receiver*. PhD thesis, Universitat der Bundeswehr, 2000.
- [31] O. Julien. *Design of Galileo L1F receiver tracking loops*. PhD thesis, University of Calgary, 2005.
- [32] P. Lian. *Improving Tracking Performance of PLL in High Dynamic Applications*. PhD thesis, University of Calgary, 2004.
- [33] V. Heries. *Optimisation d’une chaîne de réception pour signaux de radionavigation par satellite à porteuse à double décalage (BOC)*. PhD thesis, Telecommunication for Space and aeronautics, 2007.
- [34] V. Calmettes, A. Dion, E. Boutillon, and E. Liegeon. Fast acquisition unit for GPS/Galileo receiver in space environment. In *Proceedings of the 2008 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 288–297, 2008.
- [35] D. Akopian. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods. In *Proceedings of the 2005 Radar, Sonar and Navigation*, volume 152, pages 277 – 286, 2005.
- [36] Artech House, editor. *Navigation Signal Processing for GNSS software receiver*. Artech House, 2010.
- [37] W. Yu, B. Zheng, R. Watson, and G. Lachapelle. Differential combining for acquiring weak gps signals. *Signal Processing*, 87 :824–840, 2007.
- [38] A. Dion, E. Boutillon, V. Calmettes, and E. Liegon. Hardware/software co-design experience for onboard satellite navigation receiver. In *User Track of Design Automation Conference*, 2010.

# Glossaire

- A-GPS** Assisted-GPS. 64, 101
- ADC** Analog to Digital Converter. 71
- ADS** Airbus Defence and Space. 118, 119
- AESS** Aeronautical and Space Systems. 118
- AGC** Automatic Gain Control. 71
- $\alpha$  Élévation du satellite au dessus de l'horizon. 19
- BOC** Binary Offset Carrier. 64, 66, 75, 99
- BPF** Band Pass Filter. 71
- BPSK** Binary Phase-Shift Keying. 60, 62, 77, 99
- C/A** Coarse Acquisition. 27, 61, 62
- CBOC** Composite Binary Offset Carrier. 64–66
- CDMA** Code Division Multiple Access. 60, 62
- CEP** Circular Error Probable. 31
- $C/N_0$  Rapport entre la puissance de la porteuse et la densité spectrale du bruit. 25, 27–29, 31–34, 44, 45, 54, 64, 65, 75, 79, 81, 82, 89, 90, 92, 94, 95, 98, 104, 108, 112
- CNES** Centre National d'Etudes Spatiales. 7, 10, 57, 78, 110, 118
- CORDIC** COordinate Rotation DIgital Computer. 82
- CRC** Cyclic Redondancy Check. 87
- $D$  Diamètre de l'antenne d'émission. 17
- DEOS** Département Électronique, Opto-électronique et Signal. 57
- DGA** Direction générale de l'armement. 118
- Doppler** Décalage de fréquence lorsque la distance émetteur-récepteur varie au cours du temps (Effet Doppler-Fizeau). 8, 27, 29, 33, 45, 55, 67–71, 73, 74, 80, 83, 91, 101, 109, 112
- DP** Dot Product. 77
- DSP** Densité Spectrale de Puissance. 25, 62, 65, 72
- DSSS** Direct Sequence Spread Spectrum. 60
- $D_{SU}$  Distance Satellite-Utilisateur. 19
- Eb/N<sub>0</sub>** Rapport entre l'énergie par bit et l'énergie du bruit. 59
- EMS** Embedded Systems. 118
- ESA** European Space Agency. 11, 118
- ESTEC** European Space Research and Technology Centre. 118
- FDC** France Développement Conseil. 118
- FDMA** Frequency Division Multiple Access. 12
- FFT** Fast Fourier Transform. 105, 106
- FIR** Finite Impulse Response. 62

- FLL** Frequency Locked Loop. 74, 80, 81, 90
- FPGA** Field Programmable Gate Array. 119
- FPLL** Frequency Phase Locked Loop. 81, 98
- Galileo** Projet européen de système de positionnement par satellite. 11, 16, 18, 19, 26, 27, 33, 34, 37, 40, 41, 50, 51, 53, 63, 64
- $\gamma$  Angle de dépointage. 19
- GCC** Galileo Control Center. 114
- GDOP** Geometrical Dilution Of Precision. 27, 29–32, 36–41, 47, 50
- $G_e$  Gain de l'antenne d'émission. 14
- GEO** Geosynchronous Earth Orbit. 10, 13, 16, 21, 23, 24, 28, 31–33, 38, 42, 44, 46, 49, 54, 56, 64, 77, 79, 92, 94, 108, 110, 113
- GLONASS** GLObalnaïa NAvigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma. 12
- $G_{max}$  Gain maximum de l'antenne de réception. 17
- GNSS** Global Navigation Satellite System. 6, 8, 11–16, 18, 26, 27, 31, 33, 34, 36, 38–41, 43, 46, 49, 50, 55, 57, 59, 70, 73, 100
- GPS** Global Positioning System. 6, 10–13, 15, 16, 18–21, 26, 27, 33, 34, 37–41, 46, 50–52, 64, 79, 106, 120
- $G_r$  Gain de l'antenne de réception. 14
- GSFC** Goddard Space Flight Center. 10
- GST** Galileo System Time. 114
- HDOP** Horizontal Dilution Of Precision. 31, 32, 38, 39, 41, 50
- HEO** Highly Elliptical Orbit. 13
- HOW** Hand Over Word. 113
- IEEE** Institute of Electrical and Electronics Engineers. 118
- IF** Intermediate Frequency. 62, 70
- IOV** In Orbit Validation. 12
- ISAE** Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace. 6, 25, 102, 117–119
- ISS** International Space Station. 26, 27, 49, 51, 52, 55, 57, 109
- $L_{atm}$  Atténuation atmosphérique. 14
- LEO** Low Earth Orbit. 13, 18, 24, 26, 28, 32, 33, 49, 54, 56, 80, 92, 94, 98, 108–110
- $L_{FS}$  Atténuation de la propagation en espace libre. 14
- LMS** Least Mean Square. 112, 113, 115
- LNA** Low Noise Amplifier. 22, 25, 70
- $L_{pol}$  Atténuation de polarisation. 15
- $L_{rec}$  Atténuation due au récepteur. 15
- $L_t$  Pertes de la liaison Radio-fréquence. 14
- MEO** Medium Earth Orbit. 12
- nadir** Point de la sphère céleste représentatif de la verticale descendante. 31, 39
- NBP** Narrow Band Power. 89
- NCO** Numerically Controlled Oscillator. 73, 74, 83, 100, 102
- NORAD** North American Aerospace Defense Command. 26, 46
- NRZ** Non Retour à Zéro. 60
- OS** Open Service. 63, 64

- $P_e$  Puissance fournie à l'antenne d'émission. 14, 18, 20, 21, 25
- PFA** Probabilité de Fausse Alarme. 109
- PIRE** Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente. 20, 44
- PLL** Phase Locked Loop. 74, 79–81
- PND** Probabilité de Non Détection. 109
- PPS** Precise Positioning System. 27, 28, 61
- PRN** Pseudo Random Noise. 60–62, 67, 69, 73, 75, 83, 85, 87, 100, 101
- PVT** Position, Vitesse, Temps. 112
- RF** Radio-Fréquence. 12, 15, 25–28, 44, 46, 56, 70
- $R_{GPS}$  Demi-grand axe de l'orbite du satellite GPS. 19
- RHCP** Right Hand Circular Polarized. 15, 16, 18, 20
- $\rho$  Angle apparent d'une source radio vue par une antenne de réception. 23
- RSS** Root Sum Square. 27
- SCAN** Signal Communication Antenne Navigation. 7, 119
- SCPC** Sub-Carrier Phase Cancelation. 99, 108, 112, 122
- SEP** Spherical Error Probable. 32
- Skyplot** Diagramme des trajectoires des émetteurs vues depuis l'antenne du récepteur. 34, 36
- SOC** System On Chip. 118
- SPS** Standard Positioning System. 21, 27, 28, 61–64, 79
- SV** Space Vehicle. 8
- $T_a$  Température de bruit de l'antenne de réception. 22
- TAS** Thales Alenia Space. 7, 15, 43, 118, 119
- TCXO** Temperature Compensated Crystal Oscillator. 77
- TESA** Télécommunication Spatiales et Aéronautiques. 7
- $\theta_{3dB}$  Ouverture angulaire du lobe principal de l'antenne. 16
- TLEs** Two Line Element Sets. 26
- USERE** User Equivalent Range Error. 27, 30, 31
- UMRP** User Minimum Required Power. 18, 19
- USNO** United states Naval Observatory. 26, 114
- USSSN** United States Space Surveillance Network. 26
- UTC** Universal Time Coordinated. 114
- VDOP** Vertical Dilution Of Precision. 31, 38, 39, 41, 50
- WBP** Wide Band Power. 89
- zénith** Point de la sphère céleste représentatif de la verticale ascendante. 18, 27, 55