

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

*Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj*

*Faculté des Sciences et de la technologie*

*Département d'Electronique*

# *Mémoire*

*Présenté pour obtenir*

**LE DIPLOME DE MASTER**

**FILIERE : Télécommunications**

**Spécialité : Systèmes des Télécommunications**

Par

- **GUERCI Dounia**
- **HADDAD Salli**

*Intitulé*

*Détection de position d'impulsion à saut temporel pseudo aléatoire des  
signaux pseudolite pour les récepteurs GNSS participatifs*

*Soutenu le : .....*

*Devant le Jury composé de :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>ROUABAH Khaled</i>	<i>Pr.</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>FLISSI Mustapha</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>TITOUNI Salem</i>	<i>MAB</i>	<i>Co-encadreur</i>	<i>Univ-Tizi Ouzou</i>
<i>MEZAACHE Salah Eddine</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

*Année Universitaire 2021/2022*



*Nous devons remercier Allah le tout puissant pour toute la volonté et le courage qu'il nous donné pour l'achèvement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier infiniment Monsieur l'encadreur de mémoire **FLISSI Mustapha** pour tous les conseils et les idées qu'il nous a donné et également pour son soutien moral et technique.*

*Nous tenons aussi à remercier vivement Monsieur **TITOUNI Salem**, qui nous fait l'honneur de nous Co-encadrer dans ce mémoire.*

*Nous exprimons nos vifs remerciements à Monsieur le président de jury, pour l'honneur qu'il nous 'a fait en présidant le jury de soutenance, nous tenons à lui exprimer notre profonde reconnaissance.*

*Nous tenons à exprimer notre sincère remerciement aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être membres de jury et de bien vouloir juger ce travail.*

*Nous remercions très chaleureusement nos parents, nos sœurs, mon frère, nos collègues.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A la mémoire de mon grand-père*

*A mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance.*

*A ma petite poupée **Meriem***

*A mes chère frères **Marouane** et **Youcef***

*A ma binôme **Salli***

*A tous mes proches, chacun par son nom*

*A tous mes amis et camarades*

**❁ DOUNIA ❁**

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes chers et respectueux parents en récompense de leurs sacrifices et leur clairvoyance qui m'a servi et me servirait tout au long de ma vie*

*A mes chères sœurs **Nour Tiffane**, et ma petite **Assil***

*A mon chère frère **Nadjib***

*A ma binôme **Dounia***

*A tous mes amis du travail*

*A toutes les personnes que j'aime et qui m'aiment*

*A moi-même*

*✿ SALLI ✿*

# Table de matière

Chapitre I .....	2
I.1 Introduction.....	2
I.2 Système de positionnement par satellite GPS.....	2
I.1 Introduction.....	1
I.2 Système de positionnement par satellite GPS.....	1
I.2.1 Système GPS.....	1
I.2.2 Segments de GPS.....	2
I.2.2.1 Segment spatial.....	3
I.2.2.2 Segment de contrôle.....	3
I.2.2.3 Segment utilisateur.....	3
I.2.3 Le principe de positionnement.....	4
I.2.4 La constellation de satellites GPS.....	4
I.2.5 GPS Différentiel.....	5
I.2.6 Codes des signaux GPS.....	6
I.2.7 Modulation GPS.....	7
I.2.7.1 Modulation BPSK.....	7
I.2.7.2 FAC du signal modulé en BPSK.....	8
I.2.7.3 DSP du signal modulé en BPSK.....	9
I.2.8 Acquisition classique des signaux GPS.....	11
I.3 Système de positionnement par pseudolite.....	16
I.3.1 Système GPS Pseudolite.....	16
I.3.2 Synchronisation des pseudolites.....	17
I.3.3 Problème proche-lointain.....	18
I.3.4 Solutions au problème proche-lointain.....	20
I.3.5 Quelques avantages.....	20
I.3.6 Quelques inconvénients.....	21
I.4 Conclusion.....	21
<b>Chapitre II.....</b>	<b>20</b>
II.1 Introduction.....	21
II.2 Structure des signaux TH-pseudolite.....	21
II.3 Méthode de génération des emplacements TH-pseudolite.....	22
II.3.1 Structure des créneaux horaires affectations de TDMA.....	22
II.4 Modèle du signal TH-pseudolite reçu.....	25
II.5 Détection de la position d'impulsion TH-pseudolite.....	27
II.5.1 Le rôle de la détection de position d'impulsion TH-pseudolite.....	27

II.5.2 Acquisition du code PRN phase initiale de composant DSSS .....	28
II.5.3 Séquence de code mappée à partir des intervalles de pics d'autocorrélation.....	29
II.5.5 Détection de la position de l'impulsion .....	31
<b>Chapitre III</b> .....	<b>32</b>
III.1 Introduction .....	33
III.2 L'organigramme de détection .....	33
III.3 Paramètres de simulation numérique .....	34
III.4 Résultats d'acquisition de la composante DSSS .....	35
III.5 Détection des indices de slot TH et leur phase initial .....	37
III.6 Performance en matière de probabilité de détection .....	40
III.7 Conclusion .....	42

## Résumé

---

La détection de la position d'impulsion du pseudolite de saut dans le temps (TH) est critique pour les récepteurs du système mondial de navigation par satellite (GNSS). La méthode conventionnelle de détection des positions pseudoaléatoires des impulsions TH du signal pseudolite reçu est principalement basée sur la recherche exhaustive des intervalles TH appariés, qui peut entraîner une faible probabilité de détection ou même une défaillance de détection dans des environnements à rapport signal-bruit (SNR) relativement faible.

Le travail présenté a pour objectif de déterminer l'efficacité de la méthode de détection de position pseudoaléatoires des impulsions TH du signal pseudolite avec différentes architectures de discriminateurs par l'analyse théorique et simulation afin de donner un aperçu de leur performance. À la fin de notre travail nous avons fait une étude comparative entre les résultats de cette méthode selon le critère de la probabilité de l'erreur.

**Mots-clés :** impulsions TH, GNSS, signal-bruit (SNR), pseudoaléatoires.

## ملخص

---

كشفت موقع الاندفاع للقفزة الزمنية الزائفة أمر بالغ الأهمية بالنسبة لمستقبلات النظام العالمي للملاحة. تعتمد الطريقة التقليدية للكشف المتطابقة، والتي يمكن أن تؤدي إلى عن مواضع النبضات الكاذبة للإشارة الكاذبة المتلقاة بشكل أساسي على البحث الشامل عن فترات (SNR). احتمال ضئيل للكشف أو حتى فشل الاكتشاف في بيانات نسبة الإشارة إلى الضوضاء المنخفضة نسبيًا. الهدف من العمل المقدم هو تحديد فعالية طريقة الكشف عن الموقع الزائف لنبضات تي إتش للإشارة الكاذبة مع بنى تمييزية مختلفة من خلال التحليل النظري والمحاكاة من أجل إعطاء لمحة عامة عن أدائها. في نهاية عملنا أجرينا دراسة مقارنة لنتائج هذه الطريقة وفقًا لمعيار احتمال الخطأ.

**الكلمات المفتاحية :** نبضات TH ، GNSS ، ضوضاء الإشارة (SNR) ، شبه عشوائي.

## Abstract

---

Detection of the impulse position of the time jump pseudolite (TH) is critical for receivers of the Global Satellite Navigation System (GNSS). The conventional method of detecting pseudorandom positions of the TH pulses of the received pseudolite signal is mainly based on the exhaustive search for matched TH intervals, which can result in a low probability of detection or even detection failure in relatively low Signal-to-Noise Ratio (SNR) environments.

The objective of the work presented is to determine the effectiveness of the pseudorandom position detection method for the TH pulses of the pseudolite signal with different discriminator architectures by theoretical analysis and simulation in order to give an overview of their performance. At the end of our work we carried out a comparative study of the results of this method according to the criterion of the probability of error.

**Keywords :** TH pulses, GNSS, signal-noise (SNR), pseudorandom.

## *Table des figures*

<i>Figure I.1 Segments du système GPS.....</i>	<i>1</i>
<i>Figure I.2 Schéma de principe d'un récepteur de navigation.....</i>	<i>2</i>
<i>Figure I.3 L'idée fondamentale du principe de positionnement par GPS.....</i>	<i>3</i>
<i>Figure I.4 La constellation GPS le 9 mai 2006.....</i>	<i>4</i>
<i>Figure I.5 Détermination différentielle de la position du satellite avec lapseudo-distance GPS.....</i>	<i>5</i>
<i>Figure I.6 Modulation BPSK.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure I.7 FAC du signal BPSK.....</i>	<i>8</i>
<i>Figure I.8 DSPs des codes BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5).....</i>	<i>9</i>
<i>Figure I.9 DSP du code BPSK(10) dans la Bande GPS-L5.....</i>	<i>9</i>
<i>Figure I.10 Schéma bloc de l'acquisition par recherche série.....</i>	<i>11</i>
<i>Figure I.11 Décalages fréquentiel &amp; Temporel.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I.12 Acquisition des satellites GNSS visibles.....</i>	<i>14</i>
<i>Figure I.13 Acquisition par recherche parallèle.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure I.14 Schéma de réception de deux signaux PL.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure II.1 Structure du signal pseudo aléatoire TH pseudolite dans l'extrémité d'émission.....</i>	<i>22</i>
<i>Figure II.2 Schéma TDMA.....</i>	<i>24</i>
<i>Figure II.3 Code C/A des données et relations de synchronisation des times slot.....</i>	<i>25</i>
<i>Figure II.4 les relations de <math>T_b</math>, <math>T_p</math> et <math>T_c</math>.....</i>	<i>26</i>
<i>Figure II.5 La détection de la position de l'impulsion TH peut être effectuée par mesure de la phase initiale <math>\tau_{ip}</math> et <math>\tau_{fp}</math> qui sont toutes deux liées aux positions de pointe de l'autocorrélation du composant discontinu DSSS.....</i>	<i>28</i>
<i>Figure III.1 L'organigramme de détection.....</i>	<i>34</i>
<i>Figure III.2 L'acquisition du composant DSSS et de sa phase initiale du code PRN avec SNR = -12 dB et <math>d = 1/10</math>.....</i>	<i>36</i>
<i>Figure III.3 L'acquisition du composant DSSS et de sa phase initiale du code PRN avec SNR = -5 dB et <math>d = 1/10</math>.....</i>	<i>37</i>
<i>Figure III.4 indices de fente TH détecté et leur phase initiale sous différentes valeurs de <math>d</math> et SNR.....</i>	<i>39</i>



<i>Figure III.5</i> probabilité de détection pour le retard 1 en fonction de SNR.....	40
<i>Figure III.6</i> probabilité de détection pour le retard 2 en fonction de SNR.....	41
<i>Figure III.7</i> probabilité de direction de retards 1 et 2 en fonction de SN.....	42

### *Liste des tableaux*

<i>Tableau II.1</i> La table TH utilisée pour générer et détecter les indices d'emplacement du signal pseudolite.....	22
<i>Tableau II.2.</i> Attribution de la fente TDMA au numéro de localisation, sous réseau 1.....	24
<i>Tableau III.1</i> Les paramètres communs utilisés dans les simulations numérique.....	34

## *Table des abréviations*

<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BPSK</b>	Binary Phased Shift Keying
<b>C/A</b>	Coarse/Acquisition
<b>CAN</b>	Convertisseur Analogique Numérique
<b>CDGPS</b>	Carrier phase differential Global Positioning System
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>DOD</b>	Department Of Defense
<b>DOP</b>	Dilution of Precision
<b>DSP</b>	Densité Spectrale de Puissance
<b>DSSS</b>	Direct Sequence Spread Spectrum
<b>FAC</b>	Factual Repor
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>GNSS</b>	Global Navigation Satellite System
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>ID</b>	Identification
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>PN</b>	Pseudo–Noise
<b>PPS</b>	Precise Position Service
<b>PRN</b>	Pseudo Random Noise
<b>SIC</b>	Serial Interference Cancellation
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>SPS</b>	Standard Position Service
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TH</b>	Time-Hopping

# *Introduction Générale*

## Introduction générale

Le pseudolite peut être utilisé pour augmenter la navigation et la performance de positionnement des récepteurs GNSS participatif dans les environnements comme intérieur du bâtiment, ville crayon, vallées de montagne et ainsi de suite [1-4]

La détection de la position d'impulsion du pseudolite de saut dans le temps (TH) est critique pour les récepteurs du système mondial de navigation par satellite (GNSS). La méthode conventionnelle de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH du signal pseudolite reçu est principalement basée sur la recherche exhaustive des intervalles TH appariés [1] ; qui peut entraîner une faible probabilité de détection ou même une défaillance de détection dans des environnements à rapport signal-bruit (SNR) relativement faible. Avec ce problème une nouvelle méthode pour détecter l'impulsion TH pseudo aléatoire positions du signal pseudolite reçu avec une meilleure performance est proposée [1]. Le processus général de la méthode proposée se compose de trois étapes. Premièrement, les positions des pics d'autocorrélation du composant DSSS discontinu sont acquises et la séquence de code mappée à partir des intervalles de pics d'autocorrélation est dérivée. Deuxièmement, en opérant sur la table TH (positions pseudo aléatoires) [1], différentes séquences de code mappé à partir de différents groupes d'indices de fente TH sont obtenues. Enfin, la séquence de code dérivée en première étape est corrélée circulairement avec chaque séquence de code mappée de la table TH obtenue en deuxième étape, et en trouvant le pic de corrélation circulaire maximum, les indices de fente TH et leur phase initiale seront trouvés, en les combinant, la tâche de détection de position d'impulsion TH est accomplie [1].

L'objectif de ce travail de fin d'étude Master systèmes des télécommunications est la validation de cette technique par simulation numérique afin de déterminer son efficacité de de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH du signal pseudolite.

### **Organisation du document**

Le premier chapitre présente les Système de positionnement par satellite GPS et le système de positionnement par pseudolite

Le deuxième chapitre présente le principe de la méthode de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH du signal pseudolite.

Le troisième chapitre présent les résultats de simulation des performances de cette méthode en utilisant le critère de la probabilité de détection, et finalement une étude comparative est effectuée.

Détection de position d'impulsion à saut temporel  
pseudo aléatoire des signaux pseudolite pour les  
récepteurs GNSS participatifs

# Chapitre I

## Système GPS et Pseudolite

### **Plan du chapitre :**

I.1 Introduction

I.2 Système de positionnement par satellite GPS

I.3 Système de positionnement par pseudolite

I.4 conclusion

## I.1 Introduction

Le système de navigation par satellites GNSS désigne l'ensemble des systèmes mondiaux de radio-positionnement par satellites qui regroupe le système américain GPS le plus utilisé pour le positionnement et la localisation par satellites.

Le but de ce chapitre est de présenter un résumé approprié sur le système GPS et pseudolite. Il introduit ainsi, lieu les services de positionnement existants, les segments et les codes GPS et le système de positionnement par pseudolite.

## I.2 Système de positionnement par satellite GPS

### I.2.1 Système GPS

Le système GPS est un système de navigation spatial développé par le département de défense des États-Unis pour répondre aux besoins des forces militaires américaines [2] [3]. Il se compose de 24 satellites au minimum actifs placés dans des orbites par le département de la défense DOD (Département of Défonce) des États-Unis. Le GPS est le premier GNSS qui a fonctionné d'une façon continue depuis plusieurs décennies [4]. A ce jour, le GPS est utilisé pour différents domaines civils, et pour des applications de positionnement, de navigation, de synchronisation et de surveillance [5]. Le GPS offre depuis 1994 deux services de positionnement, le service SPS qui utilise le code C/A sur la fréquence L1, et le service PPS qui utilise le code P(Y) sur les fréquences L1 et L2 [6].

❖ Le service SPS (Standard Position Service) :

Le service SPS est librement accessible, en tout point du globe, à tout usager muni d'un récepteur mono-fréquence L1, fréquence centrée sur la valeur 1 575,42 MHz. C'est le service utilisé couramment dans toutes les applications civiles fondées sur le GPS [6].

Le code C/A (Coarse Acquisition), c'est un code de Gold de rythme 1.023MHz de période 1ms (longueur 1023 bribes de code) et une longueur d'onde est de 293m. Ce code était principalement prévu pour permettre une acquisition rapide du code P(Y) décrite plus tard. Ce code C/A est utilisé par les civiles, il assure le service SPS, (Standard Positioning System) [4] [6].

❖ Le service PPS :

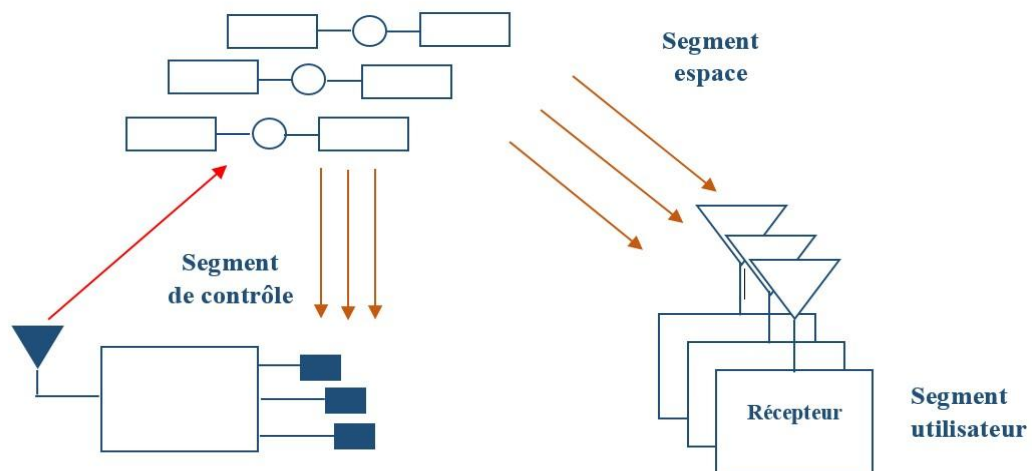
Le service PPS (Précise Position Service) est un service très précis destiné aux militaires et à certains utilisateurs autorisés du gouvernement américain. En tout état de cause, son accès est contrôlé.

Ce service repose sur l'utilisation de deux fréquences, L1 (1 575,42 MHz) et L2 (1 227,60 MHz), ainsi que sur le code P(Y) qui est modulé sur ces deux fréquences. Le code P peut en outre être transformé en code Y (crypté) afin d'offrir une protection contre d'éventuelles tentatives de corruption mal intentionnées des signaux GPS [6].

Le code P offre de meilleures performances que le code C/A en termes de précision de mesure et de résistance aux brouillages et aux interférences. De plus, le code P étant diffusé sur les fréquences L1 et L2, les récepteurs PPS peuvent effectuer une correction des erreurs ionosphériques grâce aux mesures bi fréquence. La précision du service PPS est donc meilleure que celle du service SPS. Elle reste cependant réservée à des usagers autorisés [6].

### I.2.2 Segments de GPS

La figure (I.1) représente les différents segments dans le system GPS. Le système GPS se compose de trois segments assurant la continuité des services à savoir le segment spatial, le segment de contrôle et de surveillance et le segment utilisateur.



*Figure I.1 Segments du système GPS*

### I.2.2.1 Segment spatial

Le segment spatial est constitué de satellites disposés dans différents plans orbitaux. Il est constitué de 24 satellites en orbite autour de la terre (dont 21 sont opérationnels, et 3 sont des satellites de réserve). Les satellites sont répartis sur six orbites ayant chacune quatre satellites équi-répartis. Les orbites sont inclinées de 55° par rapport au plan équatorial et sont presque circulaires de 26600 km de rayon. La distance à l'utilisateur varie entre 20200 km et 25 600 km [4] [7].

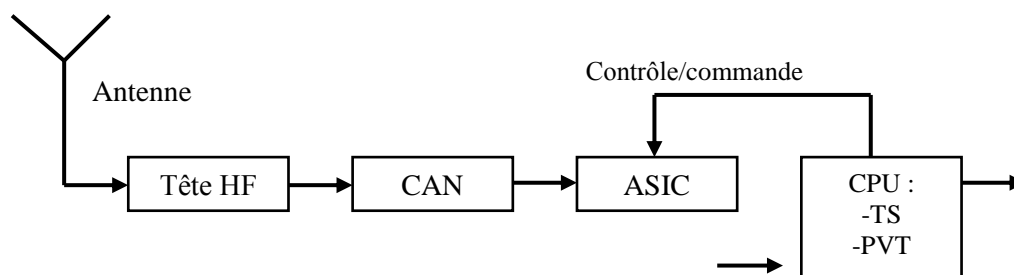
Les satellites de la constellation sont placés pour qu'un minimum six satellites soit en visibilité, à ce moment n'importe quel utilisateur dans la terre dispose d'au minimum quatre satellites. Chaque satellite est identifié par un numéro et émet des informations relatives à la navigation et à sa position. Ces informations sont mises à jour par le segment de contrôle [4].

### I.2.2.2 Segment de contrôle

Il se compose de cinq stations au sol qui assurent la surveillance et la gestion de la constellation et des messages de navigation transmis par les satellites. Quatre de ces stations servent à l'observation tandis que la dernière (station mère située à Colorado Springs) sert au contrôle de la constellation et à la mise à jour des paramètres du système [4] [8]. Elle renvoie à chaque satellite de la constellation sa correction d'horloge et le calcul de sa position. Les satellites réémettent à leur tour vers le segment utilisateur [4].

### I.2.2.3 Segment utilisateur

Le segment utilisateur consiste en une variété de récepteurs GPS militaires ou civils [4]. Les récepteur GPS conçues pour recevoir les signaux provenant de chaque satellite de la constellation, et les décodé, pour les traiter par la suit, la figure (I.2) illustre un exemple d'une architecture simplifier d'un récepteur GPS.



*Figure I.2* Schéma de principe d'un récepteur de navigation



### I.2.3 Le principe de positionnement

Le principe de positionnement du système GPS repose sur le principe de triangulation (l'utilisation de l'angle et la distance durant la mesure). Chaque satellite de la constellation émet en permanence un signal qui contient tous les informations nécessaire pour qu'un récepteur quelconque soit synchronisé peut calculer le temps de propagation du signal provenant du satellite, et la distance qui le séparant du celui-là. En fait chaque mesure de la distance représente le rayon d'une sphère centré sur un satellite, et pour déterminer les trois dimensions de la position du récepteur, trois mesures sont nécessaires [4] [9].

La figure (I.3) illustre l'idée fondamentale du principe de positionnement par GPS.

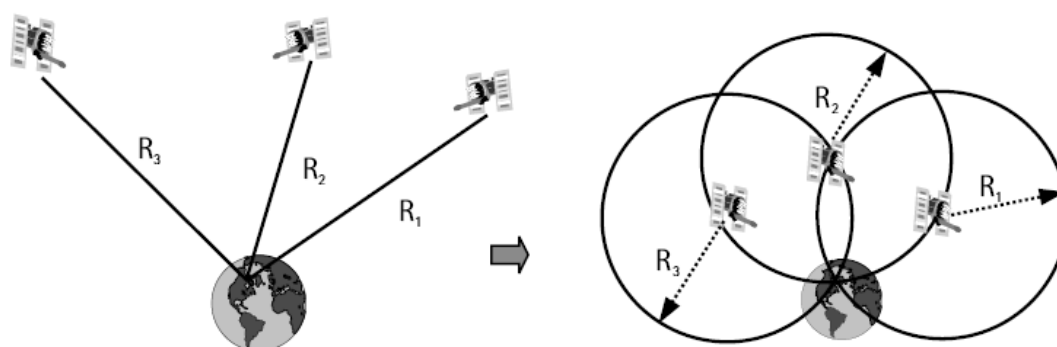


Figure I.3 L'idée fondamentale du principe de positionnement par GPS.

### I.2.4 La constellation de satellites GPS

La constellation du système GPS est constituée des satellites Navstar. Elle comprend au minimum vingt-quatre satellites positionnés à une altitude de 20 200 km et évoluant sur des orbites circulaires inclinées à  $55^\circ$  par rapport à l'équateur [6].

Les satellites Navstar-GPS sont répartis dans six plans orbitaux différents, comprenant chacun quatre satellites.

La figure (I.4) illustre la géométrie de la constellation GPS à partir des positions réelles des satellites GPS. Nous pouvons observer les différents plans d'orbite de chaque satellite et la légère dispersion des orbites réelles par rapport à leur plan de référence [6].



*Figure I.4* La constellation GPS le 9 mai 2006 [6]

Le positionnement des satellites à l'intérieur de chaque plan et d'un plan à un autre est contrôlé et adapté régulièrement en fonction des performances recherchées et du vieillissement spécifique de chaque satellite.

### I.2.5 GPS Différentiel

Les positions instantanées avec une précision de 1 m peuvent être obtenues par une technique connue sous le nom de positionnement relatif ou différentiel. Dans cette méthode, la localisation de l'utilisateur est déterminée par rapport à un deuxième point de sol connu avec précision, comme illustré à la figure (I.5). Les pseudo-distances sont mesurées simultanément au même satellite GPS par deux récepteurs différents. Des mesures identiques à quatre satellites permettent la solution pour les trois composants de base et le décalage de l'horloge du récepteur. Puisqu'une position de récepteur est connue, la solution de référence donne la position de l'autre récepteur [22].

La technique différentielle de base GPS peut améliorer la précision de position instantanée dix fois, à environ 1 m [22].

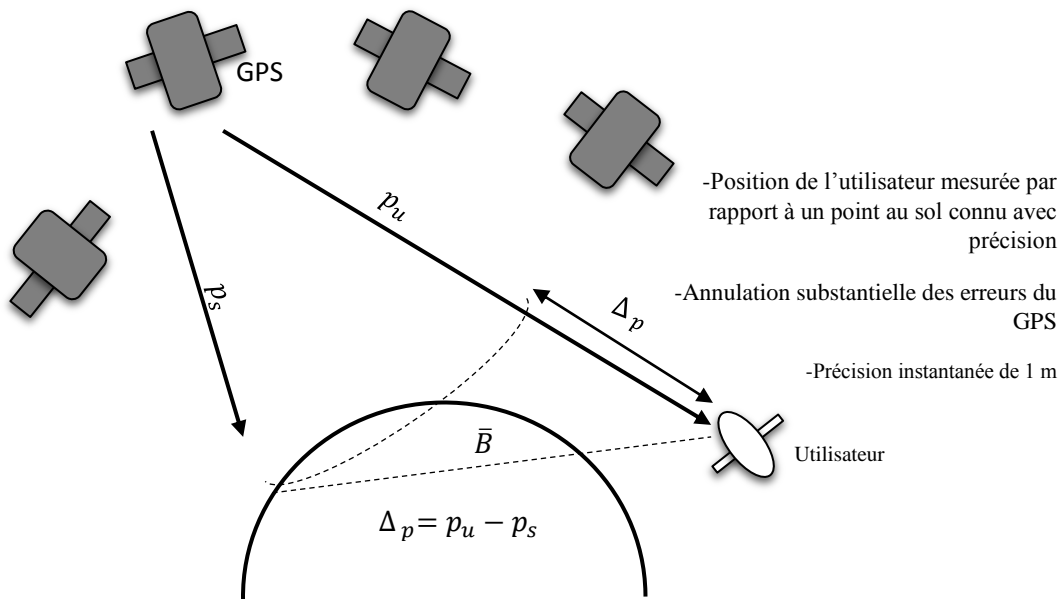


Figure I.5 Détermination différentielle de la position du satellite avec la pseudo-distance GPS.

### I.2.6 Codes des signaux GPS

Puisque tous les satellites de la constellation émettent leurs signaux dans une même fréquence porteuse qui est la fréquence centrale de la bande alloué pour le système GPS. Les récepteurs les recevant en même temps, et doivent les différencier. Pour cela, le système GPS utilise la technique d'accès par répartition de code dite CDMA (Code Division Multiple Access) [7]. Avec la technique CDMA, chaque satellite s'identifie par son propre code, qui l'utilise pour moduler son signal. Ces codes sont des séquences de bite 0 et 1, peuvent êtres générés par l'ensemble des satellites et récepteurs de façon indépendante, seul les récepteurs qui connaissent le code, peuvent les identifier et séparer les signaux de la même bande de fréquence [21]. En effet, chaque satellite GPS transmet trois signaux différents sur trois bandes de fréquences centrées sur les valeurs suivantes :

- L1 : 1575,42 MHz
- L2 : 1227,60 MHz
- L5 : 1176,45 MHz

Les signaux GPS L1, L2 ont les codes suivants :

- Le code C/A, c'est un code de Gold de rythme 1.023MHz de période 1ms (longueur 1023 bribes (chips) de code) et une longueur d'onde est de 293 m.

Ce code était principalement prévu pour permettre une acquisition rapide du code P(Y). Le code C/A est utilisé pour assurer le service SPS [4] [6].

- Le code P ou sa version P(y) qui est un code P crypté par un autre code pour plus de sécurité. Ce code est une séquence PRN (Pseudo Radôme Noise) [10] [11], de rythme 10.23MHz et de période une semaine, dont les clés cryptographiques nécessaires aux dés étalement de spectre sont seulement connues des utilisateurs autorisés. Sa longueur d'onde est de 29.3 m. Ce code est utilisé pour assurer le service PPS [4] [6].

## I.2.7 Modulation GPS

### I.2.7.1 Modulation BPSK

La modulation BPSK est très importante et utile dans la navigation par satellites. Elle est caractérisée par le fait d'avoir seulement deux niveaux de symboles  $\{+1, -1\}$  pour les bits 1 et 0 respectivement. Dans cette technique de modulation, telle qu'illustrée dans la figure (I.6), lors de la transition d'un bit, la phase du signal résultant est déphasée de  $180^\circ$ . Dans la littérature, la notation BPSK( $\beta$ ) est couramment utilisée. Elle décrit un signal ayant le débit de code d'étalement  $\beta \times 1,023$  MHz modulé en BPSK [2]. Le signal modulé en BPSK( $\beta$ ) peut être donné comme [2] [12] :

$$S_{BPSK(\beta)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h_{T_c}(t - kT_c) \quad (I.1)$$

Avec :

$a_k$  : Valeurs (+1 ou -1) de la séquence d'étalement.

$T_c$  : Durée de chip  $T_c = \frac{T_0}{\beta}$  et  $T_0 = \frac{1}{1023} m$ .  $h_{T_c}(t)$  : Impulsion rectangulaire définie

par :

$$h_{T_c}(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T_c} & \text{pour } 0 < t < T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.2)$$

Cette modulation est utilisée dans le système GPS avec les signaux ancienne génération pour transmettre les signaux C/A et P(Y).

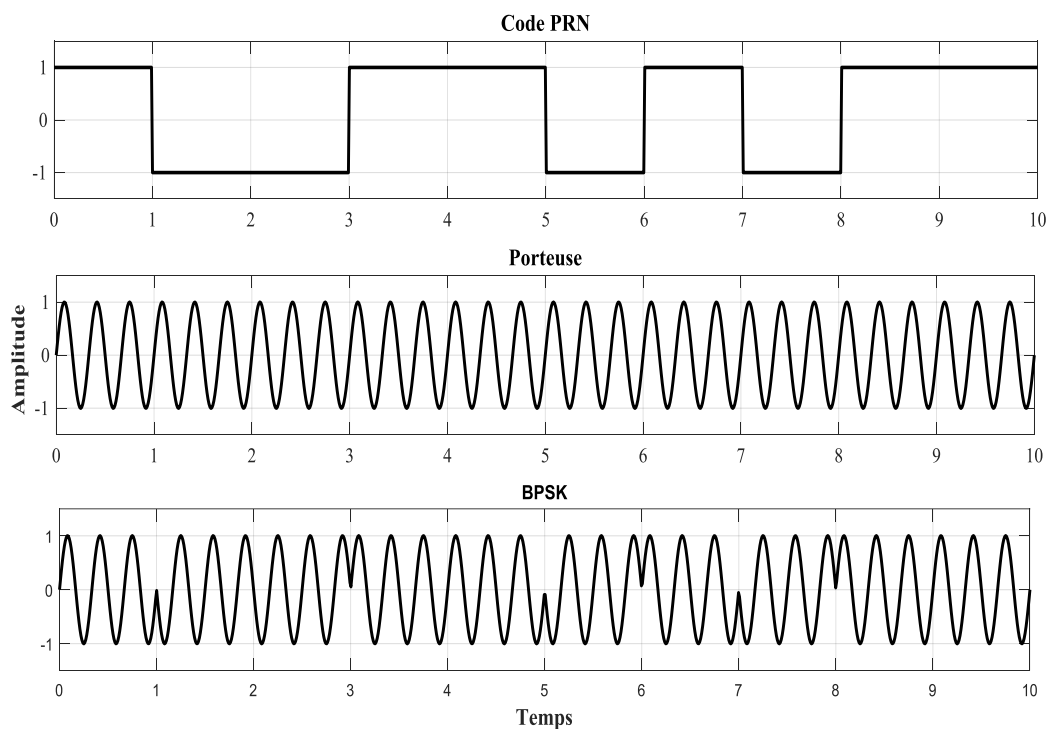


Figure I.6 Modulation BPSK

### I.2.7.2 FAC du signal modulé en BPSK

Les performances du traitement de signal au niveau du récepteur GNSS sont fortement liées à la forme de l'ACF entre les signaux GNSS reçu et les signaux générés localement. Cette FAC est calculée entre le signal modulé  $S(t)$  entrant et sa réplique  $S_L(t)$  correspondante générée localement [2].

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)S_L(t - \tau)dt \quad (I.3)$$

Avec :  $\tau$  Décalage temporel appliqué au code généré localement. L'expression de l'ACF des signaux modulés en BPSK est Donne par [2].

$$R_{\text{BPSK}}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.4)$$

La figure (I.7) illustre la forme idéale de l'ACF d'un signal modulé en BPSK.

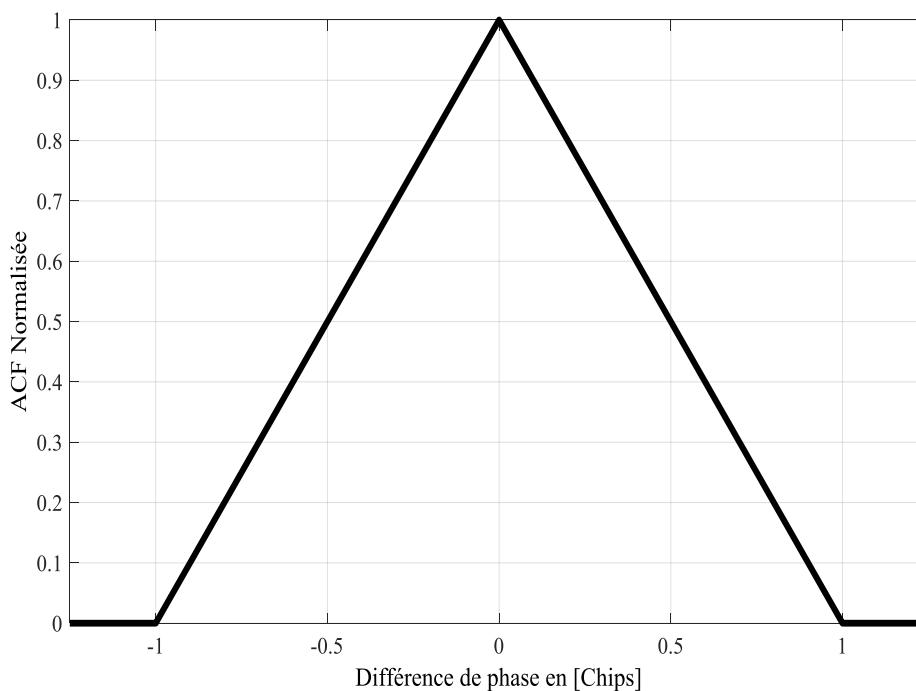


Figure I.7 FAC du signal BPSK [2].

On remarque que la forme de l’FAC du signal BPSK présente un seul pic de forme approximative d’un triangle isocèle où la base est égale à  $2T_c$ . Ce pic correspond à l’alignement parfait du code reçu avec le code généré localement au niveau du récepteur GNSS.

### I.2.7.3 DSP du signal modulé en BPSK

La définition réelle de la DSP est la transformée de Fourier de l’FAC. Elle permet de connaître la distribution spectrale de puissance d’un signal en fonction de la fréquence. La DSP du signal modulé en BPSK est donnée par l’expression [2] [13].

$$G_{BPSK}(f) = \frac{1}{f_c} \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\frac{\pi f}{f_c}} \right)^2 \quad (I.5)$$

La figure (I.8) illustre les *DSPs* normalisées des signaux BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5) et la figure (I.9) illustre la DSP du signal BPSK(10). On peut remarquer que les *DSPs* des signaux modulés en BPSK ont la plupart de leur énergie spectrale concentrée autour du lobe principal. La DSP est constituée de ce lobe

principal qui est unique et de plusieurs lobes secondaires. La largeur du lobe principal est de deux fois la fréquence de code d'étalement.

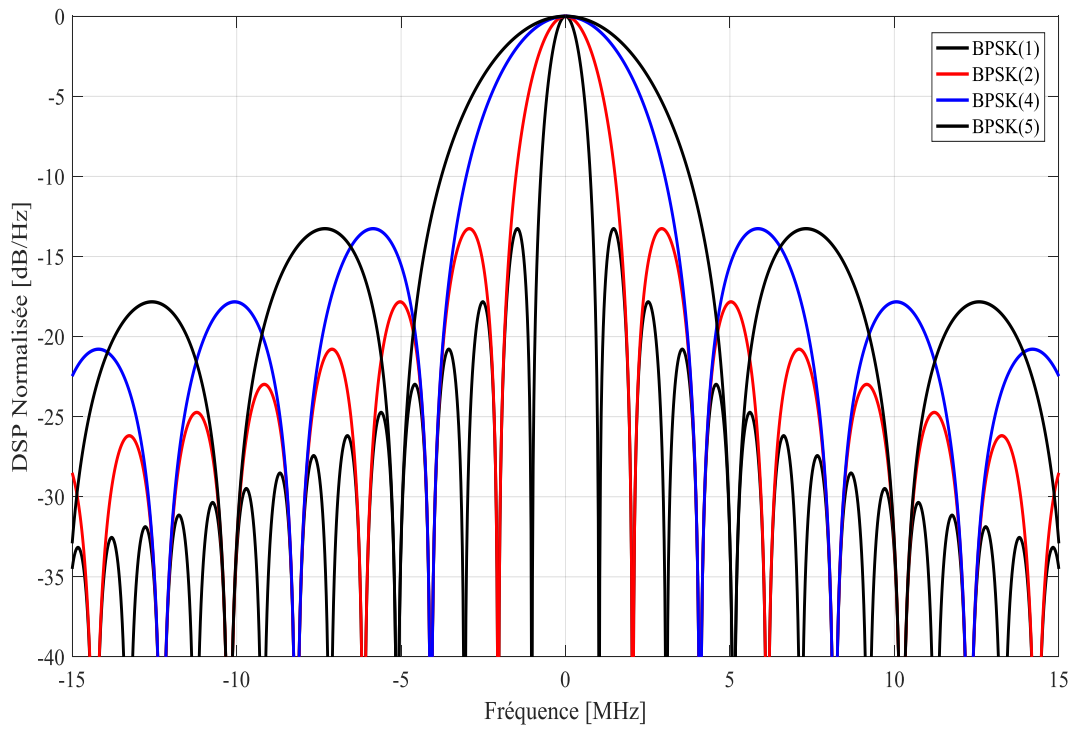


Figure I.8 DSPs des codes BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5).

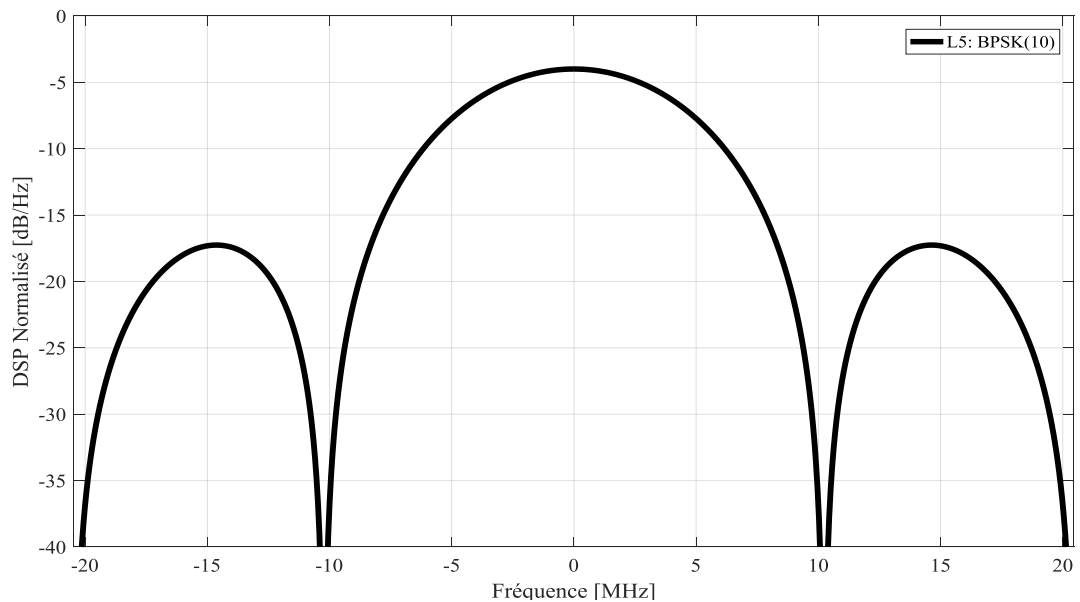


Figure I.9 DSP du code BPSK(10) dans la Bande GPS-L5.

## 1.2.8 Acquisition classique des signaux GPS

L'acquisition est le processus de synchronisation du signal GPS reçu avec un signal de réplique généré localement. C'est une opération de recherche de la fréquence, de la phase et du retard du code PRN d'un satellite spécifique. En effet, ces paramètres sont nécessaires pour dés-étaler le spectre et accéder par la suite aux données de navigation [14] [15] [2]. Le récepteur doit d'abord détecter quels satellites sont en visibilité et obtenir une estimation grossière des paramètres du signal notamment le décalage Doppler ( $f_D$ ) et le retard du code  $\tau$  [14] [15] [2] [16]. La phase du code dépend uniquement du temps de propagation entre l'émission et la réception du signal du signal de navigation et de l'effet Doppler [2].

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes différentes pour effectuer l'acquisition dans les applications GPS [14] [15] [2]. Dans ce qui suit, nous présentons les méthodes de recherche sériée et parallèle.

### 1.2.8.1 Acquisition par recherche série

La figure (I.10) illustre le schéma de base de l'acquisition par recherche série. Comme l'illustre cette figure, le signal GNSS numérique noté  $S_r(n)$  (I.10) à l'entrée du bloc d'acquisition, après passage en fréquence intermédiaire, est multiplié par une réplique locale du code. Cette dernière reproduit le code PRN primaire  $C_1(n)$ . La sous-porteuse  $S_p(n)$  et potentiellement le code secondaire  $C_2(n)$ . Le signal  $S_r(n)$  est donné par [14] [2] [17] :

$$S_r(n) = \sqrt{P(n)}.D(n - \tau).C(n - \tau) \times \cos(2\pi(f_{FI} + f_d)n + \phi_{FI}(n)) + W(n) \quad (I.6)$$

Avec :  $P(t)$  Puissance instantanée du signal reçu,

$D(t)$ : Données de navigation ;

$C(t)$ : Code PRN et sous-porteuse correspondant à un satellite quelconque ;

$\tau$ : Retard du signal reçu ;

$f_{FI}$ : Fréquence intermédiaire ;

$f_d$ : Fréquence du décalage Doppler correspondant à un satellite quelconque ;

$\phi_{FI}$ : Phase de la porteuse du signal reçu ;

$W(t)$ : Bruit blanc gaussien additif AWGN (Additive White Gaussian Noise).



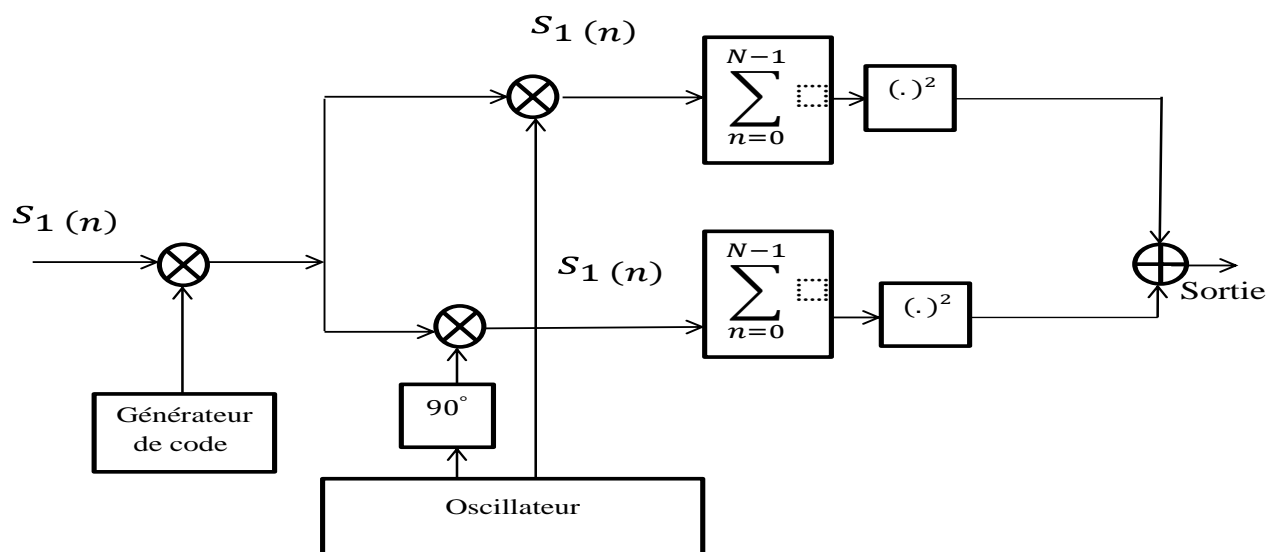


Figure I.10 Schéma bloc de l'acquisition par recherche série.

La réplique locale du signal GNSS est retardée par  $\hat{\tau}$  (le retard estimé). Ce retard est donné par [18] :

$$\hat{\tau} = \hat{\tau}_{min} + h\Delta\tau \quad \text{Pour } h = 0, 1, \dots, H - 1 \quad (I.7)$$

En testant " $H$ " différents retards possibles, le bloc d'acquisition est capable d'estimer le retard du signal d'entrée  $S_r(n)$ . Ensuite, le signal est divisé en deux branches afin de construire les deux composantes en phase  $I$  et en quadrature  $Q$ . Ces résultats sont obtenus en multipliant séparément par les porteuses sinus et cosinus. De cette manière, deux nouveaux signaux sont générés et ils sont donnés comme suit [17] [18] :

$$S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = S_r(n)C_1(n - \hat{\tau})\cos(2\pi\hat{f}_D n) \quad (I.8)$$

$$S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = S_r(n)C_1(n - \hat{\tau})\sin(2\pi\hat{f}_D n) \quad (I.9)$$

La multiplication du signal d'entrée par deux sinusoïdes convertie ce dernier en bande de base, en supprimant l'effet du décalage Doppler. On note que la fréquence Doppler estimée  $\hat{f}_D$  est une fréquence numérique, c'est-à-dire elle est normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage utilisée par le convertisseur analogique numérique CAN. La fréquence  $\hat{f}_D$  normalisée est donnée par [18] :

$$\hat{f}_D = (f_{FI} + \hat{f}_d)T_e = \frac{f_{FI} + \hat{f}_d}{f_e} \quad (\text{I.10})$$

Avec :  $f_d$  Fréquence Doppler locale, choisie à partir d'un ensemble donné par :

$$\hat{f}_d = \hat{f}_{d,min} + l\Delta \quad (\text{I.11})$$

Avec :  $l = 0, 1, \dots, L - 1$

Donc «  $L$  » différentes fréquences Doppler sont testées afin de déterminer l'excursion de fréquence du signal entrant. Pour un récepteur stationnaire la variation de la fréquence est supposée située entre  $-10 \text{ KHz} \leq \hat{f}_d \leq 10 \text{ KHz}$  [2].

Les signaux sur les deux branches  $S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$  et  $S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$  sont ensuite additionnés dans le bloc d'intégration cohérent (*Intégrante and Dump*) à travers une ou plusieurs périodes du code pour obtenir une valeur de la corrélation. Ce type d'intégration offre de meilleures performances en termes de réduction de la variance du bruit. Les sorties des corrélateurs des branches en phase et en quadrature sont données par [17] [18] :

$$\hat{S}_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \quad (\text{I.12})$$

Et :

$$\hat{S}'_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \quad (\text{I.13})$$

$N$  représente le nombre des échantillons utilisés pour évaluer les composantes en phase et en quadrature et il est utilisé pour définir le temps d'intégration cohérente  $T_{inc}$ . Ce temps est généralement choisi comme un multiple de la période du code PRN primaire  $T_{inc} = NT_e$  [16].

L'étape finale de l'acquisition consiste en le quadrillage et la somme des deux valeurs des composantes en phase et en quadrature afin de calculer la puissance. De cette façon, la sortie  $S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$  prend l'expression suivante [18] :

$$S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \left( \hat{S}_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 + \left( \hat{S}_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 \quad (\text{I.14})$$

$S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$  Est une fonction 2-D dépendant de la fréquence Doppler  $\hat{f}_D$  et du retard  $\hat{\tau}$ . Les résultats de cette fonction sont définis sur une grille bidimensionnelle, généralement appelée espace de recherche ou matrice de corrélation. A chaque couple de valeurs  $\hat{f}_D$  et  $\hat{\tau}$  est défini cellule temps/fréquence de l'espace de recherche. La figure (I.11) illustre le principe de balayage temps-fréquence du code où on observe une recherche dans les deux domaines temporel (code) et fréquentiel (Doppler). [14] [15] [2] [16].

Lorsque la quantité  $S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$  dépasse un certain seuil prédéfini, alors on parle d'une acquisition réussie, et l'on considère que les valeurs  $\hat{f}_D$  et  $\hat{\tau}$  sont estimés de façon suffisamment précise. Dans ce cas, le récepteur GNSS détecte la présence de satellite et on observe une corrélation similaire à celle montrée dans la figure (I.12).

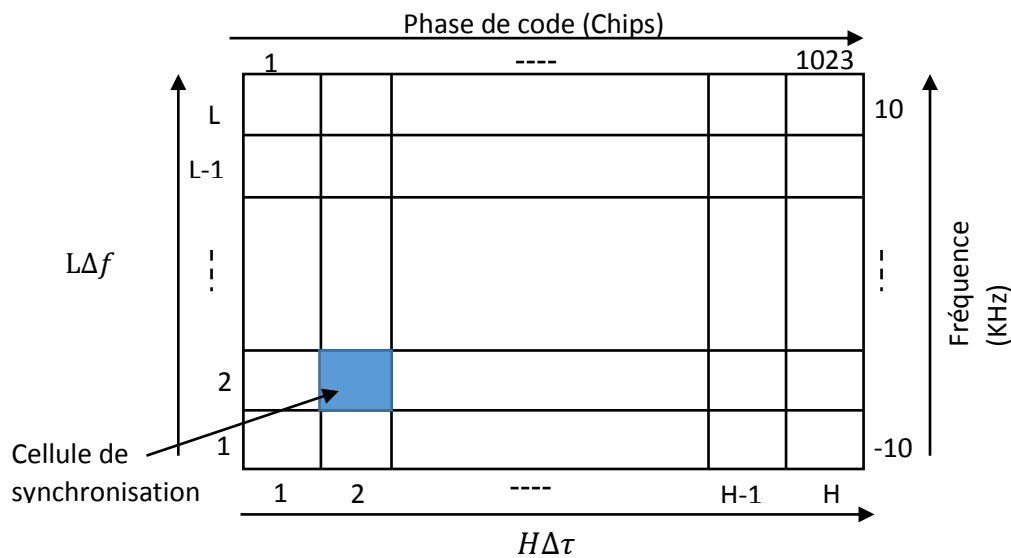


Figure I.11 Décalages fréquentiel & Temporel.

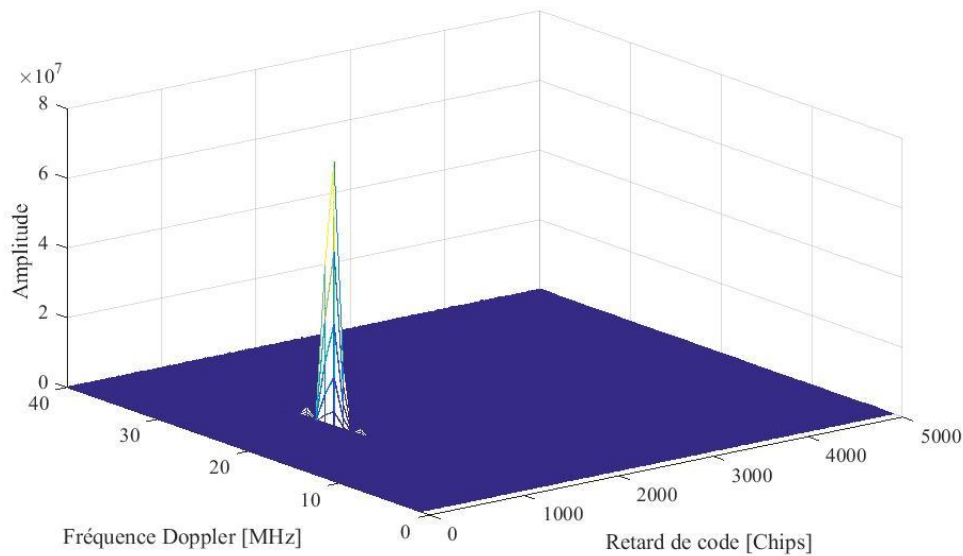


Figure I.12 Acquisition des satellites GNSS visibles.

L'acquisition série exécute un nombre excessif de combinaisons ( $1023 \times 41 = 41943$ ) et par conséquent elle présente un temps d'exécution assez élevé ce qui implique une charge de calcul très grande [15] [2].

### I.2.8.2 Acquisition par recherche parallèle

Le schéma bloc de la méthode d'acquisition par recherche parallèle de code (méthode FFT classique) est illustré dans la figure (I.13). Le signal numérique reçu  $S_r(n)$  est divisé dans les branches en phase I et en quadrature Q. Les versions I et Q sont par la suite combinés pour fournir le signal complexe I + Q. Les parties réelle  $S_{r,Re}(n)$  et partie imaginaire  $S_{r,Im}(n)$  sont appliquées à l'entrée du bloc FFT et les échantillons complexes obtenus à partir de cette opération sont ensuite multipliés par les échantillons conjugués complexes de l'FFT du code local  $C_1(n)$  et le résultat est transformé dans le domaine temporel par une FFT inverse (IFFT). Ces transformations réalisent une convolution circulaire et fournissent alors la fonction de corrélation complète sur la période d'intégration. De cette manière, tous les retards possibles du code sont calculés en une seule fois [19] [20].

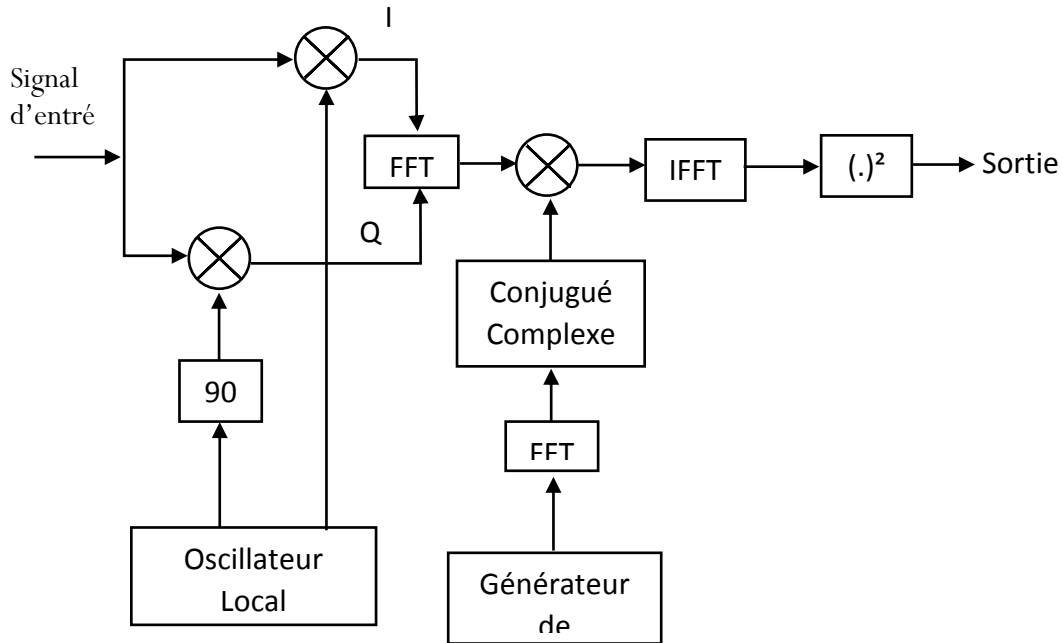


Figure I.13 Acquisition par recherche parallèle.

Ce système d'acquisition est plus rapide que celui de la recherche série car le calcul de la corrélation est réalisé avec l'algorithme de la FFT et les étapes du décalage du retard de code sont calculées en parallèle.

## I.3 Système de positionnement par pseudolite

### I.3.1 Système GPS Pseudolite

La spécification officielle du système de positionnement global décrit uniquement les émetteurs satellitaires pour les signaux GPS. Néanmoins, des émetteurs au sol ont été utilisés pour compléter les satellites depuis les premiers jours du concept GPS. Ces émetteurs auxiliaires basés au sol étaient appelés « pseudo-satellites », ce qui a été rapidement abrégé en pseudo (lites. Lors des premiers tests du GPS, les pseudoslites ont été utilisés en remplacement direct des satellites qui n'avaient pas encore été lancés, permettant aux tests de se dérouler plus rapidement [25] [26].

Le concept de pseudolite a été proposé dans le 1970, avant même le lancement des satellites GPS. En fait, les pseudos lites ont été conçus à l'origine pour tester l'équipement initial de l'utilisateur du GPS (Harrington et D'Olof, 1976). Au cours de la dernière décennie, de nouveaux concepts et du matériel pseudolite ont été développés pour une variété d'applications de positionnement et de navigation.

Pseudolites peuvent être utilisés comme outil de renforcement pour les systèmes de positionnement satellitaire spatiaux. Cette augmentation peut améliorer les performances du système parce que la disponibilité et la géométrie des solutions de positionnement est considérablement renforcée. En plus, un système de positionnement pseudolite peut remplacer le système GPS lorsque les signaux normaux de ce dernier sont soit bloqués/brouillés, soit simplement indisponibles. Les pseudolites sont normalement utilisés pour augmenter le GPS en améliorant la dilution de précision (DOP) [23].

Les pseudolites peuvent améliorer les techniques de navigation GPS traditionnelles de cinq manières :

- Pseudolites à portée directe.
- Pseudolites mobiles.
- Pseudolites de liaison de données numériques.
- Résolution d'ambiguïté CDGPS avec des pseudolites.
- Synchro lites (pseudolites synchronisées).

### I.3.2 Synchronisation des pseudolites

Contrairement aux satellites GPS, les pseudolites sont généralement équipés d'horloges à faible coût, qui ne sont pas assez précises pour synchroniser le temps d'échantillonnage entre les récepteurs de référence et l'utilisateur en mode de positionnement différentiel. En outre, dans un mode de positionnement unique, la synchronisation de tous les pseudolites utilisés dans un système de positionnement est essentielle, ce qui a été l'un des défis techniques dans les applications pseudolite seulement. Diverses techniques ont été proposées pour régler ces problèmes (p. ex., Cobb, 1997 ; Kee et coll., 2000 ; Söderholm et coll., 2001). Il est hautement souhaitable de développer des stratégies de synchronisation adaptées aux différents environnements d'exploitation. Si les erreurs de synchronisation sont réduites au niveau de bruit des phases porteuses, les ambiguïtés de phase porteuse entière à différence unique peuvent être résolues et, ainsi, la précision de positionnement de niveau centimètre peut être atteinte en utilisant un seul récepteur [23].

### I.3.3 Problème proche-lointain

Ici, nous illustrons brièvement la cause du problème proche. Prenons le cas de deux PL émettant des signaux GNSS continus dans un système PL autonome. Est proche de l'utilisateur, et pl2 est loin. Le schéma de ce cas est présenté à la figure I.14 [30].

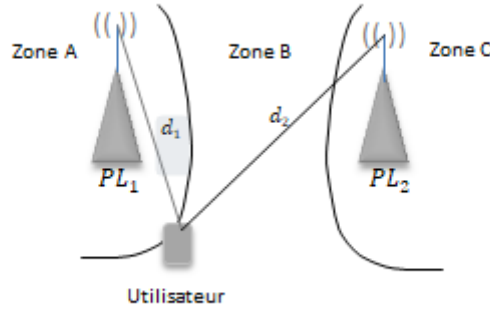


Figure I.14 Schéma de réception de deux signaux PL

L'utilisateur est  $d_1$  loin de  $PL_1$  et  $d_2$  loin de  $PL_2$ . La figure (I.14) montre que les courbes hyperboliques séparent la zone en trois parties [29] : zone A, zone B et zone C. Si PL transmet un niveau de puissance constante de  $P_t$ , la puissance du signal reçu change avec le carré inverse de la plage entre eux. Le signal transmis par  $PL_1$  peut être considéré comme un signal d'interférence lorsque l'utilisateur reçoit le signal de  $PL_2$ . Le rapport signal-interférence (SIR) peut alors être défini comme [28].

$$SIR = \frac{|R_2(0)|^2 \cdot \frac{P_t}{d_2^2}}{|R_1(\tau_1)|^2 \cdot \frac{P_t}{d_1^2}} = \frac{|R_2(0)|^2 \cdot d_1^2}{|R_1(\tau_1)|^2 \cdot d_2^2} \quad (I.15)$$

Où  $R_2(0)$  est des valeurs d'auto-corrélation et  $R_1(\tau_1)$  est des valeurs de corrélation croisée de codes pseudoaléatoires. En général, les codes C/A du GNSS sont composés de séquences Gold. La corrélation croisée normalisée des séquences d'or sur une période de code  $N = 2^n - 1$  peut-être caractérisée comme les trois fonctions suivantes [27] [30].

$$\left\{ \frac{\beta(n)-2}{N}, \frac{1}{N}, \frac{-\beta(n)}{N} \right\} \quad (\text{I.16})$$

Où

$$\beta(n) = 1 + 2^{1+\lceil n/2 \rceil} \quad (\text{I.17})$$

Où  $\lceil \frac{n}{2} \rceil$  représente le plus grand nombre entier inférieur à ou égale à  $\frac{n}{2}$ . Selon les équations (I.15) et (I.17), nous pouvons obtenir le *SIR*.

$$SIR = \frac{|R_2(0)|^2 \cdot d_1^2}{|R_1(\tau_1)|^2 \cdot d_2^2} \geq \left| \frac{2^n - 1}{2^{\lceil \frac{(n+2)}{2} \rceil + 1}} \right|^2 \cdot \left| \frac{d_1}{d_2} \right|^2 \quad (\text{I.18})$$

Nous fixons la valeur maximale de  $|R_1(\tau_1)| = \beta(n)$  pour le pire scénario. Dans ce cas, nous définissons le ratio proche-lointain  $l$  comme suit :

$$l \triangleq \frac{d_2}{d_1} \quad (\text{I.19})$$

Le *SIR* minimal requis pour que la plupart des récepteurs maintiennent un suivi stable est 6 dB [27], ce qui signifie que le *SIR* devrait être supérieur à 6 dB. En prenant les codes *C/A* appliqués dans le système de navigation comme exemple ( $n = 10$ ), nous pouvons obtenir le ratio proche de  $l$  de les équations (I.18) et (I.19) est :

$$l \leq \frac{2^n - 1}{2^{\lceil (n+2)/2 \rceil + 1}} / 10^{0.3} \approx 7.9 \quad (\text{I.20})$$

L'équation (I.20) indique que le ratio maximal proche de la distance  $l$  est de 7,9. Lorsque la distance entre l'utilisateur et les deux  $PL_S$  est plus de 7,9 fois, le récepteur utilisateur sera complètement brouillé par le signal de proximité *PL*. Le signal éloigné *PL* ne peut pas être suivi et synchronisé normalement, ce qui entraîne un fonctionnement anormal du récepteur utilisateur [30].

Prenez l'exemple de la figure (I.14), si  $l = d_2/d_1 = 7.9$  le récepteur ne peut fonctionner normalement que dans la zone B, qui est une zone assez petite. Il ne peut recevoir que le signal  $PL_1$  dans la zone A, alors qu'au contraire, dans la zone C. Avec le nombre de  $PL_S$  croissant, la portée du récepteur qui peut suivre tous les signaux désirés *PL* sera encore réduite. Cet effet proche de la distance peut être supprimé par la modulation d'impulsion du signal conventionnel du spectre de propagation de



séquence directe (DSSS) et l'adoption du nouveau code de propagation de bonne corrélation croisée discuté ci-dessous [30].

### I.3.4 Solutions au problème proche-lointain

Afin de résoudre le problème proche-lointain, diverses méthodes ont été proposées. Ces méthodes peuvent être subdivisées en trois grandes catégories : impulsions de signal, décalages de fréquence et utilisation de différents codes PN. Les schémas de décalage de fréquence impliquent la transmission signaux pseudolite sur une fréquence porteuse décalée de la porteuse GPS L1. La transmission du signal pseudolite à l'extérieur de la bande GPS nécessite des modifications à l'extrémité avant du récepteur. En 1993, Van Dierendonck et Elrod ont suggéré de placer le signal pseudolite sur le premier zéro du signal satellite GPS, un décalage de 1,023 MHz à partir de la fréquence L1. Cependant, cela nécessite également une modification considérable de la conception actuelle du récepteur [24].

Les méthodes antérieures de traitement du brouillage proche-lointain impliquent des modifications de l'émetteur ou du signal transmis pour réduire le brouillage sous-jacent au GPS produit par l'émetteur. Une technique proposée par [24], connue sous le nom d'annulation successive du brouillage (SIC), qui est appliquée à l'étape du traitement du signal du récepteur pour réduire les effets des transmissions de type GPS à la puissance du bruit ambiant. Le SIC a déjà été proposé pour atténuer le problème proche-lointain dans les systèmes cellulaires IS-95. Cette approche est plus applicable aux conceptions logicielles ou numériques de récepteurs basés sur le traitement du signal dans lesquelles de nombreux canaux peuvent être exploités en parallèle avec une capacité de traitement du signal considérable [24].

### I.3.5 Quelques avantages

- Utile dans des situations où les signaux GPS normaux sont soit bloqués/brouillés, soit simplement indisponibles.
- Les pseudolites sont normalement utilisés pour augmenter le GPS en améliorant la dilution de précision (DOP).

- Les pseudolites sont également utilisés pour mettre en œuvre des systèmes de localisation intérieure de type GPS, où les pseudolites agissent comme des satellites GPS.

- D'autres applications des réseaux de pseudolites incluent les systèmes d'atterrissage d'approche de précision pour les avions et le suivi très précis des transpondeurs [31].

### I.3.6 Quelques inconvénients

Les systèmes de positionnement par pseudolites connus présentent un certain nombre d'inconvénients. En particulier, ils ne permettent pas de passer d'une zone contrainte à une zone ouverte et vice versa de façon continue et autonome. D'autre part ils ne permettent généralement pas de démarrage à froide sans connaissance de la position initiale du récepteur. En effet les systèmes connus impliquent généralement l'utilisation de récepteurs conçus spécifiquement pour un fonctionnement en zone contrainte et l'acquisition de signaux de positionnement émis par des pseudolite [31].

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le système GPS et Pseudolite. On a commencé par une définition de système de positionnement GPS et ses services. Par la suite, nous avons introduit les segments et les codes GPS en suite une étude détaillée sur la modulation BPSK et l'acquisition des signaux GPS. Finalement nous avons donné un aperçu général de système GPS pseudo lite, son problème proche lointain et sa solution, ses avantages et ses inconvénients.

Détection de position d'impulsion à saut temporel  
pseudo aléatoire des signaux pseudolite pour les  
récepteurs GNSS participatifs

# Chapitre II

**Détection de position d'impulsion TH pseudolite**

## **Plan du chapitre :**

II.1 Introduction

II.2 Structure des signaux TH-pseudolite

II.3 Méthode de génération des emplacements TH-pseudolite

II.4 Modèle du signal TH-pseudolite reçu

II.5 Détection de la position d'impulsion TH-pseudolite

II.6 Conclusion

## II.1 Introduction

La détection de la position d'impulsion du pseudolite de saut dans le temps (TH) est critique pour les récepteurs du système mondial de navigation par satellite (GNSS). La méthode conventionnelle de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH du signal pseudolite reçu est principalement basée sur la recherche exhaustive des intervalles TH appariés [1].

Dans ce chapitre nous allons présenter la nouvelle technique de détection des positions des impulsions TH proposé par [1]. La structure des signaux TH-pseudolite et le modèle du signal TH-pseudolite reçu seront exposés puis la technique en question sera introduite.

## II.2 Structure des signaux TH-pseudolite

La structure de base du signal TH-pseudolite est illustrée sur la figure II.1 [1]. Où  $N_f = 1/d$  est le nombre d'emplacement dans une trame TH, et ici  $d$  est le rapport cyclique du signal pseudolite;  $T_p$  est la période d'une impulsion TH ;  $k$  est l'indice de trame TH courant et  $K$  est le numéro de trame dans un motif d'impulsion TH ;  $\{a_{k+i}^{(v)}\}_{i=0}^{k-1}$  est un ensemble d'index d'emplacement TH de base du  $v$ -ième groupe dans la table TH utilisée par le signal pseudolite, où  $a_{k+i}^{(v)}$  se trouve :

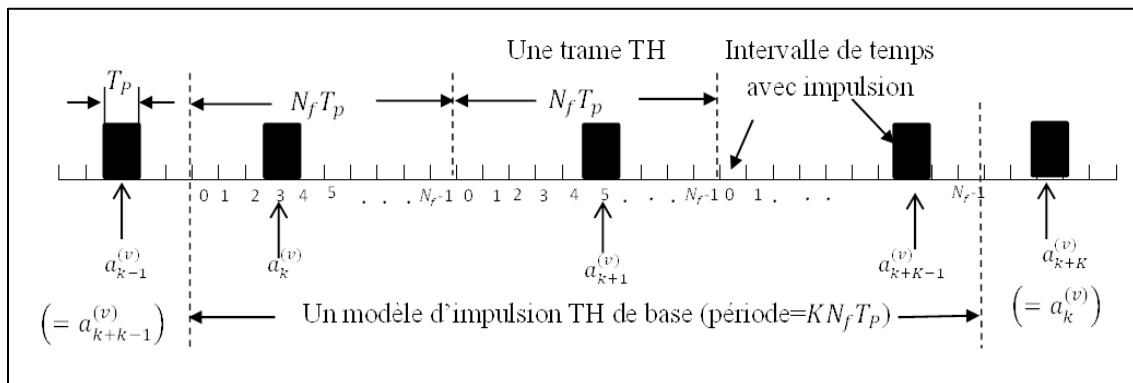


Figure II.1. Structure du signal pseudo aléatoire TH pseudolite dans l'extrémité d'émission [37]

- (i)  $a_{k+i}^{(v)} \in \{0, 1, \dots, N_f - 1\}$  est un nombre aléatoire, et si  $K = N_f$ ,  $\{a_{k+i}^{(v)}\}_{i=0}^{k-1}$  deviendra une permutation aléatoire complète de 0 à  $K - 1$  (la permutation triviale de 0 à  $K - 1$  ou inverse devrait être évitée [32]).

- (ii) pour tout  $i$  donné,  $a_{k+i}^{(v)} = a_{k+i+k}^{(v)}$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, K - 1$ ;
- (iii)  $a_{k+i}^{(v)} \neq a_{k+j}^{(v)}$ , lorsque  $i \neq j$ ,  $i, j = 0, 1, \dots, K - 1$
- (iv) s'il existe un autre signal pseudolite qui utilise les indices d'emplacement TH du  $w$ -ième groupe dans la table TH, alors pour le schéma d'impulsions sans chevauchement, il y aura  $a_{k+i}^{(v)} \neq a_{k+i}^{(w)}$ , où  $v \neq w$  et  $i = 0, 1, 2, \dots, K - 1$ .

**Tableau II.1.** La table TH utilisée pour générer et détecter les indices d'emplacement du signal pseudolite [1].

Groupe ID	Index de fente TH dans l'image différent (0-k-1) d'une impulsion de base				
	0	1	2	...	k-1
<b>1</b>	$a_0^{(1)}$	$a_1^{(1)}$	$a_2^{(1)}$	...	$a_{k-1}^{(1)}$
<b>2</b>	$a_0^{(2)}$	$a_1^{(2)}$	$a_2^{(2)}$	...	$a_{k-1}^{(2)}$
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
<b>v - 1</b>	$a_0^{(v-1)}$	$a_1^{(v-1)}$	$a_2^{(v-1)}$	...	$a_{k-1}^{(v-1)}$
<b>v (utilisée)</b>	$a_0^{(v)}$	$a_1^{(v)}$	$a_2^{(v)}$	...	$a_{k-1}^{(v)}$
<b>v + 1</b>	$a_0^{(v+1)}$	$a_1^{(v+1)}$	$a_2^{(v+1)}$	...	$a_{k-1}^{(v+1)}$
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
<b>N</b>	$a_0^{(N)}$	$a_1^{(N)}$	$a_2^{(N)}$	...	$a_{K-1}^{(N)}$

## II.3 Méthode de génération des emplacements TH-pseudolite

### II.3.1 Structure des créneaux horaires affectations de TDMA

Dans tous les Créneau de temps, chaque période milliseconde est divisée en 10 créneaux horaires contigus de 900 microsecondes chacun, sans bande de garde entre les créneaux. Les dix fentes situées entre des valeurs de temps en millisecondes entières successives sont appelées trame d'accès multiple à division de temps (TDMA). Les trames commencent sur 0 limites de temps modulo 1 milliseconde. Deux cents trames de temps ensemble font un Time-slot Super-frame, d'une durée de 200 millisecondes. Les Super-frames

Time-slot commencent sur 0 limite de temps modulo 200 millisecondes. LA figure II.2 illustre le schéma TDMA [33].

Créneau de temps -Lites opérant dans un Créneau de temps- Net donné sont divisés sur une base géographique<sup>4</sup> en sous-réseaux de jusqu'à 10 Créneau de temps-Lites chacun. Les créneaux horaires de chaque trame sont assignés sur une base non chevauchante à chacun des Créneau de temps-Lites dans un sous-réseau. Chaque émetteur Créneau de temps -Lite dans un Subnet transmet pendant la plage horaire assignée par Créneau de temps -Lite dans une trame et est silencieux pendant les autres fentes de cette trame. Cette assignation parmi les intervalles de temps dans une trame change pour chaque trame successive dans une Super-frame de manière à randomiser les adjacences d'assignation. Cela atténue et distribue les effets d'interférence résiduels entre les intervalles de temps vus par un récepteur au fil du temps. Ce modèle d'assignation se répète pendant chaque Super frame [33].

Jusqu'à cinq sous-réseaux distincts, chacun avec une séquence différente d'assignations de créneaux horaires entre les membres sur une Super-frame, sont définis pour une utilisation dans un seul Créneau de temps. Chacun de ces Sous-réseaux réutilise les mêmes 10 créneaux horaires par trame. Par conséquent, lorsque plusieurs sous-réseaux entièrement remplis sont utilisés dans un Créneau de temps, pour n'importe quel créneau horaire dans une trame donnée, un Créneau de temps -Lite d'un Subnet fonctionnera sur la même plage horaire qu'un Créneau de temps -Lite dans un Subnet actif différent. Les schémas entre les sous-réseaux sont conçus pour randomiser les chevauchements entre tous les membres d'un sous-réseau différent aussi uniformément que possible. Ceci s'applique à toutes les combinaisons sur les 5 sous-réseaux. Les sous-réseaux doivent être géographiquement séparés ou exploités de manière à réduire les niveaux de signal d'un sous-réseau à un autre [33].

Cinq sous-réseaux supportent jusqu'à 50 Créneau de temps -Lites dans un Créneau de temps. Un plus grand nombre de Sous-réseaux pourrait être assigné à un seul Créneau de temps, auquel cas de nouveaux Sous-réseaux réutiliseraient le schéma de créneaux horaires de Sous-réseaux existants sélectionnés et compteraient sur la séparation géographique ou d'autres facteurs d'isolement pour minimiser l'interférence<sup>5</sup> [33].

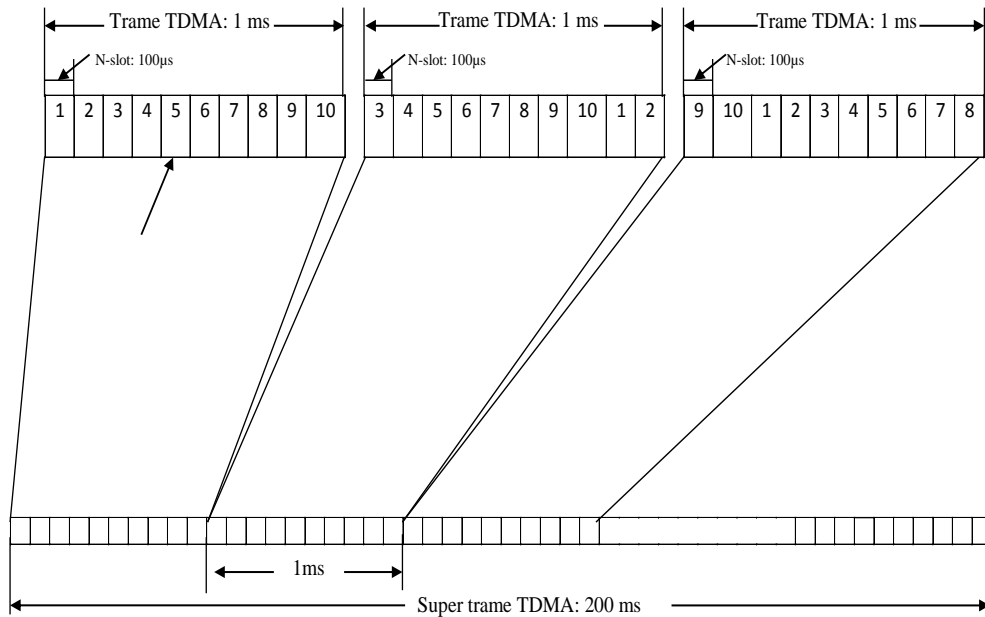


Figure II.2 Schéma TDMA

Tableau II.2. Attribution de la fente TDMA au numéro de localisation, sous réseau 1 [33].

TDMA Frame	Intervalle de temps dans le cadre (numéro de séquence du créneau)									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
181	1	8	7	3	4	10	6	9	2	5
182	7	4	10	5	9	3	2	6	1	8
183	9	5	1	6	7	8	4	3	10	2
184	4	9	5	2	7	6	8	10	3	1
185	10	7	9	4	2	1	3	5	8	6
186	5	6	7	8	3	2	4	1	9	10
187	6	9	1	2	8	4	7	3	10	5
188	1	7	4	6	5	10	3	8	2	9
189	7	2	8	10	6	3	1	5	4	9
190	6	8	3	7	1	2	5	10	9	4
191	5	1	6	4	9	8	7	2	10	3
192	8	5	10	1	4	2	6	9	3	7
193	1	4	3	7	5	9	2	8	6	10
194	8	10	5	6	2	9	1	3	4	7
195	3	5	4	8	1	10	2	7	9	6
196	4	10	7	9	8	5	2	3	6	1
197	7	6	10	5	6	1	9	4	1	8
198	2	10	4	3	9	7	9	5	7	8
199	5	3	1	10	8	7	8	2	4	6
200	2	1	9	5	8	7	10	4	6	3

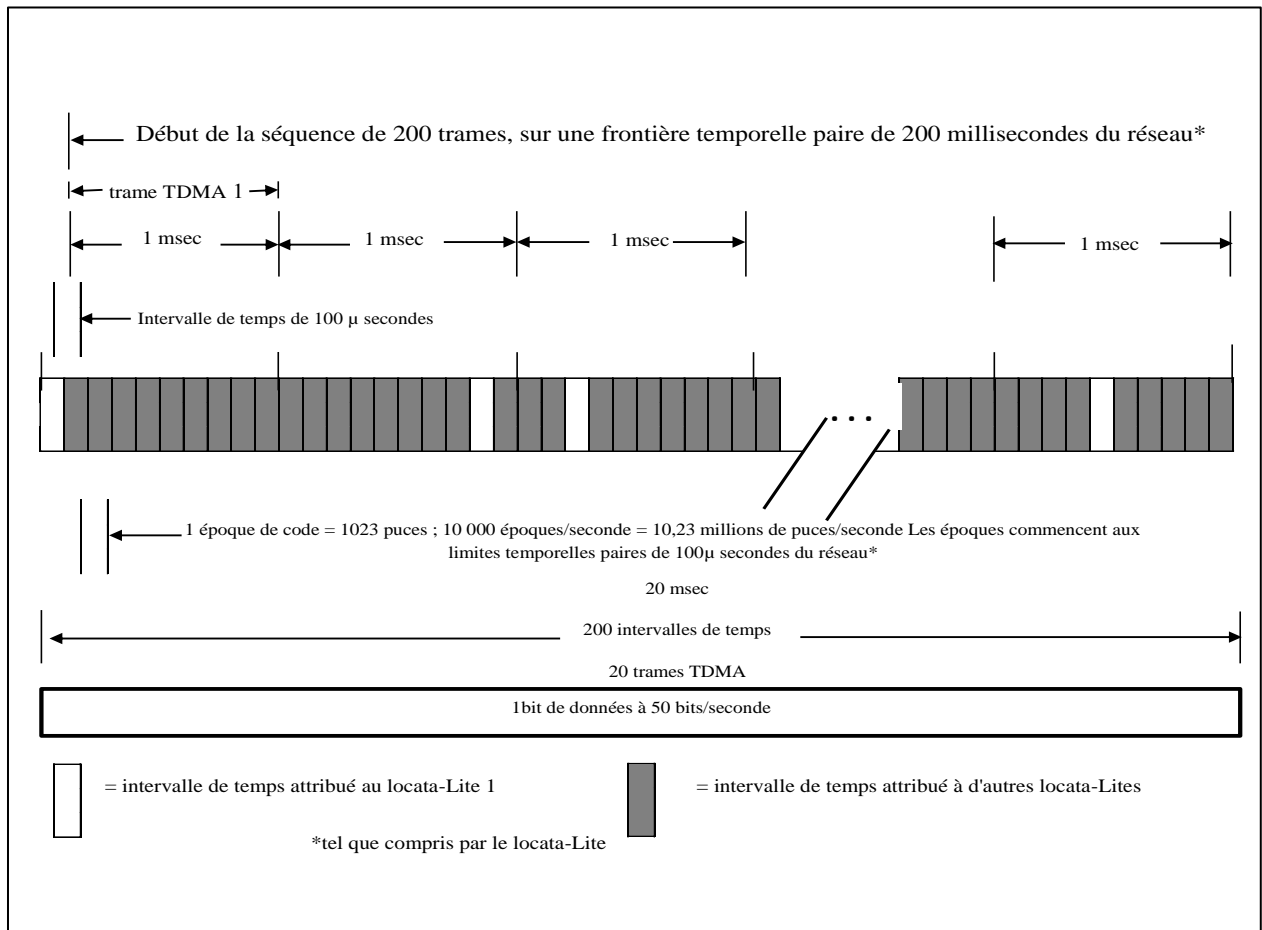


Figure II.3 Code C/A des données et relations de synchronisation des times slot

## II.4 Modèle du signal TH-pseudolite reçu

Basé sur la figure II.1 et le tableau II.1, le signal TH-pseudolite reçu après la conversion de fréquence vers le bas (fréquence intermédiaire) peut être écrit comme :

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} (b_n \cos[2\pi(f_{IF} + f_{Dop})t + \varphi_0] s(t - nT_b) p^{(v)}(t - nT_b - mT_c - \tau_c)) + n(t) \quad (\text{II.1})$$

où  $P$  est la puissance du signal pseudolite reçu;  $b_n$  est le bit de données transmis  $b_n \in \{-1, +1\}$  avec une probabilité égale;  $T_b$  et  $T_c$  sont respectivement les durées de bit de données et de chip de code PRN;  $f_{IF}$ ,  $f_{Dop}$  et  $\varphi_0$  sont respectivement la fréquence intermédiaire (IF), la fréquence Doppler et la phase initiale de la porteuse;  $n(t)$  est le bruit blanc additif;  $s(t)$  est le signal en bande de base,  $p^{(v)}(t)$  est l'impulsion TH de



synchronisation dont la position est assignée avec les indices d'emplacement TH du groupe  $v$ -ième dans la table TH, et ils peuvent être formulés par :

$$S(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m u_{T_c}(t - mT_c - \tau_c) \quad (\text{II.2})$$

$$P^{(v)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} u_{T_p}(t - a_k^{(v)} T_p - KN_f T_p) \quad (\text{II.3})$$

où  $c_m \in \{-1, +1\}$  est le code PRN du signal DSSS, et  $M$  est le numéro de code dans une période de code ;  $a_k^{(v)}$  est l'index pseudo aléatoire de l'emplacement TH qui a été élaboré dans la sous-section II.2;  $T_p$  est la période des impulsions TH ou des créneaux horaires, et souvent il répond à  $T_p = MT_c$  ;  $\tau_c$  est la phase initiale du code PRN ;  $u_T(t)$  est une impulsion rectangulaire unité dont le support est sur la plage  $[0, T]$ . Ici les relations de  $T_b$ ,  $T_p$  et  $T_c$  sont illustrées sur la figure (II.4) où les indices d'emplacement TH en  $P_\alpha$  ne sont pas les mêmes que ceux en  $P_\beta$  ( $\alpha, \beta = 0, 1, \dots, Nb - 1$ ) [38].

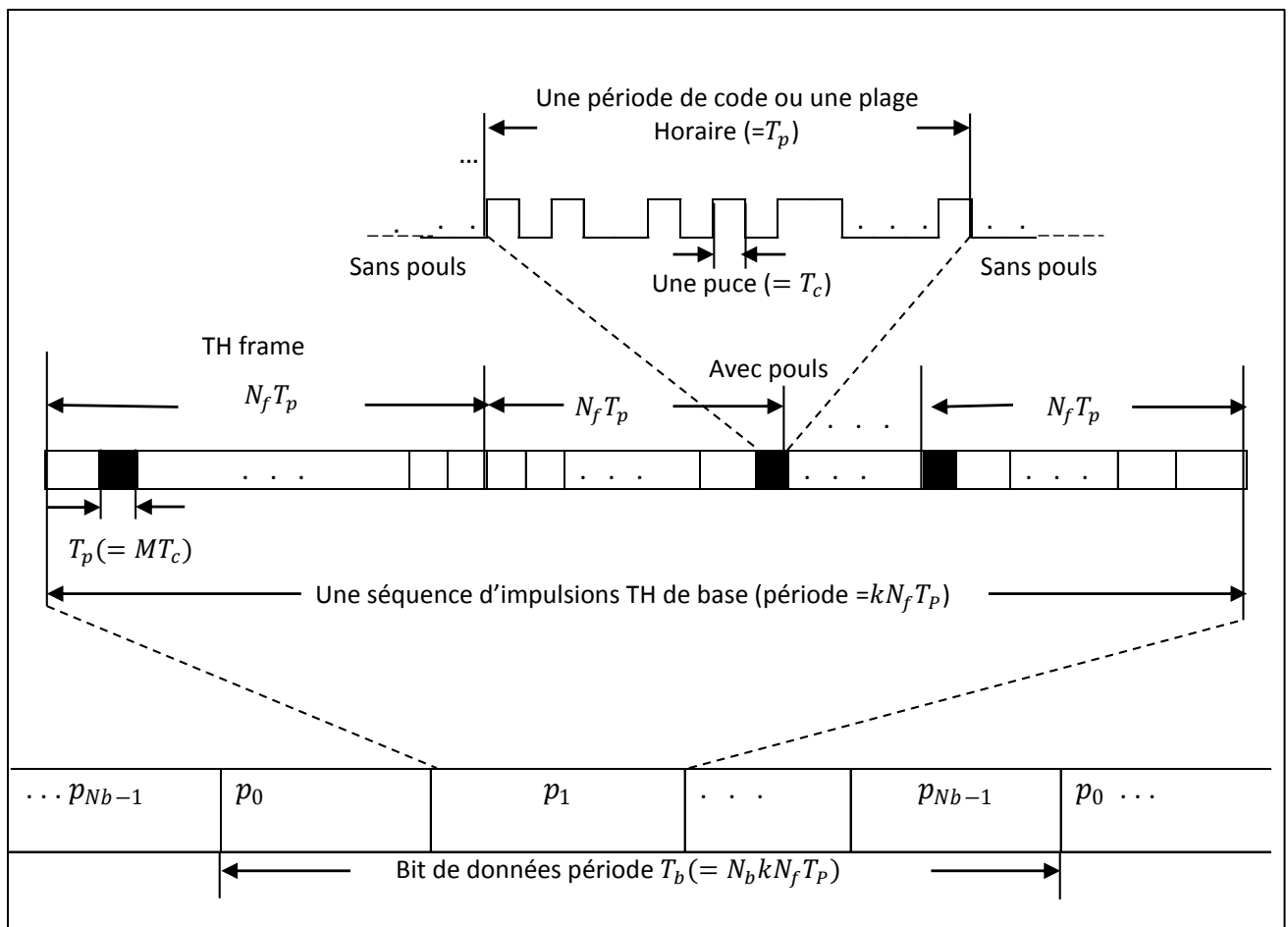


Figure II.4 les relations de  $T_b$ ,  $T_p$  et  $T_c$

## II.5 Détection de la position d'impulsion TH-pseudolite

### II.5.1 Le rôle de la détection de position d'impulsion TH-pseudolite

Le rôle de la détection de la position de l'impulsion TH-pseudolite réside principalement dans deux aspects [1].

- (i) fournir le délai des positions de l'impulsion TH pour la portée des récepteurs GNSS participatifs ;
- (ii) fournir des informations de démodulation de l'impulsion pour la participa récepteurs GNSS afin de supprimer l'effet des impulsions TH.

En substance, la détection de position d'impulsion TH est de trouver le retard de phase ou de temps  $\tau_p$  des impulsions TH pseudo aléatoires, et il peut être réalisé en mesurant la position actuelle de l'impulsion TH par rapport à sa position d'origine, comme le montre la figure II.5

D'autre part, la figure II.5 il montre que le temps le retard  $\tau_p$  se compose de deux parties, c'est-à-dire la partie intégrale  $\tau_{ip}$  et la partie fractionnée  $\tau_{fp}$  qui sont toutes deux en unité de temps. En fait, par analyse, il est constaté que  $\tau_{fp}$  est juste la phase initiale du code PRN du composant DSSS, et il peut être obtenu par les positions de crête d'autocorrélation dérivées du résultat acquis du composant DSSS obtenu par les positions de pics d'autocorrélation dérivées du résultat acquis du composant DSSS. En outre, avec l'aide des positions de pics d'autocorrélation obtenues,  $\tau_{ip}$  peut également être obtenu avec la méthode donnée dans les sous sections II.3.3 à II.3.5 suivantes [1]].

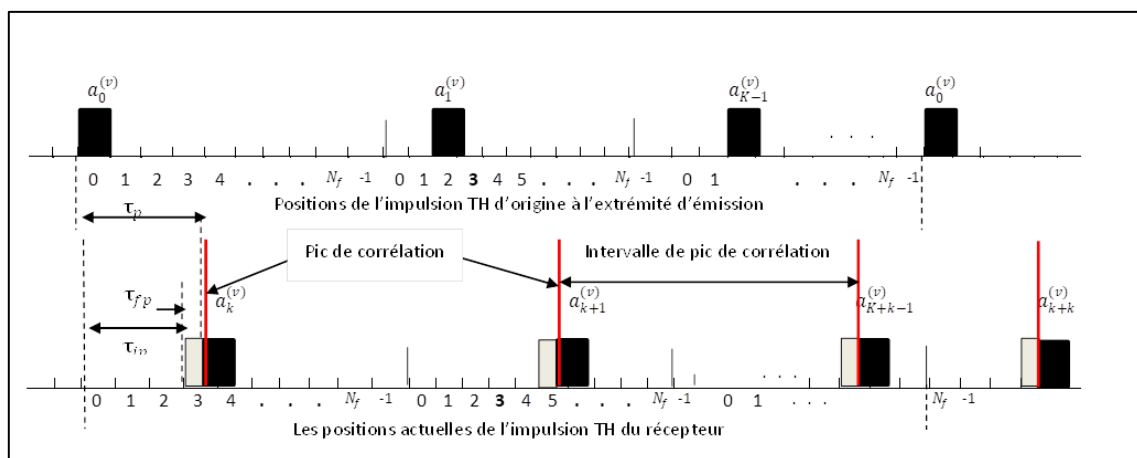


Figure II.5 La détection de la position de l'impulsion TH peut être effectuée par mesure de la phase initiale  $\tau_{ip}$  et  $\tau_{fp}$  qui sont toutes deux liées aux positions de pointe de l'autocorrélation du composant discontinu DSSS [37].

## II.5.2 Acquisition du code PRN phase initiale de composant DSSS

Bien que le composant DSSS du pseudolite TH reçu signal soit discontinu, la méthode d'acquisition de la phase initiale du code PRN du signal satellite GNSS continu peut encore être utilisée pour acquérir la phase initiale du code PRN du signal pseudolite TH [34], [35]. Souvent, la méthode connue d'acquisition de phase de code PRN parallèle [36], [37] peut être choisie pour effectuer ce travail.

Avec la méthode d'acquisition choisie, la phase initiale du code PRN ou le délai  $\tau_{fp}$  du signal pseudolite TH peuvent être acquis par :

$$\tau_{fp} = \underset{\hat{\tau}_c}{arg} \left( \max_{\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP}} \sqrt{I_{\hat{c}_m}^2(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP}) + Q_{\hat{c}_m}^2(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP})} \right) \quad (II.4)$$

Où  $I_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP})$  et  $Q_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP})$  sont des résultats d'intégration en phase et quadra ture du récepteur GNSS participatif, respectivement, et :

$$I_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP}) = \sqrt{2} \int_0^{2N_f T_p} r(t) S_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c) \cos[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_{DOP})t + \hat{Q}_0] dt \quad (II.5)$$

$$Q_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c, \hat{f}_{DOP}) = \sqrt{2} \int_0^{2N_f T_p} r(t) S_{\hat{c}_m}(\hat{\tau}_c) \sin[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_{DOP})t + \hat{Q}_0] dt \quad (II.6)$$

Lorsque  $\{\hat{c}_m\}_{m=0}^{M-1}$ ,  $\hat{\tau}_c$ ,  $\hat{f}_{DOP}$  et  $\hat{Q}_0$  sont une séquence de code PRN, la phase initiale de la séquence de code PRN, la fréquence Doppler et la phase initiale porteuse du signal pseudolite TH généré localement, respectueusement  $S_{c_m}(\hat{\tau}_c) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{c}_m u_{T_c}(t - mT_c - \hat{\tau}_c)$  est le signal de bande de base avec la séquence de code obtenue  $\{\hat{c}_m\}_{m=0}^{M-1}$  et sa phase initiale  $\hat{\tau}_c$ . Ici, la période d'intégration choisie comme  $2N_f T_p$  est de s'assurer qu'au moins une impulsion existe lorsque le délai de temps des impulsions TH pseudo aléatoires est considéré [1].

Ici, la période d'intégration choisie est de s'assurer qu'au moins une impulsion existe lorsque le délai de temps des impulsions TH pseudo aléatoires est considéré.

En pratique, l'algorithme FFT peut être utilisé pour acquérir la phase initiale du code PRN, et une valeur utilisée dans l'équation (II.4) peut être réglée à 0 pour diminuer la charge de calcul. De plus, pour éviter la perte de pic d'autocorrélation découlant de la segmentation

incorrecte des données de l'algorithme FFT, la méthode de filtrage DPMF à correspondance passive basée sur le chevauchement peut être utilisée à la place [1]].

### II.5.3 Séquence de code mappée à partir des intervalles de pics d'autocorrélation

Bien que les indices de fente TH du signal pseudolite soient changés aléatoirement, la largeur de la fente temporelle du signal pseudolite est inchangée. Ainsi chaque intervalle de temps peut être pris comme point d'échantillonnage avec la valeur 1 ou 0 en vue de l'intervalle avec ou sans impulsion TH, respectivement. De cette façon, le signal pseudolite reçu peut être mappé en une séquence de code, ce qui apportera un avantage à la détection de position d'impulsion TH [1]].

Avec la phase  $\tau_{fp}$  initiale du code PRN obtenue ci-dessus, le signal de bande de base estimé peut être écrit comme  $S_{cm}(\tau_{fp}) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{c}_m u_{T_c}(t - mT_c - \tau_{fp})$ . Substituer  $S_{cm}(\tau_{fp})$  aux équations (II.5) (II.6), pendant ce temps, changer les intervalles intégraux des équations (II.5) (II.6), de  $[0, N_f T_p]$  à  $[kN_f T_p, (k+1)N_f T_p]$  où  $k = 0, 1, \dots, \lfloor \Delta t / (N_f T_p) \rfloor - 1$ , et ici  $\Delta t$  est la durée de collecte du signal et  $\lfloor \cdot \rfloor$  désigne les opérations au sol, donc en comparant le maximum d'utilisation de  $\sqrt{I_{\hat{c}_m}^2(k, \tau_{fp}, \hat{f}_{dop}) + Q_{\hat{c}_m}^2(k, \tau_{fp}, \hat{f}_{dop})}$  où  $k = 0, 1, \dots, \lfloor \Delta t / (N_f T_p) \rfloor - 1$ , les pics d'autocorrélation du composant DSSS et leurs positions peuvent être facilement trouvés. De même, ce processus de corrélation peut également être mis en œuvre avec l'algorithme de superposition segmenté FFT pour améliorer l'efficacité [1]].

Supposons que des pics d'autocorrélation  $N_t$  aient été trouvés et que leurs positions soient  $\{p_k, k = 0, 1, 2, \dots, N - 1\}$ , ainsi les intervalles de pics d'autocorrélation en unité de temps ou  $T_p$  peuvent être donnés comme

$$\Lambda_{k-1, k} = \left\lfloor \frac{p_k - p_{k-1}}{T_p f_s} \right\rfloor, k=1, 2, \dots, N_t - 1 \quad (\text{II.7})$$

Où  $f_s$  est la fréquence d'échantillonnage.

Si les intervalles de pics d'autocorrélation donnés dans l'équation (II.7) sont directement utilisés pour rechercher les indices de fente TH originaux du signal pseudolite dans la table TH, certains intervalles de pics d'autocorrélation sans correspondance peuvent causer une faible probabilité de détection ou même un échec de détection, surtout lorsque le

SNR du signal pseudolite reçu est relativement faible. Pour améliorer ce problème, la séquence de code mappée à partir des intervalles de pics d'autocorrélation peut être utilisée pour rechercher les indices de fente TH originaux.

Avec l'équation (II.7), les intervalles de pics d'autocorrélation peuvent être facilement écrits  $\{\Lambda_{k-1,k}, k = 1, 2, \dots, N_t - 1\}$  ainsi la séquence de code mappée peut être donnée par  $H = \{h(i), i = 0, 1, \dots, \sum_{k=1}^{N_t-1} \Lambda_{k-1,k}\}$  ou

$$h(i) = \begin{cases} i = 0 \\ 1, i = \sum_{k=1}^j \Lambda_{k-1,k}, j = 1, 2, \dots, N_t - 1 \\ 0, \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Pour imposer le gain de l'opération de corrélation circulaire suivante, dans l'application la séquence de code  $H$  peut être interpolée à partir de son résultat élargi  $\bar{H}$ . Plus spécifiquement, supposons que le facteur d'interpolation est  $I$ , alors  $\bar{H}$  est donné comme [1]].

$$\bar{H} = \left[ \underbrace{h(0), \dots, h(0)}_I, \underbrace{h(1), \dots, h(1)}_I, \dots, \underbrace{h\left(\sum_{K=1}^{N_t-1} \Lambda_{K-1,K}\right), \dots, h\left(\sum_{K=1}^{N_t-1} \Lambda_{K-1,K}\right)}_I \right]$$

#### II.5.4 Séquence de code mappée à partir des indices de fente TH

Similaire à la dérivation de la séquence de code mappée à partir de les intervalles de pics d'autocorrélation, chaque groupe d'indices de fente TH donné dans la table TH peut également être mappé en une séquence de code pour la détection de position d'impulsion TH suivante [1]].

Pour obtenir les séquences de code mappées à partir des indices de fente TH de toute la table TH, les indices de fente  $\zeta - th$  de groupe TH dans la table TH sont d'abord choisis pour illustrer comment les mapper dans une séquence de code. Selon la structure des indices de fentes TH décrite à la sous-section II-A, la séquence de code mappée du groupe  $\zeta - th$  peut être donnée comme suit :

$$\Gamma^{(\zeta)} = \{\gamma^{(\zeta)}(i), i = 0, 1, \dots, KN_f - 1\}, \text{ où } \zeta = 1, 2, \dots, N \text{ et}$$

$$\gamma(\zeta)(i) = \begin{cases} 1, & i = a_j^{(\zeta)}, j = 0, 1, \dots, K-1 \\ 0, & \text{autres.} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

De même que dans la sous-section II.3.3, la séquence de code  $\Gamma^{(\zeta)}$  peut également être interpolée pour former son résultat élargi  $\Gamma^{(\zeta)}$  avec le même facteur d'interpolation pour  $\bar{H}$ . Ensuite, les séquences de code mappées de l'ensemble de la table TH peuvent être données comme [1]].

$$\bar{H} = [h(0), \dots, h(0), h(1), \dots, h(1), \dots, h(\sum_{k=1}^{N_t-1} \Lambda_{k-1}, k), \dots, (\sum_{k=1}^{N_t-1} \Lambda_{k-1}, k)].$$

$$\bar{\Gamma} = [(\bar{\Gamma}^{(1)})', (\bar{\Gamma}^{(2)})', \dots, (\bar{\Gamma}^{(\zeta)})', \dots, (\bar{\Gamma}^{(N)})']' \quad (\text{II.10})$$

Où l'exposant " ' " indique la transposition.

### II.5.5 Détection de la position de l'impulsion

Après avoir obtenu les séquences de code mappées de  $\bar{H}$  et  $\bar{\Gamma}$ , la méthode de corrélation circulaire et l'algorithme FFT peuvent être utilisés pour trouver les indices de fente TH et leur phase initiale du signal pseudolite reçu [1]].

Pour appliquer la méthode de corrélation circulaire et l'algorithme FFT, d'abord  $\bar{H}$  et chaque vecteur  $\bar{\Gamma}^{(\zeta)}$  ( $\zeta = 1, 2, \dots, N$ ) doivent être alignés sur la même longueur. Souvent, la longueur de  $\bar{H}$  est supérieure à celle de  $\bar{\Gamma}^{(\zeta)}$  de sorte que les indices de fente TH et leur phase initiale du signal pseudolite peuvent être correctement détectés. Supposons que la longueur de  $\bar{H}$  est  $L$ , alors le vecteur aligné de  $\zeta$ -th groupe  $\tilde{\Gamma}^{(\zeta)}$  deviendra [1]].

$$\tilde{\Gamma} = [(\tilde{\Gamma}^{(1)})', (\tilde{\Gamma}^{(2)})', \dots, (\tilde{\Gamma}^{(\zeta)})', \dots, (\tilde{\Gamma}^{(N)})']$$

Avec les séquences de code obtenues  $\bar{H}$  et  $\tilde{\Gamma}$ , les indices de fente TH détectés et leur phase initiale dans les points d'échantillonnage peuvent enfin être obtenus par :

$$p^{(\zeta)} = \arg_{i,\zeta} \left( \max_{\zeta=1,2,\dots,N} \max_{i=0,1,\dots,L-1} \left( \bar{H}(i) \otimes \tilde{\Gamma}^{(\zeta)}(i) \right) \right) \quad (\text{II.11})$$

Où  $\hat{\zeta}$  est l'estimation de  $\zeta$  et il indique le détecté ID de groupe des indices de fente TH dans la table TH ;  $\bar{H}(i)$  et  $\tilde{\Gamma}^{(\zeta)}(i)$  désigne les séquences de code de  $\bar{H}$  et  $\tilde{\Gamma}^{(\zeta)}$  après circulaire le décalage des codes cartographiés ; «  $\otimes$  » et « *maxmax* » désignent respectivement la corrélation circulaire et les opérations max-max [1]].

Pour améliorer l'efficacité, la détection de  $p^{(\zeta)}$  donnée dans l'équation (II.) Peut également être mise en œuvre avec l'algorithme FFT et son processus détaillé est :

$$p^{(\zeta)} = \arg_{i', \zeta} \left( \max_{\substack{i'=0,1,\dots,L-1 \\ \zeta=1,2,\dots,N}} \max_{\zeta=1,2,\dots,N} |IFFT^{(i')} \{FFT(\bar{H}).conj[FFT(\tilde{r}^{(\zeta)})]\}| \right) \quad (II.12)$$

Où « *conj* » et «  $|\cdot|$  » signifient conjugué et absolu opérations, respectivement, et  $i'$  est l'indice de colonne de la séquence IFFT.

En utilisant  $p^{(\zeta)}$  donné par les équations (II.11) (II.12), la phase initiale  $\tau_{ip}$  peut être facilement obtenue comme  $\tau_{ip} = p^{(\zeta)} / (f_s T_p)$ . Puis avec  $\tau_{ip}$  et le  $\tau_{fp}$  précédent donné par l'équation (II.4) les positions d'impulsion TH du pseudolite peuvent être facilement obtenues par  $\tau_p = \tau_{ip} + \tau_{fp}$  et les indices de fente  $(\hat{\zeta}) - th$  du groupe TH détectés [1].

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, dans un premier temps nous avons présenté la nouvelle technique de détection des positions des impulsions TH. Ensuite, nous avons donnée quelques Séquences de code mappé à partir des intervalles de pics d'autocorrélation et des indices de fente TH. Finalement nous avons présenté la nouvelle méthode de détection. Le prochain chapitre sera consacré aux résultats de simulation et à leur interprétation.

Détection de position d'impulsion à saut temporel  
pseudo aléatoire des signaux pseudolite pour les  
récepteurs GNSS participatifs

# Chapitre III

## Résultats et Discussion

### Plan du chapitre :

III.1 Introduction

III.2 L'organigramme de détection

III.3 Paramètres de simulation numérique

III.4 Résultats d'acquisition de la composante DSSS

III.5 Détection des indices de slot TH et leur phase initial

III.6 Performance en matière de probabilité de détection

III.7 Conclusion



## **III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulations numériques sur les différentes structures de détection de la position d'impulsion TH pseudolite que nous avons implémentées sur Matlab. En premier lieu, nous allons présenter l'organigramme utilisé pour la détection et les résultats d'acquisitions qui montrent la détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH des deux retards à savoir le retard du code PRN (retard 1)  $\tau_{fp}$  et le retard des indices de fente TH  $\tau_{ip}$  (retard 2). Ensuite, les résultats obtenus seront soumis au critère de la probabilité de l'erreur.

## **III.2 L'organigramme de détection**

La figure III.1 illustre l'organigramme global utilisé pour la détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH. La phase de génération et de détection des indices de slot TH regroupe les deux techniques adoptés (voir chapitre II) pour la détection des deux retards  $\tau_{fp}$  et  $\tau_{ip}$ . La somme de ces derniers donne la position pseudo aléatoires des impulsions TH  $\tau_{ip}$ .

Le processus général de la méthode donnée par [Pulse Position Détection of the Pseudo Random Time-Hopping Pseudolite for the Participative GNSS Receivers] est que d'abord les intervalles TH dérivés des pics de corrélation du spectre discontinu de propagation de séquence directe (DSSS) sont mappés à un séquence de code, puis la séquence de code mappée est corrélée circulairement avec chaque séquence de code obtenue à partir de chaque groupe d'indices de fente TH de la table TH, enfin en cherchant la circulaire maximale pic de corrélation, les indices de fente TH du signal pseudolite reçu et leur phase initiale seront trouvés, en les combinant le travail de détection de position d'impulsion TH est accompli. Les résultats de la simulation montrent qu'avec la méthode donnée, la probabilité de détection et l'erreur de détection des positions d'impulsion TH obtenues peuvent être grandement améliorées, de sorte que les performances des récepteurs GNSS participatifs seront améliorées.

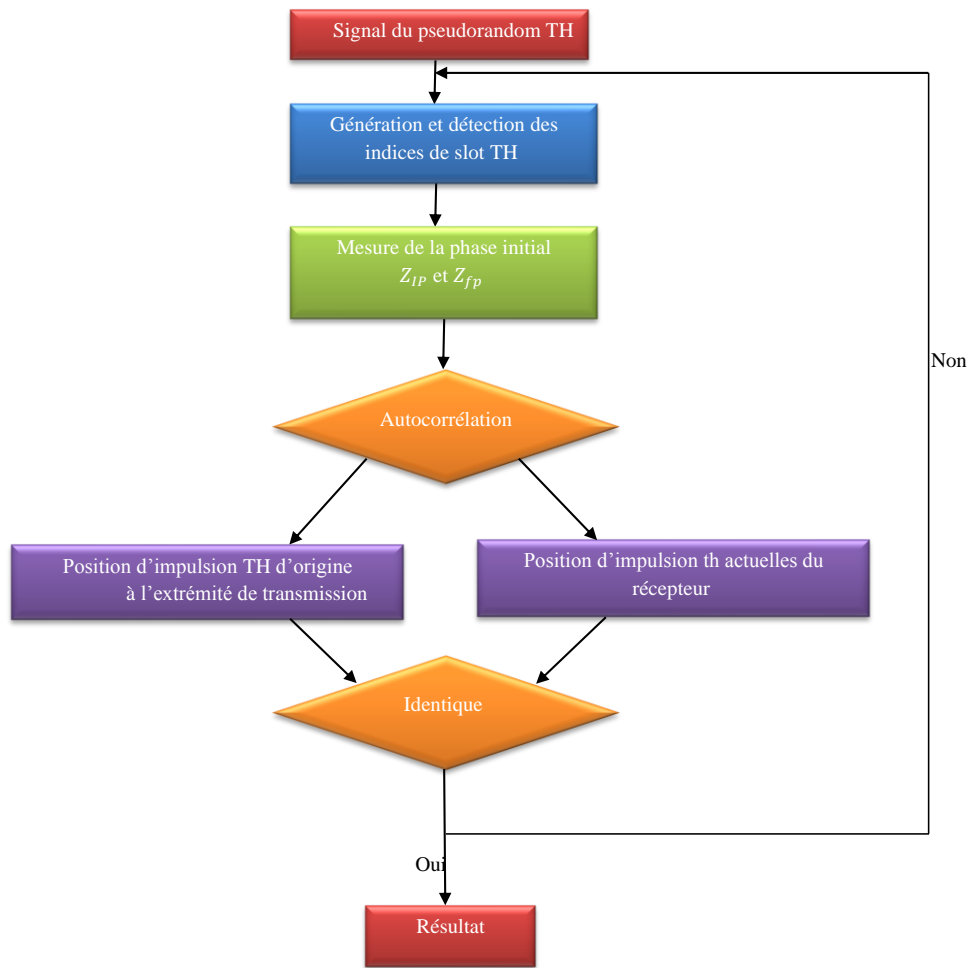


Figure III.1 L'organigramme de détection

### III.3 Paramètres de simulation numérique

Pour vérifier l'efficacité de la méthode de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH, la probabilité et l'erreur de la phase initiale détectée des positions d'impulsion TH sous différents rapport cyclique et différents SNR sont prédéfinis. Les paramètres communs utilisés dans ces simulations sont définis comme suit [Pulse Position Detection of the Pseudo Random Time-Hopping Pseudolite for the Participative GNSS Receivers].

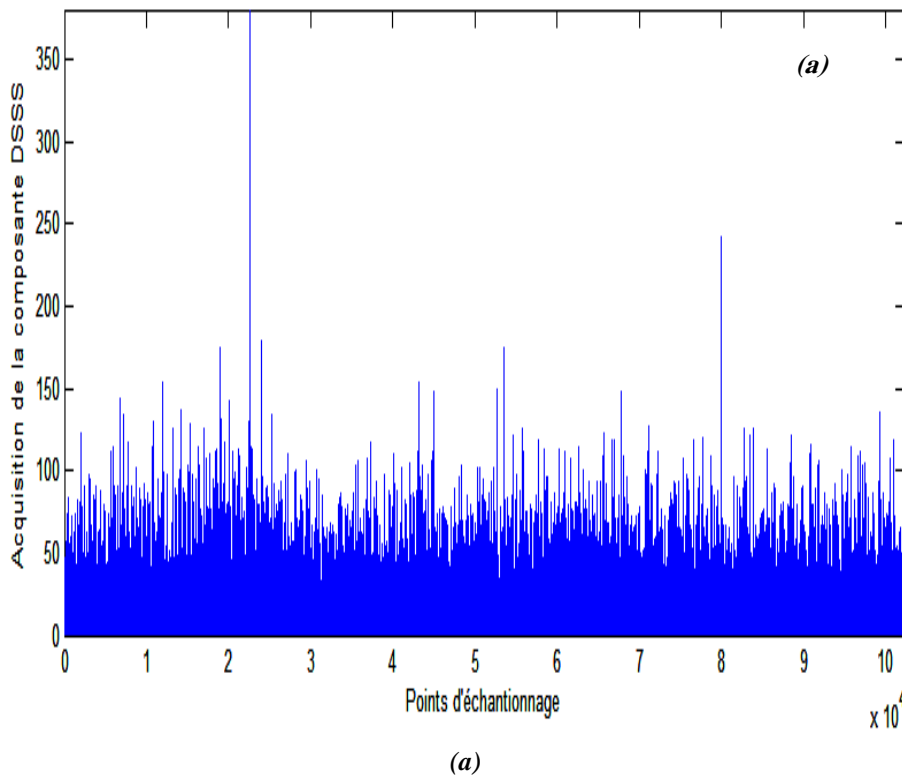
Tableau III.1 Les paramètres communs utilisés dans les simulations numériques

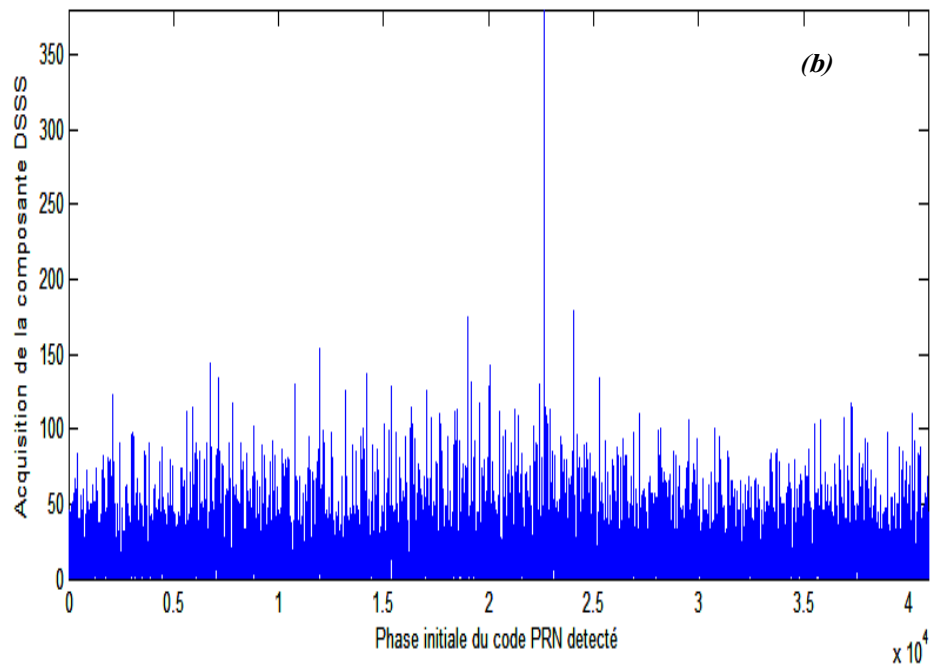
Fréquence d'échantillonnage $f_s$	16,3696MHZ
Fréquence intermédiaire $f_{FI}$	4,309MHZ
Fréquence Doppler $f_{DOP}$	500 HZ
Rapport cyclique	$d = 1/10, 1/20, 1/40$
Le nombre total de trames TH	$K = 1/d + 6$

<b>Position des slots</b>	[1 9 2 7 10 8 4 5 3 6]
<b>La phase initiale des positions d'impulsion TH du signal pseudolite reçu</b>	$\tau_p = (3 + 220/1023)T_p$ ; $\tau_{fp} = 220T_p/1023$ ; $\tau_{ip} = 3T_p$
<b>Le code PRN du signal TH pseudolite,</b>	<b>Code GPS C/A</b>

### III.4 Résultats d'acquisition de la composante DSSS

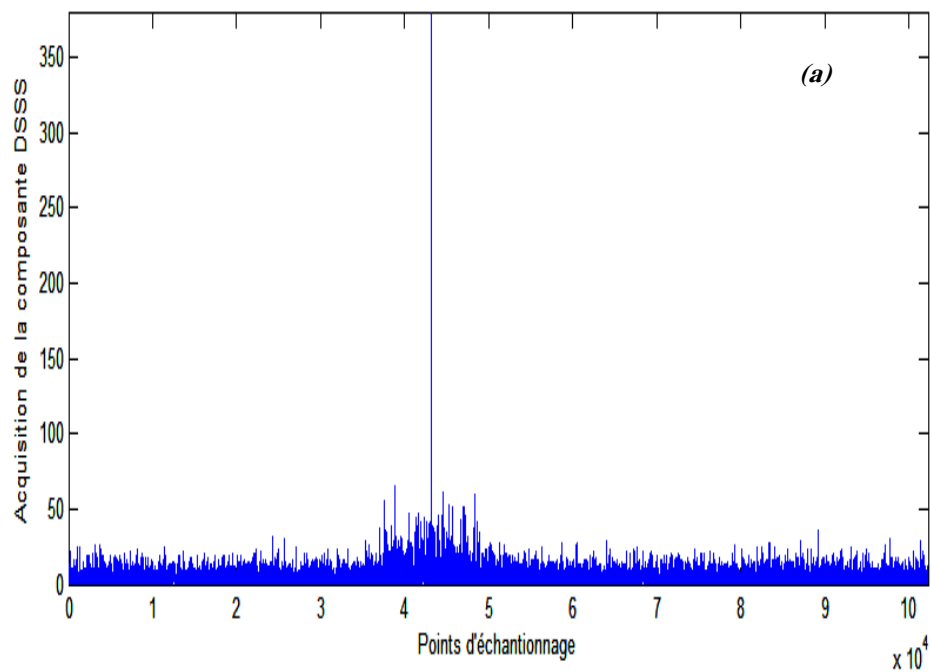
Les figures (III.2) et (III.3) illustrent les résultats d'acquisition avec différents SNR et différents rapports cycliques d'utilisation. On peut voir que pour le même rapport cyclique  $d$  ( $d=1/10$  par exemple), dans la figure (III.2), lorsque le SNR du signal pseudolite TH reçu est élevé, les pics d'autocorrélation qui portent l'information des positions d'impulsion TH deviendront meilleurs, et cela peut apporter une meilleure détection de la position d'impulsion TH. Entre-temps, par comparaison des figures (III.2.a) et III.2.b) ou (III.3.a) et (III.3.b) on peut conclure que pour le même SNR, lorsque le rapport cyclique  $d$  est petit les pics d'autocorrélation diminueront, et cela s'explique par le fait que la puissance attribuée à chaque impulsion TH est réduite.



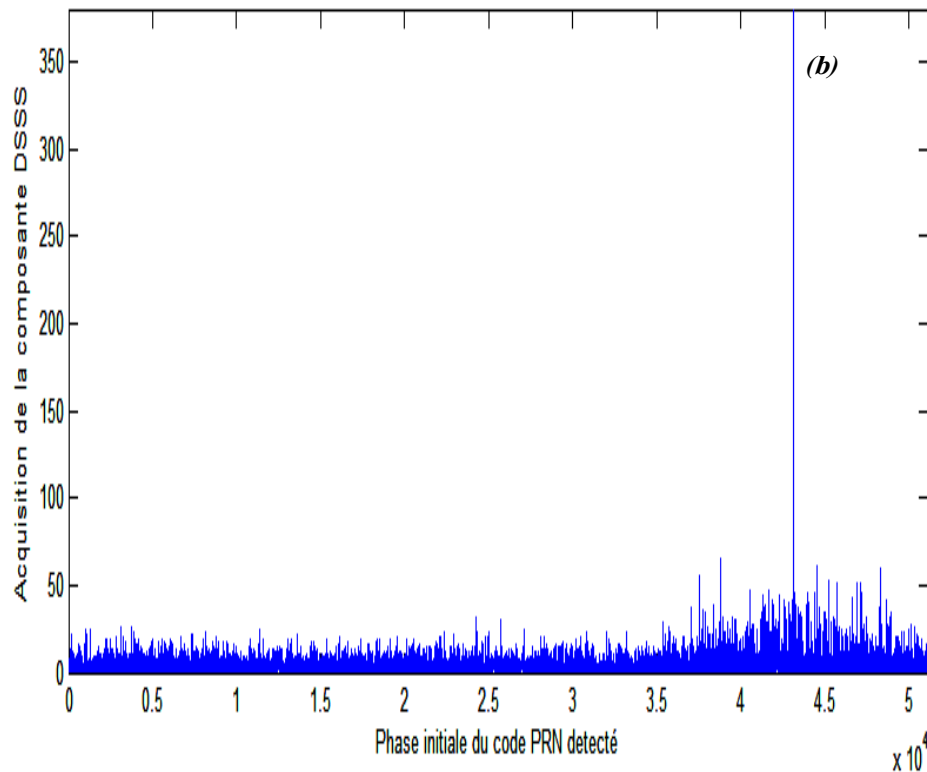


(b)

Figure III.2 L'acquisition du composant DSSS et de sa phase initiale du code PRN avec  $\text{SNR} = -12 \text{ dB}$  et  $d = 1/10$ .



(a)



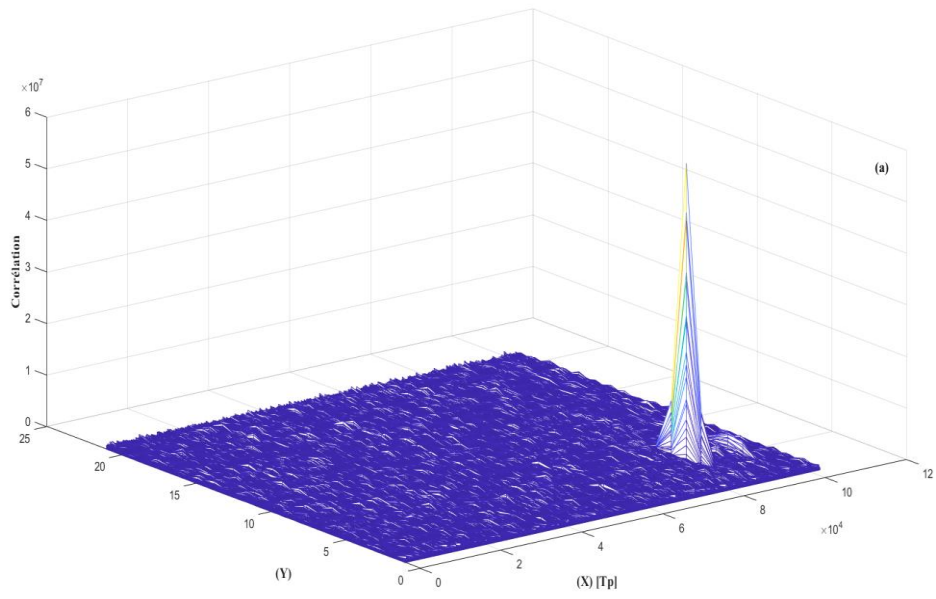
(b)

Figure III.3 L'acquisition du composant DSSS et de sa phase initiale du code PRN avec SNR = -5 dB et  $d = 1/10$ .

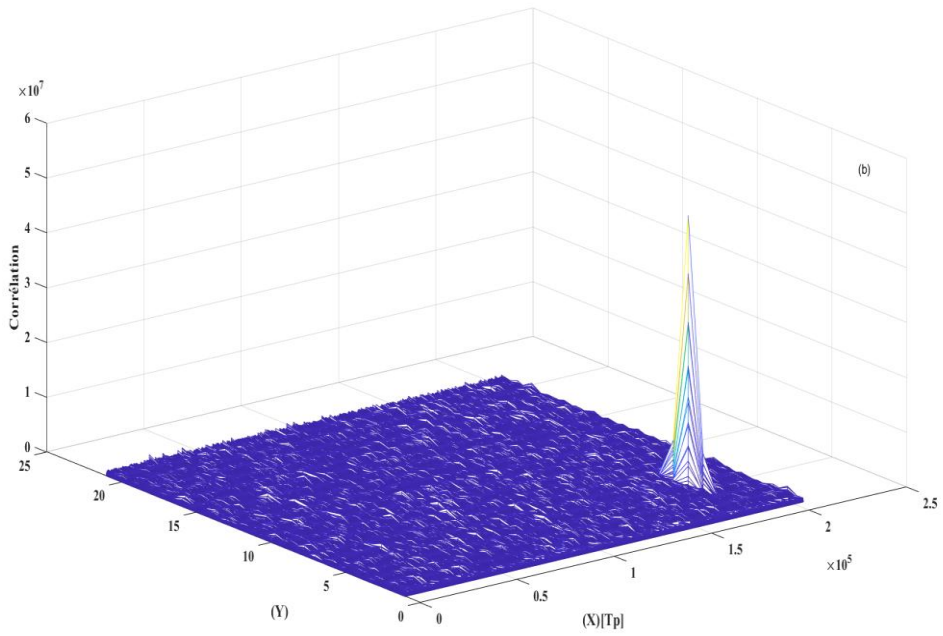
De plus, les comparaisons des figures (III.2.b) et III.3.b) montrent également que lorsque le SNR est élevé, la phase initiale du code PRN peut être correctement détectée, c.-à-d.  $\tau_{fp} = 220$  puces ou  $220/1023 = 0,2151$  qui correspondent à la valeur donnée précédemment, et lorsque le SNR est faible,  $\tau_{fp}$  est loupé, comme il est illustré sur la figure (III.3).

### III.5 Détection des indices de slot TH et leur phase initial

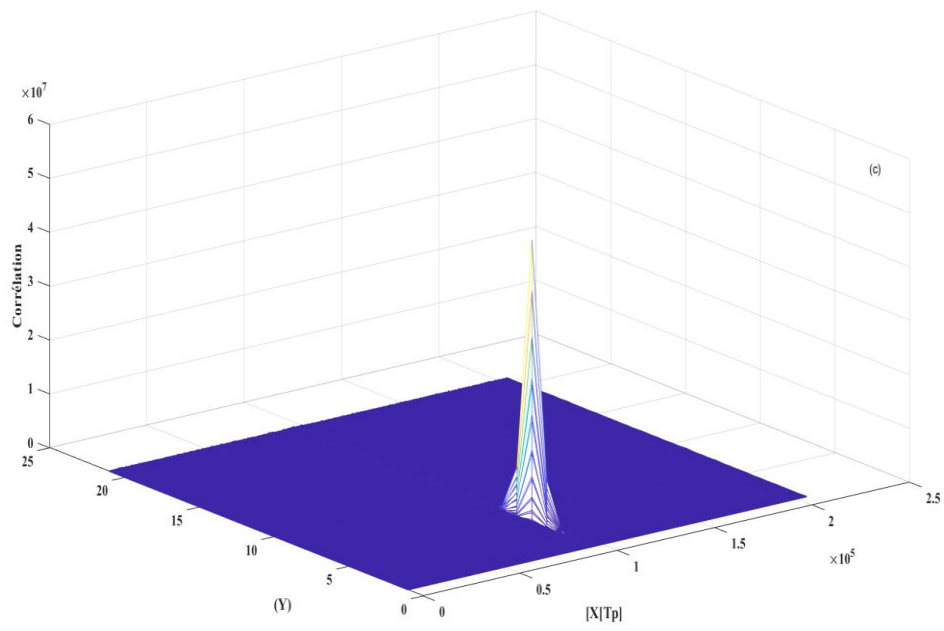
La figure (III.4) représente les résultats de détection de la méthode de corrélation circulaire et l'algorithme FFT. On peut déduire qu'avec cette méthode, les indices de fente TH du le signal pseudolite reçu peut être correctement détecté dans les deux rapports cyclique  $d = 1/10$  et  $d = 1/20$ . Même lorsque le SNR du signal pseudolite reçu est relativement faible comme indiqué à la figure III.4.a) ou III.4.c). Pendant ce temps, de figure (III.4) il peut être facilement obtenu que la phase initiale détectée des indices de fente TH est de 3 créneaux horaires par rapport à leurs positions d'origine, qui correspond également à sa valeur prédéfinie



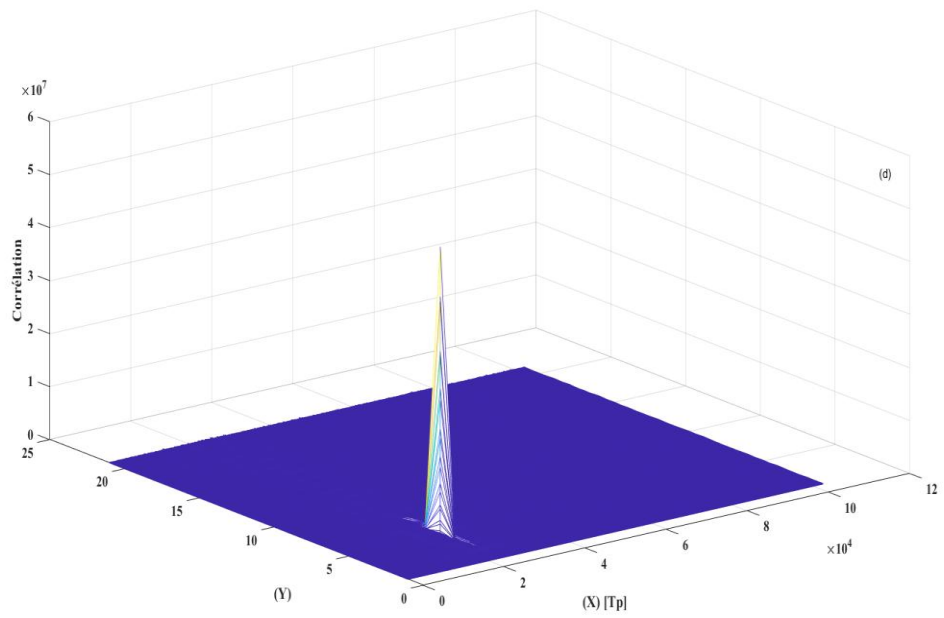
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III.4 : indices de fente TH détecté et leur phase initiale sous différents valeurs de  $d$  et SNR

### III.6 Performance en matière de probabilité de détection

La figure (III.5) illustre la probabilité de détection pour le retard  $\tau_{fp}$ (retard 1) en fonction du SNR qui varie de -35 à -18 dB. On voit clairement que les performances pour les rapports cyclique  $d = 1/20$  et  $1/40$  sont dégradées par rapport à le rapport cyclique  $d=1/10$ . En effet tel qu'il est montrée dans la figure ci-dessous, pour la même probabilité de détection de 0.5 par exemple, la méthode TH pseudolite pour  $d=1/20$  et  $1/40$  subisse une dégradation de 1.5 dB par rapport à  $d=1/10$ .

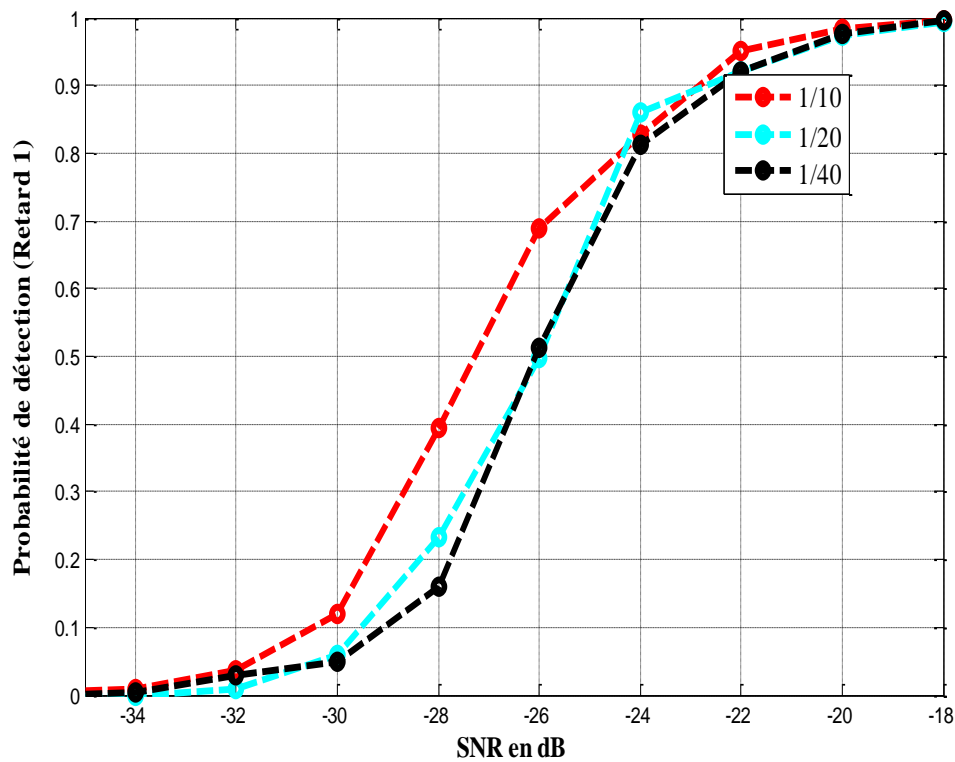


Figure III.5 : probabilité de détection pour le retard 1 en fonction de SNR



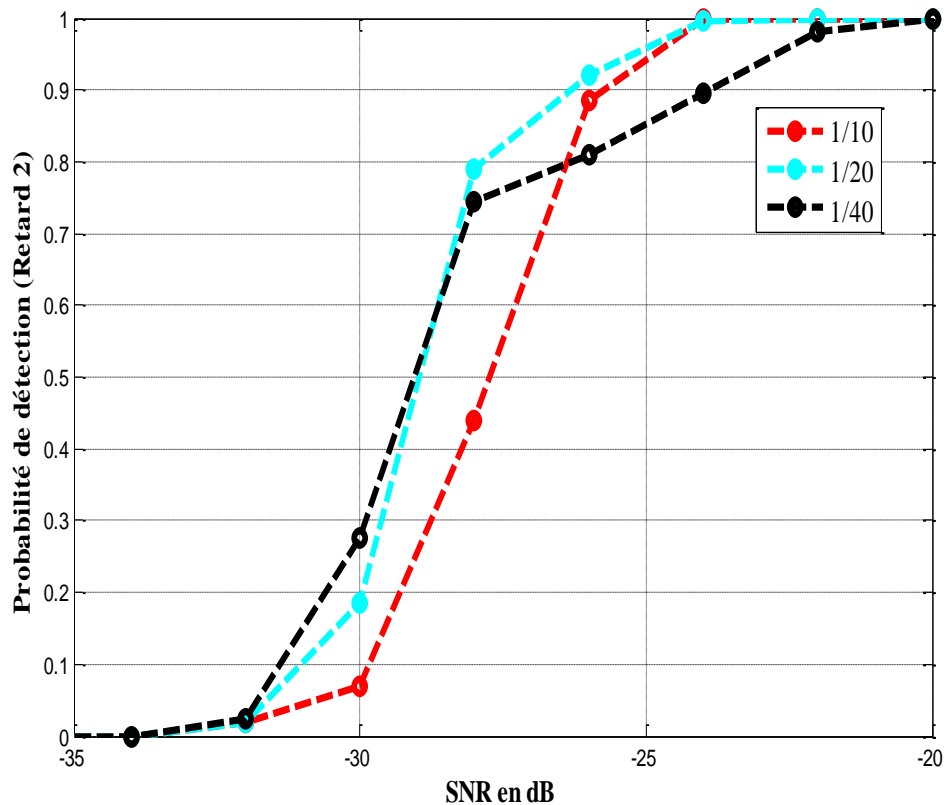


Figure III.6 : probabilité de détection pour le retard 2 en fonction de SNR

Comme l'illustre sur la figure (III.6), la probabilité de détection pour le retard  $\tau_{ip}$  (retard 2) est représentée en fonction du SNR qui varie de  $-35$  à  $-20$  dB. On voit clairement que les performances pour le rapport cyclique  $d=1/10$  est dégradées par rapport à ceux pour les rapports cyclique  $d=1/20$  et  $d=1/40$ . En effet tel qu'il est montrée dans la figure ci-dessous, pour la même probabilité de détection de 0.5 par exemple, la méthode TH pseudolite pour  $d=1/10$  subisse une dégradation de 1.5 dB par rapport à  $d=1/20$  et  $1/40$ .

La figure (III.7) illustre les probabilités de détection des deux retards 1 et 2 en fonction du SNR qui varie de  $-35$  à  $-18$  dB. On voit clairement que les performances pour le rapport cyclique  $d=1/10$  et une probabilité de détection égale à 0.8. Le SNR pour le retard 2 est inférieur à celui du pour le retard 1 d'environ 2 dB. Pour la même probabilité de détection de 0.8, par exemple, On voit clairement que les performances pour le rapport cyclique  $d=1/10$ ,  $d=1/20$  et  $d=1/40$  le SNR de retard 1 est supérieur à celui de retard 2.

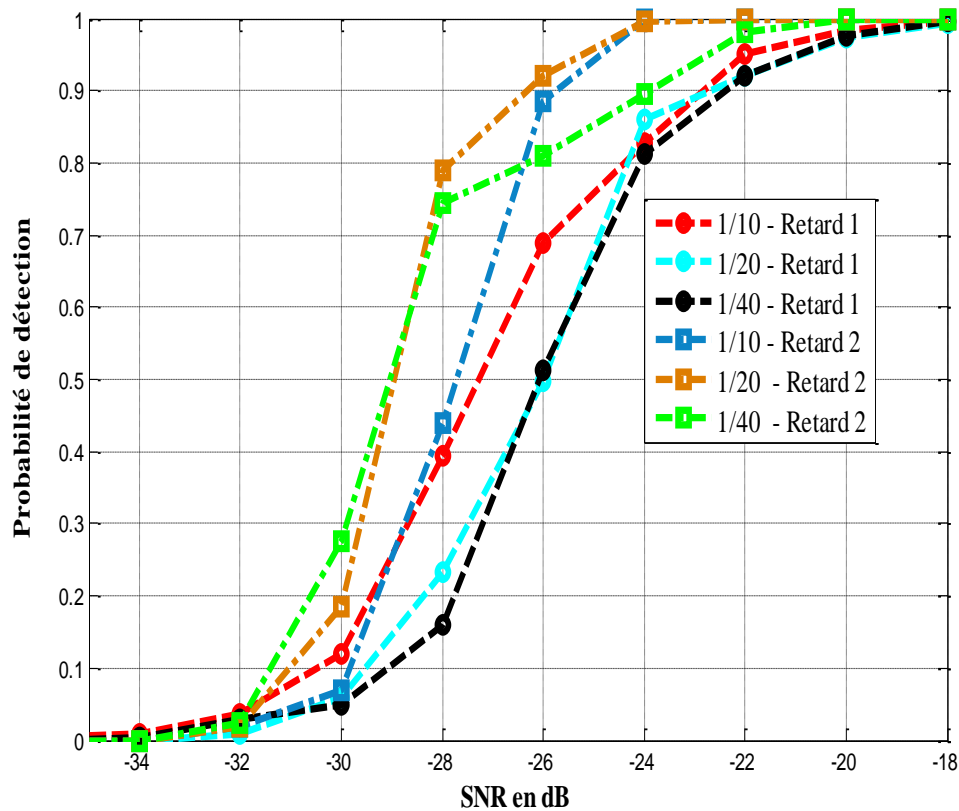


Figure III.7 : probabilité de détection de retards 1 et 2 en fonction de SNR

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation numérique sur les différentes structures que nous avons implémentées pour la détection de la position d'impulsion TH pseudolite. En premier lieu, le modèle ainsi que le block digramme ont été établis pour la méthode de détection. Ensuite, les résultats de simulation de la validation de cette technique ont été présentés et commentés. Finalement, une étude comparative des résultats des performances, basée sur le critère de la probabilité de l'erreur.

# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

Une nouvelle méthode récente pour détecter les positions pseudo aléatoires des impulsions TH du signal pseudolite reçu pour les récepteurs GNSS participatifs est proposée dans la littérature.

Le travail présenté dans ce mémoire de Master avait pour but d'étudier cette nouvelle méthode proposée pour détecter les positions pseudo aléatoires des impulsions TH. Dans un premier temps, nous avons présenté les principes de génération des signaux GNSS ainsi que le système GPS et Pseudolite. Ensuite nous avons donné le principe, simulé et validé sous Matlab de la nouvelle méthode de détection. Les performances de cette méthode ont été testées par le critère de probabilité de détection.

Les résultats obtenus ont démontré que la nouvelle méthode présentée donne de meilleures performances en présence du bruit.

Nous proposons comme perspectives de valider d'autres méthodes de détection des positions pseudo aléatoires des impulsions TH et faire une étude comparative permettant de classer ces méthodes de détection.

*Référence bibliographique*

## **Référence bibliographique**

---

[1] YI HU<sup>1,2</sup>, BAOGUO YU<sup>2</sup>, MAOZHONG SONG<sup>3</sup>, AND ZHIXIN DENG<sup>2</sup>, *Pulse Position Detection of the Pseudo Random Time-Hopping Pseudolite for the Participative GNSS Receivers*, Received November 7, 2020, accepted November 22, 2020, date of publication November 26, 2020, date of current version December 11, 2020.

[2] E. D. Kaplan, C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2<sup>ed.</sup>, s.l. : Artech House, 2006.

[3] W. H. Wooden, «Navstar Global Positioning System», *Proceedings of the first International Symposium on Precise Positioning with Global Positioning System*, vol. 1, pp. 23-32, 15-19 April 1985.

[4] V. Heiries, "Optimisation d'une chaîne de réception pour signaux de radionavigation par satellite à Porteuse à Double Décalage (BOC)," Thèse 2007.

[5] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, J. Collins, «*Global Positioning System: Theory and Practice*», 5th ed. New York: Springer Verlag Wien, 2001.

[6] J. M. Piéplu, *GPS et Galileo Systèmes de navigation par satellites*, Paris : EYROLLES, 2006. Contrôle.

[7] J. Chanal, *Galileo : un système global de positionnement par satellites*, cours, Service de Géodésie et Nivellement, Institut Géographique National, Saint-Mandé, France, février 2012.

[8] J. L. Cosandier, *Global Positioning System: Principes généraux de la localisation par satellites*, cours, Avril 2003.

[9] A. El-Rabbany, *Introduction to GPS the Global Positioning System*, Boston, London: Artech House Mobile Communications Series, 2002.

[10] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing, " *IEEE Transactions on Information Theory*, pages volume 13, issue 4, pp 619-621, Oct. 1967.

[11] B.W. Parkinson, J.J. Spilker, and al. *Global Positioning System: Theory and Applications*, Vol. 1 and 2, American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington, D.C., 1996.

[12] J. M. Piéplu, *GPS et Galileo: Systèmes de navigation par satellites*, Paris: EYROLLES, 2006.

[13] U. Engel, «A Theoretical Performance Analysis of the Modernized GPS Signals», *Position, Location and Navigation Symposium, IEEE/ION*, p. 1067–1078, 2008.

## **Référence bibliographique**

---

- [14] B. Parkinson, J. Spilker, P. Axelrad, and P. Enge «Global Positioning System: Theory and Applications»
- [15] J. B.Y. Tsui, «Fundamentals of GPS Receivers: A software approach, » 2 éd., Wiley: John Wiley & Sons, 2002.
- [16] W. Z. Zhuang et J. Tranquilla, «Digital Baseband Processor For The GPS Receiver (part I and II)», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 14, p. 1343–1349, 1993.
- [17] Z. Weihua et J. Tranquilla, «Modeling and Analysis For The GPS Pseudo-Range Observable», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, pp. 739-751, April 1995.
- [18] D. Borio, «A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition», *Thèse Doctorat*, Mars 2008.
- [19] V. N. DJR , C. AJRM, «New Fast GPS Code-Acquisition Technique Using FFT», *Electronic Lettre*, vol. 27, no.12, p. 158–160 , 1991.
- [20] P. Sagiraju, G. Raju, D. Akopian, «Fast Acquisition Implementation For High Sensitivity Global Positioning Systems Receivers Based On Joint And Reduced Space Search», *IEE Proceedings on Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 2, no. 15, pp. 376-387, 2008.
- [21] W. H. Wooden, «Navstar Global Positioning System», *Proceedings of the first International Symposium on Precise Positioning with Global Positioning System*, vol. 1, pp. 23-32, 15-19 April 1985.
- [22] THOMAS P. YUNCK, WILLIAM G. MELBOURNE, AND C. L. THORNTON, *GPS-Based Satellite Tracking System for Precise Positioning*, *IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING*, VOL. GE-23, NO. 4, JULY 1985.
- [23] jinling wang,[pseudolite applications in positioning and navigation : progress and problems],*Article in Journal of Global Positioning Systems • June 2002.*
- [24] PREMAL H. MADHANI ,PENINA AXELRAD, KENT KRUMVIEDA ,JOHN THOMAS.[*Application of Successive Interference Cancellation to the CPS Pseudolite Near-Far Problem*] , APRIL 2003.
- [25] D. Klein and B. W. Parkinson. *The Use of Pseudolites for Improving GPS Performance. In Global Positioning System I.*
- [26] T. Holden, J. Raquet, G. Lachapelle, W. Qiu, C. Pelletier, and A. Nash. *Development and Testing of a Mobile Pseudolite Concept for Precise Positioning. In Proceedings of the ION Global Positioning System GPS-95 Conference [25]. Palm Springs, California.*

## **Référence bibliographique**

---

- [27] H.S.Cobb, "GPS pseudolites: Theory, design, and applications", *Ph.D.Thesis, Stanford University, USA, 1997.*
- [27 ] T.A.Stansell, "RTCM SC- 104 Recommended Pseudolite Signal Specification," *Journal of The Institute of Navigation, vol.33, no.1, pp.42–59, 1986.*
- [29] X.Y.Feng, H.C.Wu, Y.Y.Wu, et al., "Kasami sequence studies for DTV transmitter identification," *IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.58, no.4, pp.1138–1146, 2012.*
- [30] TAO Lin SUN Junren ,[An Improved Navigation Pseudolite Signal Structure Based on the Kasami Sequences and the Pulsing Scheme Lin TAO], Junren SUN, Guangchen LI, Bocheng ZHU.
- [31] H. Stewart Cobb [GPS PSEUDOLITES: THEORY, DESIGN, AND APPLICATIONS], DEPARTMENT OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS STANFORD UNIVERSITY ,September 1997.
- [32] D. Borio and C. Odriscoll, "Design of a general pseudolite pulsing scheme," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 50, no. 1, pp. 2–16, Jan. 2014.*
- [33] Locata Corporation Pty Ltd 111 Canberra Avenue GRIFFITH ACT 2607 Australia, *Locata Signal Interface Control Document, 29 January 2014.*
- [34] J. Cheong, A. G. Dempster, and C. Rizos, "Detection of time-hopped DS-CDMA signal for pseudolite-based positioning system," in *Proc. 22nd Int. Tech. Meeting Satell. Division, Savannah, GA, USA, Sep. 2009, pp. 881–891.*
- [34] T. Wu, X. Zhan, and X. Zhang, "Transceiver pseudolite carrier frequency self-alignment closed-loop system," *Aerosp.Syst.,vol.3,no.1,pp. 41–52, Mar. 2020.*
- [36] G. He, M. Song, X. He, and Y. Hu, "GPS signal acquisition based on compressive sensing and modified greedy acquisition algorithm," *IEEE Access, vol. 7, pp. 40445–40453, 2019.*
- [37] K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S. H. Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach. Boston, MA, USA: Birkhäuser, 2006.*