



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



# THESE

## de doctorat en sciences

*Spécialité : électronique*  
*Option : Télécommunications*

### Thème

**Développement des performances d'acquisition  
et de poursuite des signaux dans un récepteur  
GNSS embarqué.**

*Présenté par*  
**Dib Djameleddine**

Soutenue le :    /    /

Devant le jury :

Président **MAHDJOUB ZOUBIR**

Professeur –UDL- Sidi bel Abbes

Directeur de thèse **DJEBBOURI MOHAMED**

Professeur –UDL- Sidi bel Abbes

Examineur **MENEZLA FAÏÇAL**

MCA- U ELBAYADH

Examinatrice **ZIGH EHLEM**

MCA– INTTIC-ORAN

## *Remerciements*

En premier lieu, je tiens à remercier Monsieur MAHDJOUR ZOUAIR, professeur à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbés, pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse en tant que Président. Je le suis sincèrement reconnaissant. Ce mémoire a été dirigé par le professeur DJEBBOURI MOHAMED que je remercie pour son enseignement, son encadrement, sa confiance, sa disponibilité, sa gentillesse, sa sagesse, et ses précieux conseils qu'il m'a apportés. Monsieur MENEZLA FAÏÇAL professeur à l'université d'Elbayadh, et Madame ZIGH EHLEM professeur à l'INTTIC ORAN, ont aimablement acceptés de participer au jury, je tiens à vous présenter mes plus vifs remerciements pour l'intérêt que vous porté à ce travail. Merci beaucoup à vous.

## RÉSUMÉ

Depuis le développement du GPS, les systèmes de navigation par satellites (GNSS) se sont largement diversifiés : maintenance et modernisation du GPS et de GLONASS et déploiement de nouveaux systèmes, comme Galileo ou BeiDou. Alors que le GPS fut, à l'origine, mis en place pour des besoins militaires, le GPS et les autres systèmes sont, considérés comme une technologie duale, c'est-à-dire qu'ils sont des applications aussi bien militaires que civiles.

Le nombre d'applications du GNSS ne cesse d'augmenter, visant le calcul d'une position absolue (la plus connue et utilisée, pour le positionnement et par extension, le calcul d'itinéraire, suivi de véhicules...), position relative (déplacement de glacier par exemple) et calcul de temps (transfert, synchronisation du réseau cellulaire, ...). Les récepteurs GNSS, éventuellement intégrés dans des Smart-phones ou des ordinateurs, peuvent être utilisés à bord de voitures, navires, avions, satellites... En plus d'une utilisation autonome, des récepteurs GNSS peuvent être couplés à des équipements comme des caméras, des centrales inertielles, des accéléromètres, pour améliorer la qualité et fiabilité du positionnement.

L'implémentation traditionnelle du récepteur GNSS (équipant nos véhicules, Smartphones,...) est matérielle, conçue sur une puce dédiée (ASIC ou FPGA par exemple) avec l'unique but d'être un récepteur GNSS. Cependant, pour répondre à ces nouveaux défis, les nouvelles exigences, et pour utiliser les futurs et divers signaux GNSS, les récepteurs GNSS doivent évoluer. Une nouvelle tendance est l'implémentation logicielle ; dans ce cas, le récepteur GNSS est conçu comme un logiciel s'exécutant sur un ordinateur ou sur DSP.

La technologie logicielle est plus flexible car pour implémenter de nouveaux algorithmes, traiter de nouveaux signaux, l'équipement matériel ne nécessite pas d'être changé. De plus, le récepteur logiciel n'est pas une boîte noire comme le récepteur matériel et il est possible d'accéder aux données et fonctions au cœur du traitement du signal.

Nous allons nous intéresser dans ce travail au développement des performances d'acquisition et de poursuite des signaux de navigation, c'est-à-dire détecter la présence d'un satellite par sa signature (code). En général l'acquisition peut prendre un certain temps (rapidité) et peut échouer dans le cas où le signal détecté est très faible. On se focalise aussi aux techniques d'acquisition rapide des signaux dans un récepteur GPS embarqué. Ainsi que les différentes techniques de poursuite pour donner une bonne maîtrise du signal GNSS.

## **ABSTRACT**

Since the development of GPS, satellite navigation systems (GNSS) have become widely diversified: maintenance and modernization of GPS and GLONASS and deployment of new systems, such as Galileo or BeiDou. While GPS was originally set up for military purposes, GPS and other systems are considered as dual technology, that mean , they have both military and civil applications.

The number of GNSS applications is increasing, aiming at calculating an absolute position (the best known and used, for positioning and extension, route calculation, vehicle tracking ...), relative position ( glacier displacement for example) and time calculation (transfer, synchronization of the cellular network, etc.). GNSS receivers, possibly integrated in smart-phones or computers, can be used in cars, ships, planes, satellites ... In addition to autonomous use, GNSS receivers can be coupled to equipment such as cameras, power plants inertial, accelerometers, to improve the quality and reliability of positioning.

The traditional implementation of the GNSS receiver (equipping our vehicles, smart-phones, ...) is hardware, designed on a dedicated chip (ASIC or FPGA for example) with the sole purpose of being a GNSS receiver. However a new trend is the software implementation; in this case, the GNSS receiver is designed as software running on a computer or DSP.

Software technology is more flexible because of the implementation of new algorithms, process new signals, hardware equipments does not need to be changed. In addition, the software receiver is not a black box like the hardware receiver and it is possible to access the data and functions at the heart of the signal processing.

We will be interested in this work to develop performance of acquisition and tracking of navigation signals, that is to say to detect the presence of a satellite by it's signature (code). In general, the acquisition may take some time (speed) and may fail if the detected signal is very weak. We also focus on fast signal acquisition techniques on board GPS receiver. And the different tracking techniques to give a good command of GNSS signal.

## ملخص:

منذ تطوير GPS ، أصبحت أنظمة الملاحة عبر الأقمار الصناعية (GNSS) متنوعة على نطاق واسع: صيانة وتحديث GPS و GLONASS ونشر أنظمة جديدة ، مثل Galileo أو BeiDou. بينما تم إعداد GPS أصلاً للأغراض العسكرية ، إلا أن GPS والأنظمة الأخرى تعتبر تقنية مزدوجة ، أي أن لها تطبيقات عسكرية وكذلك عسكرية. المدنية.

يتزايد عدد تطبيقات GNSS باستمرار ، بهدف حساب الموضع المطلق (أشهرها واستخدامها ، لتحديد المواقع والإرشاد ، حساب المسار ، تتبع المركبات ... ) ، الوضع النسبي ( الإزاحة الجليدية على سبيل المثال) وحساب الوقت (النقل ، مزامنة الشبكة الخلوية ، إلخ). يمكن استخدام مستقبلات GNSS ، التي ربما تكون مدمجة في الهواتف الذكية أو أجهزة الكمبيوتر ، في السيارات والسفن والطائرات والأقمار الصناعية ... بالإضافة إلى الاستخدام المستقل ، يمكن ربط مستقبلات GNSS بمعدات مثل الكاميرات ومحطات الطاقة بالقصور الذاتي ، ومقاييس التسارع ، لتحسين نوعية وصحة تحديد المواقع.

التنفيذ التقليدي لجهاز استقبال GNSS (تجهيز مركباتنا ، الهواتف الذكية ، ...) هو جهاز مصمم على شريحة مخصصة (ASIC أو FPGA على سبيل المثال) بهدف وحيد هو أن يكون مستقبل GNSS. ومع ذلك ، لمواجهة هذه التحديات الجديدة ، والمتطلبات الجديدة ، واستخدام إشارات GNSS المستقبلية والمتنوعة ، يجب أن تتطور مستقبلات GNSS باستمرار. الاتجاه الجديد هو تنفيذ البرنامج ؛ في هذه الحالة ، تم تصميم مستقبل GNSS كبرنامج يعمل على جهاز كمبيوتر أو DSP.

تكنولوجيا البرمجيات أكثر مرونة لأنه لتنفيذ خوارزميات جديدة ، ومعالجة إشارات جديدة ، لا تحتاج إلى تغيير المعدات الأجهزة. بالإضافة إلى ذلك ، لا يعتبر جهاز الاستقبال في الصندوق مربعًا أسودًا مثل مستقبل الأجهزة ، ويمكن الوصول إلى البيانات والوظائف في قلب معالجة الإشارات.

سنهتم بهذا العمل لتطوير أداء اقتناء وتتبع إشارات الملاحة ، أي الكشف عن وجود قمر صناعي من خلال توقيعه (الرمز). بشكل عام ، قد يستغرق الاستحواذ بعض الوقت (السرعة) وقد يفشل إذا كانت الإشارة المكتشفة ضعيفة للغاية. نركز أيضًا على تقنيات الحصول على الإشارات السريعة في جهاز استقبال GPS داخلي. وتقنيات التتبع المختلفة لإعطاء قيادة جيدة لإشارة GNSS.

# TABLE DES MATIERES

|                                                                               |           |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| Résumé.....                                                                   | I         |
| Table des matières.....                                                       | II        |
| Liste des abréviations.....                                                   | III       |
| Liste des figures.....                                                        | IV        |
| <b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>                                            | <b>6</b>  |
| <b>CHAPITRE I fondamentaux des systèmes de navigation par satellites.....</b> | <b>9</b>  |
| 1.1 Principe de navigation par satellites.....                                | 10        |
| 1.1.1 État actuel des GNSS dans le monde .....                                | 10        |
| 1.1.2 Systèmes de coordonnées .....                                           | 11        |
| 1.1.3 Détermination de la position.....                                       | 12        |
| 1.2 Composantes principales du système GPS .....                              | 14        |
| 1.2.1 Segment spatial .....                                                   | 14        |
| 1.2.2 Segment de contrôle .....                                               | 15        |
| 1.2.3 Segment sol/ utilisateurs, récepteurs .....                             | 15        |
| 1.2.4 Le message de navigation.....                                           | 16        |
| 1.3 GALILEO.....                                                              | 17        |
| 1.3.1 Avantages et enjeux du déploiement de GALILEO.....                      | 18        |
| 1.3.2 Services proposés par GALILEO.....                                      | 18        |
| 1.3.3 Signaux GALILEO.....                                                    | 19        |
| 1.4 GPS et GALILEO : intérêt pour la télédétection.....                       | 21        |
| 1.5 Conclusion.....                                                           | 22        |
| <b>CHAPITRE II Principe de fonctionnement Du GPS.....</b>                     | <b>24</b> |
| 2.1. Structure du signal GPS.....                                             | 25        |

|                                                                                  |           |
|----------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.2. Acces multiple par répartition de code (CDMA).....                          | 27        |
| 2.3. Le contenu du signal GPS.....                                               | 27        |
| 2.3.1. Format du message.....                                                    | 27        |
| 2.3.2. Contenu du message.....                                                   | 28        |
| 2.4. Conception du signal GPS.....                                               | 29        |
| 2.5. Principe de signal L1 .....                                                 | 32        |
| 2.6. Génération du code C/A .....                                                | 32        |
| 2.6.1. Décalage .....                                                            | 33        |
| 2.6.2. Choix du c/a code .....                                                   | 34        |
| 2.6.3. Propriétés de corrélation du code C/A .....                               | 34        |
| 2.6.3.1. Auto-corrélation .....                                                  | 35        |
| 2.6.3.2. Inter-corrélation .....                                                 | 36        |
| 2.7. Architecture d'un récepteur GPS .....                                       | 37        |
| 2.7.1. Les antennes GPS .....                                                    | 38        |
| 2.7.2. Le préamplificateur a faible bruit .....                                  | 38        |
| 2.7.3. Le module RF .....                                                        | 38        |
| 2.7.4. Le module numérique.....                                                  | 39        |
| 2.8. Technologie de réception GPS évoluée.....                                   | 39        |
| 2.8.1. Récepteurs conventionnels .....                                           | 40        |
| 2.8.2. Récepteurs a base de FPGA .....                                           | 41        |
| 2.8.3. Les récepteurs logiciels de GNSS .....                                    | 42        |
| 2.3.conclusion .....                                                             | 43        |
| <b>CHAPITRE III Optimisation d'acquisition en utilisant la méthode DBZP.....</b> | <b>44</b> |
| 3.1. L'algorithme DBZP .....                                                     | 45        |
| 3.1.1. Initialisation.....                                                       | 46        |
| 3.1.2 ÉTAPE 1: prétraitement du signal entrant.....                              | 47        |

|                                                                     |           |
|---------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.1.3 ÉTAPE 2: génération du code d'étalement local .....           | 48        |
| 3.1.4 ÉTAPE 3: corrélations partielles sur les signaux divisés..... | 48        |
| 3.1.5 ÉTAPE 4: application de la FFT .....                          | 51        |
| 3.1.6 ÉTAPE 5: permutation des blocs de code .....                  | 53        |
| 3.2 conclusion.....                                                 | 54        |
| <b>CHAPITRE IV: Poursuite du signal GNSS et performance</b> .....   | <b>55</b> |
| 4.1 La poursuite de signal GPS .....                                | 56        |
| 4.1.1 Présentation et description de la PLL.....                    | 56        |
| 4.1.2 Le comparateur de phase OU exclusif.....                      | 58        |
| 4.1.3Fonctionnement de la boucle .....                              | 59        |
| 4.2 Principe de la méthode de poursuite du signal GPS.....          | 61        |
| 4.2.1 Processus de corrélation.....                                 | 62        |
| 4.2.2 Boucle de poursuite du code.....                              | 64        |
| 4.2.3 Boucle de poursuite de porteuse.....                          | 68        |
| 4.2.4 Calcul des coefficients du filtre de boucle .....             | 72        |
| 4.2.5 Etude de filtre de la boucle de poursuite de porteuse.....    | 76        |
| 4.3 conclusion.....                                                 | 86        |
| <b>CONCLUSION GENERALE</b> .....                                    | <b>87</b> |

## Liste des abréviations (Acronyme):

|                        |                                                  |
|------------------------|--------------------------------------------------|
| <b>ADC</b>             | Analog-to-Digital Converter                      |
| <b>AGC</b>             | Automatic Gain Control                           |
| <b>AltBOC</b>          | Alternative Binary Offset Carrier                |
| <b>ASIC</b>            | Application Specific Integrated Circuit          |
| <b>ASPeCT</b>          | Autocorrelation Side-Peak Correlation Technique  |
| <b>AWGN</b>            | Additive White Gaussian Noise                    |
| <b>BOC</b>             | Binary Offset Carrier                            |
| <b>BPSK</b>            | Binary Phase Shift Keying                        |
| <b>C/A</b>             | Coarse Acquisition                               |
| <b>CBOC</b>            | Composite Binary Offset Carrier                  |
| <b>CDF</b>             | Cumulative Distribution Function                 |
| <b>CDMA</b>            | Code Division Multiple Access                    |
| <b>C/N<sub>0</sub></b> | Carrier-to-Noise Ratio                           |
| <b>CP</b>              | Cross Product                                    |
| <b>CPU</b>             | Central Processing Unit                          |
| <b>DBZP</b>            | Double-Block Zero-Padding                        |
| <b>DBZPTI</b>          | Double-Block Zero-Padding Transition-Insensitive |
| <b>DDCP</b>            | DecisionDirected Cross Product                   |
| <b>DFT</b>             | Discrete Fourier Transform                       |
| <b>DOF</b>             | Degree Of Freedom                                |
| <b>DOP</b>             | Dilution Of Precision                            |
| <b>DSP</b>             | Digital Signal Processor                         |
| <b>DS-SS</b>           | Direct Sequence Spread Spectrum                  |
| <b>EGNOS</b>           | EuropeanGeostationary Navigation Overlay Service |
| <b>FFT</b>             | Fast Fourier Transform                           |
| <b>FLL</b>             | Frequency Lock Loop                              |
| <b>FOC</b>             | Full OperationalCapability                       |
| <b>FPGA</b>            | Field Programmable GateArray                     |
| <b>GNSS</b>            | Global Navigation Satellite System               |
| <b>GPS</b>             | Global Positioning System                        |

**GPU** Graphics Processing Unit  
**ICD** Interface Control Document  
**IF** Intermediate Frequency  
**IOV** In-Orbit Validation  
**IRNSS** Indian Regional Navigational Satellite System  
**LFSR** Linear Feedback Shift Register  
**LNA** Low Noise Amplifier  
**MDBZP** Modified Double-Block Zero-Padding  
**NCO** Numerically Controlled Oscillator  
**GOS** Galileo Open Service  
**PCPS** Parallel Code-Phase Search  
**PDF** Probability Distribution Function  
**PFS** Parallel Frequency Search  
**PLL** Phase Lock Loop  
**PPM** Part Per Million  
**PRN** Pseudo-Random Noise  
**PSD** Power Spectral Density  
**PVT** Position, Velocity, Time  
**QZSS** Quasi-Zenith Satellite System  
**RF** Radio Frequency  
**SNR** Signal-to-Noise Ratio  
**TMBOC** Time Modulated Binary Offset Carrier  
**UTC** Coordinated Universal Time  
**VCO** Voltage Controlled Oscillator

# Liste des figures

## Chapitre I

**Figure 1.1-** Technique de trilatération

**Figure 1.2-** La structure du message de navigation (TLM : telemetry et HOW

**Figure 1.3-** Présentation détaillée des différents signaux Galileo, les fréquences utilisées et Les types de modulation utilisés [ONU, 2010]

**Figure 1.4-** Représentation des signaux GPS (code C/A et code P), les fréquences (non exhaustives) correspondantes (L1 et L2) et le type de modulation utilisé

## Chapitre II

**Figure 2.1 :** Structure du signal GPS

**Figure 2.2** Signaux existants et nouveaux pour le GPS

**Figure 2.4** Données  $\oplus$  C/A

**Figure 2.5 :** Modulation par déplacement de phase bivalente (BPSK)

**Figure 2.6 :** Génération de signal GPS (C/A et P)

**Figure 2.7 :** Génération du code C/A

**Figure 2.8**

**Figure 2.9 :** Fonction d'inter-corrélation

**Figure 2.10 :** Architecture générale d'un récepteur GPS

**Figure 2.11** Schéma de principe d'un récepteur GNSS typiques

## Chapitre III

**Figure 3.1** Prétraitement du signal entrant

**Figure 3.2** Prétraitement du code local

**Figure 3.3** Autocorrélations complètes et partielles GPS L1 C / A et Galileo E1 OS

**Figure 3.4** Illustration de l'utilisation du rembourrage zéro pour la corrélation partielle

**Figure 3.5** Sortie DBZP dans le domaine fréquentiel

**Figure 3.6** Diagramme de blocs de méthode Double-Block Zero-Padding (DBZP)

## **Chapitre IV**

**Figure 4.1:** Structure de base de la boucle à verrouillage de phase.

**Figure 4.2 :** La place du comparateur de phase

**Figure 4.3:** Fonctionnement du comparateur de phase à OU exclusif

**Figure 4.4:** Différents points de la boucle

**Figure 4.5 :** Les plages de capture et de verrouillage

**Figure 4.5 :** Les plages de capture et de verrouillage

**Figure 4.6 :** Autocorrélation maximale

**Figure 4.7 :** Structure général de circuit de poursuite d'un récepteur GPS

**Figure 4.8 :** La corrélation entre le code et sa réplique

**Figure 4.9 :** Le code C/A reçu et sa réplique décalé en phase

**Figure 4.10 :** La corrélation entre le code et ses répliques ponctuel/en avance/en retard

**Figure 4.11 :** La corrélation en présence d'une erreur de phase

**Figure 4.12 :** La boucle de poursuite du code (seule)

**Figure 4.13:** La boucle de Costa (PLL)

**Figure 4-15:** modélisation de boucles de Phase (PLL et DLL)

**Figure 4.16:** La représentation des pôles et les zéros

**Figure 4.17:** Le spectre d'amplitude de filtre de boucle porteuse

**Figure 4.18:** Le représentation des pôles et les zéros de filtre en boucle fermée

**Figure 4.19:** Le spectre d'amplitude de filtre de boucle fermée

**Figure 4.20** Les données GPS démodulées ; cas du bruit additif  $N(0,0.1)$ .

**Figure 4.21**

**Figure 4.22** L'influence de l'amortissement  $\xi$

**Figure 4.23** L'influence de gain de boucle K

**Figure 4.24** Les données GPS démodulées ; cas du bruit additif

**Figure 4.25** Acquisition du signal GPS à  $F_d = 16,5\text{Khz}$

**Figure 4.26** Acquisition du signal GPS à  $F_d = 5,4\text{ kHz}$

**Figure 4.27**

**Figure 4.28**

## INTRODUCTION GENERALE

Le rôle initial d'un système GNSS consiste à fournir une couverture globale de géo-positionnement pour l'usage civil et militaire. Il existe plusieurs GNSS dans le monde tel que le GPS (Global Positioning System) des États Unis, Galileo (Union Européenne), GLONASS (Russie), et d'autres sont régionaux QZSS (Japon), Beidou (Chine) et IRNSS (Inde) une constellation de satellites répartis sur un certain nombre d'orbites, se trouvant à une altitude moyenne de 20200 km autour de la Terre, assurant d'une façon continue une couverture globale de la surface du globe terrestre. Parmi les GNSS, le GPS, a été longtemps le seul système disponible, et le seul qui est entièrement exploitable actuellement. En effet, le GPS est un système à couverture globale, disponible sans discontinuité.

L'infrastructure principale de transmission est déjà mise en place et elle est exploitable par le grand public. Il suffit de se munir d'un récepteur GPS afin de profiter des différents services. Pour l'ensemble de ces raisons le GPS a connu un grand succès de développement commercial. Dans le domaine civil, le GPS est surtout connu pour la navigation maritime, sur route pour la localisation de flottes, de véhicules, . . . etc.

Le signal émis par un satellite GPS correspond à la modulation BPSK d'une porteuse à une fréquence centrale  $f_0 = 1,5742$  GHz. C'est un signal déterministe constitué d'une séquence connue (code PRN). Le code PRN est unique pour chaque satellite. A la réception d'un signal GPS provenant d'un satellite donné, un dispositif est mis en place au niveau du récepteur permettant d'extraire le signal reçu du bruit ambiant. Il s'agit d'effectuer à chaque fois le produit de corrélation entre le signal reçu et une réplique d'une séquence PRN.

La phase acquisition consiste à traiter le résultat de la corrélation entre le signal et le réplique d'une séquence PRN, avec un seuil prédéfini déjà on conclura le numéro de satellite émettant. (numéro du code PRN)

## INTRODUCTION

---

Le signal sera décodé par le code PRN du ce satellite et le récepteur doit être verrouiller sur le signal par le biais de PLL (la poursuite).

Il y a deux phases l'ors de réception du signal : acquisition et poursuite.

Dans notre travail on se focalise sur le faites que ce récepteur GNSS est embarqué dans un engin rapide tel qu'un satellite d'observation ou un avion. Cette embarcation gêner des problèmes pour les deux phases acquisition et poursuite.

L'acquisition et une opération mathématiques qui est la corrélation elle prend du temps pour avoir un résultat fiable ce temps est très influents dans notre étude à cause du très grand vitesse d'engin.

Les caractéristiques de la poursuite sont manipulées par la fréquence DOPPLER qui est engendrée par la vitesse d'engin aussi.

Notre travail va traiter le problème lier au temps de corrélation, introduire une méthode qui s'appelle DBZP (double bloc zéro padding) pour accélérer le traitement du signal de la corrélation sans affecter le résultat d'une manière abusive.

L'acquisition du signal par cette méthode donne des résultats fiables pour les engins à haute vitesse à cause de sa rapidité de traitement donc une meilleure géolocalisation.

Un autre problème se pose c'est la fréquence DOPPLER, la haute vitesse d'engins engendre un déphasage de la fréquence centrale ce shift (déplacement) affecter la PLL, d'une manière précise la bande passante du PLL.

Pour y remédier on a introduit une bande passante adaptative dans la PLL pour que cette dernière soit verrouillée c'est-à-dire la bande passante du PLL se change selon la fréquence doppler elle est modifiable à chaque fréquence doppler donnée.

Ces performances d'acquisition et poursuite sont ajouté au récepteur GNSS pour avoir une bonne géolocalisation des engins à haute vitesse

## INTRODUCTION

---

Et par la suite nos études vont démontrer d'une manière explicite les bons résultats de ces performances

# **CHAPITRE I**

## **Fondamentaux des Systèmes de Navigation par Satellites**

### **1.1 PRINCIPE DE NAVIGATION PAR SATELLITES**

Le terme GNSS représente un acronyme de l'expression **Global Navigation Satellite System**. Certains pays ont déjà développé des systèmes de positionnement, et tentent d'améliorer les performances de ces systèmes, avec l'utilisation de nouveaux signaux et de nouvelles fréquences.

Le GNSS comprend de nos jours les systèmes de positionnement par satellites tels que le GPS (États Unis), Galileo (Union Européenne), Glonass (Russie).

En fait, le GPS est à l'origine du GNSS : au début des années 60, plusieurs départements du gouvernement américain tels que le département de la Défense (DOD), la NASA (National Aeronautics and Space Administration), et le département des transports (DOT) s'intéressaient au développement d'un système de positionnement à 3 dimensions de l'espace par les satellites. Ce système devait être optimal tout en fournissant une couverture globale continue, pour toutes les conditions météorologiques : ce système est le GPS (Global Positioning Satellite System) [Kaplan et Hegarty, 2006].

#### **1.1.1 ÉTAT ACTUEL DES GNSS DANS LE MONDE**

Bien que les différents GNSS utilisent sensiblement les mêmes techniques de positionnement (trilatération, utilisation d'un code pseudo-aléatoire, mesure de la phase de la porteuse, . . . ), les fréquences et les largeurs de bande utilisées par chaque système sont très différentes.

Le système le plus connu, le GPS, est opérationnel depuis plusieurs années avec une fréquence civile appelée L1 C/A. Le premier satellite GPS fut lancé en 1978 et le système a évolué pour atteindre les capacités de mise en service en 1993 et une pleine exploitation de ses capacités avec une deuxième génération de satellites en 1995 [1].

Depuis 2005, plusieurs satellites transmettent un signal civil à la fréquence L2C. Ce signal est disponible sur les 32 satellites en 2016. D'autre part, un premier signal sur la fréquence L5 est disponible depuis 2009 ; les satellites lancés d'ici 2019 diffuseront également ce signal qui sera disponible à tous les utilisateurs civils [2]. En 2014, aura

lieu la diffusion du premier signal L1C qui sera disponible sur la totalité des satellites en 2021.

Le système européen Galileo fournira des signaux dans trois bandes de fréquence :

E1, E5(E5a et E5b) et E6. il est opérationnel en 2014 [3].

Pour la Russie, Glonass a été lancé en 1982. Cependant, la mise en place de ce système a été reprise en 1999 grâce à un décret présidentiel après un arrêt pour des raisons économiques . Le système russe Glonass possède actuellement 2 signaux civils (L1 et L2) et il était censé atteindre la capacité opérationnelle complète, ou Full Operational Capability (FOC), en fin 2010 [ONU, 2010]. Un troisième signal nommé L3=L5 sera également ajouté sur les nouveaux satellites de type GLONASS-K et ce signal sera disponible sur tous les satellites vers 2017-2020 [4].

D'autres pays se sont lancés dans cette aventure comme le Japon avec son QZSS (Quasi Zenith Satellite System) qui couvre le Japon et l'Australie et qui devait être opérationnel en 2007. La Chine qui a lancé son système Beidou en 2001, déclaré opérationnel en 2004 . L'Inde avec l'Indian Regional Navigation Satellite System était le dernier arrivant.

Avant de présenter les composantes des systèmes de navigation par satellite, sur les deux exemples GPS et Galileo, il est nécessaire de montrer les systèmes référentiels et comment s'opère le positionnement par satellites.

### **1.1.2 SYSTEMES DE COORDONNEES**

Pour la mesure et la détermination des orbites des satellites GPS, il est nécessaire d'utiliser un système de coordonnées ECI (Earth- Centered Inertial). Cependant, la géométrie de ce système référentiel par rapport à la Terre fait qu'il est largement affecté par la rotation de la Terre et par les mouvements gravitationnels. Ainsi pour calculer la position du récepteur sur Terre, il est préférable d'utiliser un autre système qui tourne avec la Terre. Celui-ci est le ECEF (Earth-centered Earth-Fixed system).

Ainsi, pour un récepteur GPS, il est indispensable de transformer le ECI en ECEF[Kaplan et Hegarty, 2006].

### 1.1.3 DETERMINATION DE LA POSITION

Chaque récepteur GNSS situé à une certaine position peut recevoir à tout moment la position des satellites qui lui sont visibles à travers leurs signaux de radionavigation. Cela permet de calculer les distances  $R_i$  qui les séparent du récepteur.

En effet, pour chaque signal du satellite  $i$  diffusé à l'instant  $t_S^i$  par rapport au référentiel satellitaire et reçu à l'instant  $t_R^i$  par rapport au référentiel satellitaire, on peut déduire la distance  $R^i$  entre le récepteur et le satellite grâce à l'équation 1.1 :

$$R^i = (t_R^i - t_S^i) \cdot c \quad (1.1)$$

Où  $c$  désigne la célérité. Théoriquement, l'horloge du récepteur est parfaitement synchronisée avec celle du satellite. Ainsi, pour une détermination précise de la position du récepteur (ou encore l'utilisateur), il suffit de calculer les distances séparant le récepteur de trois satellites (méthode de trilatération) comme le montrent la figure 1.1 et l'équation 1.2.

$$R^i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2} \quad (1.2)$$

Pour  $i = 1 \rightarrow 3$ ,  $R^i$  représente la distance entre le satellite  $i$  et le récepteur,  $(x_i, y_i, z_i)$  les coordonnées du satellite  $i$  et  $(x_R, y_R, z_R)$  les coordonnées du récepteur.

La position du récepteur est déterminée en résolvant le système d'équations mettant en jeu les coordonnées des satellites  $(x_i, y_i, z_i)$  et du récepteur  $(x_R, y_R, z_R)$ . Ce processus de triangulation nécessite 3 satellites au minimum, comme le montre la figure 1.1. Or, l'horloge du récepteur n'a pas la même précision que les horloges situées au bord des satellites. Ce qui implique l'existence, en pratique, d'un biais<sup>d</sup> entre l'horloge du récepteur et celles des satellites. Ce biais reste la source principale d'erreurs pour les mesures de distances. D'où la notion de « pseudo-distance »  $\rho$  et la nécessité d'un quatrième satellite :

$$P = [(t_R + t_R^d) - (t_S + t_S^d)] \cdot c \quad (1.3)$$

où l'on a :

$t_R^d$  : Décalage de l'horloge du récepteur par rapport à la référence du temps.

$t_S^d$  : Décalage de l'horloge du satellite par rapport à la référence du temps

$t_R + t_R^d$  : Temps affiché par l'horloge du récepteur au moment de la réception du signal.

$t_S + t_S^d$  : Temps affiché par l'horloge du satellite au moment de la transmission du signal.

Tenant compte des équations 1.2 et 1.3,  $\rho$  aura l'expression suivante :

$$\rho^i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2} + ct_R^d \quad (1.4)$$

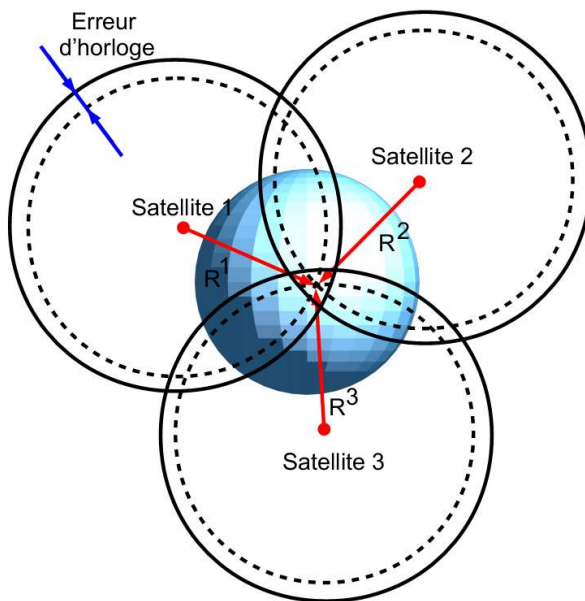


**Figure 1.1** — Technique de trilatération

( $i = 1 \rightarrow 4$ ).

Lors de la réception, d'autres mesures sont alors possibles comme la mesure du décalage Doppler et de phase. Le décalage Doppler est la différence entre la fréquence reçue et la fréquence nominale de transmission. Ce décalage est induit par le

mouvement relatif entre le satellite et le récepteur. Cette mesure est surtout utilisée pour déterminer la vitesse instantanée des récepteurs mobiles et pour détecter et corriger les sauts de cycles dans les mesures de phase. Quant à la mesure de la phase, parfois on s'intéresse à la détermination du déphasage entre le signal reçu et sa réplique générée par le récepteur plutôt que de mesurer le temps de parcours de l'onde électromagnétique.

### **1.2 COMPOSANTES PRINCIPALES DU SYSTEME GPS**

Le système GPS est composé de trois segments principaux [5] : la constellation des satellites, le réseau de contrôle et de surveillance et le récepteur.

- La constellation de satellites étant l'ensemble des satellites en orbite qui fournissent les signaux de mesure et les données aux utilisateurs.
- La composante de contrôle est responsable de la surveillance et de la maintenance des satellites dans l'espace, l'intégrité des signaux transmis et la maintenance de la configuration orbitale des satellites. Cette composante met à jour les corrections de l'horloge des satellites, les éphémérides ainsi que d'autres paramètres essentiels à la détermination de la position de l'utilisateur.
- Le récepteur effectue la navigation et la synchronisation.

#### **1.2.1 Segment spatial :**

La constellation du système GPS est constituée des satellites NAVSTAR (NAVigation Satellite Timing And Ranging). Elle comprend au minimum 24 satellites, positionnés à une altitude de 20200 km et évoluant sur des orbites circulaires inclinées à  $55^\circ$  par rapport à l'équateur. Ces satellites sont répartis dans 6 plans orbitaux différents comprenant chacun 4 satellites. Ils ont une période de révolution autour de la Terre de 11 heures et 58 minutes [6]. Ces satellites émettent des codes pseudo -aléatoires (Pseudo RandomNoise ) à partir desquelles les mesures de distance peuvent être faites. D'où la notion de système passif par rapport à l'utilisateur, comme :

- Les signaux sont émis par les satellites ;

- Les utilisateurs reçoivent les signaux passivement ;
- Le nombre d'utilisateurs capables de recevoir simultanément les signaux étant illimité.

### **1.2.2 Segment de contrôle :**

L'infrastructure au sol du système GPS, ou ce qu'on appelle la composante de contrôle, a pour fonctions principales de contrôler les satellites au cours de leur durée de vie, de maintenir leurs positions dans les orbites, de surveiller l'état de santé de ces satellites, ainsi que l'état de leurs panneaux solaires et le niveau des batteries.

Cette composante doit également activer les satellites de remplacement pour assurer la disponibilité du système en cas de faillite, mettre à jour l'horloge interne du satellite, les éphémérides, l'almanach, ainsi que d'autres indications dans le message de navigation au moins une fois par jour. Ces mises à jour sont d'autant plus fréquentes qu'une précision est nécessaire.

En plus, elle doit calculer les données que les satellites doivent diffuser aux récepteurs et d'opérer l'ensemble du système [7]. Cette infrastructure comprend plusieurs éléments déployés sur le globe, notamment les suivants :

- La station de contrôle principale, ou MGS (Master Ground Station) ;
- Les stations de surveillance, ou MS (Monitoring Station) ;
- Les antennes au sol.

### **1.2.3 Segment sol/ Utilisateurs, récepteurs**

Les constructeurs de récepteurs ont développé une vaste gamme d'équipements dont les caractéristiques sont adaptées à de nombreuses applications. Il existe donc plusieurs catégories de récepteurs ayant des architectures différentes en fonction de leur utilisation. Avant de citer ces catégories, nous donnons une explication des fonctions principales des composantes d'une chaîne de réception.

### **Réception des signaux**

La réception des signaux est réalisée par une chaîne qui comprend entre autres l'antenne, le pré-amplificateur et le convertisseur [Piéplu, 2006].

– Antenne : La première tâche de l'antenne consiste à transformer l'onde électromagnétique (signal GPS) reçue en courant électrique se propageant le long du câble de la sortie de l'antenne.

– Pré-amplificateur :

La puissance des signaux reçus au sol étant très faible, il est nécessaire de les amplifier avant de pouvoir les traiter. C'est la fonction du pré-amplificateur qu'est directement intégré à la base de l'antenne de réception.

– Convertisseur :

La fréquence des signaux reçus est trop élevée ( $L1 = 1,54742$  GHz) pour permettre de traiter le signal directement afin d'extraire les mesures de distance et les données. Le rôle du convertisseur est de ramener ces oscillations à une fréquence plus faible appelée fréquence intermédiaire.

### **Catégories des récepteurs**

Les catégories de récepteurs sont aussi variées que les domaines d'applications. On peut citer:

- Les récepteurs grand public ;
- Les récepteurs certifiés pour les transports ;
- Les récepteurs de qualité géodésique ;
- Les récepteurs militaires.

#### **1.2.4 Le message de navigation**

Ce message contient des données bien définies qui sont nécessaires aux récepteurs pour effectuer leur calcul de position, et aux centres de contrôle sol pour faire les

corrections sur ces positions et les communiquer par la suite aux satellites qui les renvoient aux récepteurs. Il est cadencé à une fréquence de 50 bits par seconde.

Ces données comportent des éléments comme les almanachs, les éphémérides, les corrections d'horloge (passage du système GPS au UTC), et les paramètres de correction ionosphérique. Toutes ces données sont transmises aux satellites avec un format standardisé. La figure suivante montre la structure du message de navigation.

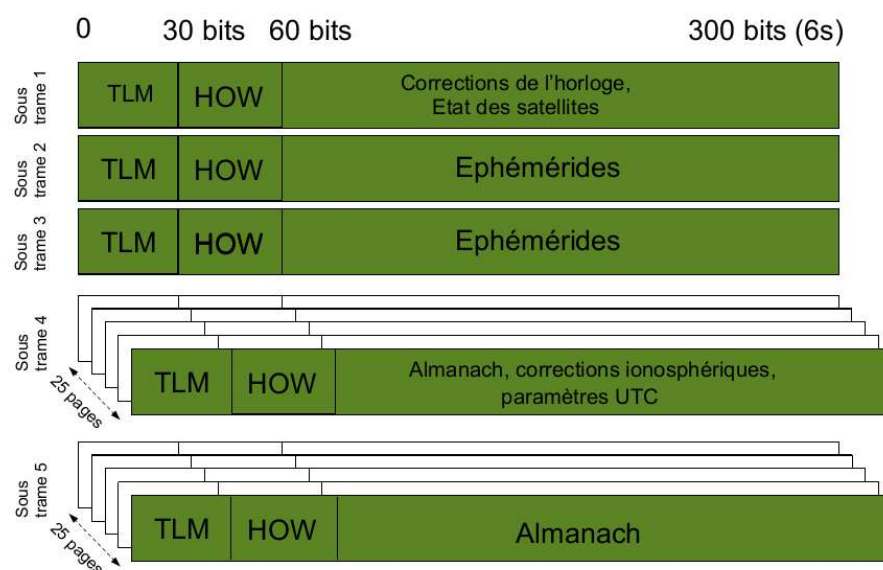


**Figure 1.2** — La structure du message de navigation (TLM : telemetry et HOW :

Hand Over Word)

### 1.3 GALILEO

Initié au début des années 1990, le GNSS européen Galileo a été ensuite développé conjointement par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) et la Communauté Européenne (CE), afin de répondre à plusieurs enjeux stratégiques, scientifiques et commerciaux [Piéplu, 2006].

Le programme Galileo consiste en la mise en place d'une infrastructure globale constituée de 30 satellites répartis sur 3 orbites différentes, positionnées à une altitude de 23222 km et inclinées à 56° par rapport à l'équateur. Ces satellites doivent être soutenus par un vaste réseau de stations sol mondialement réparties, 2 centres de

contrôle en Europe, ainsi que 2 autres centres dédiés à la fourniture des différents services.

### **1.3.1 Avantages et enjeux du déploiement de Galileo**

A la différence du GPS, Galileo est un système civil. Il a été conçu par des civils afin de répondre à plusieurs enjeux stratégiques (assurer l'indépendance de l'UE vis à vis des États Unis), économiques (création d'emploi, promotion de l'industrie et de la recherche, l'acquisition d'une expertise, compétitivité) et techniques (système de navigation précis avec une marge de 4 à 15m pour le service OS et 4 à 6m pour les services de sécurité, diminution des fausses alarmes et simplification des opérations de sauvetage en introduisant un signal - réponse aux appels de détresse avec le service SAR, augmentation du niveau de sécurité dans les messages d'intégrité...)[8]

### **1.3.2 services proposés par GALILEO**

Pour Galileo, cinq niveaux de services de natures différentes sont définis. Il s'agit de quatre services de navigation, plus un pour l'aide aux organismes de sauvetage.

– Service ouvert (OS - Open service) :

Ce service fournira à tout usager muni d'un récepteur bon marché sa localisation avec une précision de quelques mètres. Il est à destination du grand public, d'intérêt général, et est complètement gratuit. Il sera disponible en mono-fréquence et en double fréquence. L'utilisation de deux fréquences séparées permet de corriger les altérations survenues lors de la traversée de l'ionosphère, et qui dépendent de la fréquence utilisée.

– Service commercial (CS - Commercial Service) :

Destiné aux applications commerciales exigeant une précision supérieure à celle fournie par le service ouvert et une garantie de services. Par rapport à l' OS, deux signaux complémentaires cryptés sont transmis, afin d'augmenter le débit et un système d'authentification est prévu. En plus, un canal bas débit (500bits/s) permettra

la diffusion d'informations des centres de services vers les utilisateurs : alertes météo, annonce d'accident, mise à jour, . . . Cependant, l'accès à ce service sera payant.

– Sûreté de vie (SoL - Safety of Life) :

C'est un service de très haute qualité, dédié aux applications exigeant une forte sûreté de fonctionnement. Par exemple, les applications qui mettent en jeu la vie humaine comme la navigation aérienne ou maritime.

– Service gouvernemental (PRS - Public Regulated Service) :

Son accès est contrôlé. Il est dédié aux applications gouvernementales. Il sera constitué de deux signaux de navigation cryptés et protégés contre le brouillage et les interférences.

– Service de recherche et sauvetage (SAR - Search And Rescue) :

Il s'agit essentiellement des opérations de recherche pour le sauvetage et l'assis-tance. Il va assurer la détection du signal de détresse même en conditions difficiles, la transmission quasi-immédiate du signal de détresse (contre une heure d'attente aujourd'hui), et la localisation de l'émetteur avec une précision de quelques mètres (contre 5km par rapport au GPS).

### 1.3.3 Signaux Galileo

En 2000, certaines nouvelles bandes de fréquences ont été allouées aux GNSS (bandes  $E_{5a}$ ,  $E_{5b}$ ,  $E_6$ ) Galileo dispose ainsi de deux bandes en commun avec le GPS ( $E_{5a} - L_5$ ,  $L_1$ ) afin d'assurer la compatibilité, et deux bandes distinctes ( $E_{5b}$  et  $E_6$ ) afin de supprimer le risque de panne commune. La compatibilité fait référence au partage de fréquences entre les GNSS. Autrement dit, Galileo et GPS ont des fréquences en commun, mais aucun des deux ne doit dégrader significativement le signal de l'autre.

Les satellites Galileo transmettent en permanence 10 signaux sur trois bandes de fréquences :

$E_5$ : (1164-1215) MHz,  $E_6$ :: (1260-1300)MHz et  $E_2 - L_1 - E_1$ : (1559 1593)MHz.

Un onzième signal est transmis vers les centres SAR pour leur faire parvenir les messages de détresse détectés par Galileo, dans la bande 1554-1545MHz. La figure (1.3) montre les bandes de fréquences de Galileo ainsi que les signaux mis en jeu.

Tous les satellites utilisent les mêmes bandes de fréquence, et utilisent le CDMA comme mode de partage.

Les ondes sont polarisées circulairement vers la droite (tout comme le GPS) RHCP (Right Hand Circular Polarization). Pour la plupart des fréquences, des signaux sont émis à la fois sur la porteuse en phase I et en quadrature de phase Q.

Les canaux en quadrature ne sont pas porteurs de données, et sont donc appelés pilotes. Bien que ces canaux ne transmettent pas des données, leur rôle est utile car ils améliorent la précision et la robustesse des mesures [9].

Les figures suivantes montrent brièvement les signaux mis en jeu :

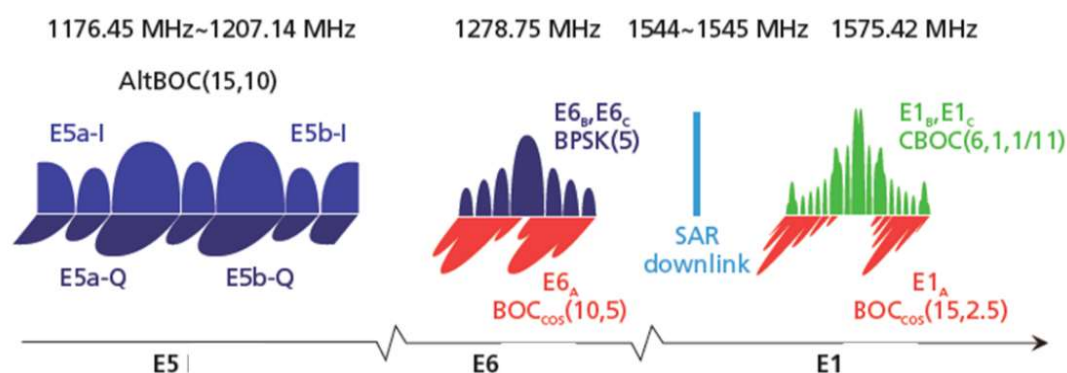


**Figure 1.3** — Présentation détaillée des différents signaux Galileo, les fréquences utilisées et les types de modulation utilisés [10]

Le tableau 1.1 explique la répartition des fréquences.

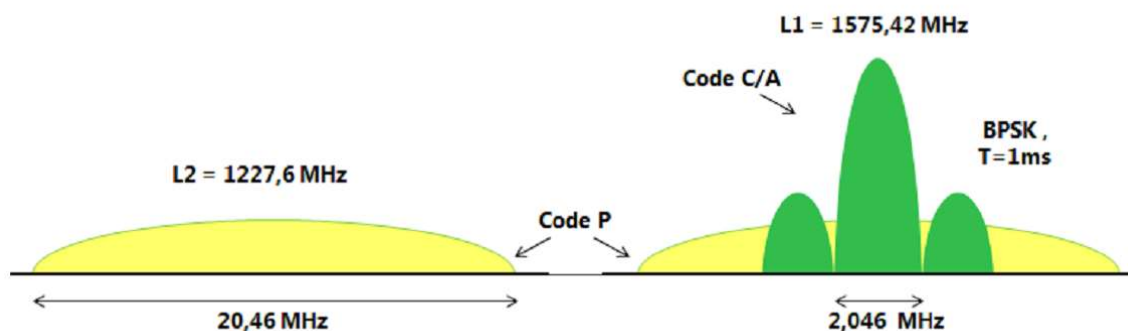


**Figure 1.4** — Représentation des signaux GPS (code C/A et code P), les fréquences (non exhaustives) correspondantes (L1 et L2) et le type de modulation utilisé

| Signal           | Fréquence centrale (MHz) | Modulation      | Largeur de la bande (MHz) |
|------------------|--------------------------|-----------------|---------------------------|
| $E5_a$ ( $L_5$ ) | 1176,45 MHz              | AltBOC (15, 10) | 25,575                    |
| $E5_b$           | 1207,14 MHz              | AltBOC (15, 10) | 25,575                    |
| $E6_a$           | 1278,75 MHz              | BOC (10, 5)     | 40,92                     |
| $E6_b$           | 1278,75 MHz              | BPSK (5)        | 40,92                     |
| $E1_a$ ( $L_1$ ) | 1575,42 MHz              | BOC (2, 2)      | 24,552                    |

**Tableau 1.1** — Répartition des signaux Galileo

## 1.4 GPS et Galileo : Intérêt pour la télédétection

Bien que les différents GNSS soient indépendants et autonomes, les applications civiles de certains d'entre eux comme le GPS et Galileo sont destinées à être utilisées conjointement. En effet, Galileo a été conçu de telle façon à permettre une grande interopérabilité, notamment avec le GPS.

L'interopérabilité couvre les aspects fonctionnels, et la possibilité de combiner les systèmes au niveau de l'utilisateur. L'utilisation des deux systèmes simultanément doit apporter à l'utilisateur une valeur ajoutée en terme de précision, d'intégrité, de disponibilité et de qualité de services en général.

Pour le GPS, l'interopérabilité a été rendue possible grâce à un recouvrement partiel du spectre, tandis que la compatibilité est assurée par l'utilisation de codes et de structures de signaux différents. Par exemple, si les signaux Galileo civils de la bande L1 sont brouillés[11], ceci n'affectera ni le signal PRS (paragraphe 1.3.2), ni le signal GPS. En plus, l'utilisation de fréquences centrales communes simplifie grandement la

conception des récepteurs, mais elle est à l'origine d'interférences inter-systèmes qui viennent s'ajouter aux interférences intra-systèmes.

A eux deux, le GPS et Galileo couvrent une bande de fréquence de 160MHz environ sur le spectre électromagnétique entre 1GHz et 2GHz, offrant ainsi une grande disponibilité des signaux (qui sont émis à leur tour d'une manière continue).

D'une part, les fréquences situées dans cette bande ne nécessitent pas une forme spéciale d'antenne. Les longueurs d'ondes correspondantes à ces deux fréquences sont de l'ordre de 15cm à 30cm. Par conséquent, la propagation des signaux dans cette bande n'est pas perturbée par les conditions météorologiques comme la pluie, la neige et les nuages.

D'autre part, l'espace est maintenant rempli avec les satellites appartenant aux différents GNSS, dont certains sont en pleine fonctionnalité et d'autres sont en pleine conception, assurant ainsi une couverture globale de la Terre et une transmission des signaux non interrompue grâce à l'interopérabilité des différents GNSS les uns avec les autres.

Ces derniers offrent alors une opportunité grandissante pour la télédétection de jour comme de nuit. Sachant qu'ils sont déjà utilisés dans des activités assez variées comme le transport maritime, la gestion des risques naturels, l'analyse du risque sismique, le suivi de l'évolution des volcans, le suivi et l'évaluation des zones d'inondations, la surveillance de la désertification, ainsi que le suivi de la pollution par hydrocarbures, la pollution maritime et la pollution atmosphérique.

Dans notre travail, nous utilisons seulement les signaux GPS, vu que c'est le seul système totalement fonctionnel et disponible selon notre position géographique. Toutefois, le traitement restera le même, à quelques modifications près, pour Galileo.

### **1.5 Conclusion**

Après cette présentation globale des systèmes de navigation par satellites, qui sont au cœur de toutes les nouvelles technologies, un lecteur non averti est alors capable de comprendre les notions de base de la conception de ces systèmes ainsi que leur mode

de fonctionnement dans un contexte de positionnement. Nous avons montré qu'il était possible de profiter de ces systèmes pour d'autres fins que le positionnement. Nous avons pu voir que les GNSS sont de nos jours massivement exploités dans des opérations de télédétection et de surveillance grâce à leurs caractéristiques. Nous avons toujours considéré que les GNSS représentent une solution non couteuse, les équipements étant déjà existants. De plus, il y a toujours plusieurs satellites émetteurs en visibilité de n'importe quel point sur Terre fournissant des vues avec différentes géométries et une grande résolution, renforçant ainsi le pouvoir d'extraction des mesures du terrain (terrestre ou maritime)

Nous allons voir dans le chapitre suivant comment des caractéristiques d'un signal GPS comme le type de modulation utilisé, sa composition et sa transmission constituent une source riche en Information de la surface étudiée. Nous y présentons également les outils mathématiques ainsi que les algorithmes utilisés pour le traitement de ce signal.

# **CHAPITRE II**

Principe de fonctionnement

Du GPS

### 2.1.STRUCTURE DU SIGNAL GPS

Les deux codes de propagation utilisés dans le signal de GPS sont le code C/A et le code P. Ces codes de propagation ont été choisis parmi une famille des codes Gold.

Chaque satellite transmet le signal sur les deux fréquences porteuses (L1 et L2) avec le code P actuel sur les deux fréquences porteuses. Le code C/A est transmis seulement sur la fréquence L1.[12]

La technique de CDMA (Accès multiple par répartition de code) permet de transmettre le code de propagation différent pour chaque satellite sur la même fréquence est employée dans le GPS pour distinguer les signaux des différents satellites. La figure 2.1 illustre la structure courante du signal GPS.

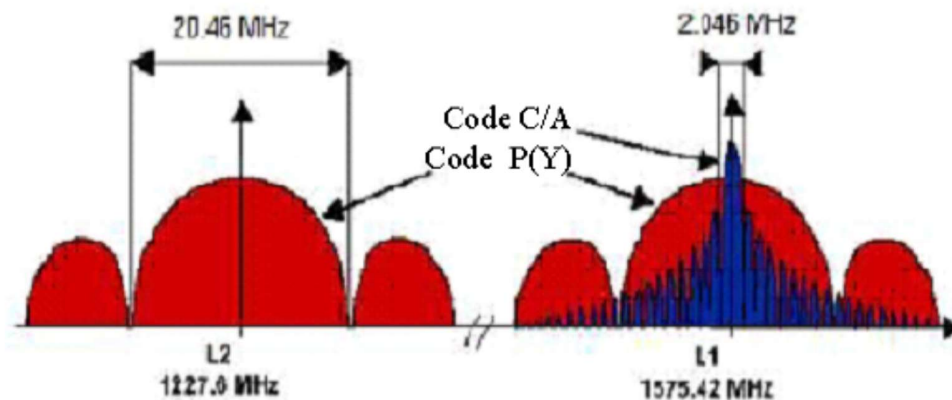


**Figure2.1** : Structure du signal GPS

### Amélioration de signal GPS

Comme le nombre d'utilisateurs de GPS a augmenté, entrent l'augmentation de précision et de robustesse. Dans sa configuration actuelle, le GPS seul ne peut

pas fournir le niveau exigé de performance pour de nombreuses applications, notamment celles exigeant un haut niveau d'intégrité.[13]

Dans le cas du GPS, le gouvernement américain a annoncé que ce serait idéal d'ajouter des signaux pour une utilisation optimale à côtés des signaux existants. Le nouveau régime civil (accessible au public) comprendra un signal supplémentaire sur l'actuel L2 qui sera connu comme L2C., une émission d'un nouveau signal civil à 1,17645 GHz et appelé L5, seront inclus sur tous les satellites IIF. Il est prévu également d'ajouter deux nouveaux signaux militaires sur les L1 existants (1,57542 GHz) et L2 (1,2276 GHz), connue sous le nom de code M. Figure (2.2) illustre l'existant et nouveau signal GPS

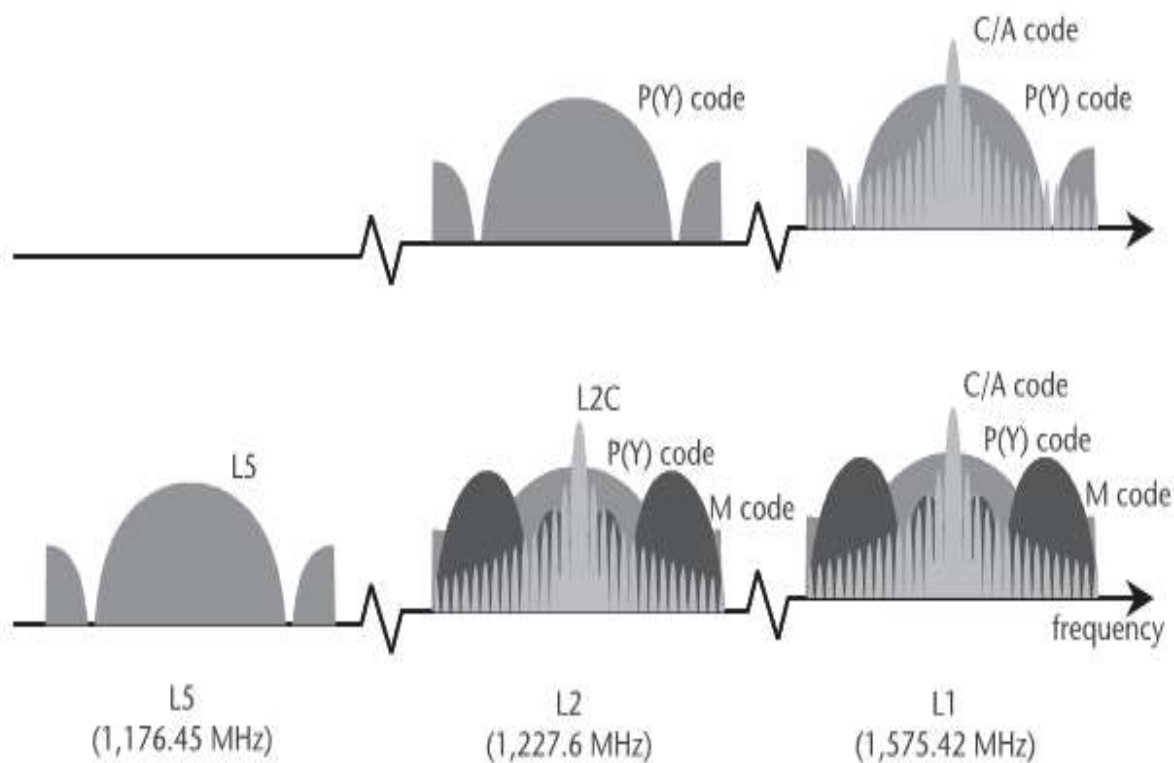


**Figure 2.2** Signaux existants et nouveaux pour le GPS

### 2.2.ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODE (CDMA)

Un système CDMA est un système dans lequel les différents émetteurs transmettent l'information sur la même fréquence porteuse en utilisant différents codes de propagation pour distinguer chaque émetteur. Les codes de propagation utilisés sont un ensemble de codes orthogonaux. Un code orthogonal a une corrélation nulle avec les autres codes utilisés dans le système. Le GPS emploie la technologie de CDMA pour transmettre l'information des satellites de GPS à la même fréquence centrée qui provoque la possibilité d'interférence parmi les codes. Les codes n'ont pas une inter-corrélation nulle due aux lobes latéraux des codes et par conséquent il y a une possibilité d'une crête d'inter-corrélation résultant de la corrélation entre le même ou différents codes, parfois étant plus haut que la crête d'auto-corrélation quand le signal désiré est faible.[14]

### **2.3.LE CONTENU DU SIGNAL GPS**

Nous allons à présent décrire brièvement les données de navigation contenues dans le signal GPS et la façon dont elles sont ordonnées

#### **2.3.1.FORMAT DU MESSAGE**

Le signal émis par un satellite est composé de trames de 1500 bits. Chaque trame est divisée en sous-trames contenant chacune 10 mots de 30 bits. Comme le débit du message est de 50 bits/sec, une trame est donc émise en 30 secondes.[15]

Les sous-trames 1,2 et 3 contiennent un message qui en général ne change pas d'une trame à l'autre : ce sont des informations indispensables à la navigation, qui sont répétées toutes les 30 secondes. Les sous-trames 4 et 5, quant à elles, sont réservées à des messages plus longs mais moins importants, en conséquence, il y a 25 messages différents pour les sous-trames 4 et 5. On appelle alors trame principale l'ensemble des 25 trames différentes ; elle dure 12,5 minutes (voir la figure 2.3).

Les mots de 30 bits se décomposent en 24 bits d'information et 6 bits de parité : les mots sont donc codés, à l'aide d'un code de Hamming étendu. On rappelle qu'un code de Hamming permet de corriger une erreur de transmission.

### Format du message :

Message avec une trame de 1500 bits

1 trame = 5 sous-

1 sous-trame = 10 mots

1 mots = 30 bit

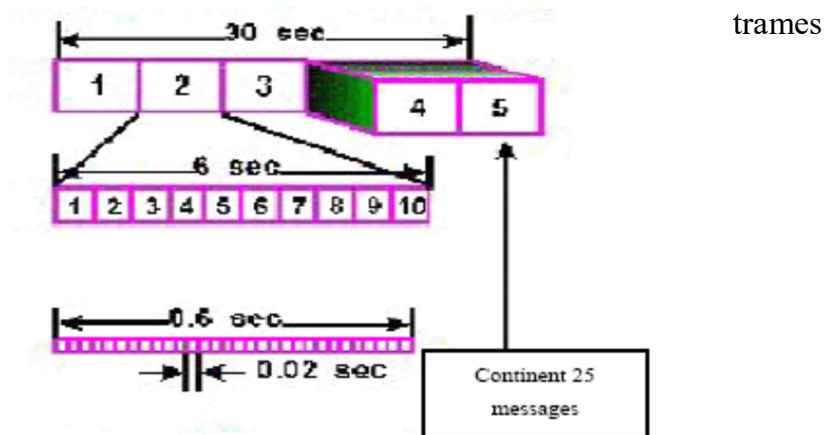


**Figure 2.3** Format du message de navigation

### 2.3.2. CONTENU DU MESSAGE

Pour qu'un utilisateur puisse déterminer sa position à l'aide du signal satellite, il faut qu'il connaisse la position des satellites et la distance qui le sépare de ceux-ci. Les satellites GPS doivent donc émettre des éléments permettant de calculer leur position, ainsi que l'âge de ces informations[16], afin de déterminer les satellites à utiliser en priorité pour obtenir une meilleure précision. Tous ces éléments se retrouvent dans les sous trames 1, 2, et 3, répartis comme suit :

| Sous-trame | 1                               | 2                                 | 3                                 |
|------------|---------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Contenu    | N° du satellite. N° de semaine. | Paramètres d'orbite (éphémérides) | Paramètres d'orbite (éphémérides) |

|  |                                                                                                              |  |  |
|--|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|--|
|  | Age des données.<br>Précision, état de santé<br>du satellite. Coefficients<br>de correction de<br>l'horloge. |  |  |
|--|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|--|

**Tableau2.1** Contenu des sous-trames du signal GPS

Les éphémérides contiennent les paramètres orbitaux du satellite ainsi que leurs coefficients de correction.

Les sous-trames 4 et 5 décrivent, quant à elles, les almanachs de tous les satellites en orbite et leur état de santé. L'almanach permet de calculer approximativement la position d'un satellite, et de déterminer s'il est visible ou pas. De plus, il donne une idée grossière de la vitesse relative du satellite et ainsi de l'effet Doppler à prendre en compte pendant l'acquisition. La sous-trame 4 contient également les coefficients du modèle ionosphérique, qui permet d'affiner le calcul de la distance satellite-récepteur.

Notons pour conclure que le segment de contrôle du système GPS (les stations fixes au sol qui supervisent les satellites) calcule et rafraîchit les éphémérides régulièrement (une fois par jour), et transmet les nouvelles informations aux satellites. Comme ces corrections ne sont pas rafraîchies simultanément, l'utilisateur a intérêt à utiliser les plus récentes (l'âge des données étant donné dans la sous-trame 1).

#### 2.4.CONCEPTION DU SIGNAL GPS :

Les satellites de GPS transmettent sur deux fréquences porteuses appelées L1 et L2 qui sont respectivement 1575,42 MHz et 1227,60 MHz, ces porteuses des signaux GPS sont générées à partir de la fréquence d'horloge fondamentale des satellites  $f_0 = 10,23$  MHz. Le signal GPS est un signal obtenu par étalement de spectre par séquence directe (voir figure 2.4).[17]

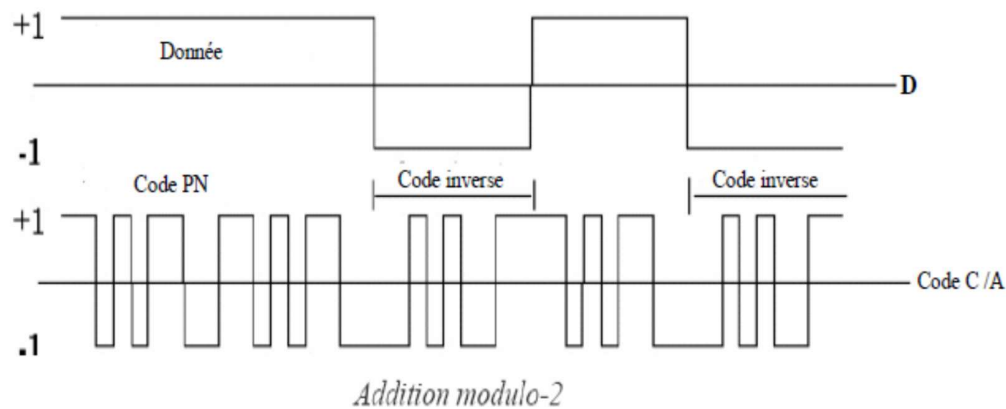


**Figure 2.4** Données  $\oplus$  C/A

La modulation BPSK est utilisée pour moduler la porteuse avec le signal étalé ( $C/A \oplus D$ ) (voir la figure 2.5).

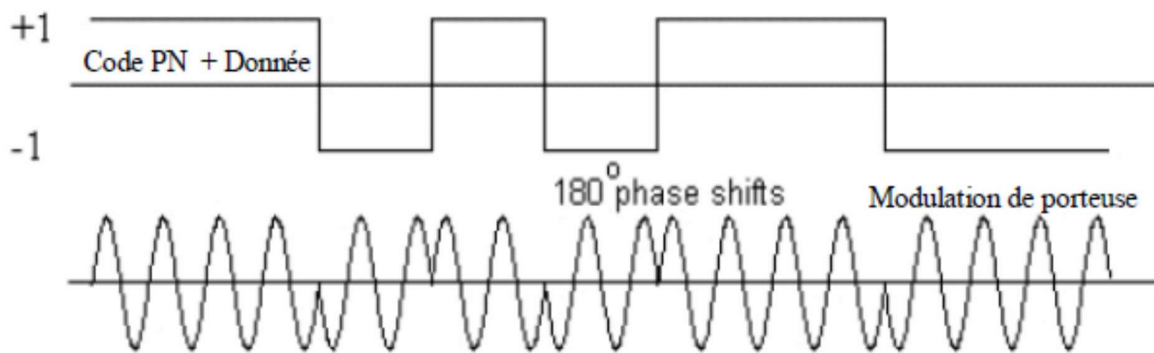


**Figure 2.5** : Modulation par déplacement de phase bivalente (BPSK)

Le code est ainsi directement multiplié avec la fréquence, il en résulte un saut de phase de  $180^\circ$  de la porteuse à chaque changement d'état du code.

Les données de navigation sont transmises par un signal de données (D) prenant les valeurs 0 ou 1, dont la fréquence est de 50Hz. La porteuse L1 est alors modulée en phase

par le signal  $(P \oplus D)$  et en quadrature par le signal  $(C/A \oplus D)$  (Où  $\oplus$  représente l'opérateur XOR). La porteuse L2 est simplement modulée en phase par le signal  $(P \oplus D)$  :

Les signaux émis par un satellite sont donc de la forme :

$$S1 = A1 (P \oplus D) \times \cos (2\pi L1t + \phi) + A2 (C/A \oplus D) (t) \times \sin (2\pi L1t + \phi) \quad (2.1)$$

$$S2 = A2 (P \oplus D) (t) \times \cos (2\pi L2t + \phi) \quad (2.2)$$

Avec :

$A1$  : Amplitude du signal L1.

$A2$  : Amplitude du signal L2.

$P$  : Code P.

$C=A$  : Code C/A.

$\phi$ : Représente imperfection de l'oscillateur

$D$  : Signal de données.

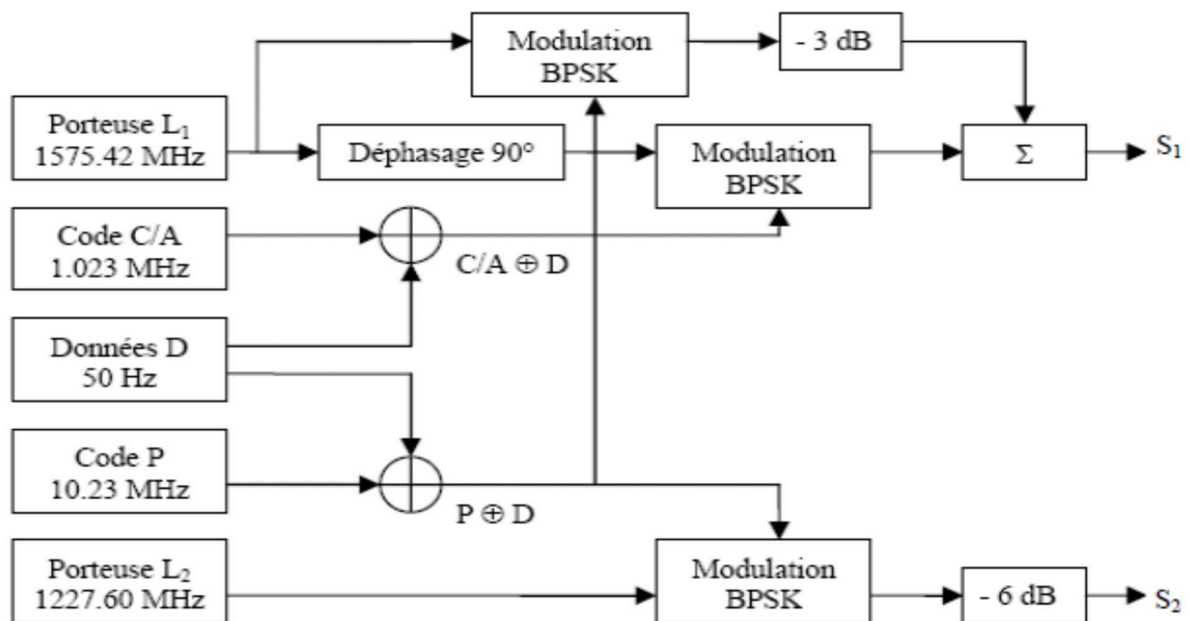


Figure 2.6 : Génération de signal GPS (C/A et P)

## 2.5.PRINCIPE DE SIGNAL L1 :

Le signal L1 est modulé en phase et en quadrature. Le signal transmis par le satellite a pour expression :

$$S_1 = A_c \times D \times (C/A) \sin(2\pi L_1 t + \varphi) \quad (2.3)$$

Où L<sub>1</sub> : est la fréquence porteuse.

D : est le message de navigation.

A<sub>c</sub> est le niveau du signal à l'émission.

Le code C /A est un code GOLD.

## 2.6.GENERATION DU CODE C/A :

Le code C/A est un code relativement court de 1023 bits et d'une milliseconde de période, il est généré à 1.023MHz. Ce qui autorise l'accès multiple sur une seule

fréquence. Le générateur de code C/A se compose de deux registres à décalage 10bit (G1 et G2), qui produisent des pseudo codes d'un bruit de longueur maximale (PN) avec la longueur de  $2^{10} - 1 = 1023$ bits.

(Voir figure 2.7)

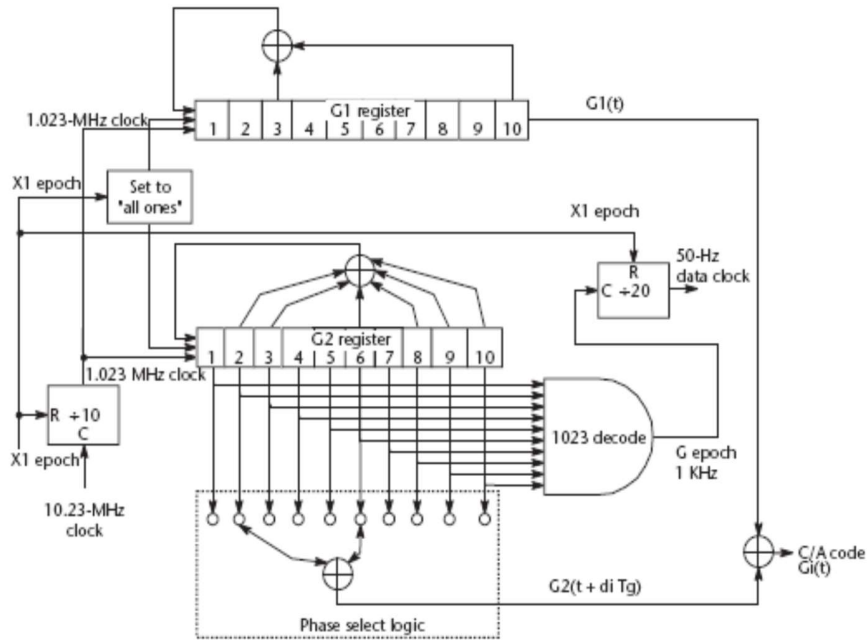


**Figure 2.7 : Génération du code C/A**

Les registres à décalage dans cet exemple peuvent être décrits par les polynômes.

$$G1 = X^{10} + X^3 + 1 \quad (2.4)$$

$$G2 = X^{10} + X^9 + X^8 + X^6 + X^3 + X^2 + 1 \quad (2.5)$$

### 2.6.1.DECALAGE

Pour G1 le décalage se fait à l'aide d'un ou exclusive entre les cases 10 et 3 et la sortie est injecté dans la case N° 1 parce que qu'on a 1 dans le polynôme.

De même pour G2 le décalage se fait à l'aide d'un ou exclusive entre les cases 10 et 9, 8, 6, 3, 2

Et sera injecté dans 1.

### 2.6.2.CHOIX DU C/A CODE :

Le choix du C/A code est basé sur le décalage introduit dans G2, et des études montrent qu'il existe 1023 retards différents, et les 37 retards présentant les meilleurs produits d'inter-corrélation sont attribués aux satellites.  $C/A = G1(t) \times G2(t + d_i.T_g)$  (2.6)

Voici quelques caractéristiques du C/A code

| Paramètres                   | Code C/A           |
|------------------------------|--------------------|
| Nombre de bribes             | 1023 <b>bribes</b> |
| Durée                        | 1 <b>ms</b>        |
| Période                      | 1 <b>ms</b>        |
| Débit                        | 1,023 <b>MHz</b>   |
| Durée du bribes              | 0,978 <b>μs</b>    |
| Longueur spatiale            | 293 <b>m</b>       |
| Nombre de codes              | 37                 |
| Niveau du signal reçu sur L1 | -130 <b>dBm</b>    |

**Tableau 2.2 :** Caractéristiques des codes C/A.

### 2.6.3.PROPRIETES DE CORRELATION DU CODE C/A :

Cette section discute les propriétés de corrélation du code C/A et de leur probabilité d'occurrence.

### 2.6.3.1.AUTO-CORRELATION :

Les propriétés de corrélation de code C/A sont fondamentales aux procédés d'acquisition et de démodulation du signal dans un récepteur GPS. La fonction d'auto-corrélation pour la séquence pseudo-aléatoire du bruit (PN),  $PN(t)$ , dont l'amplitude est  $\pm A$ , la période du chip est  $T_c$  et la période totale est  $NT_c$ , il est indiquée par l'équation[18]

$$R(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} PN(t)PN(t + \tau)dt$$

(2.7)

La séquence PN est de longueur  $N = 2^n - 1$ , où  $n$  est le nombre d'étapes de registre à décalage employées pour produire la séquence qui s'appelle la longueur maximale.

La fonction d'auto-corrélation rapporte  $-A^2/N$  en dehors de l'intervalle de corrélation parce que le nombre de valeurs négatives (-1) est toujours un nombre plus grand que des valeurs positives (+1) dans la longueur maximale de la séquence PN.

Les codes de GPS PRN ont des triangles périodiques de corrélation et un spectre maximal qui a des caractéristiques semblables aux longueurs maximales de la séquence PN. Cependant les codes de GPS ne sont pas des longueurs maximums de la séquence PN. Un générateur de code 10 bits linéaire simple peut produire 1023 séquences mais toutes les fonctions d'auto-corrélation ont une puissance considérable dans les lobes latéraux qui affecte la détection du signal à des basses fréquences. Ce problème a été surmonté en combinant des séquences à partir de deux registres à décalage 10 bits (G1 et G2) pour produire le code C/A. La combinaison de deux séquences du générateur de code C/A rapporte 1023 combinaisons possibles. Les propriétés de corrélation de ces séquences ont été étudiées et 32 codes avec les meilleures propriétés de l'inter-corrélation ont été choisis pour les satellites de GPS.

La figure illustre la fonction d'auto-corrélation pour le code PRN 17 avec un retard de 1023 brides.

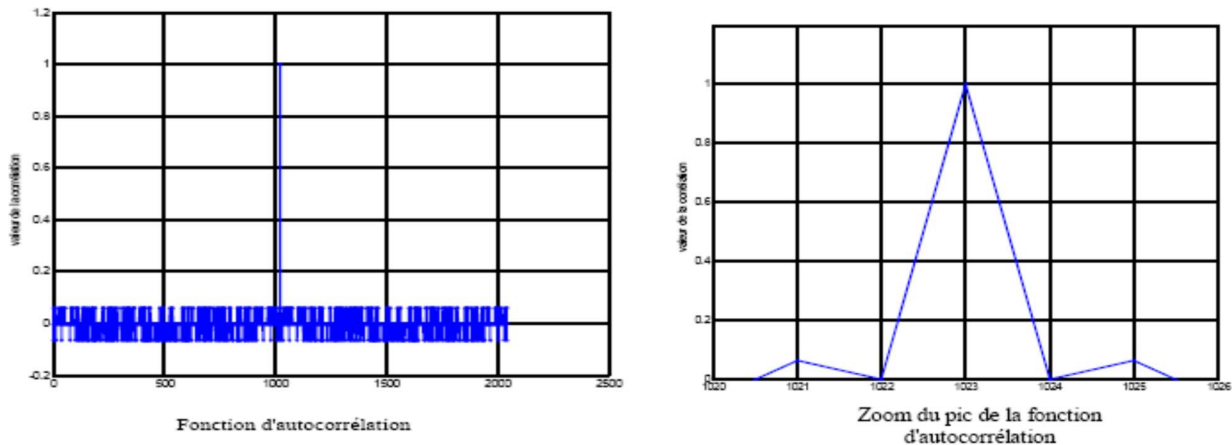


**Figure 2.8** d'auto-corrélation pour le code PRN 17

### 2.6.3.2.INTER-CORRELATION :

La longueur du code C/A de GPS est seulement de 1023 bits ce qui rend les valeurs de l'inter-corrélation pour quelques codes faibles. Les crêtes d'auto-corrélation du code C/A sont plus hautes que des crêtes de l'inter-corrélation par seulement 21-24dB, ceci peut causer une fausse acquisition.

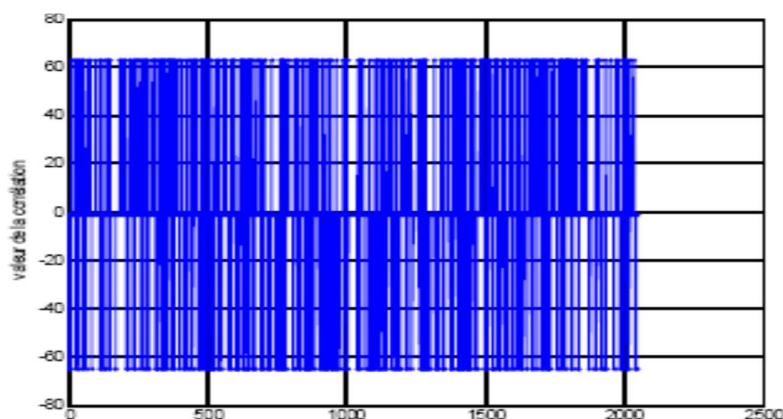


**Figure 2.9** : Fonction d'inter-corrélation

### 2.7. ARCHITECTURE D'UN RECEPTEUR GPS :

Le rôle du récepteur GPS est en premier lieu de détecter les signaux transmis par les satellites et de les convertir en données utilisables.

Un récepteur est capable de:

- Sélectionner plusieurs satellites parmi ceux qui sont visible et acquérir les signaux

GPS correspondants.

- Poursuivre les satellites sélectionnés (poursuite).
- Extraire le message de navigation et calcule les solutions de position/temps.

Un récepteur GPS est constitué de sous-ensembles parfaitement délimités on distingue :

- Une antenne ;
- Un préamplificateur à faible bruit ;
- Un module radiofréquence (RF) ;
- Un module numérique ;
- Une interface utilisateur (clavier et afficheur) ;
- Une alimentation

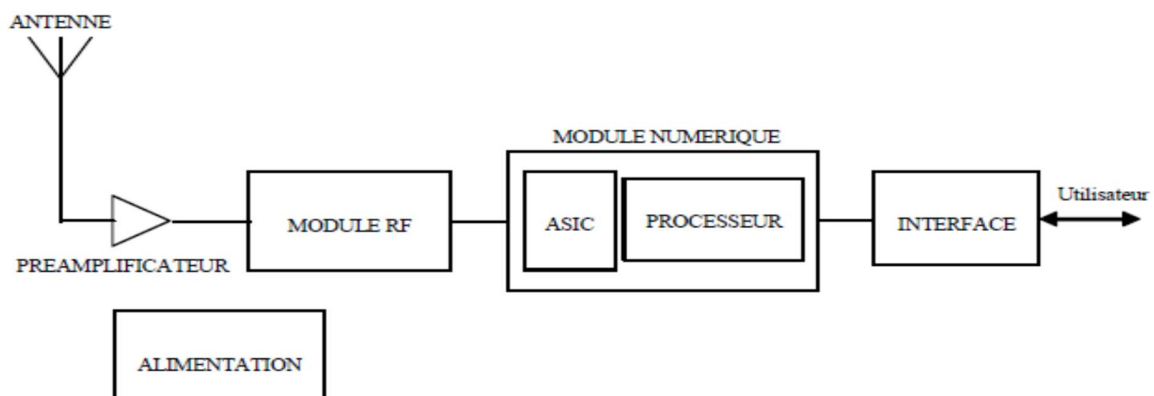


**Figure 2.10 :** Architecture générale d'un récepteur GPS

**2.7.1.LES ANTENNES GPS :**

L'antenne GPS convertit l'énergie des ondes électromagnétiques en provenance des satellites en un courant électrique capable d'être traité par les circuits électroniques du récepteur. La taille et la forme de l'antenne sont critiques et doivent être adaptées aux signaux reçus. L'antenne peut capter uniquement la porteuse L1 ou, L1 et L2.

Les antennes GPS prennent de nombreuses formes. Elles doivent être en visibilité directe et permanente avec les satellites pour capter les signaux et doivent donc satisfaire à la fois des contraintes de profil, d'encombrement et de performances radioélectriques.

Pour cela, plusieurs types d'antenne sont disponibles pour être couplés au récepteur. On trouve, entre autre, des antennes monopôles, dipôles. L'antenne GPS peut être conçue comme dispositif actif avec une certaine amplification se produisant avant que le signal soit envoyé à la section de RF.

**2.7.2.LE PREAMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT :**

Le rôle du préamplificateur à faible bruit est d'amplifier le signal utile tout en minimisant le niveau du bruit thermique. Le niveau des signaux captés est très faible.

Le préamplificateur doit donc amplifier ces signaux sans dégrader de façon notable leur qualité. Ce sous-ensemble doit se situer à proximité de l'antenne pour limiter la dégradation du rapport signal à bruit.

**2.7.3.LE MODULE RF :**

Le module RF assure la transposition des signaux L1 et L2 (le cas échéant) vers des fréquences plus faibles, appelées fréquences intermédiaires (FI). Ces fréquences FI permettent de traiter plus aisément le signal. La transposition est effectuée grâce au battement, ou produit, du signal d'entrée avec une sinusoïde pure, appelée oscillateur local (OL), générée par un synthétiseur de fréquence. Ce dernier est piloté par l'horloge à quartz du récepteur.

Le signal FI contient la modulation du signal. Seule la fréquence porteuse a été décalée en préservant la dérive due à l'effet Doppler. Les filtres FI offrent des bandes étroites adaptées au signal. La section de RF amplifie le signal d'entrée et détermine également sa largeur de bande de pré corrélation.

Le signal est numérisé après un échantillonnage. La conversion analogique numérique a lieu directement en fréquences intermédiaires (FI) à quelques mégahertz pour les récepteurs C/A.

#### **2.7.4.LE MODULE NUMERIQUE :**

Les premières architectures de récepteurs GPS ont été analogiques. Les récepteurs d'aujourd'hui traitent numériquement le signal au plutôt dans la chaîne. Les circuits numériques remplacent les circuits analogiques en fonction de leurs performances et de leur coût.

Dans le module numérique, on distingue principalement un ou deux circuits ASIC dédiés au traitement GPS et un processeur de signal. On trouve également les circuits traditionnels d'une structure programmée (mémoires, ports d'interface, . . .). Le circuit ASIC assure les premiers traitements des signaux GPS.

L'ASIC est contrôlé par un processeur de signal numérique. Celui-ci réalise les fonctions suivantes asservissement des signaux des satellites, la démodulation des messages de navigation, et les calculs de navigation, . . .

#### **2.8.TECHNOLOGIE DE RECEPTION GPS EVOLUEE:**

Un récepteur GNSS est une combinaison de matériel et logiciels capables de recevoir les signaux de plusieurs satellites GNSS (Global Navigation Satellite Systems) et de les traiter en position utile, vitesse, et les informations de synchronisation. La figure 2.11 présente un schéma général des composants nécessaires dans un récepteur GNSS. De nombreux progrès dans la conception de récepteur GNSS sont envisagés pour améliorer la navigation globale, l'orientation, et des fonctions de synchronisation. Pour mettre

ces progrès en contexte, toutefois, nous avons besoin de décrire brièvement les récepteurs GNSS conventionnels.

### 2.8.1.RECEPTEURS CONVENTIONNELS :

Une architecture traditionnelle récepteur GNSS est constitué d'une antenne liée à une série d'applications des circuits intégrés spécifiques (ASIC), le tout contrôlé par un processeur centrale ; ensemble cette combinaison de matériel et le logiciel effectue toutes les fonctions du récepteur.

Un exemple de configuration commun constitué d'un antenne et une puce RF front-end , qui alimente ensuite les signaux échantillonnés dans les puces de corrélation numérique .Le résultat final est une estimation de la position, la vitesse et le temps (PVT) du récepteur

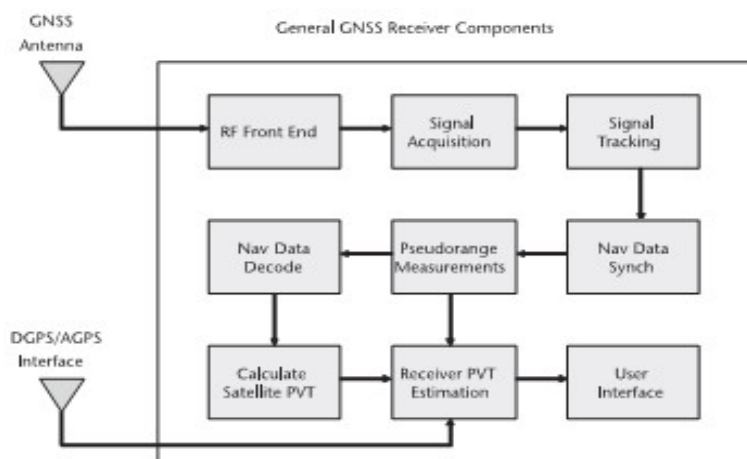


**Figure 2.11** Schéma de principe d'un récepteur GNSS typiques

Dans ce cas, la majeure partie des algorithmes de réception sont exécutés dans les principaux processeurs à l'aide de mémoires ou registres d'interfaces pour la puce de corrélation .Ceci exige que le processeur exécute à un rythme suffisamment rapide pour lire, interpréter et ajuster les entrées et les sorties des chaînes de corrélateur de

signal en temps réel. Le système conventionnels ASIC est devenu une solution compacte intégrée dans la plupart des systèmes de navigation disponibles aujourd'hui.

Cependant, la demande des améliorations à cette architecture provient principalement de deux directions. La première est l'avancement des *field programmable gate*(FPGA), ce qui permet pour le matériel qui pourrait accroître considérablement la capacité et la flexibilité des composants numériques du récepteur. Par exemple, une FPGA peut être programmé avec des centaines de chaînes corrélateur, qui pourrait, à son tour, être reprogrammé pour répondre aux besoins d'application individuelle. La deuxième direction est l'amélioration de la vitesse toujours croissante, des logiciels de traitement. Le logiciel Récepteur GNSS a démontré que la plupart des fonctions du matériel numérique peuvent être effectuées dans le logiciel. Cependant, la vitesse du logiciel est encore beaucoup plus faible que celui d'un circuit hardware, donc cette voie se heurte souvent avec le formidable défi de la maintenance des matériels comparables aux performances. C'est souvent le cas FPGA et le logiciel de base des récepteurs sont utilisés pendant les phases de conception et de prototypage de développement afin de déterminer la configuration optimale pour un système. Par la suite, la conception est convertie en un ASIC afin de mieux optimiser la vitesse, de coût et de puissance performances du récepteur final.

### **2.8.2. RECEPTEURS A BASE DE FPGA :**

L'utilisation des récepteurs à base de FPGA a considérablement augmenté au cours de la dernière décennie, principalement en raison de la densité de circuit à haute fiabilité sur un relativement petit et des puces programmables à faible coût. Le FPGA est programmé dans un langage de conception personnalisée connu comme VHDL. Lorsque ce code est chargé sur la puce, des millions de génériques portes du circuit sont configurés en fonction de la logique programmée pour effectuer les fonctions spécifiées.

Ce processus peut être consulté à peu près comme l'écriture d'un programme d'ordinateur qui n'est pas compilé dans le sens traditionnel pour être exécuté sur un processeur mais c'est compilé à configurer du matériel générique sur une puce. L'avantage est que la puce résultante fonctionne de la même rapidité du matériel, et peut être programmé comme un logiciel.

L'inconvénient du FPGA est que le matériel ne peut être efficacement programmé pour certaines tâches, en fait, de nombreuses fonctions restent difficiles à mettre en œuvre. Par exemple, effectuer le suivi des signaux GPS dans un FPGA n'est pas difficile tant qu'elle se compose principalement d'une longue série de multiplication et d'accumulation (fonctions bien adaptés aux portes du matériel générique).

Sinon, la logique de contrôle complexe, qui est souvent présente dans les architectures de navigation logiciel de contrôle, n'est pas efficace à effectuer dans un FPGA, par conséquent, un processeur de commande séparée est toujours nécessaire. Une autre tâche qui est bien adapté aux FPGA effectuer le transformées de Fourier rapides (FFT), souvent utilisé durant la recherche d'un récepteur GNSS de signal initial et opération d'acquisition. Les problèmes d'alimentation doivent être considérés soigneusement par ce que les FPGA peuvent consommer plus de puissance que les ASIC, mais comme les appareils deviennent plus petits et plus économes en énergie ce problème peut souvent être atténué de façon adéquate.

### **2.8.3.LES RECEPTEURS LOGICIELS DE GNSS :**

Le dernier type de récepteur GNSS entré en utilisation à grande échelle est le logiciel défini récepteur de radio ou de logiciels. La principale innovation du récepteur logiciel est l'élimination des matériels de traitement numérique, résultant en une grande simplification de la conception de récepteurs, y compris la taille a diminué, la consommation d'énergie, de coût et de flexibilité.

Malheureusement, il ya un inconvénient: Les tâches effectuées par les corrélateurs numériques doivent encore être complétées, ils ont simplement été déplacés dans

le processeur de contrôle, et ont ainsi considérablement augmentés la charge de traitement sur le logiciel. Le logiciel est maintenant requis pour effectuer un grand nombre d'accumulations de multiplications dans des intervalles milliseconde.

### 3.CONCLUSION :

L'acquisition du signal GNSS c'est le processus colossale l'ors du traitement du signal.

L'inter corrélation cette fameuse opération mathématique nous permettra de trouver et détecter le numéro de satellite émettant l'information.

Par la suite des opérations de décodage et de décryptage sont mises en place afin de tirer l'information inclus dans le message.

Le chapitre suivant on va discuter une optimisation d'une manière temporelle pour la phase acquisition c'est-à-dire réduction du temps de traitement du signal GNSS.

# **CHAPITRE III**

## **Optimisation d'acquisition en utilisant la méthode DBZP**

### INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, la méthode d'acquisition de Double-Block Zéro-Padding (DBZP) Connue pour son efficacité et rapidité peut être un remède dans le traitement du signal si on veut un traitement rapide et avoir des solutions fiables pour le processus de corrélations

Le processus de corrélation est l'étape la très importante dans l'opération d'acquisition du signal GPS, la recherche parallélisée du Transformée de Fourier discrète, implémentée par des algorithmes de transformée de Fourier rapide (FFT). Dans ce cas, la complexité d'une telle méthode dépend de la taille du vecteur sur lequel La FFT est exécutée et le nombre de FFT calculée. Une approche pour optimiser Le temps d'exécution du processus de la corrélation est de traiter des vecteurs dont la taille est une fraction du code d'étalement du période. La méthode d'acquisition la plus connue basée sur cette approche est le Double-Block Zero-Padding tel que présentée initialement dans la littérature dans [Lin et al., 1999]. Il a été démontré que le DBZP consomme moins de temps et de puissance Par rapport à d'autres méthodes classiques d'acquisition, également basées sur les FFT. [19] [20]

### 3.1 L'ALGORITHME DBZP

Le modèle mathématique général de la méthode d'acquisition Double-Block Zero-Padding Peut être décrit en 5 étapes. Le schéma fonctionnel de la méthode DBZP est illustré à la figure 3.6.

Le concept du DBZP est l'utilisation de nombreuses corrélations partielles sur une durée équivalente À quelques dizaines de jetons [21]. Pour ce faire, le signal entrant et le code local sont divisés en blocs.

#### 3.1.1. INITIALISATION

Les paramètres d'entrée du DBZP sont:

- Le temps d'intégration cohérent  $TC$ ,

## CHAPITRE III Optimisation d'Acquisition en utilisant la méthode DBZP

- La plage d'incertitude Doppler[22]  $[f_{D, Min}, f_{D, Max}]$  où  $f_{D, Max}$  est le maximum attendu De la fréquence Doppler entrante et  $f_{D, Min}$  le minimum. Le central Fréquence de la plage de fréquence Doppler est notée  $f_{D, Med}$ .

Dans un schéma d'acquisition typique, le temps d'intégration cohérent est en général choisi pour être Égal à la période de code d'étalement  $T_c$ . Pour une application sur le signal GPS L1 C / A, il peut être Plusieurs périodes de code d'étalement.[23]

La plage de fréquence Doppler est en général symétrique par rapport à 0 quand il n'y a pas de

Priori sur le Doppler. Même si la plage de fréquences Doppler n'est pas symétrique, Facile à aller au cas  $f_{D, Med} = 0$ , en multipliant le support local par  $\exp(-2i\pi f_{D, Med} n T_s)$  avec

$(n = 0, 1, \dots, N_s - 1)$ . Alors  $f_{D, Min} = -f_{D, Max}$ .

Contrairement à la méthode d'acquisition par recherche en série, le nombre de bins de fréquence Doppler DBZP et leurs résolutions sont fixées par l'algorithme et ne peuvent pas être choisies par l'utilisateur. Le nombre Des bins de fréquence Doppler, notées  $N_b$  est déterminée par:

$$N_b = \frac{f_{D, Max} - f_{D, Min}}{\frac{1}{T_c}} = 2f_{D, Max} \times T_c \quad (3.1)$$

Le nombre de blocs de retard de code est choisi égal au nombre de fréquences Doppler Bins [Ziedan, 2006]. On peut en déduire que:

- La durée d'un bloc  $t_b$  est:

$$t_b = \frac{T_c}{N_b} = \frac{1}{2f_{D, Max}} \quad (3.2)$$

- Le nombre d'échantillons par bloc  $N_{spb}$  est égal à:

$$N_{spb} = \frac{N_s}{N_b} = t_b \times f_s \quad (3.3)$$

- La résolution de fréquence Doppler  $\Delta_f$  est:

$$\Delta f = \frac{2f_{D,Max}}{N_b} = \frac{1}{T_C} \quad (3.4)$$

Par exemple, pour une fréquence Doppler entrante comprise entre -10 et 10 kHz, la durée d'un bloc  $tb$  est égal à 50  $\mu s$  (un vingtième d'une milliseconde, soit  $N_{cpb} = 51.15$  chips). Pour un temps d'intégration cohérent de  $T_C = 4$  ms, la résolution de fréquence Doppler,  $\Delta f$ , est 250 Hz, qui est deux fois plus large que pour la méthode d'acquisition en série pour laquelle  $\Delta f = 1 / 2T_C$ . Dans le domaine temporel, la résolution  $\Delta \tau$  correspond à la période d'échantillonnage  $T_s$ . [24]

En effet, l'espace d'incertitude de retard de code est discrétisé à la fréquence d'échantillonnage. Il y a Donc autant de retards de code possibles ( $N\tau$ ) que le nombre d'échantillons par période de code d'étalement ( $N_s$ ).

## 3.1.2 ÉTAPE 1: PRETRAITEMENT DU SIGNAL ENTRANT

Tout d'abord, le signal reçu est prétraité. En effet, le signal complexe reçu est Converti en bande de base en la multipliant par une porteuse complexe  $\exp(-2i\pi f_{IF}nT_s)$  dépendant Seulement sur la fréquence intermédiaire  $f_{IF}$ , ce qui signifie que le support complexe local essaye de compenser la fréquence Doppler entrante. Il est important de comprendre que 'une réplique de porteuse, qui ne dépend pas d'une estimation de fréquence Doppler, est générée. [25]

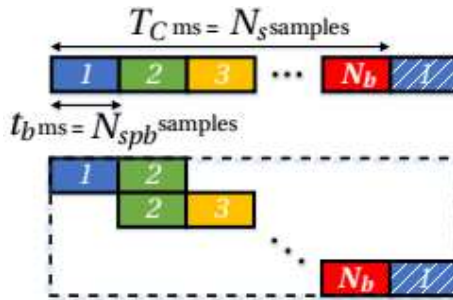


**Figure 3.1** Prétraitement du signal entrant

Les échantillons de bande de base  $T_C$ -long résultants sont disposés en blocs  $N_b$  de longueur égale. Chaque Couple de deux blocs consécutifs est regroupé pour former  $N_b$  blocs de taille  $2N_{spb}$  [26](ainsi le nom "Double-Block") et noté  $B_{l+1}^S$ , avec  $l = 0, 1, \dots$ ,

$Nb - 1$  désignant l'indice de bloc (bin). Le dernier bloc est combiné avec des échantillons supplémentaires comme illustré à la figure 3.1.

### 3.1.3 ÉTAPE 2: GENERATION DU CODE D'ETALEMENT LOCAL :

La deuxième étape consiste à conditionner le code d'étalement local. Quant à l'entrée,  $T_C$  ms du code local sont générés et divisés en  $Nb$  blocs de  $N_{spb}$  échantillons. Ensuite, chaque bloc est rembourré et noté  $B_{l+1}^c$ , ce qui signifie que  $N_{spb}$  échantillons de valeur 0 sont ajoutés à chaque bloc comme illustré à la figure 3.2, où le bloc  $N_{spb}$  composé de 0s est représenté par une boîte noire.[27]

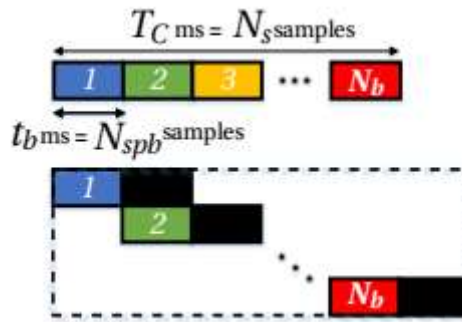


Figure 3.2 Prétraitement du code local

### 3.1.4 ÉTAPE 3: CORRELATIONS PARTIELLES SUR LES SIGNAUX DIVISES

La troisième étape vise à évaluer la sortie de corrélation, en la calculant au moyen de la FFT.[28]

Les 2 premiers  $2N_{spb}$ -échantillons du signal entrant est en corrélation circulaire avec le premier bloc de code zéro ajouté. Il en résulte une corrélation circulaire partielle, et seule la première moitié est conservée. Certains points de cette étape devraient être développés. Les  $N_{spb}$  échantillons de sortie représentent une Corrélation sur  $t_b$  ms (beaucoup plus courte qu'une période de code d'étalement) sur  $N_{spb}$  code possible Retards La corrélation partielle est illustrée à la figure 3.3 et peut être comparée avec la corrélation.

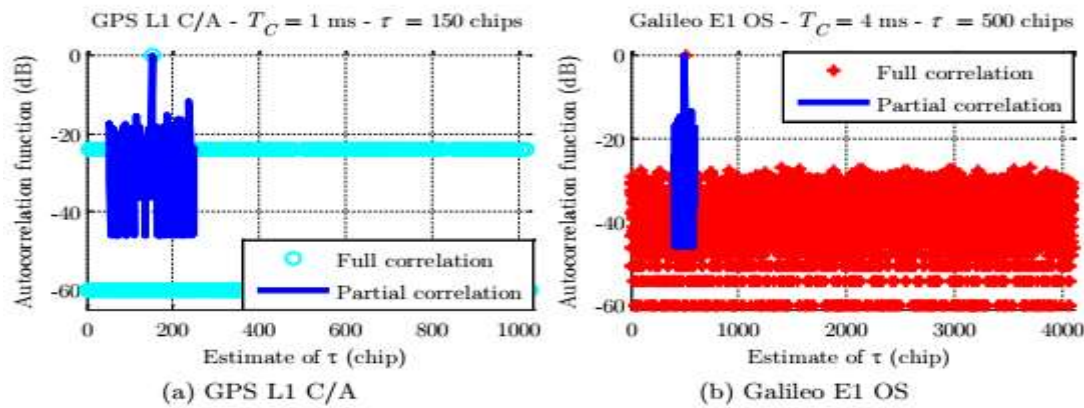


**Figure 3.3** Autocorrélations complètes et partielles GPS L1 C / A et Galileo E1 OS

Lorsque les codes d'étalement locaux et entrants sont parfaitement alignés (ou le code estimé Retard est au voisinage du retard de code droit), la corrélation partielle normalisée est Équivalent à l'autocorrélation complète normalisée. L'inconvénient de la corrélation partielle est Que la corrélation n'est faite que sur une partie de l'ensemble du code d'étalement et donc sur la périodicité .[29]

Et les propriétés du code d'étalement ne sont pas conservées (l'isolement est dégradé car il peut être Observé à la figure 3.3).

Dans la méthode d'acquisition DBZP, le Zero-Padding est utilisé pour passer en revue la non-périodicité Des blocs de code partiels. En effet[30], comme le montre la figure 3.4 (a), lorsque le rembourrage zéro n'est pas Utilisé, le pic de la fonction d'autocorrélation normalisée est fortement atténué. Au contraire, Lorsque la corrélation partielle est calculée en utilisant  $2tb$  de signal et de rembourrage zéro, la partie partielle locale, Le pic de la fonction d'autocorrélation normalisée est fortement isolé et non atténué (Figure 3.4 (b), même s'il ya une transition de signe de bit). Notons que seule la première partie La corrélation est conservée, correspondant à celle avec le pic potentiel. Sur les figures, Une corrélation partielle est effectuée sur  $tb$  pour un retard de code de 27 chips[31]

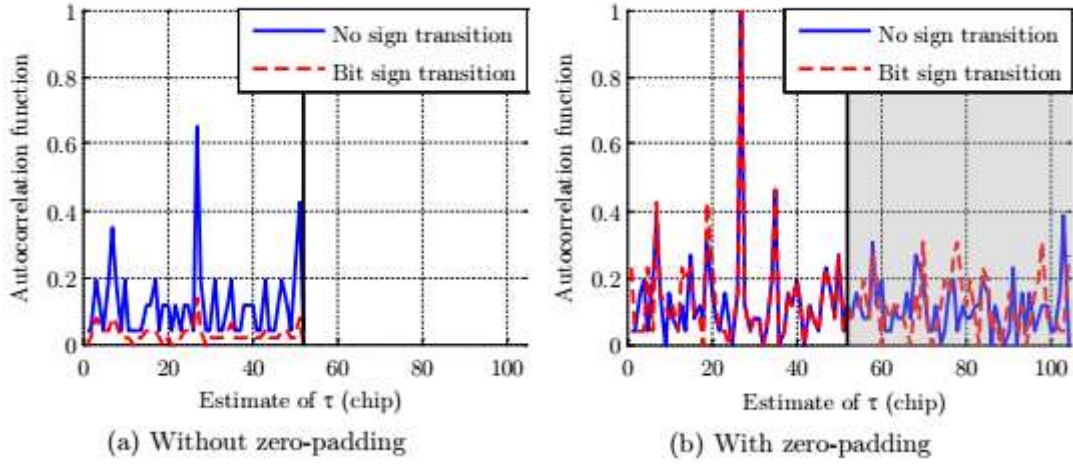


**Figure 3.4** Illustration de l'utilisation du rembourrage zéro pour la corrélation partielle

Sachant que  $l = 0, 1, \dots, Nb - 1$  définit la paire de blocs de code, l'intégration cohérente

Intervalle est supposé être:

$$[T_0 + (k - 1)T_C + lt_b, T_0 + (k - 1)T_C + (l + 1)t_b] \quad (3.5)$$

De plus, la phase à  $t = T_0 + (k - 1)T_C + lt_b$  est supposée être:

$$\phi_0(k, l) = 2\pi f_D(T_0 + (k - 1)T_C + lt_b) \quad (3.6)$$

Sur la base des sorties d'auto-corrélation classiques, les la sortie du corrélateur en phase est:[32]

$$\tilde{I}_l(k) = \frac{1}{t_b} \int_{T_0 + (k-1)T_C + lt_b}^{T_0 + (k-1)T_C + (l+1)t_b} B_{l+1}^c(t) \times B_{l+1}^s(t) dt \quad (3.7)$$

En fin de compte, pour de faibles erreurs de fréquence Doppler et de retard de code

Leurs expressions sont:[33]

$$\begin{aligned} I_l(k) &= \frac{A}{2} d(k) \tilde{R}_{c_1}(\varepsilon_\tau(k, l)) \cos(\pi f_D t_b + \varepsilon_{\phi_0}(k, l)) \text{sinc}(\pi f_D t_b) + \eta_{\tilde{I}_l}(k) \\ \tilde{Q}_l(k) &= \frac{A}{2} d(k) \tilde{R}_{c_1}(\varepsilon_\tau(k, l)) \sin(\pi f_D t_b + \varepsilon_{\phi_0}(k, l)) \text{sinc}(\pi f_D t_b) + \eta_{\tilde{Q}_l}(k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

où:

-  $l = 0, 1, \dots, Nb - 1$  représente  $l$ -ème corrélation partielle,

Et  $\tilde{I}_l$  et  $\tilde{Q}_l$  sont la phase et la phase en quadrature  $l$ -ème sortie du corrélateur partiel,

$\tilde{R}_{c1}$  est la fonction d'autocorrélation partielle,[34]

$\varepsilon_\tau(k, l)$  est le retard du code dans  $[T0 + (k - 1) TC + ltb, T0 + (k - 1) TC + (l + 1) tb]$ .

$E_\tau(k, l)$  dépend de la tranche de temps, mais on suppose que les paramètres du signal entrant et de la réplique locale sont constantes pendant le processus de corrélation. Et alors on suppose que  $\varepsilon_\tau(k, l) = \varepsilon_\tau$ ,

-  $\varepsilon\varphi_0(k, l) = \varphi_0(k, l) - \varphi_0$  est l'erreur de phase de porteuse au début de l'intervalle

$[T0 + (k - 1) TC + ltb, T0 + (k - 1) TC + (l + 1) tb]$ ,

-  $\eta\tilde{l}$  et  $\eta\tilde{Q}l$  sont les bruits aux sorties du corrélateur partiel avec une variance de

$$\sigma_\eta^2 = \frac{N_0}{4t_b} \frac{N_0 N_b}{4T_C} \quad (3.9)$$

Il est intéressant de noter que la phase  $\pi f_D t b + \varepsilon\varphi_0(k, l)$  dépend de:

- La fréquence Doppler entrante  $f_D$  (si  $f_D$  est nulle, sinon sur  $\varepsilon_{f_D} = f_D - \hat{f}_D$ ),

- Le  $(l + 1)$  éme bloc de signal  $B_{l+1}^S$

Les sorties du corrélateur partiel peuvent être stockées dans une matrice de taille  $Nb \times Nspb$  où:

- Il ya autant de colonnes que possible de retards de code: chaque colonne contient toutes les sorties de corrélateurs partiels pour une erreur de retard de code donnée,

- Il existe autant de lignes que de corrélations partielles: chaque ligne contient la partie

Des sorties de corrélateur pour une tranche donnée de temps

### 3.1.5 ÉTAPE 4: APPLICATION DE LA FFT

Une FFT  $b$ -point est appliquée à l'ensemble des sorties de corrélation partielle correspondant à un délai de code donné. Ceci permet de déterminer la fréquence Doppler du signal entrant.[35]

On peut supposer que

$(A/2)\tilde{R}_{c1}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi f_D t b)$  est constante pour tout  $l$  dans  $\llbracket 0, Nb-1 \rrbracket$  et peut être

## CHAPITRE III Optimisation d'Acquisition en utilisant la méthode DBZP

Approché par :

$(A/2)R_{C1}(\varepsilon_\tau) \text{ sinc}(\pi f_D t_b)$  au voisinage de  $\varepsilon_\tau = 0$ . Ainsi, la FFT des sorties de corrélateur partiel fournit les sorties DBZP, notées  $\iota(k, m)$  et  $\rho(k, m)$ , [36]

$$\begin{aligned}
 \iota(k, m) &= \mathcal{F}(\tilde{I}_l(k)) \\
 &= \frac{A}{2} d(k) R_{C1}(\varepsilon_\tau) \text{ sinc}(\pi f_D t_b) \mathcal{F}(\cos(\pi f_D t_b + 2\pi f_D l t_b + \varepsilon_{\phi_0}(k, 0))) \\
 &\quad + \eta_\iota(m) \\
 &= \frac{A}{2} d(k) R_{C1}(\varepsilon_\tau) \text{ sinc}(\pi f_D t_b) N_b \frac{\text{sinc}(\pi(m - f_D T_C))}{\text{sinc}(\pi \frac{m - f_D T_C}{N_b})} \cos(\phi(k)) + \eta_\iota(m) \\
 \rho(k, m) &= \mathcal{F}(\tilde{Q}_l(k)) \\
 &= \frac{A}{2} d(k) R_{C1}(\varepsilon_\tau) \text{ sinc}(\pi f_D t_b) N_b \frac{\text{sinc}(\pi(m - f_D T_C))}{\text{sinc}(\pi \frac{m - f_D T_C}{N_b})} \sin(\phi(k)) + \eta_\rho(m)
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Où:

$$- \phi(k) = \pi f_D t_b + \pi \frac{(Nb-1)}{(Nb)} (f_D T_C - m) + \varepsilon_{\phi 0}(k, 0),$$

-  $m = 0, \dots, Nb - 1$  est le point où la FFT est prise et correspond à un Doppler Bin de fréquence,

-  $\eta_\iota$  et  $\eta_\rho$  sont les bruits complexes aux sorties DBZP

$$\sigma_{\eta DBZP}^2 = \frac{N_b^2 N_0}{4T_C} \tag{3.11}$$

Il est intéressant de noter que la largeur du pic principal du terme  $\text{sinc}(\pi f_D t_b)$  est

$2 N_b/T_C$  Qui est plus grand que le pic principal du terme  $\text{sinc}$  sincère (recherche en série classique) [37]

Qui est  $2/T_C$

Cependant, en raison de la présence supplémentaire du second terme  $\text{sinc}$ , dans le domaine fréquentiel[38], La sortie DBZP devrait fournir un pic pour le compartiment de fréquence qui correspond à la droite Estimation de la fréquence Doppler entrante telle que présentée dans la Figure 3.5, pour une estimation correcte Du délai de code. La largeur du pic correspond à la résolution de fréquence

$$1 / T_c$$

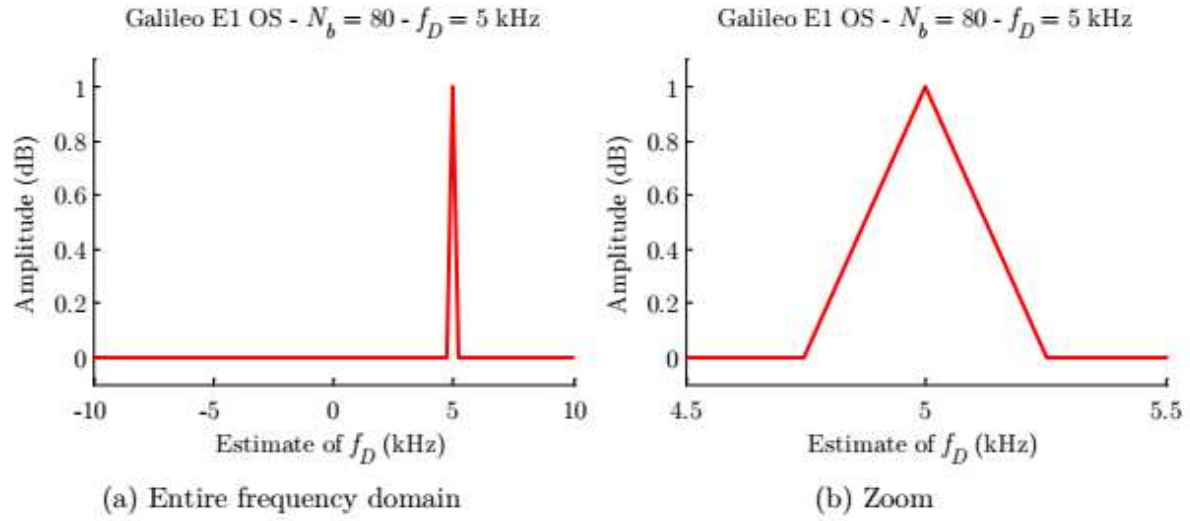


**Figure 3.5** Sortie DBZP dans le domaine fréquentiel

## 3.1.6 ÉTAPE 5: PERMUTATION DES BLOCS DE CODE :

Dans le processus précédemment décrit, seuls les retards de code dans la tranche de temps de délai du premier code  $[0, tb[$  Sont testés. Pour essayer tous les retards de code, les blocs de code locaux sont permutés circulairement: le  $Nb$ ème Bloc devient le premier bloc, le premier bloc devient le second bloc[39], etc (la permutation Est illustrée à la figure (3.6)).

$Nr$  permutations comme ceci peuvent être faites pour explorer le code entier ;Les Retards des blocs de signaux entrants restent inchangés.

Notons que si le temps d'intégration cohérent  $T_c$  est égal à la période du code d'étalement,

Le nombre de permutations circulaires correspond au nombre de blocs  $Nr = Nb$ . cependant,

Si  $T_c$  est supérieur à une période de code d'étalement[40] (par exemple pour GPS L1 C / A avec  $T_c = 10$  ms [41]), le nombre de permutations circulaires se réduit à  $Nr = Nb / (T_c / T_{c1})$  a cause a la périodicité du code d'étalement . En effet, le bloc de code  $B_{Nr+1}^C$  est égal au bloc de code  $B_1^C$  car le premier  $Nr$  Blocs décrivent la période de code d'étalement et les blocs  $Nr$  suivants sont une répétition de la première  $Nr$  Blocs.[42]

A la fin, la sortie matricielle DBZP est de taille  $(Nb \times NrNspb)$ , chaque ligne correspondant à Un compartiment de fréquence Doppler et chaque colonne à un délai de code. le schéma fonctionnel du DBZP est présenté à la figure (3.6).[43]

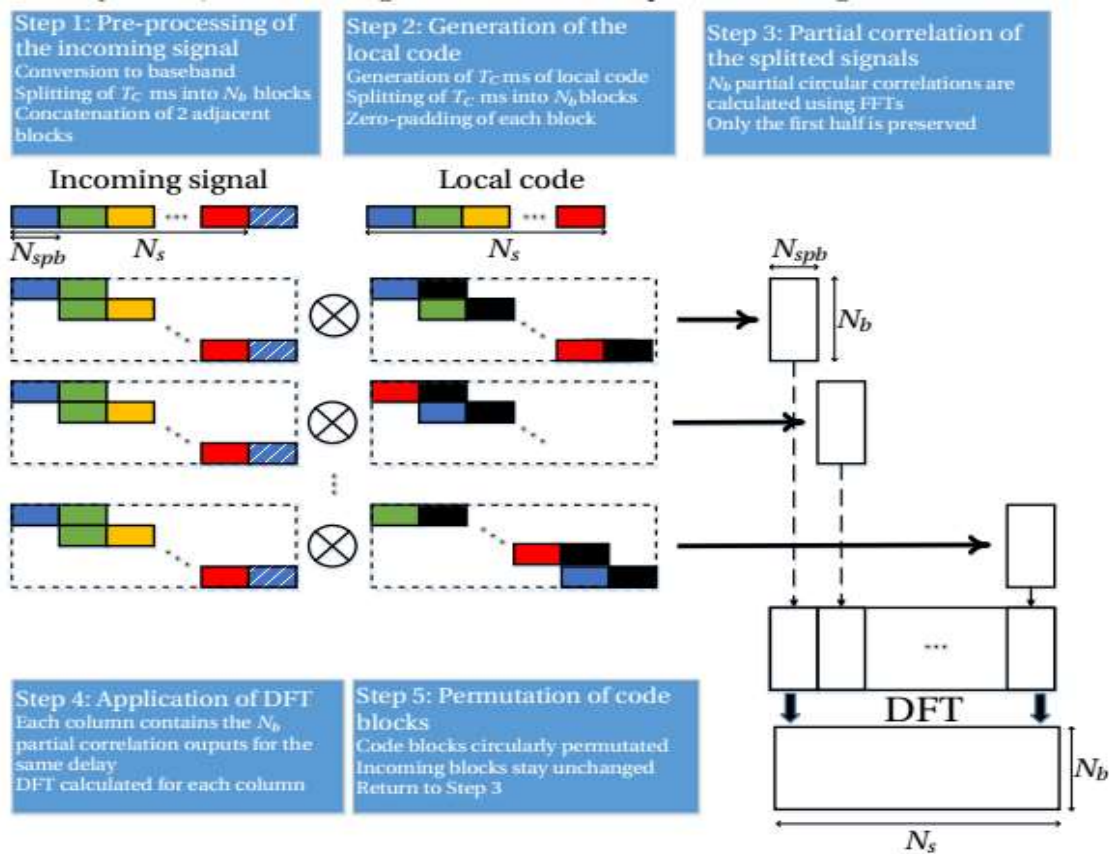


**Figure 3.6** Diagramme de blocs de méthode Double-Block Zero-Padding (DBZP)

**3.2. CONCLUSION :** ce chapitre résume la méthode DBZP dans le processus acquisition du signal GNSS dans le récepteur embarqué, le principe est simple c'est de réduire le temps de traitement tant disque ce récepteur est embarqué et le temps présente un facteur très important pour une bonne localisation notamment dans les engins à grande vitesse (satellites, avions, missiles)

Le prochain chapitre décrit le deuxième processus (poursuite) et ces performances.

# **CHAPITRE IV:**

Poursuite du signal GNSS et  
performances

#### **4.1 LA POURSUITE DU SIGNAL GPS :**

Le processus de poursuite suit le procédé d'acquisition et garde le récepteur verrouillé sur le signal détecté et démodule les données. Le récepteur devrait maintenir la poursuite de la porteuse et la phase des signaux entrants. Les boucles de poursuite se composent d'un filtre de boucle[44], discriminateur et un oscillateur commandé par tension (VCO) ou un oscillateur commandé numérique (NCO). Un VCO ou un NCO produit du signal local qui a la même caractéristique que le signal entrant. La différence entre le signal entrant et un signal local est ramenée à une moyenne dans le filtre de boucle et puis passée au discriminateur pour déterminer l'erreur. Le discriminateur donne une erreur qui rétroagit au VCO/NCO pour corriger la génération du signal local. Le processus de poursuite détecte également la perte de verrouillage du signal satellite reçu. S'il y a une perte de verrouillage, le signal doit être réacquit par le procédé d'acquisition.[45]

Une boucle à verrouillage de fréquence (FLL) surpasse une boucle à verrouillage de phase (PLL) dans l'effort dynamique et dans les conditions d'interférence radio tandis qu'une PLL donne une meilleure exactitude de mesure que la FLL. FLL-aidé-PLL résout le dilemme du concepteur de récepteur de GPS une fois confronté au besoins la robustesse de dynamique du FLL plus l'exactitude du PLL.[46]

##### **4.1.1 Présentation et description de la PLL**

On appelle PLL ou boucle à verrouillage de phase, ou boucle d'asservissement de phase, un système bouclé dans lequel la grandeur asservie est la phase d'un signal alternatif. Elle comporte trois éléments : un comparateur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur commandé en tension VCO.

On trouve une boucle à verrouillage de phase dans tous les équipements modernes :

- Récepteurs FM, TV
- Émetteurs récepteurs CB
- Magnétoscopes

- Décodeurs TV numériques
- Modems téléphoniques et câbles
- Téléphones GSM etc ...

Le coeur de la PLL est l'oscillateur qui fournit en sortie un signal en général sinusoïdal ou carré, mais dont la fréquence instantanée  $f_e(t)$  est asservie à la fréquence  $f_e(t)$  du signal injecté dans la boucle.

La PLL est donc un asservissement de fréquence ou de phase dont la structure interne est la suivante :

Eléments essentiels d'une boucle d'asservissement de phase (voir figure 4.1):

1. Le comparateur de phase (mélangeur, multiplieur)
2. Un filtre de boucle (passe-bas).
3. Un oscillateur contrôlé en tension (VCO, NCO).

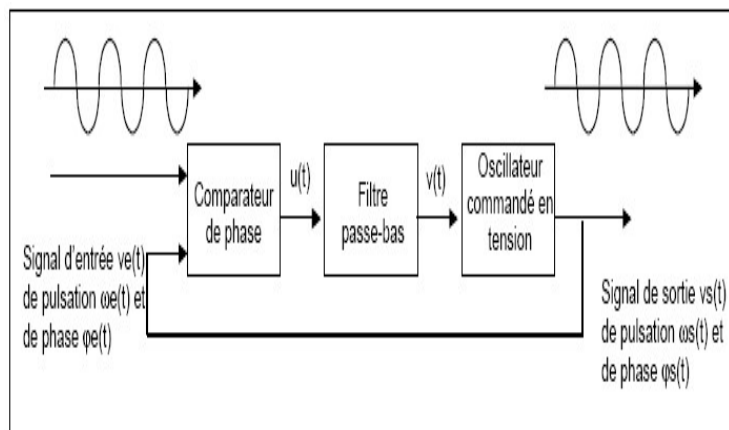


**Figure 4.1:** Structure de base de la boucle à verrouillage de phase.

L'oscillateur VCO qui produit le signal de sortie couvre une certaine plage de fréquence autour d'une valeur centrale appelée  $f_0$ . Sa fréquence varie en fonction de la tension de commande ( $V$ ) appliquée sur son entrée.

La fréquence du signal en sortie de cet oscillateur est comparée avec la fréquence d'un signal de référence issu souvent d'un oscillateur à quartz.

Ceci est fait par un comparateur de phase qui fournit à sa sortie une tension ( $U$ ) souvent d'allure assez complexe mais dont la valeur moyenne ( $V$ ) commande la fréquence du VCO.[47]

#### 4.1.2 Le comparateur de phase OU exclusif

Le comparateur de phase doit donner en sortie une information sur le déphasage entre le signal de sortie du VCO et le signal d'entrée de la boucle, et idéalement il fournit une tension proportionnelle à la différence de phase entre l'entrée et la sortie (voir figure 4.2).[48]

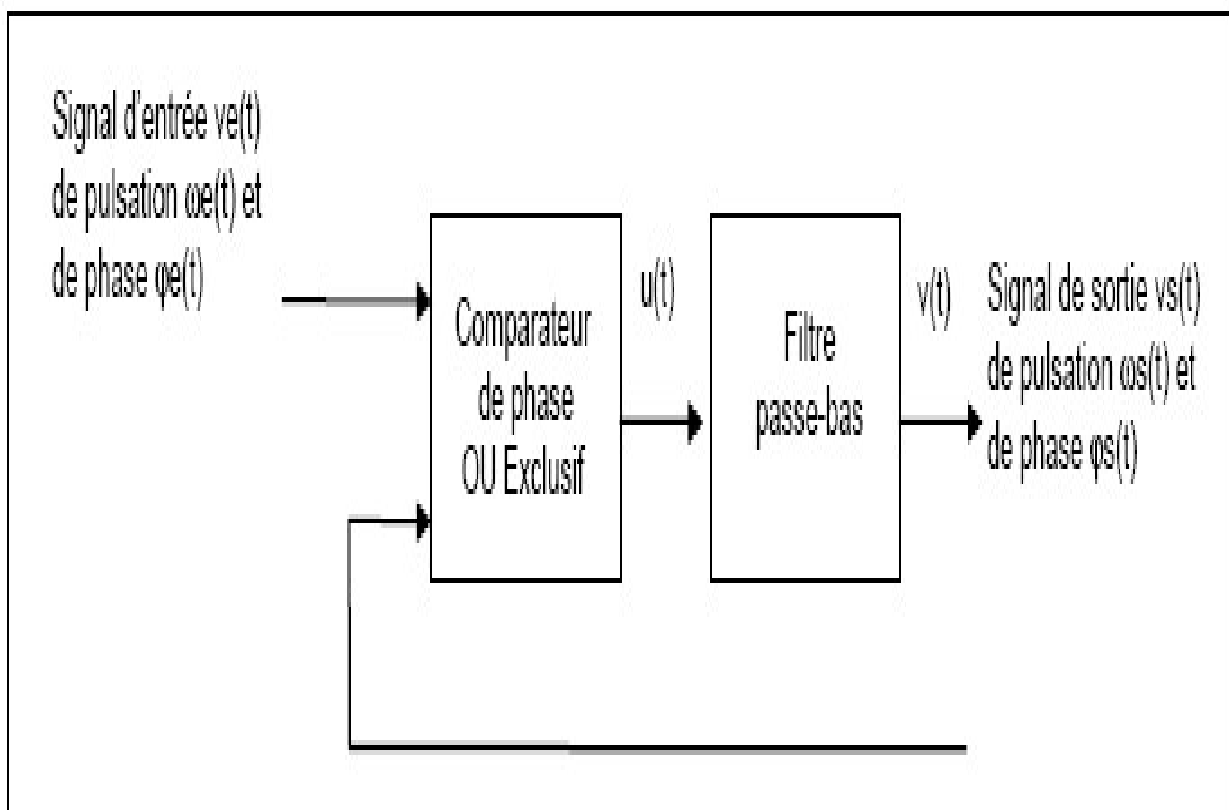


Figure 4.2 : La place du comparateur de phase.

Il existe différents types de comparateurs de phase dont le plus courant est le OU Exclusif suivi d'un filtre passe-bas, qui a l'avantage de la simplicité mais ne fonctionne qu'avec des signaux carrés symétriques (voire figure 4.3).

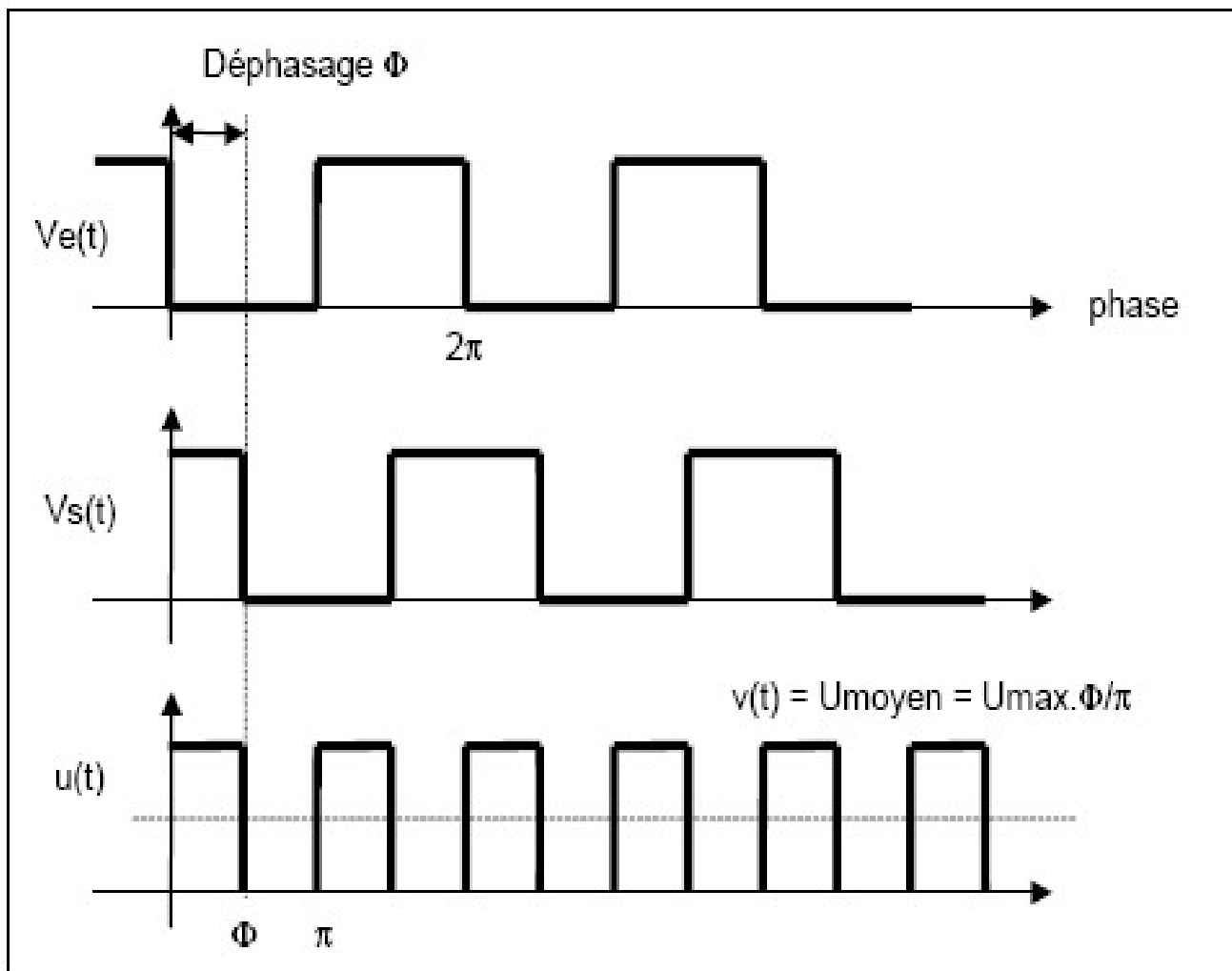


**Figure 4.3:** Fonctionnement du comparateur de phase à OU exclusif.

#### 4.1.3 Fonctionnement de la boucle :

En l'absence de signal injecté à l'entrée de la boucle, ou si la fréquence du signal injecté est en dehors de la plage de fonctionnement du VCO, la boucle est dite non

verrouillée et la fréquence en sortie de la boucle est égale à la fréquence centrale du VCO. Une boucle non verrouillée n'a aucun intérêt.

Si on injecte dans la boucle un signal de fréquence ( $f_e$ ) voisin de ( $f_0$ ), le système évolue selon un régime transitoire complexe à étudier pour aboutir au bout d'un temps lié aux caractéristiques du filtre passe-bas et allant de la microseconde à quelques milliseconde à une situation stable caractérisée par les points suivants :

- fréquence en sortie rigoureusement égale à la fréquence d'entrée  $f_s = f_e$
- signaux d'entrée  $v_e(t)$  et de sortie  $v_s(t)$  déphasés d'un angle  $\varphi$
- tension  $u(t)$  variable et dont la forme dépend de  $\varphi$
- tension  $v(t)$  continue et égale à la valeur moyenne de  $u(t)$ .

On dit alors que la boucle est **verrouillée**. Voici un exemple de l'allure des signaux aux différents points de la boucle (voire figure 4.4) :

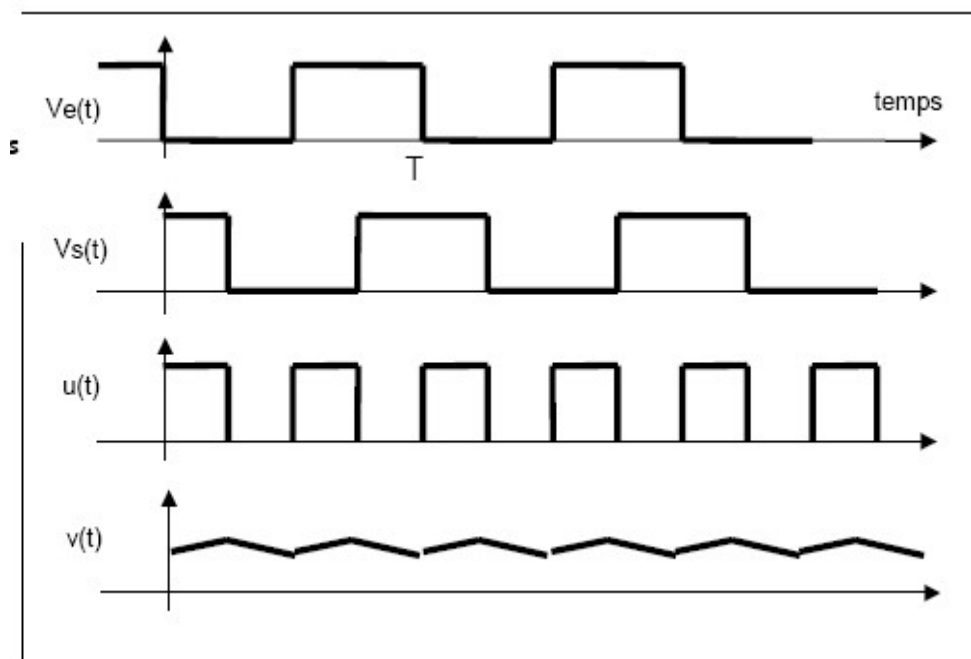


**Figure 4.4:** Différents points de la boucle.

Les signaux  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  sont déphasés

- Les signaux  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  n'ont pas obligatoirement la même forme
- Le signal en sortie du comparateur de phase à une fréquence double
- Si le filtrage n'est pas assez efficace, il subsiste une ondulation sur  $v(t)$

Une fois que la boucle est verrouillée ou accrochée, la fréquence d'entrée peut varier dans une certaine plage sans que cette boucle ne décroche. C'est la plage normale de fonctionnement de la PLL ou **plage de verrouillage** caractérisée par l'égalité des fréquences d'entrée et de sortie.

Si la fréquence d'entrée sort de la plage de verrouillage, la boucle décroche et on revient à la situation d'une boucle non verrouillée. C'est évidemment une situation à éviter dans la pratique.

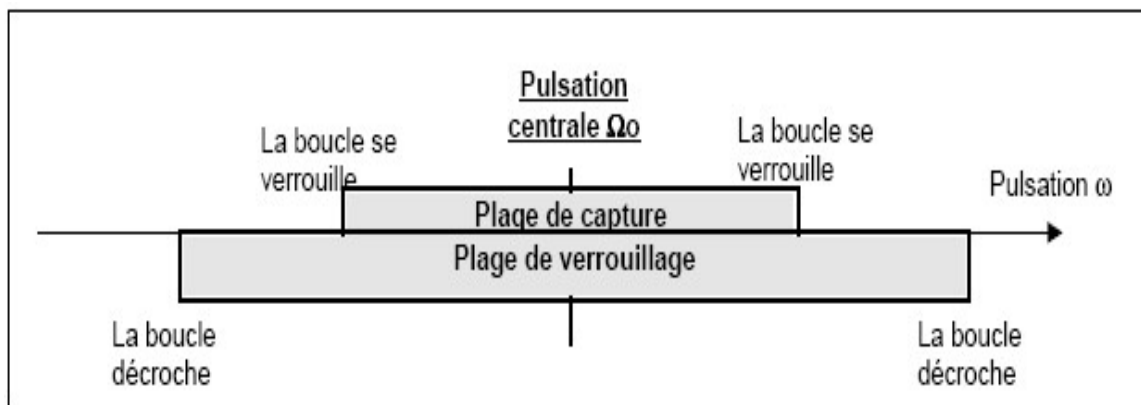


**Figure 4.5 :** Les plages de capture et de verrouillage

Pour raccrocher la boucle, il faut alors revenir au voisinage de  $f_0$  et pénétrer dans une zone appelée **plage de capture** (voir figure 4.5)

#### 4.2 Principe de la méthode de poursuite du signal GPS

Nous avons considéré que la synchronisation initiale nous permettait de nous synchroniser à mieux d'un demi chip en phase et mieux que 500Hz en fréquence sur le signal reçu. Emetteur et récepteur étant en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre, il faut maintenir cette synchronisation au cours du temps.

### 4.2.1 Processus de corrélation

Une réplique de code est générée par un NCO (oscillateur commandé numériquement) et est corrélé avec le signal FI. Lorsque la réplique de ce signal se superpose avec les données noyées dans le bruit, il y a corrélation et on observe un pic d'énergie.

Après l'acquisition, le récepteur doit asservir les signaux générés localement (code et Doppler) sur le signal reçu. Il est très difficile de suivre le pic (maximum) voir figure 4.6 de l'autocorrélation car le récepteur ne connaît pas à priori sa valeur. Elle est liée au rapport signal à bruit et à la distorsion du signal reçu.

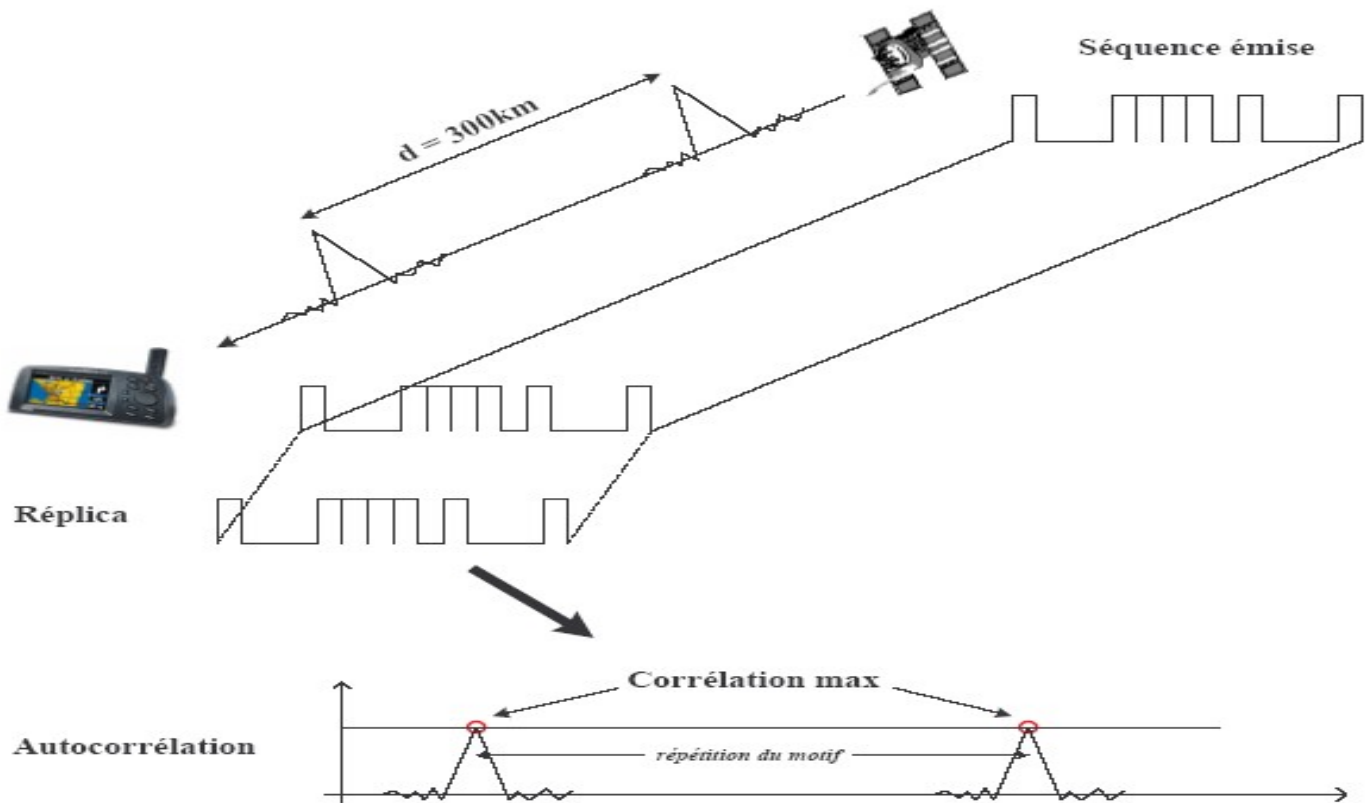


Figure 4.6 : Autocorrélation maximale

Du fait des effets Doppler du véhicule porteur et des satellites qui peuvent atteindre 10 KHz,

Une boucle de poursuite de porteuse reconstitue la fréquence porteuse et une boucle de code asservit le maximum de la fonction d'autocorrélation en contrôlant le code généré localement. Chacune de ces boucles poursuit le signal d'entrée qui évolue avec la dynamique de la porteuse et du satellite. Un jeu de boucles (code et porteuse) est capable de poursuivre un seul satellite à la fois.[49]

- 1- la boucle de poursuite de code DLL.
- 2- la boucle de poursuite de phase PLL.

The diagram illustrates a Costas loop receiver architecture. The input signal, labeled "Input (Samples from ADC)", is split into two paths. The upper path is multiplied by a local carrier signal  $I$  (from the NCO Carrier Generator) and then by a PRN code (from the PRN Code Generator). The resulting signal is integrated and dumped to produce  $I_E$ , which is the "Output (Bit stream of the navigation messages)". The lower path is multiplied by a local carrier signal  $Q$  (from the NCO Carrier Generator) and then by a PRN code (from the PRN Code Generator). The resulting signal is integrated and dumped to produce  $Q_E$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_P$ , which is the "Output (C/A 'phase')". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_P$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_L$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_L$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_P$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_P$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_L$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_L$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_P$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_P$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $I_L$ , which is the "Output (Carrier phase)". The PRN Code Generator also provides a PRN code to the "Integrate & Dump" block for  $Q_L$ , which is the "Output (Carrier phase)".

63

### 4.2.2 Boucle de poursuite du code

Comme on peut le voir sur la figure 4.8, la corrélation idéale glisse de la valeur maximale jusqu'à zéro dans cinq échantillons, et ceci quand l'erreur de phase est un bribe entier. Si l'erreur de la phase devient une bribe entière, il ne devrait pas y avoir aucune corrélation puisque le code pseudo-aléatoire est censé agir comme le bruit blanc qui est non-corrélatif.

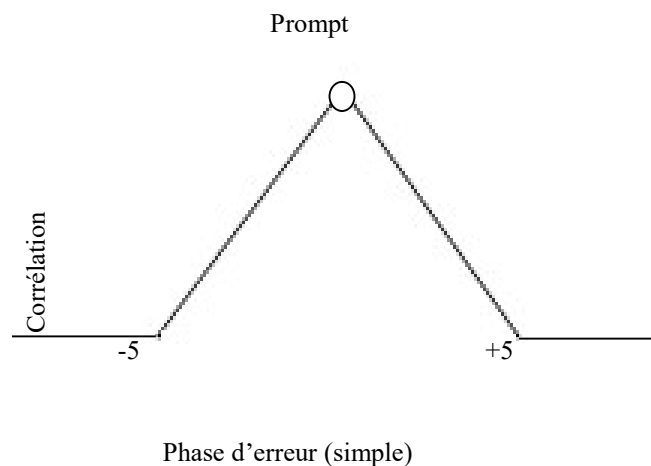


**Figure 4.8 :** La corrélation entre le code et sa réplique.

Dans la poursuite du code nous voulons compenser le décalage de phase dans le code pseudo-aléatoire (PRN- Pseudo Random Noise) pour toutes les perturbations qui pourraient se produire.

Dans notre simulation, nous avons échantillonné le code pseudo-aléatoire avec la fréquence 5 MHz. Chaque bribe du code pseudo-aléatoire contient donc 5 échantillons. Si nous avons, par exemple, le code pseudo-aléatoire 1011, le signal échantillonné serait comme illustré sur la figure 4.9.

Si la phase est complètement alignée nous obtenons la corrélation maximale. Et, même si la phase est décalée de quelques échantillons, nous obtenons également une corrélation considérable. Maintenant, supposer que nous avons un récepteur synchrone

et qui soudainement perd la phase d'un seul échantillon, comme il est illustré sur la figure 4.9.

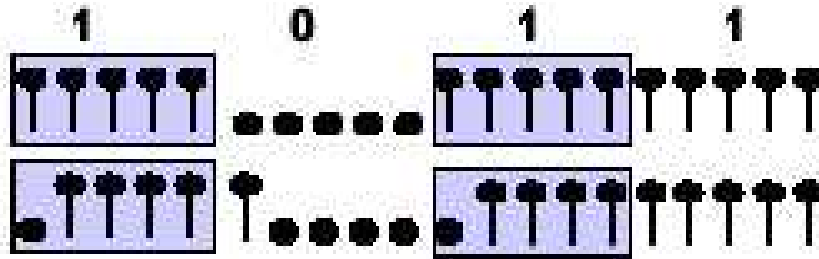


Figure 4.9 : Le code C/A reçu et sa réplique décalé en phase.

Ceci causera une baisse dans le niveau de corrélation, mais cette seule information n'est pas assez suffisante pour compenser le décalage de phase qui s'est produit. Même si nous savions que la baisse du niveau de corrélation était seulement à cause d'un décalage de phase, nous ne saurions jamais si la phase du code pseudo-aléatoire a été décalée à gauche ou à droite.

Afin de pouvoir déterminer la direction du décalage, nous introduisons deux codes pseudo aléatoires additionnels. Les nouveaux codes pseudo-aléatoires sont appelés code en avance (early) et code en retard (late), le code pseudo-aléatoire original dès maintenant s'appelle code ponctuel (prompt) et c'est celui là qu'on essayera de maintenir sa phase alignée.

Par exemple, on suppose que le code en avance c'est le code ponctuel décalé de 3 échantillons vers la droite et le code en retard c'est le code ponctuel décalé de 3 échantillons vers la gauche, la fonction corrélation/erreur-de-phase peut être illustrée comme sur la figure 4.10.

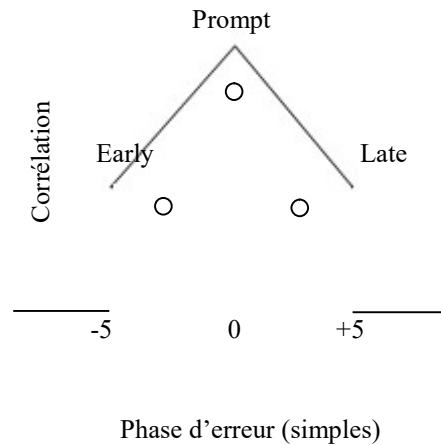


**Figure 4.10 :** La corrélation entre le code et ses répliques ponctuel/en avance/en retard.

Ainsi si un décalage de phase se produit, comme il est illustré sur la figure 4.11, la marque glissera à droite ou à gauche, selon la nature du décalage.

.Si le code pseudo-aléatoire d'entrée se décale dans n'importe quelle direction, comme illustré sur la figure 4.11, toutes les marques se déplaceront à la même direction et les différentes corrélations obtenues nous indiqueront dans quelle direction on doit décaler le code ponctuel.

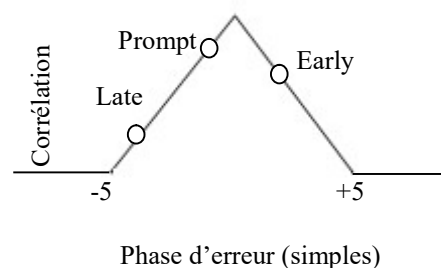


**Figure 4.11 :** La corrélation en présence d'une erreur de phase.

Le discriminateur de code calcule l'erreur de phase présente dans le récepteur à implémenter. La sortie du discriminateur  $\varepsilon$  est donnée par le tableau suivant :

$$\varepsilon = \frac{\text{Avance}}{\text{Retard}} = \frac{\text{Early}}{\text{Late}}$$

Ce discriminateur nous donnera :

$\varepsilon=1$ , quand nous sommes parfaitement alignés,

$\varepsilon>1$ , si nous décalons le code vers la droite,

$\varepsilon<1$ , si nous décalons le code vers la gauche.

Nous allons donc construire la boucle de poursuite du code (seule) (DLL-Delay Lock Loop), sans boucle de poursuite de porteuse, comme il est illustrée sur la figure 4.12.

Le signal d'entrée (ramené à la fréquence intermédiaire FI) est transformé par la fréquence porteuse en bande de base dans deux composantes, l'une en phase (I) et l'autre en quadrature (Q). Les composantes I et Q sont multipliées par les codes pseudo aléatoires en avance, en retard et ponctuel pour obtenir les puissances de corrélation. Ces puissances sont additionnées et moyennées sur 20 périodes de code ou 20 ms. Ces valeurs sont ensuite introduites dans le discriminateur de code qui produit le rapport dont la sortie est envoyée au filtre de la boucle du code qui détermine s'il y a eu un décalage de phase du code pseudo-aléatoire ponctuel local.

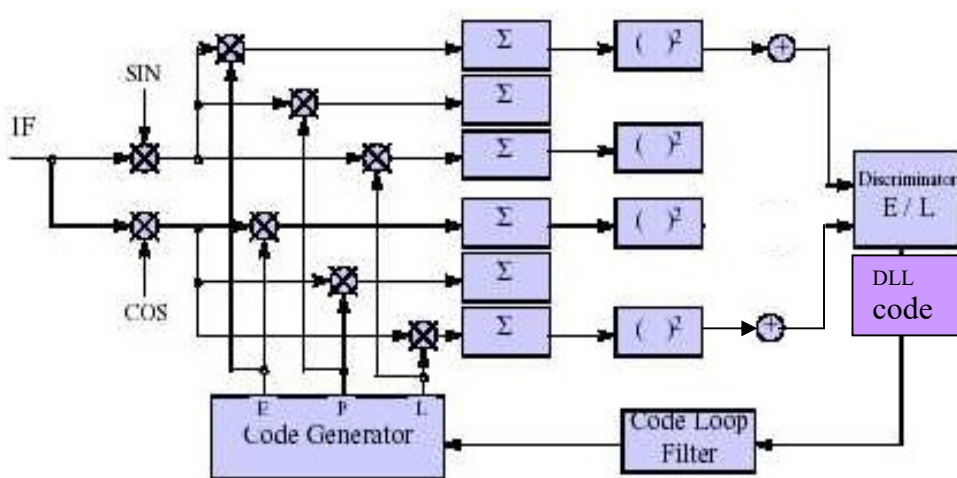


Figure 4.12 : La boucle de poursuite du code (seule).

Les composantes I et Q sont données par :

$$I = Data \cdot \sin(f_i 2\pi t)$$

$$Q = Data \cdot \cos(f_i 2\pi t)$$

Où  $f_i$  est la fréquence intermédiaire. Dans notre simulation, le code pseudo-aléatoire ponctuel est généré par notre propre générateur de codes pseudo-aléatoires. Puis les codes pseudo-aléatoires en avance et en retard sont générés en décalant le code pseudo-aléatoire ponctuel par 1 seul échantillon.[50]

L'addition est faite sur 1 période de code, soit 1 ms, puis 20 périodes du code, soit 20 ms, sont additionnées. Les équations suivantes sont pour la voie avance (early) seulement :

$$I_e = \sum (early * I)$$

$$ee = \sqrt{(I_e^2 + Q_e^2)}$$

La somme des enveloppes est introduite dans le discriminateur de code et puis le filtre de la boucle de code prend la décision s'il y a eu un décalage de phase.

Maintenant que la boucle de poursuite de code est fonctionnelle, on va construire la boucle de poursuite de porteuse pour maintenir la fréquence du signal d'entrée.

### 4.2.3 Boucle de poursuite de porteuse

Quand la fréquence de la porteuse varie, le récepteur perd la poursuite du signal émit par le satellite. La boucle de poursuite de porteuse essaye de garder la phase du satellite verrouillée aussi longtemps que la fréquence varie dans une limite donnée. L'acquisition donnera une fréquence porteuse de  $\pm 500$  Hz, la boucle de poursuite de porteuse peut donc en premier lieu se verrouiller sur cette fréquence. L'approche de la boucle de poursuite de porteuse est basée sur l'implémentation d'une boucle de

verrouillage de phase. La boucle de Costas à verrouillage de phase est illustrée sur la figure 4.13.

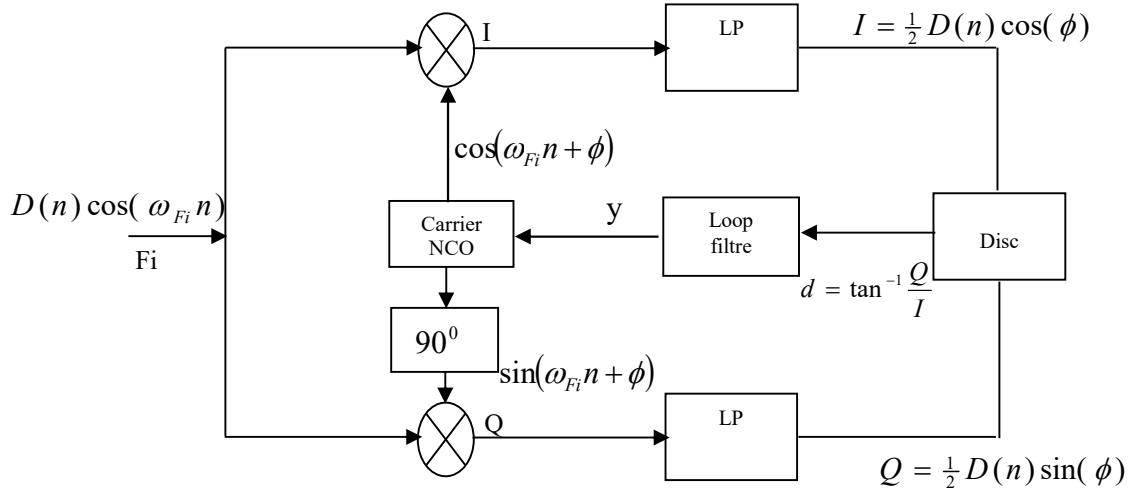


**Figure 4.13:** La boucle de Costa (PLL).

Le signal d'entrée (ramené à la fréquence intermédiaire IF) est transformé par la fréquence porteuse  $f_c$  [51](c'est la fréquence qui sera corrigée) en bande de base dans deux composantes, l'une en phase (I) et l'autre en quadrature (Q). Les signaux en bande de base sont alors multipliés avec la réplique de notre propre code pseudo-aléatoire ponctuel, puis ils sont additionnés sur une période de code, soit 1 ms.[52]

La démodulation en phase dans la branche (I) :

$$D(n)\cos(\omega_{Fi}n)\cos(\omega_{Fi}n + \phi) = \frac{1}{2}D(n)\cos(\phi) + \frac{1}{2}D(n)\cos(2\omega_{Fi}n + \phi)$$

La démodulation en quadrature dans la branche (Q) :

$$D(n)\cos(\omega_{Fi}n)\sin(\omega_{Fi}n + \phi) = \frac{1}{2}D(n)\sin(\phi) + \frac{1}{2}D(n)\sin(2\omega_{Fi}n + \phi)$$

Après filtrage par filtre passe bas (LP) (voir figure 4.13) on a :

Le signal (I) :

$$I = \frac{1}{2}D(n)\cos(\phi)$$

Le signal (Q) :  $Q = \frac{1}{2} D(n) \sin(\phi)$

Les signaux en phase et en quadrature (I et Q) sont ensuite introduites dans le discriminateur de porteuse qui produit l'angle en radians entre la composante en phase et la composante en quadrature. Le discriminateur utilise la fonction « atan » au lieu de « atan2 » afin de trouver l'erreur de phase donnée par les formules suivantes :

$$\frac{Q}{I} = \frac{\frac{1}{2} D(n) \cos(\phi)}{\frac{1}{2} D(n) \sin(\phi)} = \tan(\phi)$$

$$d = \tan^{-1} \frac{\frac{1}{2} D(n) \sin(\phi)}{\frac{1}{2} D(n) \cos(\phi)}$$

$$d = \tan^{-1} \frac{Q}{I}$$

Après filtrage par filtre de boucle, on obtient le signal de commande V de l'oscillateur NCO ou (voir figure 4.13).

Parmi les discriminateurs possibles sont résumés au Tableau 4.1. [53]

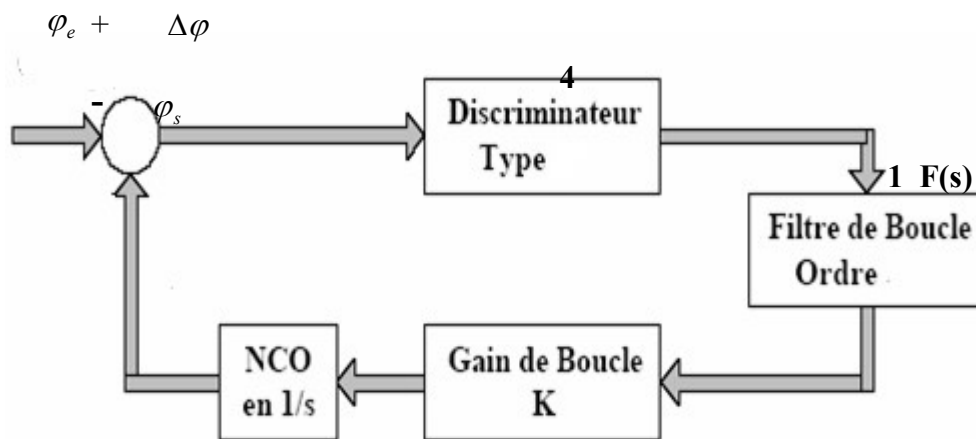
| DISCRIMINATEURS<br>DE PORTEUSE |                                     | ERREUR<br>DE LA<br>PHASE DE<br>SORTIE | CARACTERISTIQUES                                                                                                                                                                                        |
|--------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1                              | $\text{Sign(IPL)} \cdot \text{QPL}$ | $\sin \varphi$                        | Presque optimal pour les SNR élevés.<br>La pente est proportionnelle à l'amplitude du signal A.<br><br>Plus faible charge de calcul.                                                                    |
| 2                              | $\text{IPL} \cdot \text{QPL}$       | $\sin 2\varphi$                       | Presque optimal pour les faibles SNR.<br>La pente est a à l'amplitude carrée du signal A2.<br><br>Charge de calcul modéré.                                                                              |
| 3                              | $\text{QPL/IPL}$                    | $\tan \varphi$                        | Presque optimal pour les rapports SNR élevés et faibles. La pente n'est pas dépendante de l'amplitude du signal. Charge de calcul élevée et doit prévenir la division par zéro près de $\pm 90^\circ$ . |
| 4                              | $\text{Arctg2(QPL/IPL)}$            | $\varphi$                             | Arctg 4-Quadrant. Estimateur au Maximum de Vraisemblance Optimal à rapports SNR faibles et élevés. La pente n'est pas dépendante de l'amplitude du signal. Charge de calcul la plus élevée.             |

**Tableau 4.1 :** Discriminateurs de la boucle de porteuse

Dans notre simulation on a utilisé le 4<sup>ème</sup> type Arctg2 (QPL/IPL)

#### 4.2.4 Calcul des coefficients du filtre de boucle

La figure (4.14) illustre la modélisation de boucle de phase PLL

**Figure 4.14:** modélisation de boucles de Phase (PLL et DLL).

La fonction de transfert de ce filtre de 1e ordre est :

$$F(s) = \frac{\omega_n}{s} [\omega_n + a_2 s]$$

$a_2$  : est un paramètre à déterminer.

La fonction de transfert de boucle ouverte :

$$H^{BO}(s) = \frac{K \omega_n}{s^2} [\omega_n + a_2 s]$$

On remplace  $s$  par  $z$  pour passer à transformé en  $Z$   $L$   $Z$

$$S = \frac{1 - Z^{-1}}{T}$$

$$F(Z) = \frac{(\omega_o^2 T + a_2 \omega_o) - a_2 \omega_o Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}$$

Le filtre de la boucle de porteuse, que nous utilisons dans notre simulation, est un filtre du premier ordre. Sa représentation dans le plan Z est donnée par :

$$F(z) = \frac{(C1 + C2) - C1 z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

Les coefficients C1 et C2 sont donnés par[54]:

$$C1 = a_2 \omega_n = \frac{2\xi \omega_n}{K} \frac{4\Delta T}{4 + 4\xi \omega_n \Delta T + (\omega_n \Delta T)^2}$$

$$C2 = \omega_n^2 \Delta T = \frac{\omega_n^2 \Delta T}{K} \frac{4\Delta T}{4 + 4\xi \omega_n \Delta T + (\omega_n \Delta T)^2}$$

D'où en système échantillonné [55]:

$$y(n) = y(n-1) + (C1 + C2)d(n) - C1d(n-1)$$

Où

y(n) : Sortie de filtre.

d(n) : entré de filtre.

La structure de ce filtre est donnée par la figure (4.15)

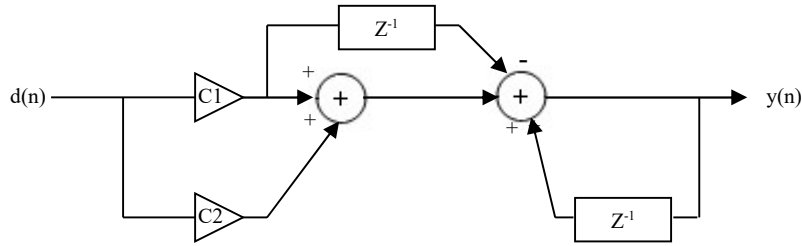


**Figure 4.15 Mesure des Bandes de Boucle**

La bande équivalente de bruit théorique est donnée par l'équation suivante :

$$B_n = \frac{1}{|H^{BF}(0)|^2} \int_0^2 |H^{BF}(j\omega_n)|^2 df$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H^{BF}(s) = \frac{H^{BO}(s)}{1 + H^{BO}(s)} = \frac{k\omega_n[\omega_n + a_2s]}{s^2 + k\omega_n[\omega_n + a_2s]}$$

$$B_n = \frac{1}{|H^{BF}(0)|^2} \int_0^2 |H^{BF}(j\omega_n)|^2 df$$

$$= \int_0^\infty \left| \frac{k\omega_n[\omega_n + a_2s]}{s^2 + k\omega_n[\omega_n + a_2s]} \right|^2 df$$

$$s' = \frac{s}{\sqrt{k}} \quad \text{et} \quad a'_2 = \sqrt{ka_2}$$

On trouvera :

$$B_n = \frac{\omega_n(1 + Ka_2^2)}{4a_2}$$

Le filtre de la boucle de porteuse est implémenté de telle façon que nous donnons seulement la bande passante, et l'amortissement comme paramètre d'entrée ( $\xi$ ).

Où  $a_2 = 2\xi$ ,

### Résultat et simulation

#### Paramètres de poursuite utilisés pendant la simulation

Un logiciel Matlab 6.5 a été utilisé pendant cette recherche pour analyser la poursuite de signal GPS. Le tableau 4.2 illustre les paramètres utilisés [56]

|                                         |               |
|-----------------------------------------|---------------|
| <b>Satellite</b>                        | 17            |
| <b>Signal</b>                           | -120dB        |
| <b>Le code GPS</b>                      | C/A           |
| <b>Fréquence porteuse</b>               | L1=1575.42MHz |
| <b>Nombre des bits de données</b>       | 10 bites      |
| <b><math>\xi</math> l'amortissement</b> | 0.7           |
| <b>Bande passante <math>B_n</math></b>  | 20Hz          |
| <b>Le gain de boucle (K)</b>            | $\pi 400$     |
| <b>Fréquence intermédiaire</b>          | 1.25MHz       |
| <b>chip_delay le retard</b>             | 1             |
| <b>Simpling interval T</b>              | $10^{-3}$     |

**Tableau 4.2:** Paramètres de la poursuite utilisés pendant la simulation

### 4.2.5 Etude de filtre de la boucle de poursuite de porteuse

Dans cette partie, nous allons voir les pôles, les zéros, le spectre d'amplitude et nous allons simuler les réponses impulsionnelles et indicielles des filtres en boucle fermée. ce filtre est un filtre du premier ordre. Sa représentation dans le plan Z est donnée par le calcul de la relation (4.6).

$$F(z) = \frac{4.3292.10^{-4} - 4.2153.10^{-5} Z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

D'après l'équation (3.9), on trouve :

Un pôle  $P=1$ ;

Un zéro  $Z= 0.9737$ .

La représentation en plan complexe du pôle et du zéro est illustrée sur la figure 4.16[57]:

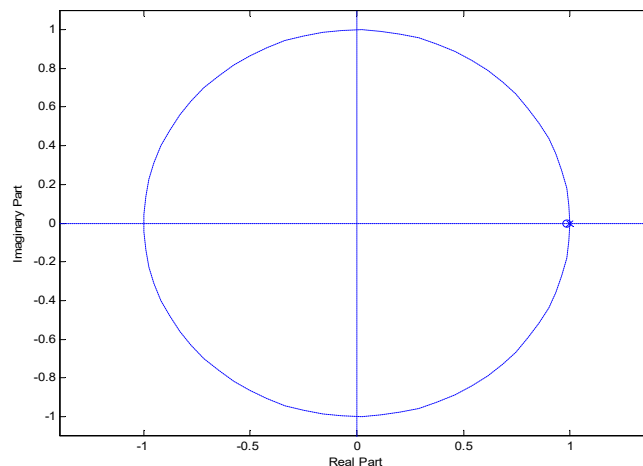


**Figure 4.16:** La représentation des pôles et des zéros.

× : représenté le pôle.

o : représenté le zéro

D'après la figure (4.16), ce filtre est un filtre à bande étroite c'est un filtre passe bas avec  $B_n = 20\text{Hz}$ .

Le spectre d'amplitude de ce filtre est représenté sur la figure (4.17) [58]:

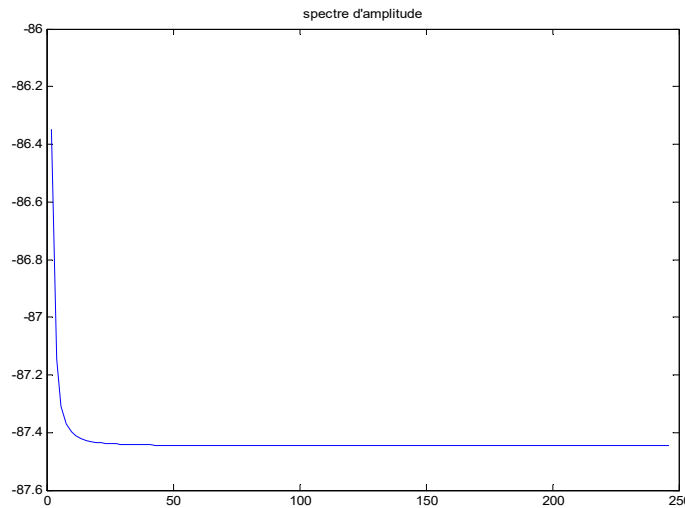


**Figure 4.16:** Le spectre d'amplitude de filtre de boucle porteuse

### Etude de filtre en boucle fermé

Puisque le filtre que nous avons étudié précédemment c'est un filtre marginalement stable, on va étudier le filtre en boucle fermée qui est donné par la formule 3.24. A partir de cette relation dans l'annexe on passe à la transformée en  $Z$  et on trouve la formule suivante (3.26) :

$$H^{BF}(Z) = (K\omega_n \Delta T) \frac{(a_2 + \omega_n \Delta T) - a_2 Z^{-1}}{(1 + K\omega_n a_2 \Delta T + K\omega_n^2 \Delta T^2) - (K\omega_n \Delta T + 2)Z^{-1} + Z^{-2}}$$

Les pôles  $P1 = 0.9344$

$P2 = 0.7850$

Les zéros  $Z1 = 0.9471$

La représentation en plan complexe du pôle et du zéro est illustrée sur la figure 4.17:

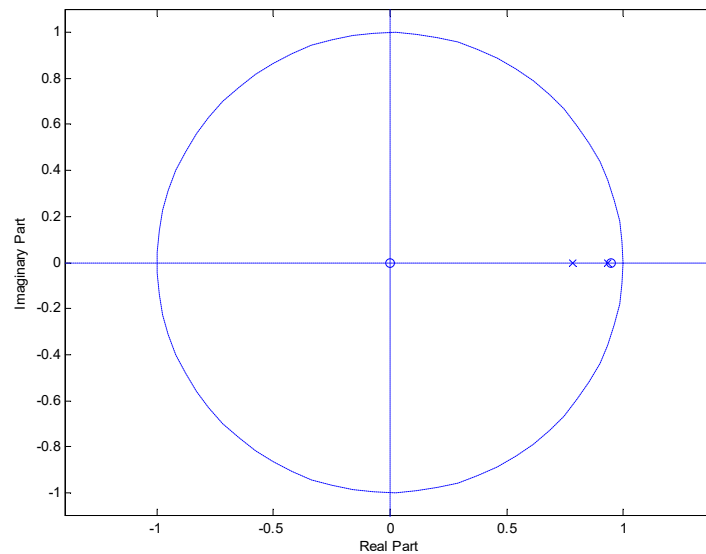


**Figure 4.17:** Le représentation des les pôles et les zéros de filtre en boucle fermée

Dans cette figure (4.18) on a deux zéros et deux pôles sont à l'intérieurs de cercle unité donc on dit que ce filtre est stable.[59]

Le spectre d'amplitude de ce filtre est illustré sur la figure (4.18)

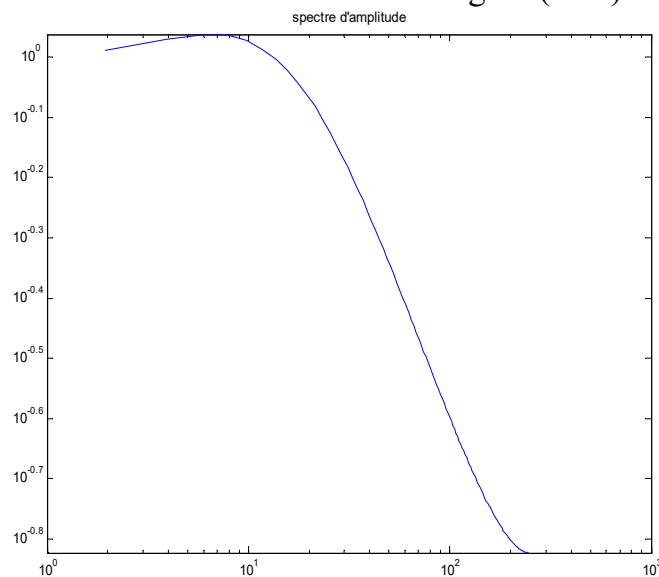


**Figure 4.18:** Le spectre d'amplitude du filtre de boucle

**Réponse indicielle en boucle fermée :**

Dans cette partie nous allons voir l'influence de l'amortissement  $\xi$ , le gain de boucle K et la bande passante du filtre en boucle fermée au temps d'accrochage.

### L'influence de l'amortissement :

Dans notre simulation nous avons fixé la bande passante  $B_n = 100$  et le gain de boucle  $K=1$  et on a varié l'amortissement  $\xi$  comme il est montré sur la figure 4.19

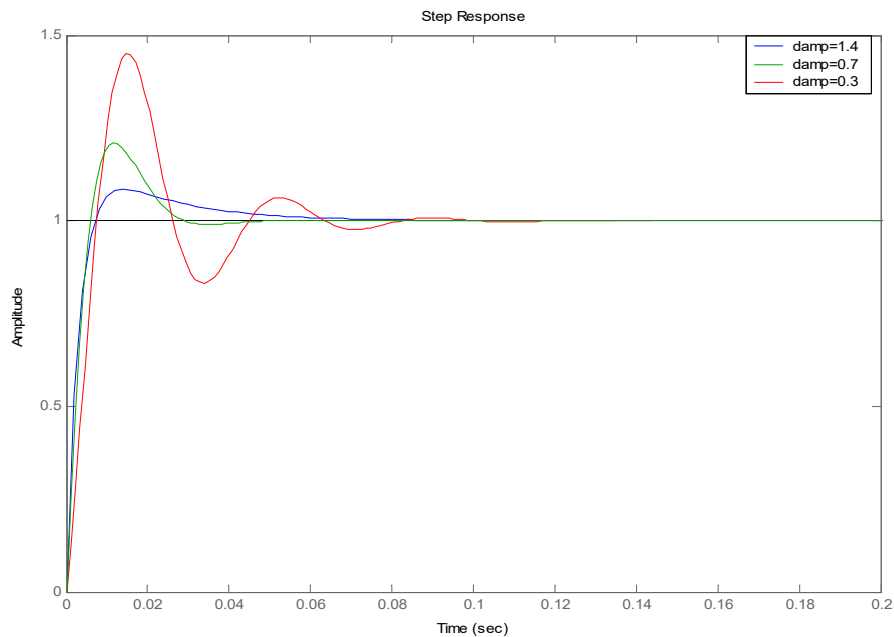


Figure 4.19

D'après la simulation de cette figure on constate que, quand l'amortissement augmente le temps d'accrochage diminue. (voir le tableau 4. 3)

| $\xi$ Le paramètre | Temps d'accrochage |
|--------------------|--------------------|
| 0.3                | 0.1                |
| 0.7                | 0.042              |
| 1.4                | 0.082              |

tableau 4. 3

## L'influence de gain de boucle K

Dans cette parité on a varié le gain de boucle K et on a comme paramètres fixes l'amortissement et la bande passante.

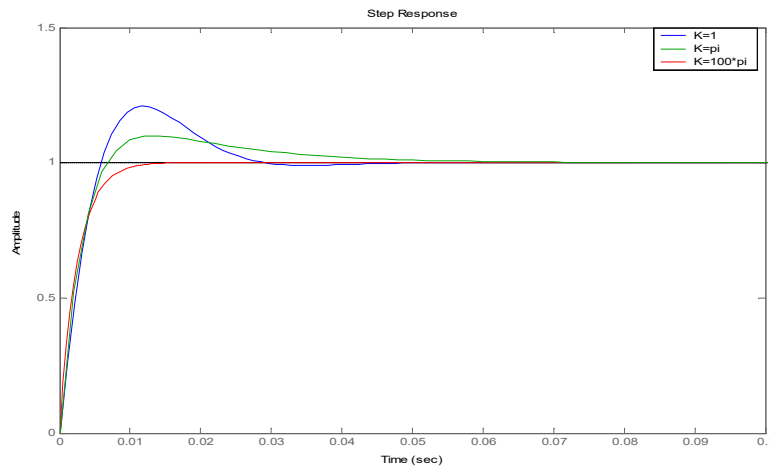


**Figure 4.20**

Après la variation du gain de boucle on dit que quand K augmente le temps diminue.

| Le paramètre K | Temps d'accrochage |
|----------------|--------------------|
| 1              | 0.043              |
| 3.14           | 0.053              |
| 314            | 0.012              |

**Tableau 4.4**

### L'influence de la bande passante Bn

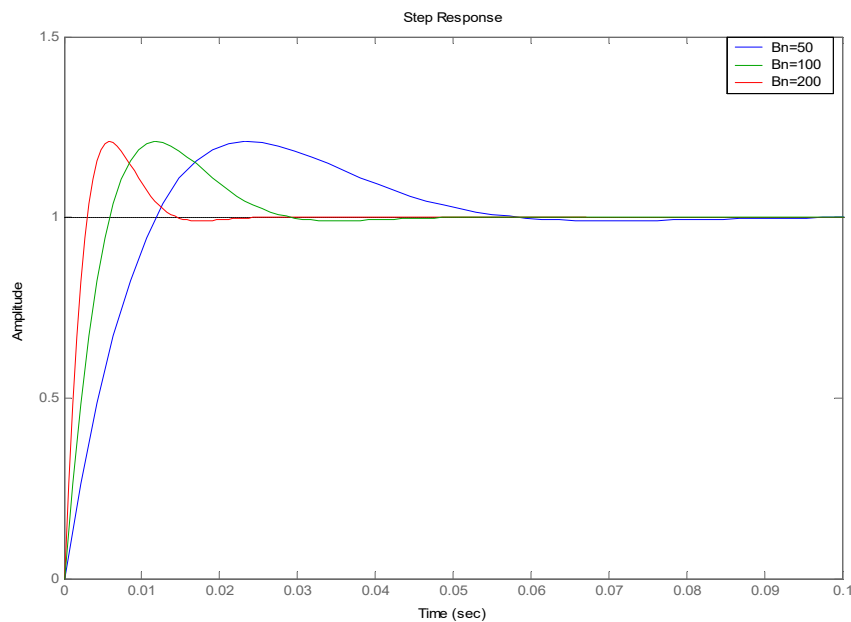


Figure 4.21

Après cette simulation on peut dire quand la bande passante augmente le temps diminué. Le tableau résume cette simulation.

| Le paramètre Bn | Temps d'accrochage |
|-----------------|--------------------|
| 50              | 0.06               |
| 100             | 0.045              |
| 200             | 0.015              |

Tableau 4.5

### Réponse impulsionnelle en boucle fermée

Dans cette partie nous allons voir l'influence de l'amortissement  $\xi$ , le gain de boucle K et la bande passante du filtre en boucle fermée au temps d'accrochage[60].

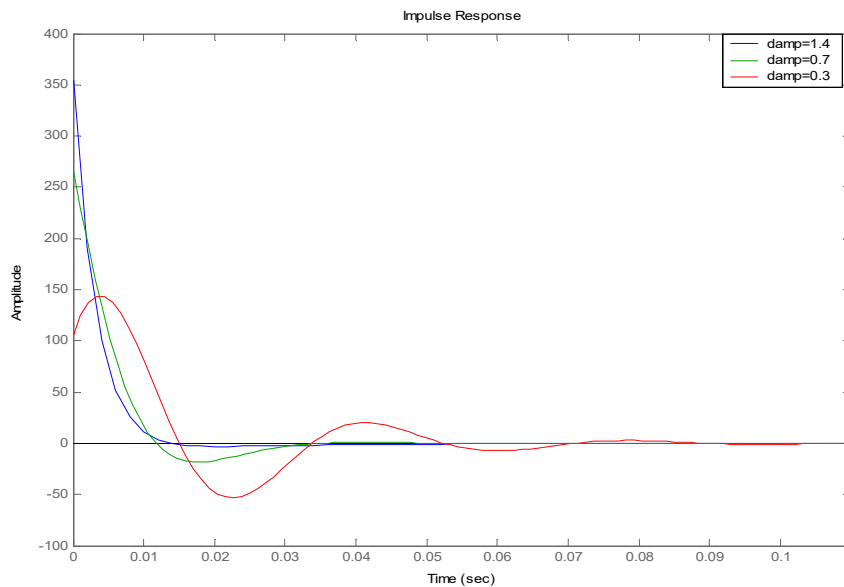


Figure 4.22 L'influence de l'amortissement  $\xi$

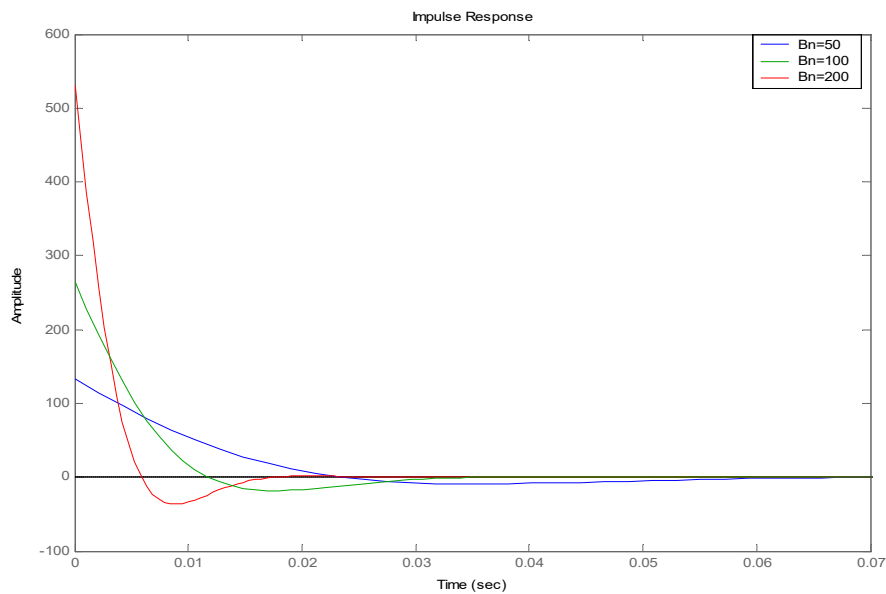


Figure 4.23 L'influence de gain de boucle  $K$

D'après les figures 4.21 et 4.22 et 4.23 on constats que :

Quand les paramètres a augmenté le temps a diminué :

| Le paramètre a | Temps d'accrochage |
|----------------|--------------------|
| 0.7            | 0.3                |
| 1.4            | 0.2                |
| 2.4            | 0.1                |

**Tableau 4.6**

## La poursuite et la démodulation du signal GPS

Les données reçues du satellite sont contenues dans la composante en phase (I) avant qu'elles soient introduites dans le discriminateur de porteuse (atan).

Les données de navigation originales contenues dans ce signal sont :

[1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1].

Après démodulation, les données du satellite 17 contenues dans la composante I sont illustrées sur la figure 4.15. On remarque bien que la séquence de bits de données

Après démodulation, les données du satellite 17 contenues dans la composante I sont illustrées sur la figure 4.16. On remarque bien que la séquence de bits de données :

[1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1]; est parfaitement restituée.

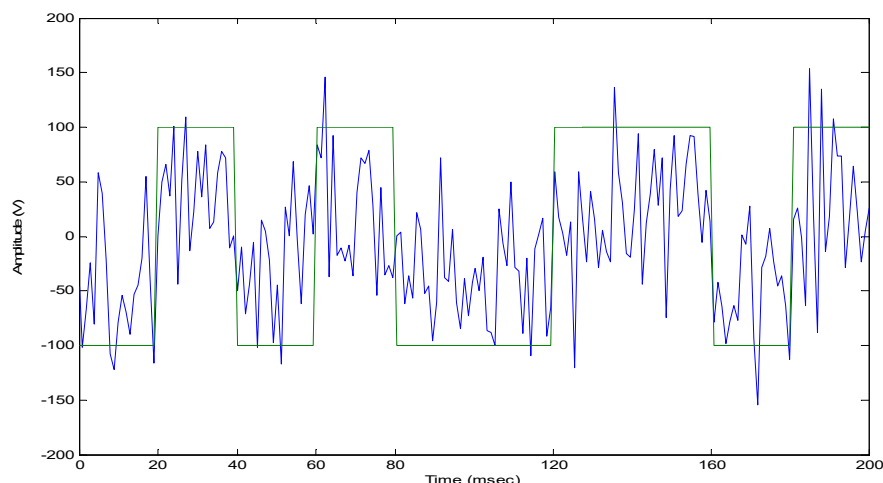


**Figure 4.24** : Les données GPS démodulées ; cas du bruit additif

Jusqu'ici, la boucle de verrouillage de phase (PLL) fonctionne parfaitement. Le seul problème se produit quand la phase d'acquisition du signal ne produit pas une fréquence assez proche de la valeur exacte de la fréquence porteuse. Ce problème peut être résolu en exécutant une recherche linéaire fine de la fréquence par pas de 5 Hz, et ceci en fixant la phase du code qui a été obtenue durant la phase d'acquisition. De ce fait, le récepteur s'approche encore plus de la valeur exacte de la fréquence porteuse (IF). La fréquence doppler affecte d'une manière directe les caractéristiques du PLL du GNSS il existe plusieurs méthodes pour y remédier

Dans notre article *Amelioration of Tracking Performance in a GPS Receiver of an Observation Satellite Using Adaptive Bandwidth IJECT Vol. 5, Issue 2, April - June 2014*.

Nous avons décrit la méthode adaptive bandwidth pour ce problème générer dans la PLL à cause de la fréquence DOPPLER.

Le changement de fréquence observé lorsqu'il y a un mouvement entre la source et l'observateur s'appelle l'Effet Doppler. Il peut être donné par :

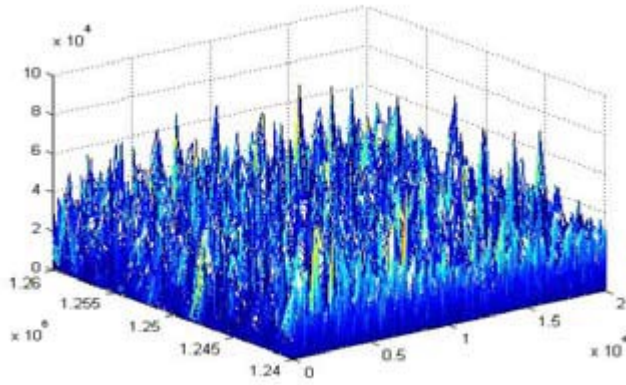
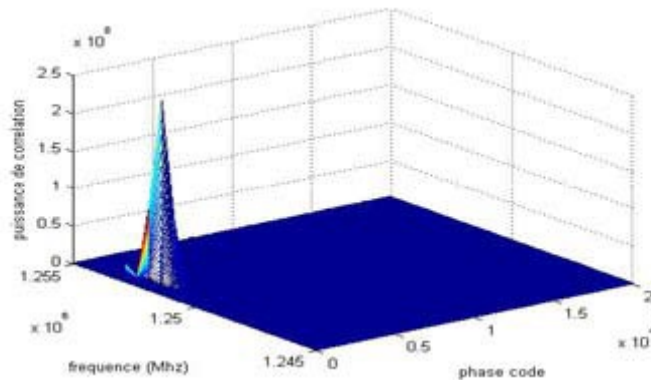
$$f_d = \beta f_e$$

Où:  $f_d$  : fréquence Doppler,  $f_e$  : Fréquence de transmission, et

$\beta = V_d/C$ ,  $V_d$  est la vitesse qui provoque le Doppler et  $C$  est la célérité.

Les cas extrêmes sont donnés comme ci-dessous

La fréquence Doppler minimale  $F_d=5.4\text{Khz}$ ., La fréquence Doppler maximale  $F_d=16,5\text{Khz}$ . Nous simulons l'acquisition du signal GPS dans ces deux fréquences

Figure 4.25 Acquisition du signal GPS à  $F_d = 16,5\text{KHz}$ Figure 4.26 Acquisition du signal GPS à  $F_d = 5,4\text{ kHz}$ 

Nous devons donc augmenter la bande passante du filtre pour couvrir le Signal GPS, mais un filtre à large bande passante affecte les performances Du PLL

La fréquence Doppler change rapidement avec le temps. Cela donne lieu à un dilemme dans la conception du récepteur GPS sur la pré-intégration temps et bande passante PLL. Pour un bon résultat le moyen efficace est d'élargir la bande passante PLL et de réduire le temps de la pré-intégration. Cependant, afin de diminuer le bruit et améliorer les performances de suivi, une bande passante PLL étroite et un temps de pré-intégration plus long sont nécessaires. En réalité, certains compromis doivent être fait pour résoudre ce conflit la méthode courante pour concevoir la boucle de suivi PLL

consiste à choisir la bande passante de boucle qui est principalement déterminée par la boucle filtre considérant le pire des cas de S/B et la fréquence Doppler la plus élevée

Par conséquent, nous introduisons l'algorithme de la bande passante adaptative pour assurer la boucle de suivi. L'algorithme de bande passante adaptative est conçu pour **ajuster** la Bande passante PLL en temps réel suivant la fréquence DOPPLER afin d'obtenir un meilleur suivi (tracking). Cette bande en question c'est la bande passante optimale qui sera calculée par la suite en utilisant les paramètres du filtre de boucle pour modifier la bande passante PLL d'une façon optimale. Un modèle de phase PLL numérique est requis, ce qui est montré dans la figure 4.27

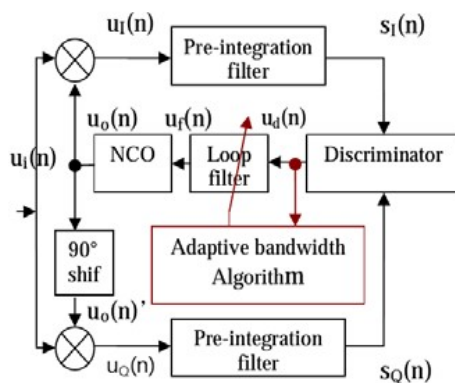


Figure 4.27

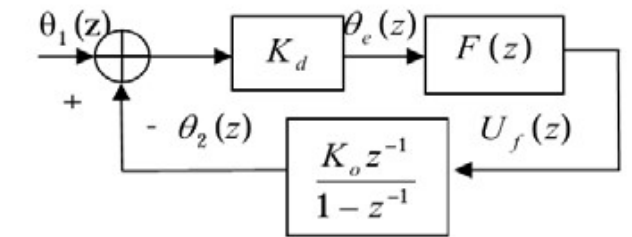


Figure 4.28

### 4.3 CONCLUSION :

La PLL représente un élément essentiel dans la poursuite du signal. Cet élément permet au récepteur d'être bloqué su la fréquence GNSS.

La fréquence DOPPLER qui est causée par la grande vitesse dont le GNSS est embarqué c'est un shift de fréquence affectant d'une manière direct les propriétés du PLL. Pour y remédier la bande passante adaptative sera une des meilleures solutions. Cette méthode prend en considération l'impact du temps pour un traitement rapide du signal.

# CONCLUSION GENERALE

---

## CONCLUSION GENERALE

Le but de ce travail de thèse était de déterminer un récepteur multi-constellation GNSS pour des applications spatiales. Nous montrons dans cette thèse qu'il est possible de concevoir un système de positionnement avec des performances compatibles avec les exigences des applications spatiales actuelles et 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 comme (DBZP) lors de la conception du récepteur pour l'acquisition afin de minimiser le temps de traitement du signal.

La deuxième partie de ce projet, est l'apport d'une nouvelle configuration des performances de poursuite nous avons défini une bande passante modifiable selon les données (*fréquence doppler*) de PLL. Il existe peu d'études sur le sujet. Certaines d'entre elles sont classées secret industriel. Nous avons donc modélisé le système 'acquisition- poursuite' pour un récepteur GNSS embarqués dans les satellites d'observations et étudier le comportement de la phase acquisition et poursuite. Et proposer des solutions pour les deux phases. De plus, les données théoriques disponibles ne sont pas toujours pertinentes pour une modélisation réaliste.

## **REFERENCES :**

- [1]- Kaplan Elliot D. Understanding GPS, Principles and applications. Artech House, 2nd edition, 2006.
- [2]- 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.
- [3]- Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach James Bao-Yen Tsui Copyright © 2000 John Wiley & Sons, Inc. Print ISBN 0-471-38154-3 Electronic pp. 37-49.
- [4]-J.K. Holmes, *Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communications*, GNSS Technology and Applications Series. Artech House, May 2007.
- [5]- E.D. Kaplan and C. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd. Artech House, November 2005.
- [6]- 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.
- [7]- ARINC Engineering Services LLC. Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces, ICDGPS-800. 2008.
- [8]- European Union and European Space Agency. Galileo Open Service Signal in Space Interface Control Document, OS SIS ICD, version 1.1. 2010.
- [9]-- 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.
- [10]- 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).

[11]- 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.

[12]- J.O. Winkel. Modeling and simulating GNSS signal structure and receiver. PhD thesis, Universität der Bundeswehr, 2000.

[13]- Artech House, editor. Navigation Signal Processing for GNSS software receiver. Artech House, 2010.

[14]- D. Borio and D.M. Akos, Noncoherent Integrations for GNSS Detection: Analysis and Comparisons. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems , vol. 45, no. 1, pp. 360 – 375, January 2009.

[15]- K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P.J. Rinder and S.H. Jensen, A Software-Defined GPS and Galileo Receiver, A Single-Frequency Approach. Birhauser, December 2007.

[16]- S. Carrasco-Martos, G. Lopez-Risueno, D. Jimenez-Banos and E.K.A. Gill, Snapshot Software Receiver for GNSS in Weak Signal Environments: An Innovative Approach for Galileo E5, in Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2010). 435 - 447, September 2010.

[17]- F.-X. Marmet, T. Calmettes, C. Dulery and L. Ries, *A Computationally Efficient GPS/Galileo Acquisition Technique for GNSS Use Beyond Low Earth Orbit*, in Proceedings of 7th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies NAVITEC 2014). Noorwijk (The Netherlands), December 2014.

[18]- D. Zhongliang, X. Jue, J. Jichao and Y. Lu, *Unambiguous Acquisition for Galileo E1 OS Signal Based on Delay and Multiply*. TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering , vol. 12, no. 4, pp. 950 – 962, December 2014.

[19]- 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.

[20]- W. Zhang and M. Ghogho, *Improved Fast Modified Double-Block Zero-Padding (FMDBZP) Algorithm for Weak GPS Signal Acquisition*, in Proceedings of 18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2010). Aalborg (Denmark), August 2010.

[21]- Techniques et Technologies des Véhicules Spatiaux, volume 1. Cepadues Editions, 1998.

- [22]- P. Zentgraf. Preparing the GPS experiment for the small GEO mission. In Proceedings of the 33rd Annual American Astronautical Society Guidance and Control conference, 2010.
- [23]- M. Moreau. GPS receiver architecture for autonomous navigation in high earth orbit. PhD thesis, University of Colorado, 2001
- [24]- 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.
- [25]- D. Akopian. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods. In Proceedings of the 2005 Radar, Sonar and Navigation, volume 152, pages 277 – 286, 2005.
- [26]- W. Yu, B. Zheng, R. Watson, and G. Lachapelle. Differential combining for acquiring weak GPS signals. *Signal Processing*, 87 :824–840, 2007.
- [27]- Akopian, 2001] D. Akopian, A Fast Satellite Acquisition Method, in Proceedings of the 14<sup>th</sup> International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001). Salt Lake City, UT (USA), pp. 2871 – 2881, September 2001.
- [28]- Analysis of Acquisition Algorithms for Indoor Positioning, in Proceedings of the 2nd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies NAVITEC. Noordwijk (The Netherlands), December 2004.
- [29]- F. Bastide, O. Julien, C. Macabiau and B. Roturier, Analysis of L5/E5 Acquisition, Tracking and Data Demodulation Thresholds, in Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002). Portland, OR (USA), pp. 2196 – 2207, September 2002.
- [30]- D. Borio, A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition. Ph.D. thesis, Politecnico di Torino, Torino (Italy), March 2008.
- [31]- D. Borio, M-Sequence and Secondary Code Constraints for GNSS Signal Acquisition. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , vol. 47, no. 2, pp. 928 – 945, 2011.
- [32]- D. Borio and D.M. Akos, Noncoherent Integrations for GNSS Detection: Analysis and Comparisons. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* , vol. 45, no. 1, pp. 360 – 375, January 2009.
- [33]- D. Borio, C. O’Driscoll and G. Lachapelle, Coherent, Noncoherent, and Differentially Coherent Combining Techniques for Acquisition of New Composite GNSS Signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* , vol. 45, no. 3, pp. 1227–1240, July 2009.

- [34]- P. Boto, Analysis and Development of Algorithms for Fast Acquisition of Modern GNSS Signals. Master, Instituto Superior Tecnico, Lisboa (Portugal), December 2014.
- [35]- A.J.R.M. Coenen and D. Van Nee, Novel Fast GPS/GLONASS Code-Acquisition Technique using Low Update Rate FFT. *Electronics Letters* , vol. 28, no. 9, pp. 863 – 865, April 1992.
- [36]- J.W. Cooley and J.W. Tukey, An Algorithm for the Machine Calculation Complex Fourier Series. *Mathematics of Computation* , vol. 19, no. 90, pp. 297 – 301, April 1965.
- [37]- G.E. Corazza, On the MAX/TC Criterion for Code Acquisition and its Application to DS-SSMA Systems. *IEEE Transactions on Communications* , vol. 44, no. 9, pp. 1173 – 1182, September 1996.
- [38]- G.E. Corazza, C. Caini and A. Vanelli-Coralli, DS-CDMA Code Acquisition in the Presence of Correlated Fading - Part I: Theoretical Aspects. *IEEE Transactions on Communications* , vol. 52, no. 7, pp. 1160 – 1168, June 2004.
- [39]- P. Esteves, M. Sahmoudi, L. Ries and M.-L. Boucheret, Accurate Doppler-Shift Estimation for Increased Sensitivity of Computationally Efficient GNSS Acquisition, in *Proceedings of the European Navigation Conference (ENC 2013)*. Vienna, Austria, April 2013.
- [40]- M. Foucras, O. Julien, C. Macabiau, B. Ekambi and F. Bacard, *Assessing the Performance of GNSS Signal Acquisition New Signals and GPS L1 C/A Code*. Inside GNSS , vol. 9, no. 4, pp. 68 – 79, August 2014.
- [41]- P.M. Hopkins, *A Unified Analysis of Pseudonoise Synchronization by Envelope Correlation*. *IEEE Transactions on Communications* , vol. 23, no. 4, pp. 425– 437, September 1987.
- [42]- X. Jiao, J. Wang and X. Li, *High Sensitivity GPS Acquisition Algorithm Based on Code Doppler Compensation*, in *IEEE 11th International Conference on Signal Processing (ICSP 2012)*. Beijing (China), pp. 241 – 245, October 2012.
- [43]- J. Leclerc, *Resource-efficient Parallel Acquisition Architectures for Modernized GNSS Signals*. Ph.D. thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL), Lausanne (Switzerland), June 2014.
- [44]- J. Leclerc, C. Botteron and P.-A. Farine, *Acquisition of Modern GNSS Signals using a Modified Parallel Code-phase Search Architecture*. *Signal Processing* vol. 95, pp. 177 –191, February 2014.

- [45]- D. Lin and J.B.Y. Tsui, *Comparison of Acquisition Methods for SoftwareGPS Receiver*, in Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000). Salt Lake City, UT (USA), pp. 2385 – 2390, September 2000.
- [46]- O. Julien, *Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops(PLL)*. Ph.D. thesis, University of Calgary, Calgary (Canada), July 2005.
- [47]- B. Motella, L. Lo Presti and M.G. Petovello, *The Math of Ambiguity What is the Acquisition Ambiguity Function and How Is It Expressed Mathematically*. Inside GNSS , vol. 5, no. 4, pp. 20 – 28, June 2010.
- [48]- 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.
- [49]- A. Polydoros and C.L. Weber, *A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition - Part II: A Matched-Filter Receiver*. IEEE Transactions on Communications , vol. 32, no. 5, pp. 550 – 560, May 1984.
- [50]- M.L. Psiaki, *Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver*, in Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001). Salt Lake City, UT (USA), pp. 2838 – 2850, September 2001.
- [51]- R. Pulikoonattu and M. Antweiler, *Analysis of Differential Non-Coherent Detection Scheme for CDMA Pseudo Random (PN) Code Acquisition*, in IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Bologna (Italy), pp. 212 – 217, September 2004.
- [52]- S.U. Qaisar and A.G. Dempster, *An Analysis of L1-C/A Cross Correlation & Acquisition Effort in Weak Signal Environments*, in Proceedings of International Global Navigation Satellite Systems Society, IGNSS Symposium. Sydney, Australia, December 2007.
- [53]- G.K. Ramachandran, D. Akopian, G.W. Heckler and L.B. Winternitz, *Performance Evaluation of Block Acquisition and Tracking Algorithms using an Open Source GPS Receiver Platform*, in Proceedings of the 2011 International Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION ITM 2011). San Diego, CA (USA), pp. 759 – 766, January 2011.
- [54]- R.H. Zarrabizadeh and E.S. Sousa, *A Differentially Coherent PN Code Acquisition Receiver for CDMA Systems*. IEEE Transactions on Communications , vol. 45, no. 11, pp. 1456 – 1465, November 1997.

[55]- Legrand F., Macabiau C., "Real-time minimization of the total tracking error in phase and delay lock loops – A second approach of the Fast Adaptive Bandwidth Algorithm", Proceeding of the ION 57th Annual Meeting & Cigt 20th Biennial Guidance Test Symposium, 2001.

[56]- J.T. Curran, Weak Signal Digital GNSS Tracking Algorithms. Ph.D. thesis, National University of Ireland, Cork (Ireland), November 2010.

[57]- M. Foucras, U. Ngayap, J.Y. Li, O. Julien, C. Macabiau and B. Ekambi, *Performance Study of FLL Schemes for a Successful Acquisition-to-Tracking Transition*, in Proceedings of IEEE/ION PLANS 2014. Monterey, CA (USA), pp. 529 – 540, May 2014.

[58]- A. Knežević, C. O'Driscoll and G. Lachapelle, *Co-Processor Aiding for Real-Time Software GNSS Receiver*, in Proceedings of the 2010 International Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION ITM 2010). San Diego, CA (USA), pp. 667 – 678, January 2010.

[59]- F.D. Natali, *AFC Tracking Algorithms*. IEEE Transactions on Communications , vol. 32, no. 8, pp. 935 – 947, August 1984.

[60]- P. Esteves, High-sensitivity Adaptive GNSS Acquisition Schemes. Ph.D. thesis, Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE), Toulouse (France), May 2014.