

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° :.....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : TELECOMMUNICATIONS  
OPTION : SYSTEMES DES  
TELECOMMUNICATIONS

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

**Par :**

SAADI Dounya et LAKEHAL Sarra

**Intitulé**

**Réduction de l'effet des Trajets Multiples dans les  
Récepteurs GPS Nouvelles Générations par des  
Techniques Avancées du Corrélateur Double-Delta.**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Dr. CHALABI Izzedine	Université Mohamed Boudiaf M'sila	Président
Pr. ROUABAH Khaled	Université Mohamed Boudiaf M'sila	Rapporteur
Dr. SAHED Mohamed	Université Mohamed Boudiaf M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2022 / 2023**

# *Remerciements*

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions témoigner toute notre gratitude ;

Nous voudrions tout d'abord adresser toute notre reconnaissance à l'encadrant de ce mémoire, Professeur Khaled ROUABAH, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter nos réflexions ;

Nous désirons aussi remercier nos enseignants de la faculté de technologie de l'université de M'sila, qui nous ont fourni les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires ;

Nous remercions nos chers parents, qui ont toujours été là pour nous, ainsi que toutes nos familles pour leurs encouragements ;

Enfin, nous tenons à exprimer notre gratitude aux amis et collègues qui nous ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de notre parcours.

# *Dédicace*

À mes chers parents qui ont été une source d'aide et de soutien pour moi tout au long de mon parcours académique. Mes paroles ne suffisent pas à leur exprimer ma gratitude pour leurs efforts, leur patience et leurs encouragements, en particulier mon cher père, pour les grands sacrifices qu'il a faits ;

Je voudrais leur donner cette humble œuvre en remerciement pour ce qu'ils ont fait pour moi, et j'espère qu'un jour je pourrai leur rendre cette faveur ;

À mes frères (Ahmed Nasser El-Din, Mohamed chams El-Din et Islam) ;

A mes amis proches (Raouia, Kenza, Dania, Abdel Malik) ;

A ma chère amie (Amira) ;

A cher (Anwar) ;

A ma binôme (Sarah), sans qui ce travail n'aurait pas réussi ;

A tous ceux qui m'ont aidé et soutenu dans ce travail.

*Doania*

# *Dédicace*

À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières pour moi tout au long de mes études ;

À mes chères sœurs pour leurs encouragements continus et leur soutien moral ;

A mon cher frère pour son soutien et ses encouragements ;

À mes meilleurs amis et cousins pour leurs encouragements moraux et leur soutien ;

À tous les membres de ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire ;

Que ce travail de Master soit la réalisation de vos vœux, et le fruit de votre soutien certain ;

Merci d'être toujours là pour moi.

*Sarah*

# *Abstract*

The urban environment is characterized by the presence of a large number of obstacles that produce multipath propagation. The latter phenomenon is one of the important causes of the degradation of the accuracy in Global Navigation Satellite System (GNSS) positioning.

In this context, several new techniques, for GNSS multipath mitigation, have been proposed in the scientific literature. These last, that are valid for both C/A and BOC(m,n) modulated signals, offer better performances in terms of resistance to noise and multipath. Among these techniques, those based on double-delta structures seem to be the most important and the simplest ones. In this master's project, three such techniques will be studied, simulated and compared.

The first one, named  $\Delta\Delta$ , is based on combining four correlators to build their Delay Locked Loop (DLL) discriminator function. The second one, called SLG and proposed to mitigate the multipath effect, is based on the use of a Specific Locally Generated (SLG) code that can be correlated with any received sine or cosine modulated GNSS signal. The third technique, named EDD (Extended  $\Delta\Delta$ ), is based on the use of multiple pairs of correlators with more general spacing and weight.

A comparative study between these three methods, based on Matlab Tool and according to the error envelope performance criterion, have demonstrated that each method has its advantages and disadvantages. In a general way, the SLG method presents the best performance, especially for short and medium multipath delays. Moreover, it is valid for different types of GNSS signals and it is not limited by the values of chip spacing between correlators and high modulation order.

Keywords: GNSS, Multi paths, FAC, DLL, Double Delta, SLG, EDD.

# Résumé

L'environnement urbain est caractérisé par la présence d'un grand nombre d'obstacles qui produisent une propagation par trajets multiples. Ce dernier phénomène représente l'une des causes importantes de la dégradation de la précision de positionnement du système mondial de navigation par satellite GNSS.

Dans ce contexte, plusieurs nouvelles techniques, pour l'atténuation des trajets multiples, ont été proposées dans la littérature scientifique. Ces dernières, valables aussi bien pour les signaux modulés C/A que BOC(m,n), offrent de meilleures performances en termes de résistance au bruit et aux multitrajets. Parmi ces techniques, celles basées sur des structures double delta semblent être les plus importantes et les plus simples. Dans ce projet de master, trois de ces techniques seront étudiées, simulées et comparées.

La première, nommée  $\Delta\Delta$ , est basée sur la combinaison de quatre corrélateurs pour construire la fonction du discriminateur de la DLL. La seconde, appelée SLG et proposée pour atténuer l'effet des trajets multiples, est basée sur l'utilisation d'un code spécifique généré localement SLG qui peut être corrélé avec tout type du signal GNSS reçu modulé en sinus ou en cosinus. La troisième technique, nommée EDD (Extended  $\Delta\Delta$ ), est basée sur l'utilisation de plusieurs paires de corrélateurs avec un espacement et une pondération qui sont optimisés.

Une étude comparative entre ces trois méthodes, basée sur le logiciel Matlab selon le critère de mesure de performance de l'enveloppe d'erreur, a démontré que chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients. De manière générale, la méthode SLG présente les meilleures performances, notamment pour les signaux multitrajets de retard faible et moyen. De plus, elle est valable pour différents types de signaux GNSS et elle n'est pas limitée par les valeurs de l'espacement de chip entre les corrélateurs et de l'ordre de modulation élevé.

Mots-clés : GNSS, Multi trajets, FAC, DLL, Double Delta, SLG, EDD.

# الملخص

تتميز البيئة الحضرية بوجود عدد كبير من العوائق التي تؤدي إلى انتشار متعدد المسارات. هذه الظاهرة الأخيرة هي أحد الأسباب المهمة لتدهور الدقة في تحديد المواقع في النظام العالمي للملاحة بالأقمار الصناعية (GNSS).

في هذا السياق، تم اقتراح العديد من التقنيات الجديدة، للتخفيف من تعدد المسارات الخاصة بالنظم العالمية للملاحة، في مختلف المجالات العلمية. هذه الأخيرة، الصالحة لكل من الإشارات المشكّلة  $C/A$  و  $BOC(m,n)$  توفر أداءً أفضل من حيث مقاومة الضوضاء وتعدد المسارات. من بين هذه التقنيات، يبدو أن تلك التي تعتمد على هيكل الدلتا المزدوجة هي الأكثر أهمية وأبسطها. في مشروع الماستر هذا، ستتم دراسة ومحاكاة ومقارنة ثلاث تقنيات من هذا القبيل.

الأول، المسمى  $\Delta\Delta$ ، يعتمد على الجمع بين أربعة عوامل ربط لبناء وظيفة تمييز  $\Delta\Delta$  Delay Locked Loop (DLL) الثاني، المسمى  $SLG$  والمقترح للتخفيف من تأثير متعدد المسارات، يعتمد على استخدام كود معين محلي المنشأ ( $SLG$ ) يمكن ربطه بأي إشارة GNSS مُعدلة  $\sin$  أو  $\cos$ . تعتمد التقنية الثالثة، المسماة  $EDD$  (Extended  $\Delta\Delta$ )، على استخدام أزواج متعددة من الروابط مع تباعد ووزن أكثر عمومية.

أظهرت دراسة مقارنة بين هذه الطرق الثلاثة، بناءً على أداة  $Matlab$  ووفقاً لمعيار أداء غلاف الخطأ، أن كل طريقة لها مزاياها وعيوبها. بشكل عام، تقدم طريقة  $SLG$  أفضل أداء، خاصة للإشارات متعددة المسارات ذات التأخير المتوسط. علاوة على ذلك، فهو صالح لأنواع مختلفة من إشارات GNSS ولا يقتصر على قيمة تباعد الرقاقة بين عوامل الارتباط.

الكلمات المفتاحية: GNSS, Multi trajets, FAC, DLL, Double Delta, SLG, EDD

# *Table des matières*

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I Poursuite des signaux GNSS dans un canal Multitrajets</b>	
1. Introduction.....	3
2. Signaux GNSS classiques.....	3
2.1. Code C/A GPS.....	3
2.2. Principe de génération des codes C/A.....	3
2.3. Code P GPS .....	4
2.4. Données de navigation GPS .....	5
2.5. Fonction d'autocorrélation du code C/A GPS.....	5
2.6. Fonction d'inter-corrélation du code C/A GPS.....	6
3. Signaux GNSS modernes.....	6
3.1. Modulation à offset binaire BOC.....	6
3.1.1. Fonction de corrélation des signaux BOC .....	10
3.2. Signaux BOC Multiplexés (MBOC).....	11
3.2.1. Implémentation TMBOC/GPS L1C.....	11
3.2.2. Implémentation CBOC/ Galileo E1 OS.....	13
3.3. Fonction de corrélation des signaux MBOC.....	14
4. Poursuite des signaux GNSS.....	15
4.1. Schéma de réception.....	15
4.2. Boucle Avance Retard DLL.....	16
4.2.1. DLL cohérente.....	18
4.2.2. DLL non-cohérente.....	19
4.3. La courbe « S ».....	19
5. Phénomène des Multitrajets.....	20
5.1. Multitrajets.....	20
5.2. Réflexion spéculaire.....	21
5.3. Réflexion diffusée.....	22
6. Phénomène du bruit.....	22
7. Conclusion.....	22

## Chapitre II : Techniques de réduction des MTs basées sur le corrélateur double delta

1. Introduction.....	24
2. Structure Double delta.....	24
2.1. Principe de la structure de Corrélateurs Double delta $\Delta\Delta$ .....	24
2.2. Fonction discriminatrice correspondant à la structure $\Delta\Delta$ .....	26
3. Structure SLG.....	27
3.1. Principe de la structure SLG.....	27
3.2. Modèle mathématique caractérisant la fonction de corrélation dans la méthode SLG.....	29
3.3. Modèle analytique de la fonction discriminatrice des signaux modulés en (BOC-SLG)s/c.....	30
4. Structure EDD.....	32
4.1 . Principe de la structure EDD.....	32
4.2 . Fonction discriminatrice EDD.....	33
5. Influence des trajets multiples sur les Fonctions discriminatrices des différentes structures.....	34
6. Influence du bruit sur les Fonctions discriminatrices $\Delta\Delta$ , SLG et EDD.....	38
7. Conclusion.....	38

## Chapitre III Résultats de la comparaison des Méthodes de réduction des MTs

1. Introduction.....	39
2. Critères de mesure des performances.....	39
2.1. L'enveloppe d'erreur.....	39
2.2. Critère de l'enveloppe d'erreur.....	39
3. Résultats de comparaison.....	41
3.1. Scénario 1.....	41
3.2. Scénario 2.....	44
3.3. Scénario 3.....	46
3.4. Scénario 4.....	47
3.5. Scénario 5.....	49
4. Conclusion.....	50
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>51</b>

# Table des figures

## Figures du Chapitre I

<b>Figure I.1</b> - Générateur LSFR de codes de Gold (C/A).....	4
<b>Figure I.2</b> - Déphasage entre les spectres des signaux civil et militaire.....	4
<b>Figure I.3</b> - Fonction d'auto-corrélation normalisée du code C/A.....	5
<b>Figure I.4</b> - Code PRN, sous-porteuse, porteuse, sous-porteuse carrée et signal modulé.....	8
<b>Figure I.5</b> - Formes d'ondes des sous porteuses : (-a-) BOCs(1,1) ; (-b-) BOCC(1,1).....	8
<b>Figure I.6</b> - Formes d'ondes du code d'étalement et des codes modulés en BOCs et BOCC.....	9
<b>Figure I.7</b> - Formes d'ondes du code d'étalement BOCC, pour $M = 2$ et $M = 4$ .....	9
<b>Figure I.8</b> - FACs des signaux BOC (kn, n).....	10
<b>Figure I.9</b> - Principe de construction du signal TMBOC (6,1,4/33).....	12
<b>Figure I.10</b> - Forme temporelle de TMBOC(6,1,4/33).....	12
<b>Figure I.11</b> - Génération du signal CBOC(6,1,1/11).....	13
<b>Figure I.12</b> - Forme temporelle du signal CBOC(6,1,1/11,'+').....	14
<b>Figure I.13</b> - FACs des codes BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TMBOC (6,1,4/33).....	14
<b>Figure I.14</b> - Architecture du Bloc de traitement de signal dans le récepteur GPS .....	15
<b>Figure I.15</b> - Principe de l'estimation du décalage sur le code PRN.....	16
<b>Figure I.16</b> - Exemple de structure de poursuite du retard sur le code.....	17
<b>Figure I.17</b> - Points de corrélation Avance, Retard et en phase.....	18
<b>Figure I.18</b> - Construction de la tension d'erreur.....	19
<b>Figure I.19</b> - Tensions d'erreurs des signaux BOCs.....	20
<b>Figure I.20</b> - Illustration du phénomène de Multitrajets.....	21
<b>Figure I.21</b> - Réflexion spéculaire.....	21
<b>Figure I.22</b> - Réflexion diffusée.....	22
<b>Figure I.23</b> - Influence des MTs sur les courbes S des signaux BOCs/c(1,1), CBOC et TMBOC.....	22
<b>Figure I.24</b> - Zoom des courbes des courbes de la figure II.14 autour zones linéaires.....	23

## Figures du Chapitre II

<b>Figure II.1</b> - Corrélateurs $\Delta\Delta$ .....	25
<b>Figure II.2</b> - Structure de réception $\Delta\Delta$ .....	25
<b>Figure II.3</b> - Construction de la fonction discriminatrice de la structure $\Delta\Delta$ . (a) Paires de corrélations (b) Fonction discriminatrice.....	26
<b>Figure II.4</b> - Construction des codes SLG.....	27
<b>Figure II.5</b> - Structure SLG.....	28
<b>Figure II.6</b> - Principe de calcul de la FAC entre et le signal BOCs(4,1) et la forme d'onde SLGs.....	29
<b>Figure II.7</b> - Construction de la FD (BOC-SLG) pour un signal donné BOC.....	30
<b>Figure II.8</b> - Fonction discriminatrice SLG (m=4,n=1).....	31
<b>Figure II.9</b> - Structure DLL du discriminateur EDD.....	33
<b>Figure II.10</b> - Fonction discriminatrice EDD(BOCs(1,1)).....	33
<b>Figure II.11</b> - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice $\Delta\Delta$ (BOCs(1,1)).....	35
<b>Figure II.12</b> - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice SLG(BOCs(4,1)).....	35
<b>Figure II.13</b> - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice EDD (BOCs(1,1)).....	36
<b>Figure II.14</b> - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice $\Delta\Delta$ , SLG et EDD.....	37
<b>Figure II.15</b> - Zoom des parties autour des zones linéaires des courbes de la figure II.14.....	37
<b>Figure II.16</b> - Influence du bruit sur les Fonctions discriminatrices $\Delta\Delta$ , SLG, EDD et CE.....	38

## Figures du Chapitre III

<b>Figure III.1</b> - Schéma bloc de la méthode SLG.....	40
<b>Figure III.2</b> - Schéma bloc de Méthode EDD.....	40
<b>Figure III.3</b> - Schéma bloc de méthode Double Delta (HRC).....	41
<b>Figure III.4</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaisonavec la méthode classique ; Scénario 1 ; 1 <sup>er</sup> cas.....	42
<b>Figure III.5</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaisonavec la méthode classique ; Scénario 1 ; 2 <sup>ème</sup> cas.....	43
<b>Figure III.6</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 2 ; 1 <sup>er</sup> cas.....	45
<b>Figure III.7</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 2 ; 2 <sup>ème</sup> cas.....	45

<b>Figure III.8</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 3 ; 1 <sup>er</sup> cas.....	<b>46</b>
<b>Figure III.9</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 3 ; 2 <sup>ème</sup> cas.....	<b>47</b>
<b>Figure III.10</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 4 ; 1 <sup>er</sup> cas.....	<b>48</b>
<b>Figure III.11</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 4 ; 2 <sup>ème</sup> cas.....	<b>48</b>
<b>Figure III.12</b> - Enveloppe d'errer des MTs pour les trois technique SLG, EDD et $\Delta\Delta$ en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 5 – 1 seul cas.....	<b>49</b>

# *Liste des tableaux*

<i>Tableau. I.1. Implémentations possibles de TMBOC.....</i>	<b>11</b>
<i>Tableau. I.2. Implémentations possibles de CBOC.....</i>	<b>13</b>
<i>Tableau.III.1. Conditions de simulation du premier scénario.....</i>	<b>42</b>
<i>Tableau.III.2. Conditions de simulation du deuxième scénario .....</i>	<b>44</b>

# *Liste des abréviations*

BOC	Binary Offset Carrier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CBOC	Composite BOC
DLL	Delay Locked Loop
EDD	Extended double Delta
FAC	Fonction d'autocorrelation
FD	Fonction Discriminatrice
GNSS	Global Navigation Satellite System
LOS	Line of Sight
MBOC	Multiplexed BOC
MT	MultiTrajets
NRZ	No Return to zero
PRN	Pseudo-Random Noise
SLG	Specified Locally Generated
TMBOC	Time Multiplexed BOC

# Introduction Générale

Les applications du système mondial de navigation par satellite GNSS (GPS, Galileo, Glonass , Beidou) ont récemment fait l'objet d'une grande attention, ce qui a conduit à leurs développements rapide. Dans le passé, le système GPS utilisait des signaux BPSK (Binary phase-shift keying), qui est une modulation numérique utilisée pour transmettre des informations binaires à travers un vecteur sinusoïdal. En raison de l'utilisation de cette modulation, ce type de signaux présentent des fonctions d'autocorrélations (FAC) qui sont relativement larges, ce qui rend ces signaux vulnérables devant les phénomènes du bruit et des trajets multiples, provoquent ainsi une diminution de la précision de localisation.

Une nouvelle modulation, apparue dans les systèmes GNSS appelée BOC (Binary Offset Carrier), a été proposée pour minimiser l'effet de ces deux phénomènes tout en assurant une séparation spectrale par un décalage à double décalage fréquentiel. Le principal avantage de cette nouvelle configuration différencie sa FAC correspondante qui présente en effet un pic principal plus étroit par rapport aux FACs des signaux modulés en BPSK. Malgré le grand avantage du signal BOC, il présente des problèmes tels que le problème d'ambiguïté dans le processus de synchronisation qui est provoqué par l'apparition de plusieurs pics secondaires dans la FAC. Cette fonctionnalité conduira à l'obtention, au niveau de la DLL du récepteur, d'une fonction appelée courbe S dans laquelle on distingue l'apparition de plusieurs points de passage par zéro représentant des points de faux verrouillage de cette boucle. Ceci provoquera ensuite des mesures d'estimation du retard de code avec de graves erreurs de localisation qui peuvent atteindre des valeurs de quelques dizaines voire plusieurs centaines de mètres.

En plus du problème des pics secondaires, la localisation en milieu urbain est caractérisée par l'existence d'un grand nombre d'obstacles qui conduisent à des erreurs de positionnement car ils affectent les mesures dans les processus d'acquisition et de poursuite des signaux GNSS et conduit à un biais dans l'estimation du retard de propagation du signal direct. En effet, le signal reçu par la DLL est un signal composé d'une composante directe (Le signal principal appelé LOS) et d'une composante réfléchi ce qui engendre alors une distorsion de corrélation maximale qui affectera les performances de poursuite.

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature scientifique pour combattre l'effet des MTs. C'est justement dans ce cadre que s'inscrit notre travail de Master. Le but principal est donc l'étude, l'implémentation et la comparaison de trois techniques utilisées pour l'amélioration des performances, en termes de réductions des erreurs MTs, des récepteurs GNSS. La première est basée sur la combinaison de quatre corrélateurs pour construire la fonction discriminatrice. La 2<sup>ème</sup> est basée sur l'utilisation d'un code spécifique

général localement SLG qui peut être corrélé avec n'importe qu'un signal GNSS reçu modulé en BOCsin/cos(m,n). La troisième technique est une version améliorée de la structure  $\Delta\Delta$ .

Le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à donner un petit rappel sur les signaux BOC et BPSK et sur leurs principes. On montre ainsi leurs propriétés et l'effet des perturbations tels que le bruit et les MTs.

Dans le chapitre deux, on présente le principe théorique et pratique de chacune des méthodes SLG, EDD,  $\Delta\Delta$ . En outre, on illustre l'effet des MTs et du bruit sur ces trois structures.

Dans le dernier chapitre, les résultats de simulation, pour différents scénarios de test, seront présentés pour étudier les performances de ces méthodes. En plus, une étude comparative sera effectuée afin de situer chacune des méthodes par rapport aux méthodes classiques.

Le manuscrit sera clôturé par une conclusion d'ordre général.



---

*Poursuite des signaux GNSS dans un canal  
Multitrajets*

---

## 1. Introduction

Avec le développement et l'augmentation actuels des villes urbaines, il est devenu nécessaire de déterminer une localisation précise. Pour cela, les concepteurs des systèmes électroniques doivent créer des récepteurs GNSS travaillant avec des signaux de différents systèmes tels que le GPS, le GALILEO, le GLONASS, le BEIDOU... etc., anciennes ou nouvelles générations.

Dans ce chapitre, nous introduisons les signaux GNSS classiques, le signal BOC et ses dérivés représentés par CBOC et TMBOC, et nous parlerons également du principe de poursuite de ce type de signaux. Enfin, nous définissons le concept de MTs, qui est le phénomène le plus courant dans les sources d'erreur affectant les signaux entrants des satellites GNSS.

## 2. Signaux GNSS classiques

Dans le GNSS classique, les satellites GPS diffusent leurs signaux dans l'espace avec une certaine précision. En effet, par rapport à cette caractéristique, il existe deux types de signaux notamment le code C/A (Sigle de l'anglais Coarse Acquisition) et le code P (Sigle de l'anglais Precision). Ces deux codes utilisent la modulation BPSK (Sigle de l'anglais Binary Phase Shift Keying). Dans notre travail, on s'intéresse au code C/A destiné aux applications à caractère civil gratuit.

### 2.1. Code C/A GPS

Chaque satellite GPS diffuse un code PRN (Sigle de l'anglais Pseudo Random Noise) unique qui est orthogonal aux autres codes des autres satellites. Ce code, appelé code C/A, appartient à la famille des codes de Gold. Sa période est de  $2^{10} - 1 = 1023$  chips transmis au rythme d'une séquence par  $1\text{ ms}$ . Ce code est utilisé dans le système GPS pour ses propriétés importantes d'auto-corrélation et d'inter-corrélation [1].

### 2.2. Principe de génération des codes C/A

L'architecture d'un générateur de code C/A est montrée à la Figure I.1. Comme le montre cette figure, deux registres à décalage à rétroaction linéaire LFSR (Sigle de l'anglais Linear Feedback Shift Register)  $G_1$  et  $G_2$  génèrent des codes à période maximale de longueur chacun égale à  $2^{10} - 1 = 1023$  chips. Initialement  $G_1$  et  $G_2$  sont mis à "1" (l'état zéro étant interdit). Les phases des rétroactions des deux registres  $G_1$  et  $G_2$  sont définies respectivement par les polynômes suivants :

$$G_1(X) = 1 + X^3 + X^{10} \quad (\text{I.1})$$

$$G_2(X) = 1 + X^2 + X^3 + X^6 + X^8 + X^9 + X^{10} \quad (\text{I.2})$$

Le code C/A d'un satellite spécifique est généré par un ou-exclusif (XOR) entre la sortie du LFSR  $G_1$ , et d'une version retardée de la sortie du LFSR  $G_2$ . Comme le montre la figure I.1, la version retardée est obtenue, en calculant le XOR de deux niveaux donnés du LFSR  $G_2$ . En d'autres termes, l'ajout d'une version décalée d'un code PRN donné à ce même code, donne le même code mais qui est déphasé [2].

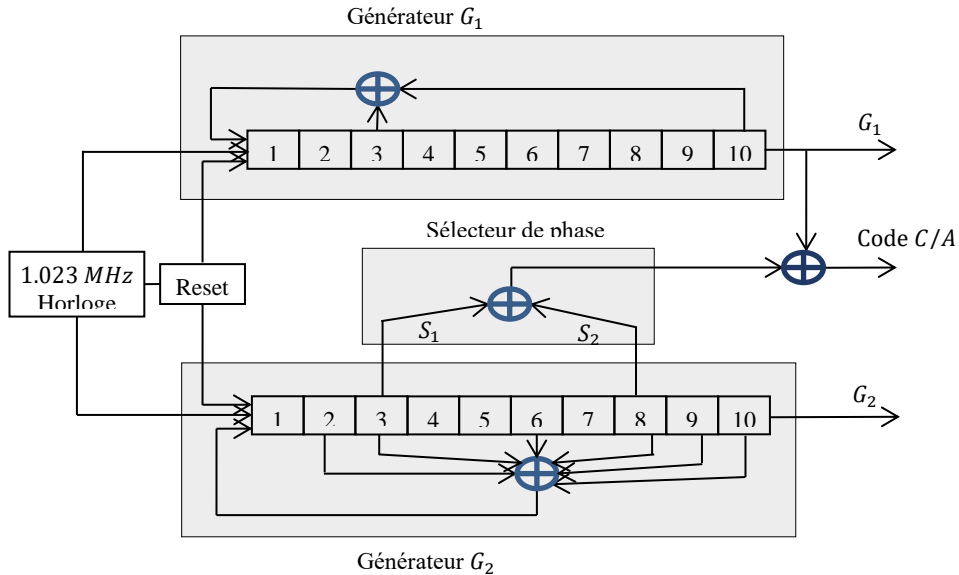


Figure I.1 - Générateur LSFR de codes de Gold (C/A).

### 2.3. Code P GPS

Le code P, appelé code précis, est une série particulière de « 1 » et de « -1 » générée à un rythme de **10,23 Mbribes/s**. Il est modulé à la fois sur deux porteuses, et il est très long, (Une taille de 37 semaines). Chaque satellite GPS se voit attribuer une partie du code P qui lui est propre, puis répète sa partie tous les 7 jours. Cette attribution d'une semaine particulière du code P de 37 semaines à chaque satellite aide un récepteur GPS à distinguer la transmission d'un satellite d'un autre.

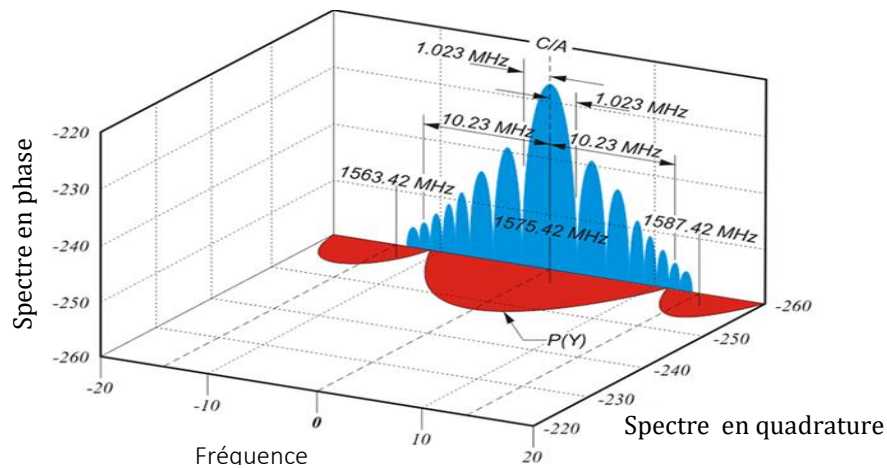


Figure I.2 - Déphasage entre les spectres des signaux civil et militaire.

La Figure I.2 illustre le déphasage de 90 degrés existant entre le spectre du code civil C/A et celui du code militaire P modulés avec les données de navigation par la fréquence porteuse L1. Comme le montre cette figure, le lobe principal est de la forme de celui d'un sinus cardinal, et il est de largeur égale à **2.046 MHz** pour le code C/A, et de **20.46 MHz** pour le code P.

## 2.4. Données de navigation GPS

Les données de navigation sont binaires et ont un débit de 50 *bits/s*. C'est à dire que chaque bit de données contient 20 périodes du code, soit de durée 20 *ms*. Ces données sont envoyées en utilisant la technique d'étalement spectral par séquence directe DSSS (Sigle de l'anglais Direct Sequence Spread Spectrum) basée sur la CDMA (Sigle de l'anglais Code Division Multiple Access). Grâce à sa large bande de fréquence, le signal obtenu présente une grande résistance aux signaux brouilleurs [3].

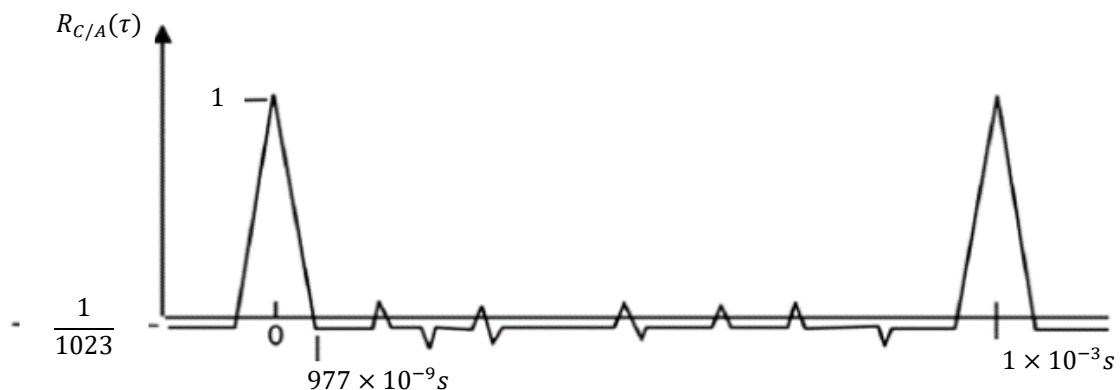
## 2.5. Fonction d'autocorrélation du code C/A GPS

La FAC du code C/A s'écrit :

$$R_{CA}(\tau) = \int_{-\alpha}^{+\alpha} C_i(t)C_i(t + \tau)dt \quad (I.3)$$

Où  $C_i$  est le code C/A du  $i^{\text{ème}}$  satellite et  $\tau$  est le décalage temporel.

Cette FAC normalisée est représentée à la Figure I.3. Comme le montre cette figure, le pic de corrélation est répété à chaque période du code et l'intervalle de corrélation s'étale sur deux chips [1].



**Figure I.3** - Fonction d'auto-corrélation normalisée du code C/A.

## 2.6. Fonction d'inter-corrélation du code C/A GPS

Les propriétés de FAC sont utilisées pour synchroniser le code généré localement au niveau du récepteur avec le code du signal reçu. Il est important que la corrélation croisée entre deux codes C/A quelconques soit minimale, et ce pour n'importe quelle phase Doppler et durant toute la période du code. La corrélation croisée idéale est définie par [1]:

$$R_u(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_i(t)C_j(t + \tau)dt = 0 \quad (I.4)$$

Où  $C_i$  est le code C/A du  $i^{\text{ième}}$  satellite et  $C_j$  est le code C/A du  $j^{\text{ième}}$  satellite, avec  $i \neq j$ .

## 3. Signaux GNSS modernes

Les systèmes GNSS mondiaux ont rentré dans une phase de transformation – modernisation des systèmes existants (le système de positionnement américain GPS et le russe GLONASS) et le développement de nouveaux systèmes (Le chinois BeiDou et l'européen Galileo) qui bénéficient des avancées technologiques tirées des GNSS traditionnels. Dans ce qui suit seront présentées les nouvelles structures de signaux utilisées pour moderniser le GNSS.

### 3.1. Modulation à offset binaire BOC

La modulation BOC (Sigle de l'anglais Binary Offset Carrier) décrit une classe de modulations à spectre étalé, adoptée par les signaux GALILEO et GPS modernisé. C'est une extension de la modulation BPSK où toutes les composantes BOC sont présentes à l'exception de la sous-porteuse [4]. En effet, les systèmes GALILEO et GPS modernisé utilisent des signaux modulés en BOC sur différentes porteuses avec différents paramètres pour permettre un calcul précis de la position. La modulation BOC a été créé dans le but d'améliorer les propriétés des signaux GNSS, autrement dit, la FAC, la résistance aux bruits et aux multitrajets d'une part, et d'autre part, avoir une bonne répartition spectrale dans la bande spectrale attribuée à l'émission des signaux. La modulation BOC, notée BOC (m,n) ou BOC( $f_{sc}, f_c$ ), consiste à multiplier un signal BPSK (codé par un signal PRN de taux de chips  $f_c = n f_0$ ) par une sous-porteuse rectangulaire d'une fréquence  $f_{sc} = m \times f_0$  où  $f_0 = 1.023 \text{ MHz}$  est la fréquence fondamentale et  $m$  et  $n$  sont des entiers positifs [4-5]. Pour les paramètres de la modulation BOC, nous avons :

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad (I.5)$$

$$f_{sc} = \frac{1}{2T_{sc}} \quad (I.6)$$

Où :

$T_C$  est la durée d'un chip du code PRN ;

$T_{sc}$  est la demi-période de la sous-porteuse.

La modulation BOC(m,n) est caractérisée par un paramètre  $M$ , appelé ordre de modulation, donné par :

$$M = 2 \frac{m}{n}. \quad (I.7)$$

En effet, plus que le paramètre  $M$  augmente plus la bande passante augmente. Cette dernière est égale à deux fois la somme des fréquences de la sous-porteuse et du code PRN.

Un signal modulé en BOC peut être écrit comme suit :

$$S_{BOC}(t) = \sqrt{P} \cdot c(t) \cdot d(t) \cdot x(t) \cdot \exp(j2\pi f_p t + \varphi) \quad (I.8)$$

Avec :

$\sqrt{P}$ : Amplitude du signal complexe ;

$d(t)$  : Les données de navigation ;

$c(t)$  : Code d'étalement PRN ;

$x(t)$  : Sous-porteuse rectangulaire ;

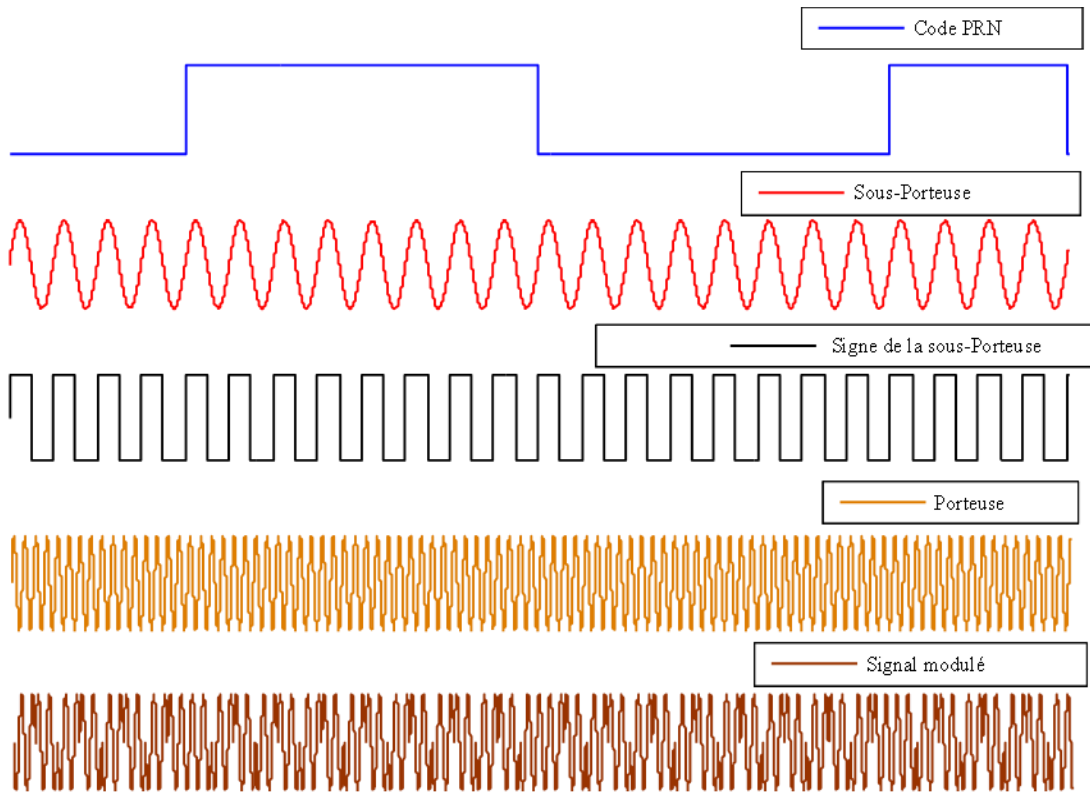
$f_p$  et  $\varphi$  sont respectivement la fréquence et la phase de la porteuse [5].

La Figure I.4 montre une représentation des signaux du code PRN, de la sous-porteuse, de la porteuse, de la sous-porteuse carrée et du signal modulé.

Conformément aux deux formes de sous porteuses, on dispose de deux versions de la modulation BOC : sinus-BOC "BOCs ou BOCsin" et cosinus-BOC "BOCc ou BOCCos" où la sous porteuse est donnée par [7], [8]:

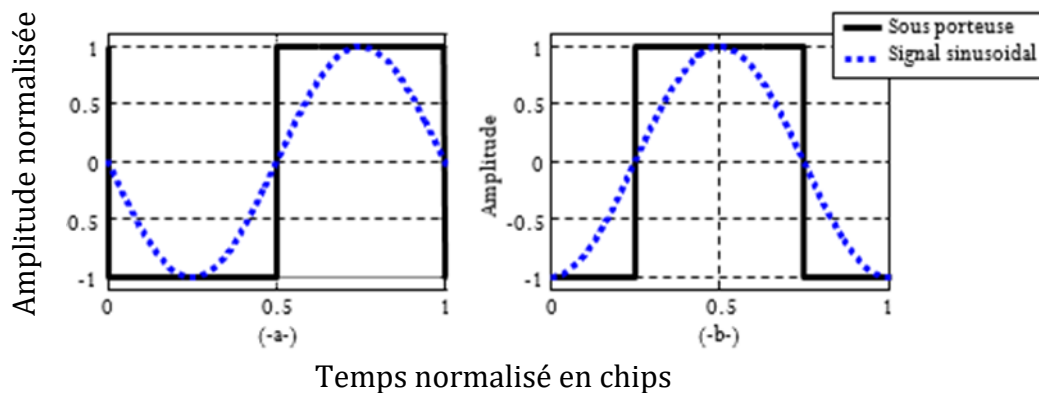
$$S_{sp-sin}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc} t)), \quad 0 < t \leq T_X. \quad (BOCs) \quad (I.9)$$

$$S_{sp-cos}(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sc} t)), \quad 0 < t \leq T_X. \quad (BOCc) \quad (I.10)$$



**Figure I.4** - Code PRN, sous-porteuse, porteuse, sous-porteuse carrée et signal modulé [6].

La Figure I.5 illustre les deux formes d'onde de sous porteuse BOCs et BOCc.



**Figure I.5** - Formes d'ondes des sous porteuses : (-a-) BOCs(1,1) ; (-b-) BOCc(1,1).

La Figure I.6 montre, respectivement, la forme d'onde du code d'étalement et les formes de ses codes modulés en BOCs et BOCc [9].

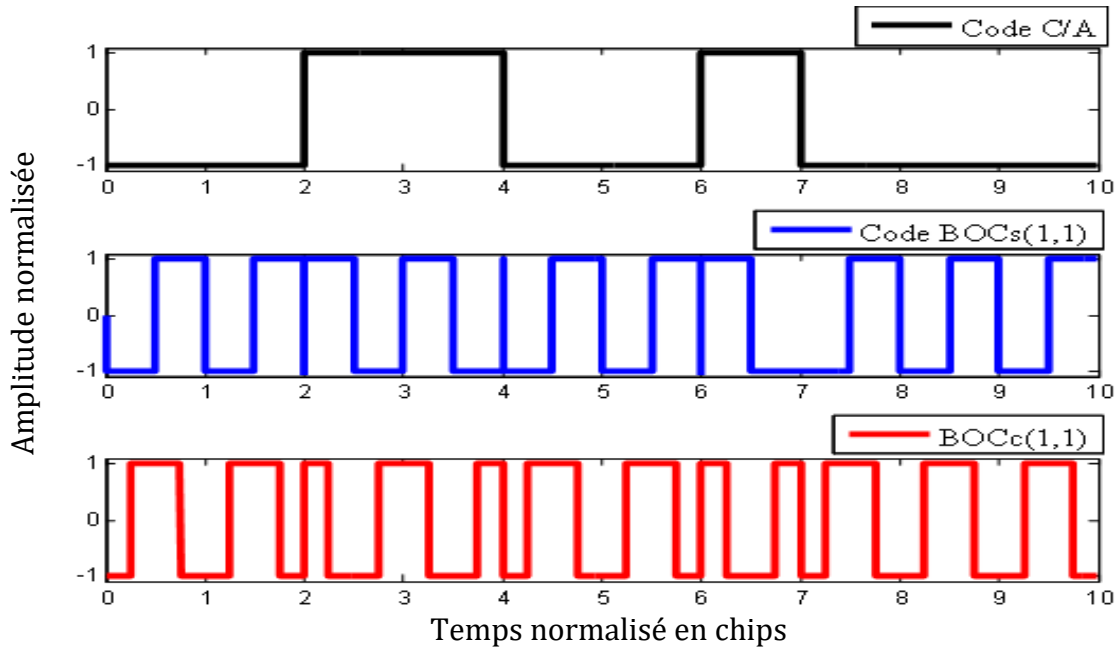


Figure I.6 - Formes d'ondes du code d'étalement et des codes modulés en BOCs et BOCc.

La Figure I.7 montre, respectivement, la forme d'onde du code d'étalement et les formes de sous porteuse BOCc, pour  $M = 2$  et  $M = 4$  [9].

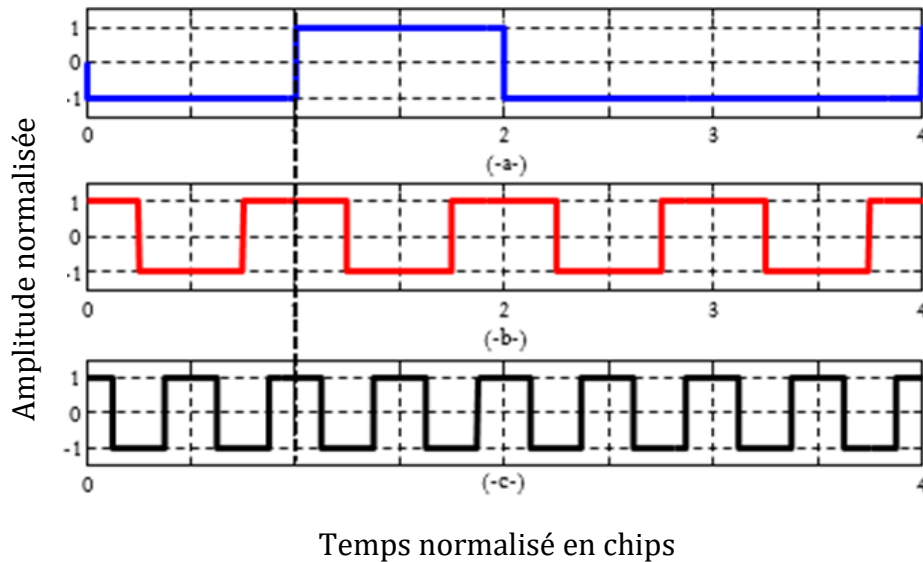


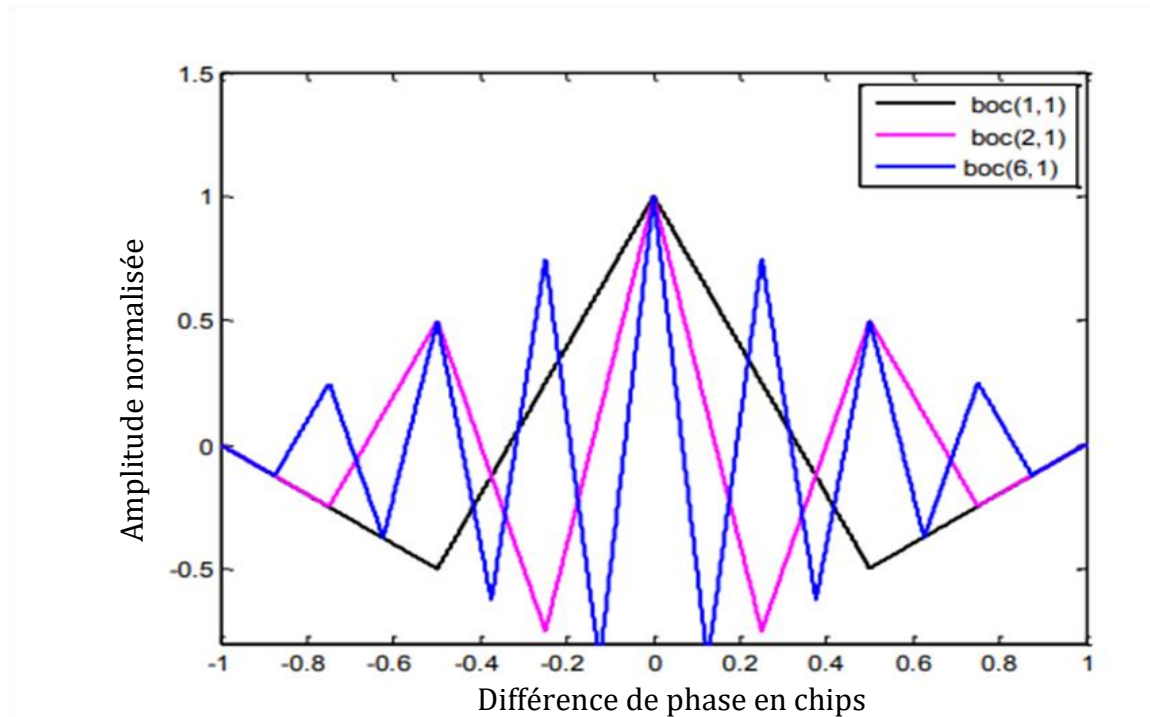
Figure I.7 - Formes d'ondes du code d'étalement BOCc, pour  $M = 2$  et  $M = 4$ .

### 3.1.1. Fonction de corrélation des signaux BOC

La forme de la FAC des signaux BOC(m,n) dépend en particulier des paramètres de la sous porteuse comme le rapport  $M$  (l'ordre de modulation) et la durée de la demi-période  $T_s$  de la sous-porteuse comme l'indique cette expression [10] :

$$R_{\text{BOC}(m,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{j-1} \left[ \frac{j+(M-1)(2j-1)}{M} + \frac{-1-2(M-j)}{M} \frac{\tau}{T_s} \right], & \text{pour } 0 \leq \tau \leq T_x \\ (-1)^j \left[ \frac{(M+j-1)(1-2j)(1-j)}{M} + \frac{2(M+j-1)}{M} \frac{\tau}{T_s} \right], & \text{pour } T_x \leq \tau \leq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

La Figure I.8 montre la FAC normalisée pour une modulation BOC(kn,n) idéale (k entier) pour différentes valeurs de  $k$ . Comme le montre cette figure, la FAC d'ordre  $M$  d'un signal modulé en BOC(kn,n) est constituée d'un pic central et de  $M - 1$  différents pics secondaires latéraux positifs et négatifs. Comme l'illustre aussi cette figure, l'ouverture du pic central est, d'une part, nettement inférieure à l'ouverture du triangle de la FAC du signal BPSK ; d'autre part, lorsque  $M$  augmente, le nombre des pics secondaires augmentent et le pic central devient plus pointu ce qui a impact positif sur les performances des récepteurs GNSS [10].



**Figure I.8** - FACs des signaux BOC (kn, n).

### 3.2. Signaux BOC Multiplexés (MBOC)

En juillet 2007, les américains et les européens ont annoncé un agrément pour l'utilisation commune d'un signal GPS modernisé sur la bande L1C-GPS/E1-Galileo nommé MBOC (en anglais Multiplexed BOC) à usage civil [11][12]. Il existe deux types d'implémentation du signal MBOC qui sont [13][11]:

- 1- L'implémentation TMBOC (en anglais : Time Multiplexed BOC) ;
- 2- L'implémentation CBOC (en anglais : Composite BOC).

#### 3.2.1. Implémentation TMBOC/GPS L1C

Cette implémentation est basée sur le multiplexage des symboles d'étalement BOC(1,1) et BOC(6,1) [7], [14]. Le signal TMBOC peut être défini par la forme suivante [13], [11]:

$$TMBOC(6,1,P)(t) = \begin{cases} x(t) \text{ si } t \in S_1, & \text{avec: } S_1 = \cup S_p \text{ de BOC}(1,1) \\ y(t) \text{ si } t \in S_2, & \text{avec: } S_2 = \cup S_p \text{ de BOC}(6,1) \end{cases} \quad (I.12)$$

Où :

$x(t)$  et  $y(t)$  sont les sous porteuses BOC(1,1) et BOC(6,1), respectivement.  $S_1$  et  $S_2$  représentent l'union des segments de temps, où on utilise les sous porteuses BOC(1,1) et BOC(6,1), respectivement [13].

P représente la distribution de la puissance du signal BOC(6,1) par rapport au signal BOC(1,1).

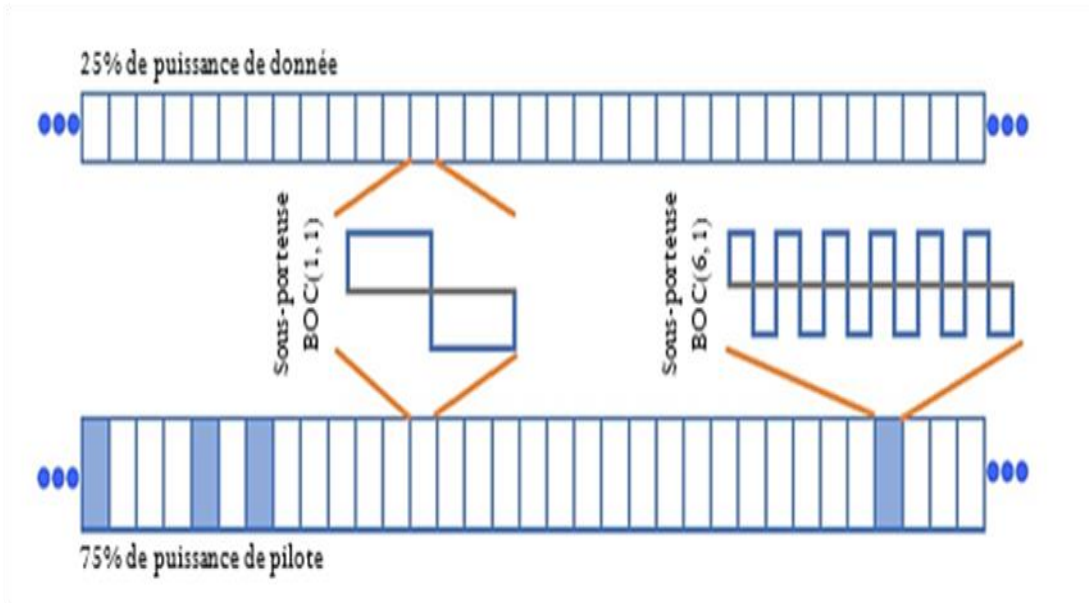
Le tableau I.1 résume les différentes implémentations du signal TMBOC qui sont liées à la répartition de la puissance entre les canaux de données 'D' et de pilote 'P' et selon la séquence temporelle d'étalement utilisée [15].

**Tableau.I.1. Implémentations possibles de TMBOC.**

Données	Pilote	Pourcentage du canal pilote
BOC(1,1)	TMBOC (6, 1,2 /11)	50%
BOC(1,1)	TMBOC (6, 1,4 /33)	75%
TMBOC(6, 1,1 /11)	TMBOC (6, 1,1 /11)	50%
TMBOC(6, 1,1 /11)	TMBOC(6, 1,1 /11)	75%

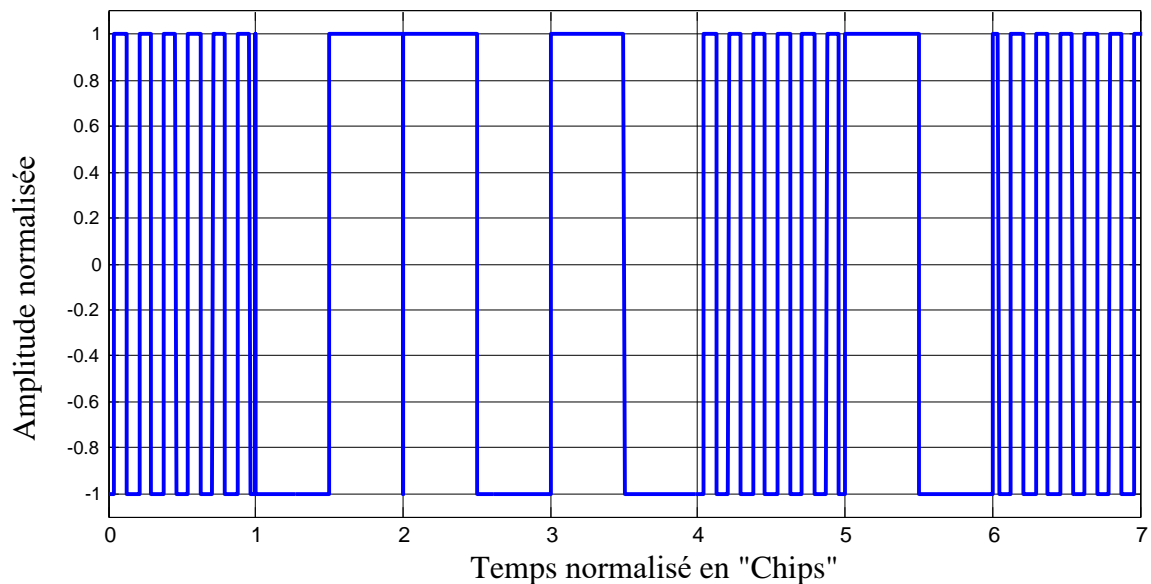
Dans la Figure I.9 nous avons présenté un exemple de construction du signal TMBOC(6,1,P) où P représente 25%, dans une séquence de 33 chips. Ici, quatre emplacements (1,5,7 et 30) de chips sont occupés par BOC(6,1) et le reste des emplacements sont occupés par BOC(1,1).

Ce motif peut être répété 310 fois, si la longueur du code d'étalement est de 10230 chips, ou 124 fois, si la longueur du code d'étalement est de 4092 chips [15].



**Figure I.9** - Principe de construction du signal TmBOC (6,1,4/33)[15].

La Figure I.10 présente la forme temporelle du signal TmBOC(6,1,4/33). On constate, d'après cette figure, que celle-ci ne dispose que de deux niveaux.



**Figure I.10** - Forme temporelle de TmBOC(6,1,4/33).

### 3.2.2. Implémentation CBOC/ Galileo E1 OS

Le signal CBOC est basé sur la combinaison linéaire de la sous porteuse du signal BOC(1,1) et de celle du signal BOC(6,1) [16], [11]. Le signal CBOC peut être défini par les deux formes suivantes[14][17][18][19]:

$$CBOC(6,1, \beta, '+'')(t) = \sqrt{(1 - \beta)} x(t) + \sqrt{\beta} y(t). \tag{I.13}$$

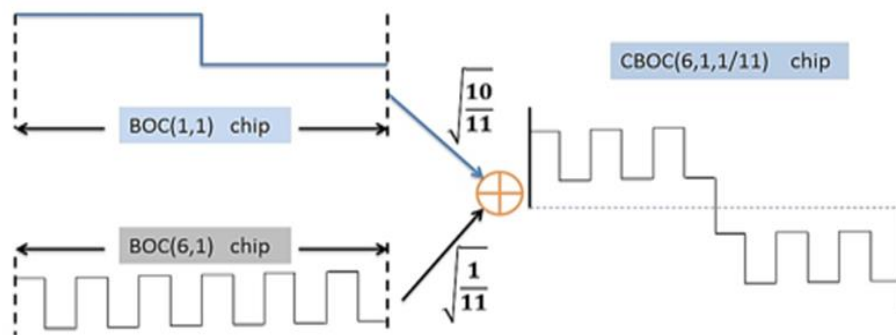
$$CBOC(6,1, \beta, '-')(t) = \sqrt{(1 - \beta)} x(t) - \sqrt{\beta} y(t). \tag{I.14}$$

Ici,  $\beta$  est le facteur de pondération réel qui est lié à la répartition de puissance entre les deux canaux « données » et « pilote ». Les valeurs  $1 - \beta$  et  $\beta$  sont les coefficients de puissance qui définissent l'allocation de puissance de chaque composante. Notez que le signe de la sous porteuse BOC(6,1) est différent entre les deux canaux données et pilote pour l'approche CBOC(6,1,1/11).

Le tableau I.2 résume les différentes implémentations du signal CBOC qui sont liées à la répartition de la puissance entre les canaux données et pilote et selon la séquence temporelle d'étalement utilisée [15]. Un exemple de construction du signal CBOC(6,1,1/11,+), est montré sur le schéma de la Figure I.11[12], [20], [21].

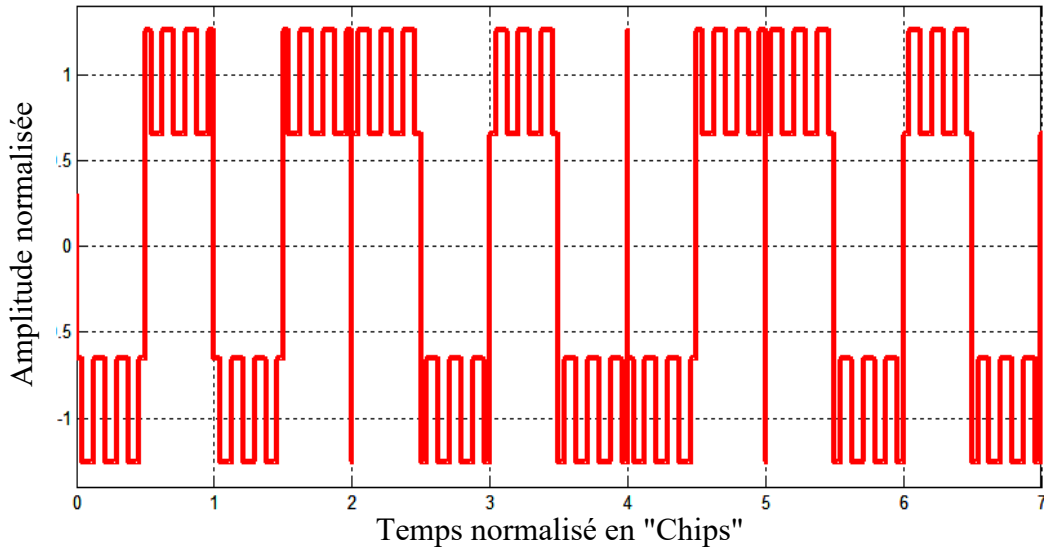
**Tableau.I.2. Implémentations possibles de CBOC.**

Données	Pilote	Pourcentage dans le canal pilote
BOC(1,1)	CBOC(6, 1,2 /11)	50%
BOC(1,1)	CBOC(6, 1,4 /33)	75%
CBOC(6, 1,1 /11)	CBOC(6, 1,1 /11)	50%
CBOC(6, 1,1 /11)	CBOC(6, 1,1 /11)	75%



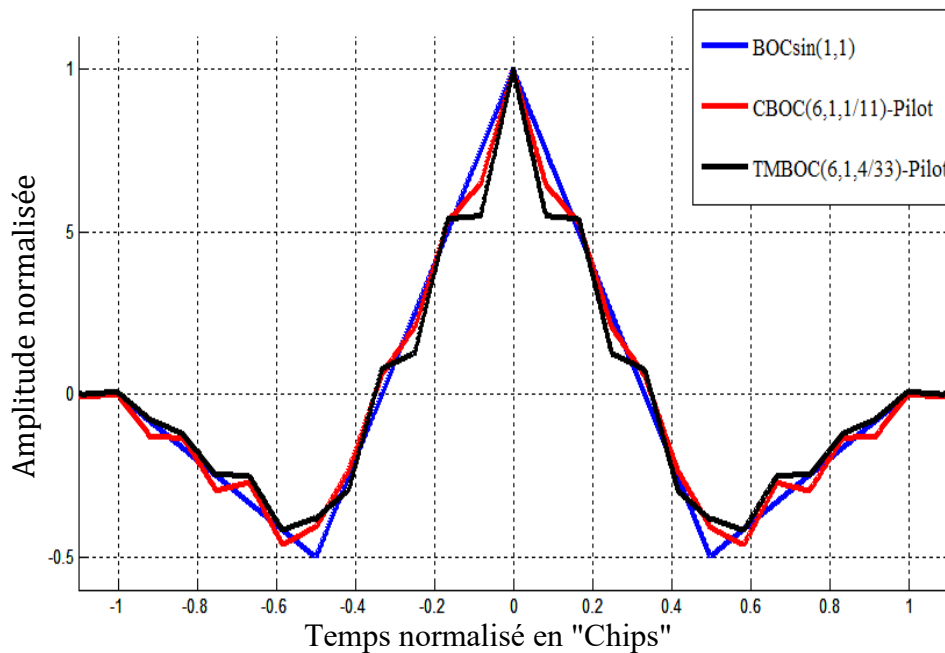
**Figure I.11 - Génération du signal CBOC(6,1,1/11)[20].**

La Figure I.12 présente la forme temporelle du signal CBOC. On constate que celle-ci, contrairement à la forme TBOC, dispose de quatre niveaux.



**Figure I.12** - Forme temporelle du signal CBOC(6,1,1/11, '+').

### 3.3. Fonction de corrélation des signaux MBOC



**Figure I.13** - FACs des codes BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TBOC (6,1,4/33).

La Figure I.13 illustre les FACs normalisées des codes BOCs(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TMBOC(6,1,4/33). D'après cette figure, on observe que les pics des FACs des signaux modulés en CBOC (6,1,1/11) et en TMBOC (6,1,4/33) sont plus étroits que celui du signal modulé en BOC (1,1) [21], [26]. Cependant, les ouvertures entre -0,5 et 0,5 chips ainsi que les points de passage par zéro sont pratiquement les mêmes.

#### 4. Poursuite des signaux GNSS

La poursuite de code permet d'affiner la synchronisation des deux codes reçu et local ainsi que celle de leurs fréquences porteuses respectives et par conséquent d'arriver à un positionnement plus précis. Cette étape de traitement est effectuée d'une part, par une boucle à verrouillage de retard DLL (Sigle de l'anglais Delay Locked Loop) qui réalise l'alignement le plus parfait que possible des deux codes. Elle réalisée, d'autre part, par une boucle de phase PLL (Sigle de l'anglais Phase Locked Loop).

##### 4.1. Schéma de réception

Dans le cadre de ce travail de Master, on suppose que le signal d'origine a été transposé à une fréquence proche de la fréquence en bande de base. La Figure I.14 représente un schéma simplifié du bloc de traitement de signal dans le récepteur GPS [27].

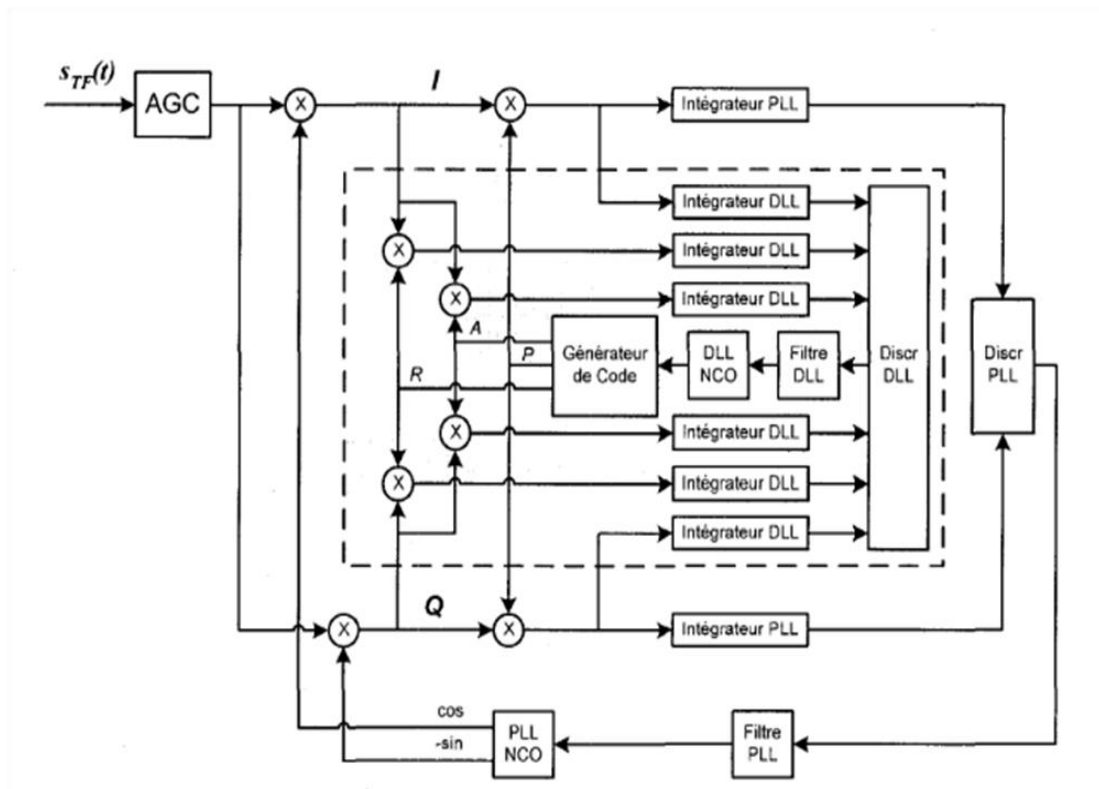
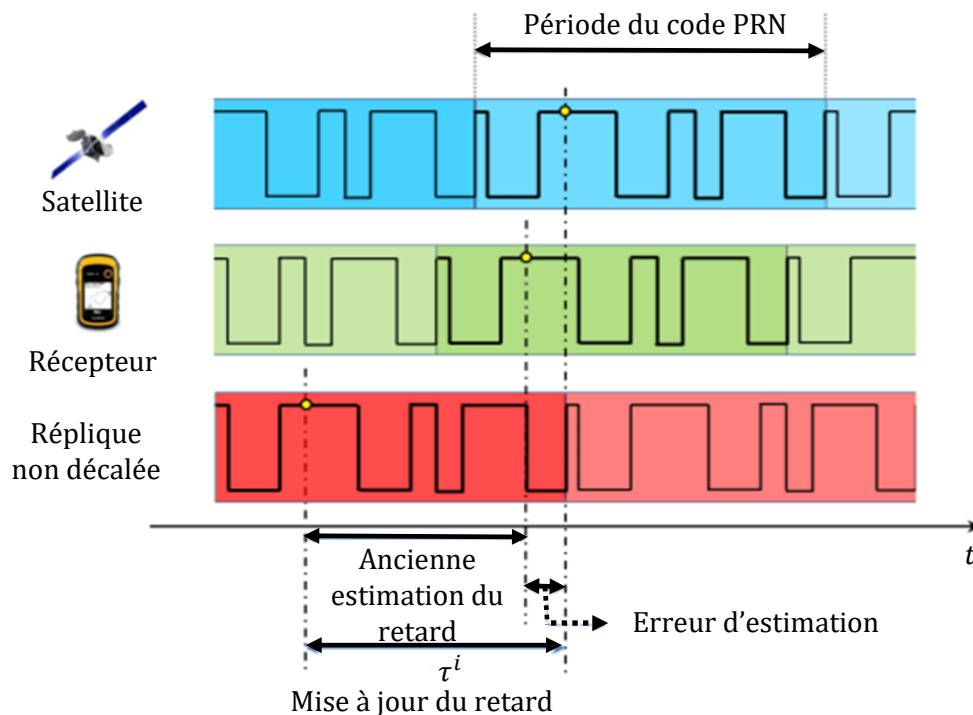


Figure I.14 - Architecture du Bloc de traitement de signal dans le récepteur GPS.

La Figure I.14 ne représente que les éléments associés aux boucles de phase PLL et de code DLL. Dans notre travail de Master, nous nous intéressons uniquement à la boucle DLL. Dans cette architecture, le signal à l'entrée des boucles est décomposé en partie en phase I et partie en quadrature Q par la multiplication avec la réplique de la porteuse en cosinus et en sinus respectivement. Le signal ainsi décomposé garde la phase du signal à l'entrée. Après la première multiplication, le signal étalé est transposé en fréquence de base et les doubles fréquences sont éliminées par la suite par des filtres passe-bas intégrateurs. Le générateur de code fournit les répliques avance et retard qui vont être utilisées pour ajuster la phase du code généré dans le récepteur [27].

#### 4.2. Boucle Avance Retard DLL

Pour pouvoir calculer sa position, le récepteur doit estimer la distance qui le sépare des satellites de navigation. L'estimation de la distance entre un satellite et le récepteur peut être réalisée à partir du retard induit par le temps de propagation sur le code du signal de navigation. Cette mesure de temps est exécutée au sein d'une architecture de poursuite qui met à jour le décalage temporel qu'il existe entre le code PRN du signal reçu, et le même code généré localement au niveau du récepteur. La Figure I.15 illustre schématiquement la détermination du temps de propagation par estimation du décalage sur le code [28] .

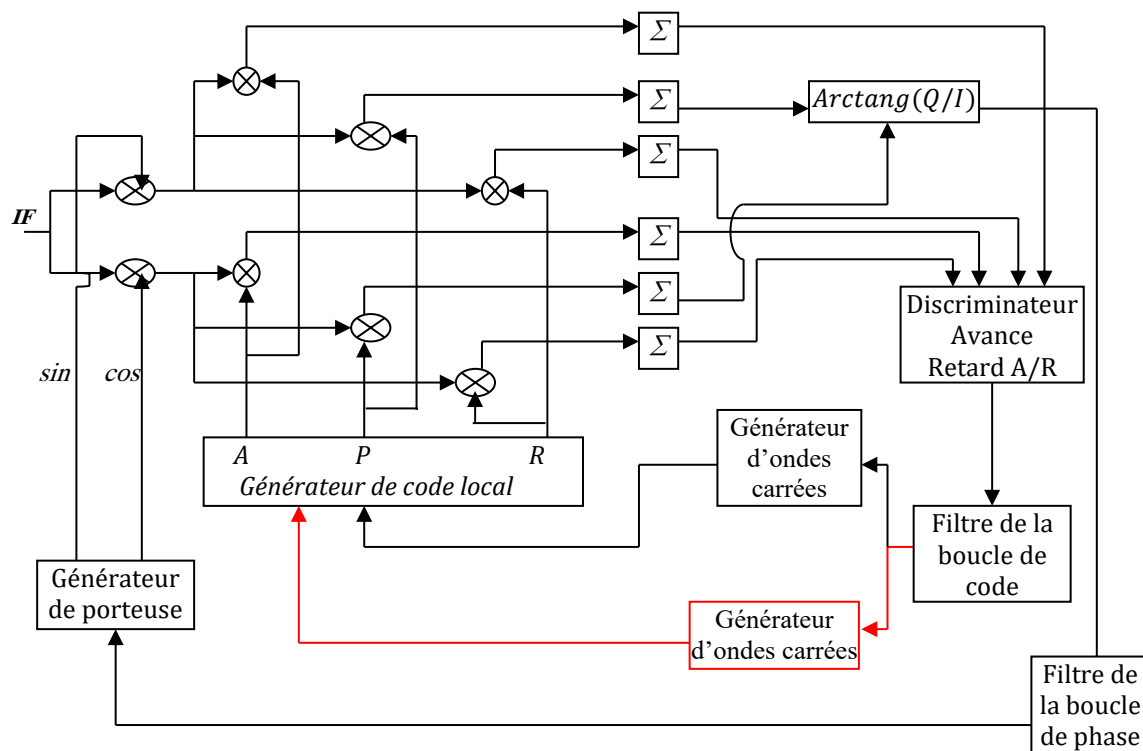


**Figure I.15** - Principe de l'estimation du décalage sur le code PRN.

Un exemple de structure de poursuite du retard sur le code est donné à la Figure I.16.

D'après cette figure, la boucle fonctionne en cinq étapes qui visent à faire ce qui suit [28] :

- La comparaison du signal reçu avec la réplique locale grâce à une étape de corrélation ;
- Le calcul de l'erreur d'estimation du retard grâce à un discriminateur qui va extraire cette erreur des différences des corrélations avance et retard ;
- Le filtrage de cette erreur ;
- La mise à jour de l'estimation du retard ;
- La génération d'une nouvelle réplique pour la prochaine étape de corrélation.



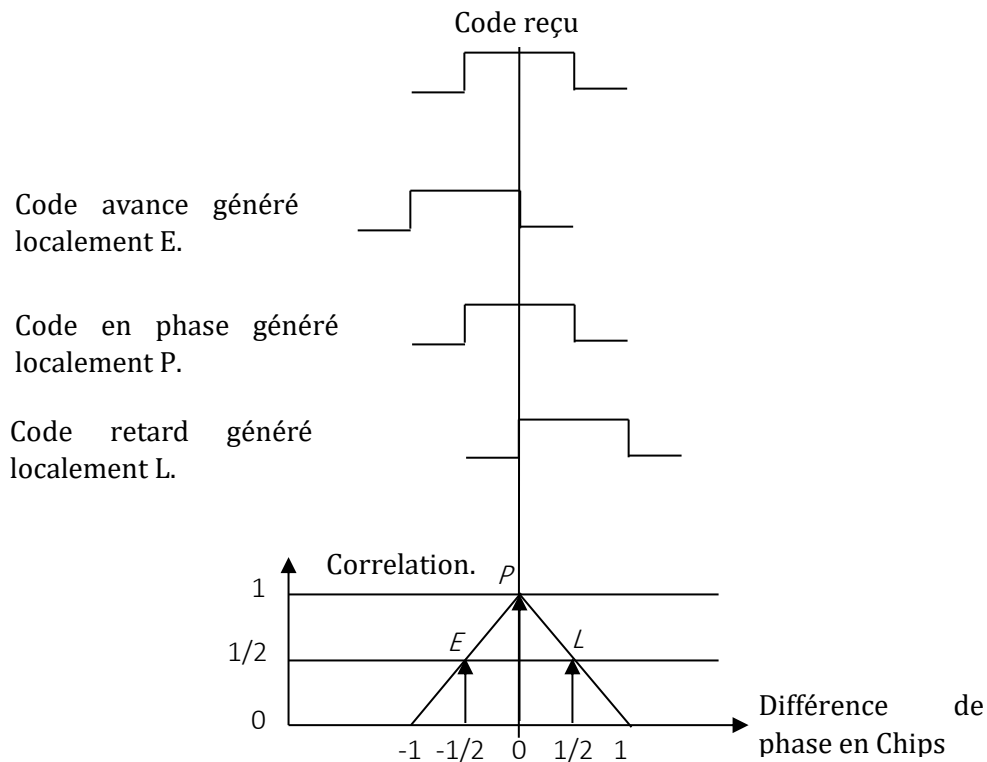
**Figure I.16** - Exemple de structure de poursuite du retard sur le code [28].

La Figure I.17 illustre les différents points de corrélation associés aux trois répliques ainsi créées. Il existe différents discriminateurs permettant de mesurer l'erreur d'estimation du décalage sur le code via les différents points de corrélation calculés [29][30].

Comme le montre la Figure I.17, pour pouvoir mesurer l'erreur d'estimation du retard, le récepteur calcule trois points de corrélation réalisés avec trois répliques locales différentes. Plus précisément, si le signal associé au satellite  $i$  est reçu avec un retard  $\tau^i$  et que le récepteur a une connaissance a priori de ce retard  $\hat{\tau}^i$  (i.e., le retard précédemment estimé par la boucle), trois répliques locales sont alors créées :

- ❖ une réplique décalée du retard  $\hat{\tau}^i$  (point de corrélation Prompt) ;

- ❖ une réplique décalée du retard  $\hat{\tau}^i + \delta/2$  (point de corrélation Late) ;
- ❖ une réplique décalée du retard  $\hat{\tau}^i - \delta/2$  (point de corrélation Early).



**Figure I.17** - Points de corrélation Avance, Retard et en phase.

Avec :  $\delta$  est l'espacement de chip (la distance entre les corrélateurs avance et retard du discriminateur choisi) tels que  $0 < \delta < T_c$ .

A la sortie de la DLL, on récupère la fonction du discriminateur (FD) où la valeur du retard du code reçu est donnée par le point de passage par zéro de la FD. Il existe deux types de discriminateur DLL, cohérent et non cohérent. Le discriminateur cohérent est réalisé par la simple soustraction entre le corrélateur avance et le corrélateur retard. L'autre discriminateur (non-cohérent) est réalisé de la même façon mais après une mise en quadrature des corrélateurs avance et retard.

#### 4.2.1. DLL cohérente

Lorsqu'une estimation correcte de la fréquence porteuse (à l'aide des circuits PLL) est obtenue, le signal reçu est généralement traité par des boucles DLL cohérentes. Dans ce cas le signal est démodulé et est traité en bande de base [6].

La soustraction entre le corrélateur avance et le corrélateur retard est donnée par :

$$FD_C(\tau) = R_A(\tau) - R_R(\tau). \quad (I.20)$$

Où :

$R_A(\tau) = R_p\left(\tau + \frac{\delta}{2}\right)$ , est la FAC avancée du code reçu avec sa réplique générée localement.

$R_R(\tau) = R_p\left(\tau - \frac{\delta}{2}\right)$ , est la FAC retardée du code reçu avec sa réplique générée localement.

#### 4.2.2. DLL non-cohérente

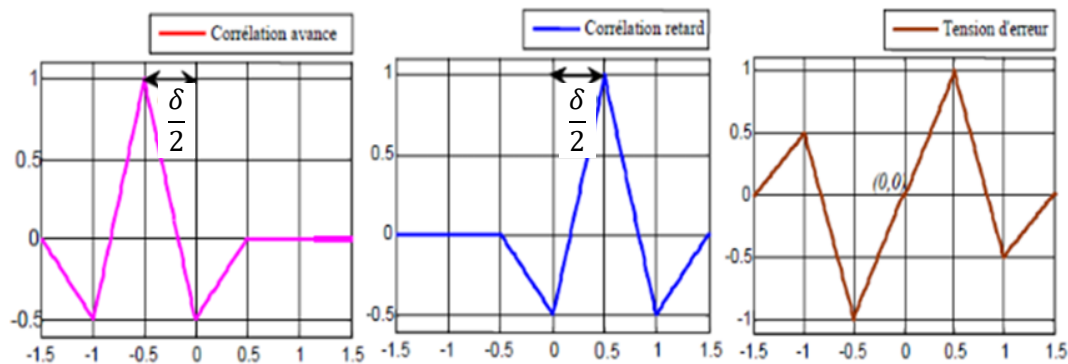
Dans le cas où on ne connaît pas exactement la fréquence porteuse causée par l'effet Doppler, le signal doit être traité en bande transposée, c'est le rôle de la boucle DLL non cohérente [6].

La soustraction, après une mise en quadrature des corrélateurs avance et retard, est donnée par:

$$FD_{NC}(\tau) = (R_A(\tau))^2 - (R_R(\tau))^2 \quad (I.21)$$

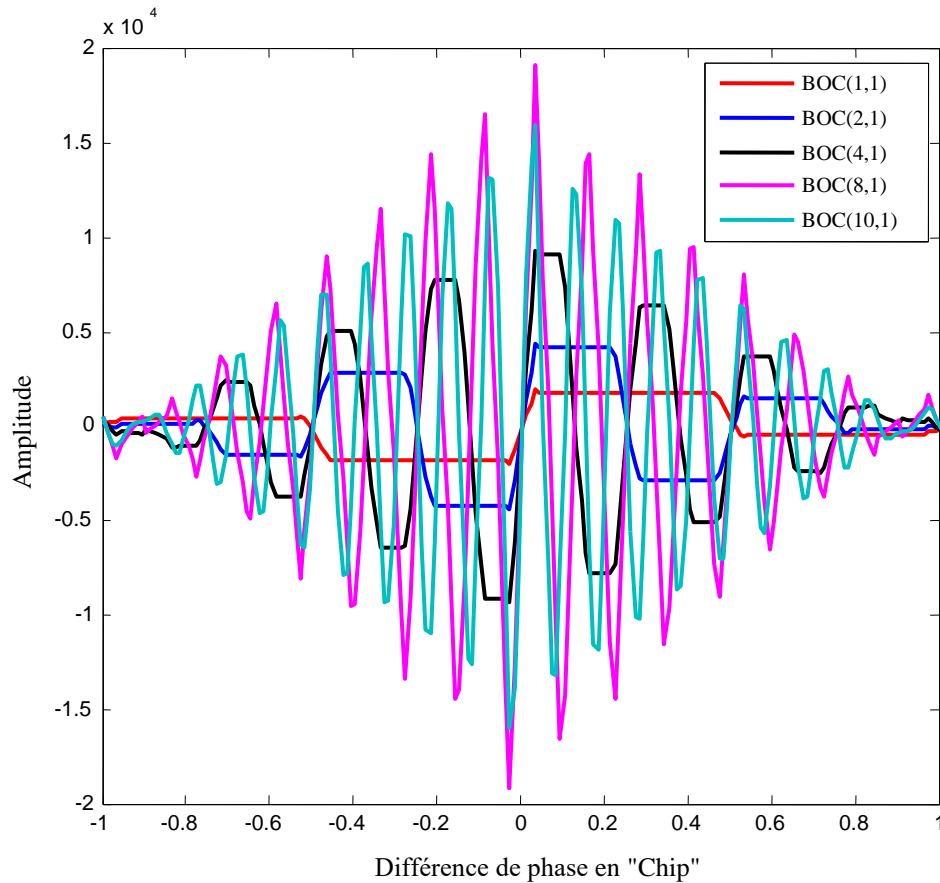
#### 4.3. La courbe « S »

Comme l'illustre la Figure I.18, la différence entre les FACs avancée et retardée forme ce qu'on appelle un signal de correction nommé « courbe S » ou « tension d'erreur ». Ce signal est utilisé pour piloter un oscillateur commandé en tension, noté VCO qui pilote à son tour le rythme de l'horloge du générateur de code PRN en variant le retard qui permet d'ajuster le code local avec le signal reçu. La boucle est verrouillée lorsque la tension d'erreur s'annule pour une différence de phase nulle comme le montre la figure I.18 [6].



**Figure I.18** - Construction de la tension d'erreur [6].

La Figure I.19 montre les allures de la courbe S d'une boucle DLL cohérente pour les différents types de modulation. Comme le montre cette figure, la zone linéaire autour du point (0,0), pour les signaux BOC, devient plus étroite quand l'ordre de modulation  $M$  augmente.



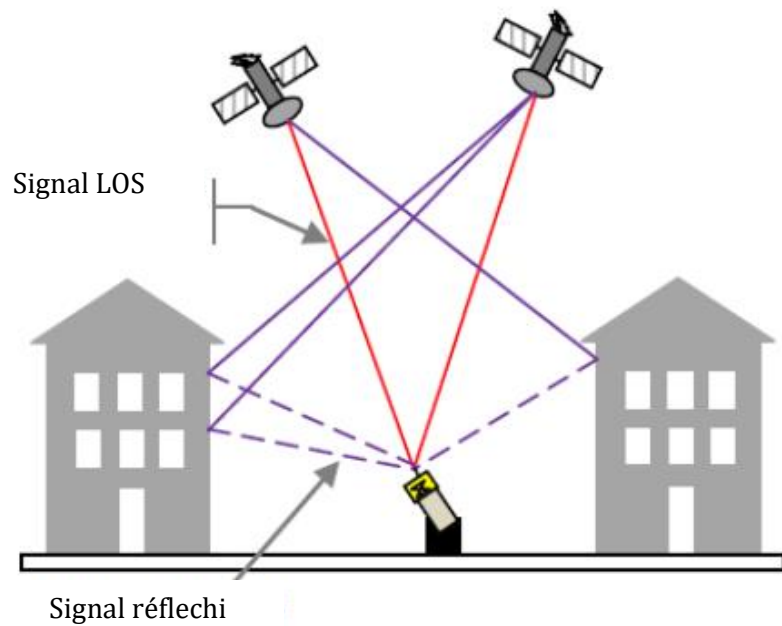
**Figure I.19** - Tensions d'erreurs des signaux BOCs.

## 5. Phénomène des Multitrajets

Les multitrajets (MTs) constituent une source de dégradation du signal non négligeable. Ces derniers sont provoqués par la réflexion du signal sur le sol, l'eau ou l'environnement entourant l'utilisateur [31]. Outre le fait que les MTs ne respectent pas l'hypothèse de propagation en ligne du signal faite par le récepteur, les divers échos du signal LOS (Line of Sight) peuvent engendrer des interférences destructives ou induire des erreurs d'estimation des distances satellite/utilisateur [32].

### 5.1. Multitrajets

Le problème des MTs est un phénomène par lequel le signal arrive au récepteur par trajectoires multiples attribuables aux réflexions et aux diffractions. Ce phénomène est illustré sur la Figure I.20.

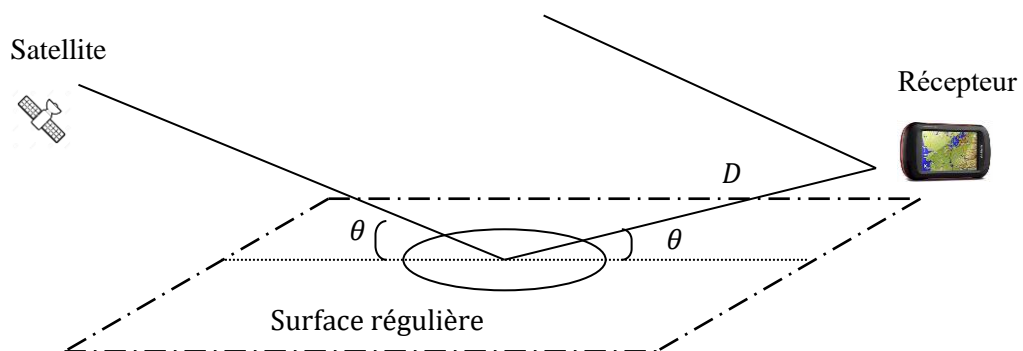


**Figure I.20** - Illustration du phénomène de Multitrajets.

La réflexion et la dispersion d'un signal par une surface ont trois composantes : la composante spéculaire, la composante diffusée et la composante diffractée.

## 5.2. Réflexion spéculaire

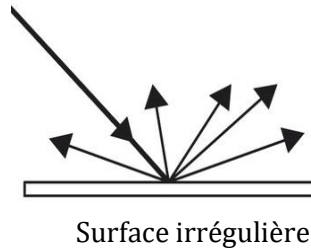
Comme le montre la figure I.21, la réflexion spéculaire se produit dans le cas d'une surface réfléchissante régulière (lisse). Dans ce cas un signal réfléchi est dominant par rapport aux autres composantes. Le signal reçu est en fait la somme globale du signal direct et d'une réplique retardée de ce signal multipliée par un coefficient d'amplitude relative dépendant du coefficient de réflexion de la surface réfléchissante.



**Figure I.21** - Réflexion spéculaire.

### 5.3. Réflexion diffusée

Dans cette configuration, le signal MT reçu est modélisé par une somme continue ou discrète d'un grand nombre de répliques ayant chacune un retard différent par rapport au signal direct. L'énergie totale du signal reçu est alors dispersée sur une durée beaucoup plus grande que la période chip. La Figure I.22 illustre le 2<sup>ème</sup> type de la réflexion.



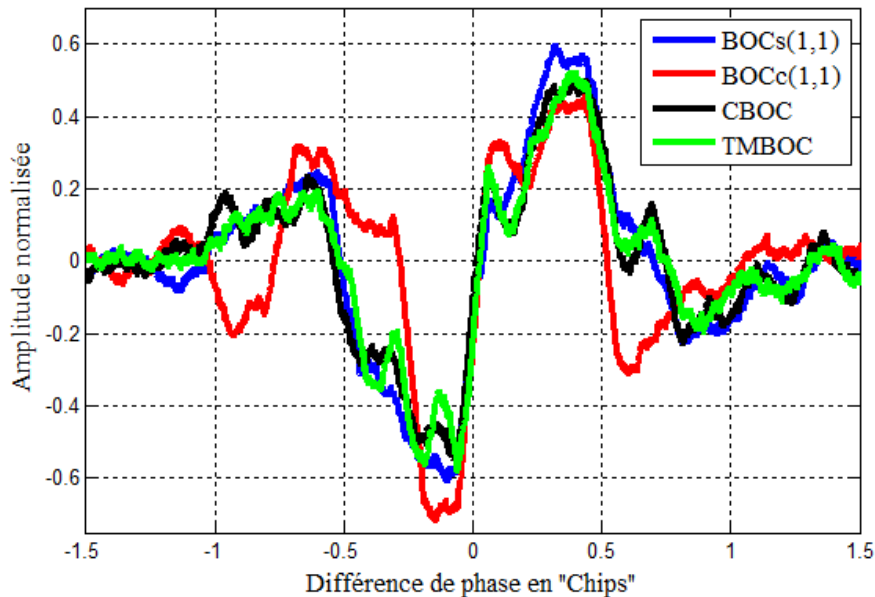
**Figure I.22** - Réflexion diffusée.

### 6. Phénomène du bruit

Tout signal indésirable, limitant à un degré ou à un autre les propriétés d'un signal utile, peut être considéré comme du bruit. Dans les récepteurs GNSS le bruit qui affecte la réception est un bruit blanc gaussien additif AWGN. Il a été démontré que la variance de l'erreur de code (FD) pour un signal NRZ de puissance  $P$  est donnée par :

$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}^2}{T_c^2} = \frac{N_0 B_L}{2P} \text{ chips}^2 \quad (1.22)$$

$$\sigma_{\Delta\tau} = T_c \sqrt{\frac{N_0 B_L}{2P}} \text{ secondes} \quad (1.23)$$



**Figure I.23** - Influence des MTs sur les courbes S des signaux BOCs/c(1,1), CBOC et TMBOC.

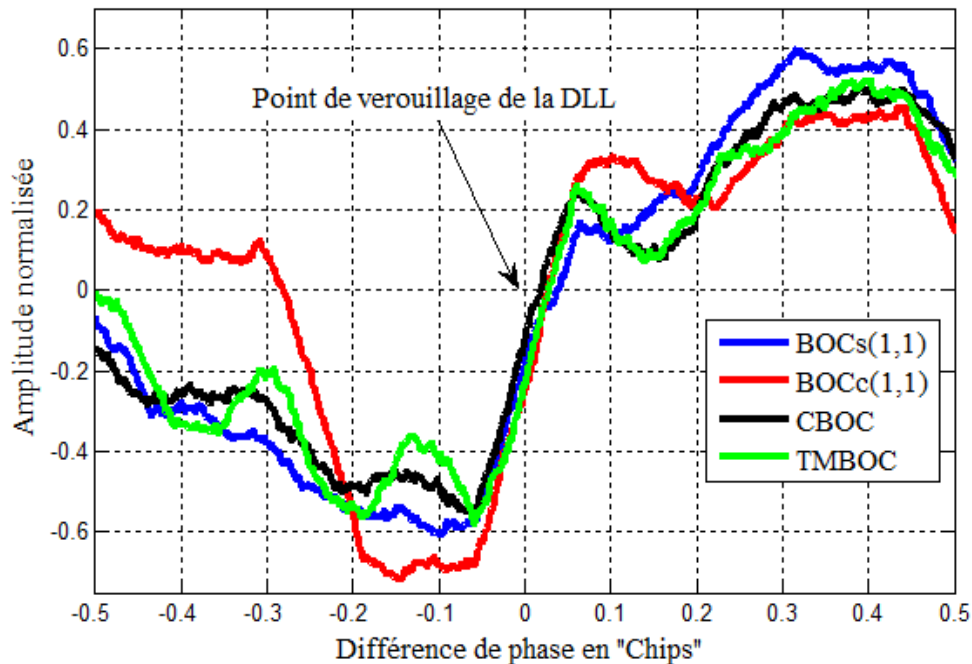


Figure I.24 - Zoom des courbes des courbes de la figure II.14 autour zones linéaires.

D'après les deux équations I.22 et I.23, plus la période d'intégration de la corrélation est petite, plus la variance obtenue est grande.

Dans les deux Figures I.23 et I.24, on représente l'influence du bruit et du phénomène des MTs sur la poursuite des signaux GNSS. Comme le montre la Figure I.24 (Zoom des courbes de la Figure I.23), on voit clairement le déplacement du point de passage par zéro des différentes courbes S avec une sensibilité au bruit visible au niveau des maxima de chaque courbe.

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la présentation de la méthode de génération des codes PRN, plus précisément le code C/A GPS à caractère civil. De plus, nous nous sommes penchés sur les différentes techniques de modulations utilisées par les systèmes GNSS plus particulièrement la modulation BOC et ses dérivées, telles que les modulations BOCsin/cos, TMBOC et CBOC. Aussi, on a donné la forme d'onde de chacune de ces modulations pour ensuite, montrer un schéma de récepteur dans lequel nous avons souligné l'étape de poursuite de code à base de structure DLL. Après, nous avons exhibé la boucle de cette dernière et la courbe de la fonction discriminatrice « S ». Finalement, nous avons exposé l'effet du Bruit et des signaux MTs sur la poursuite des signaux GNSS. Dans le prochain chapitre, on va présenter les méthodes, les populaires, utilisées pour diminuer l'effet des MTs sur le positionnement GNSS.



---

*Techniques de réduction des MTs basées  
sur le corrélateur double delta*

---

## 1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous nous sommes familiarisés avec les signaux GNSS et le phénomène des MTs qui produit des signaux radio à l'entrée du récepteur avec deux ou plusieurs trajets. Ces derniers, comme nous l'avons déjà vu, produisent des déformations des courbes S des DLL. Plusieurs chercheurs ont proposé de nombreuses techniques pour réduire l'effet de ce phénomène. Parmi ces techniques, celles basées sur les corrélateurs SLG, EDD et double delta semblent être les plus performantes. Dans ce chapitre, nous allons présenter chacune de ces technologies en montrant son principe de fonctionnement, sa fonction de discrimination (courbe S) et son comportement vis-à-vis des MTs et du bruit.

## 2. Structure Double delta

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, les récepteurs GNSS utilisent une boucle de verrouillage de retard DLL pour la poursuite du code. Dans cette boucle, un discriminateur est utilisé pour estimer le retard de code en combinant la sortie de deux corrélateurs. Selon la sensibilité à la phase de la porteuse, les discriminateurs de code peuvent être divisés en deux classes « cohérents » et « non cohérents ». Rappelons que la sortie d'un discriminateur est filtrée par un filtre de boucle, puis renvoyée à un oscillateur à commande numérique. Les structures  $\Delta\Delta$  diffèrent des structures traditionnelles par le nombre de corrélateurs utilisés et l'espacement entre chaque deux corrélateurs d'une paire. Dans ce qui suit, nous allons voir le principe d'une technique classique basée sur l'utilisation d'un ensemble de quatre corrélateurs pour la poursuite des signaux GNSS. Cette dernière est nommée « Structure Double Delta » dans la littérature scientifique. En effet, nous allons donner son principe, sa fonction discriminatrice (FD) et son comportement par rapport aux signaux MTs et au bruit.

### 2.1. Principe de la structure de Corrélateurs Double delta $\Delta\Delta$

La technologie de Corrélateurs Double Delta " $\Delta\Delta$ ", nommée aussi HRC (High Resolution Correlator), est un type de structures de poursuite qui utilisent deux paires de corrélateurs (au lieu d'une seule) pour construire leurs FD. Pour fournir une atténuation de l'effet des MTs, ce type de structures utilise deux paires de corrélateurs en parallèle comme illustré à la Figure II.1. La paire large a exactement le double de l'espacement de chip par rapport à celui de la paire étroite. Cette dernière a généralement un espacement de chip de  $\mp 0,1$  relativement à la durée d'un chip. De ce fait, le corrélateur large a un espacement de chip relatif de  $\mp 0,2$ . Les discriminateurs de code sont basés sur une combinaison linéaire de quatre corrélateurs avance-retard  $A_1, R_1, A_2, R_2$ . Comme le montre l'équation (II.1), les espacements de chip entre chaque deux corrélateurs sont respectivement  $d$  et  $2d$ . [33]:

$$D_{\Delta\Delta} = (A_1 - R_1) - \frac{1}{2}(A_2 - R_2) \quad (\text{II.1})$$

Les différences  $(A_1 - R_1)$  et  $(A_2 - R_2)$  peuvent être interprétées comme étant des corrélateurs étroits (CE). Alors, l'équation précédente s'écrit comme suit :

$$D_{\Delta\Delta} = CE(d) - \frac{1}{2}CE(2d) \quad (II.2)$$

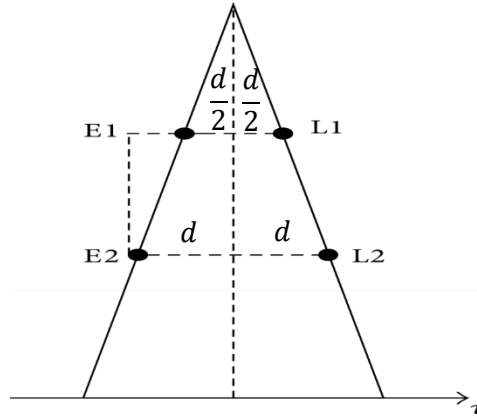


Figure II.1 - Corrélateurs  $\Delta\Delta$ .

La Figure II.2 montre le schéma bloc de cette structure de réception.

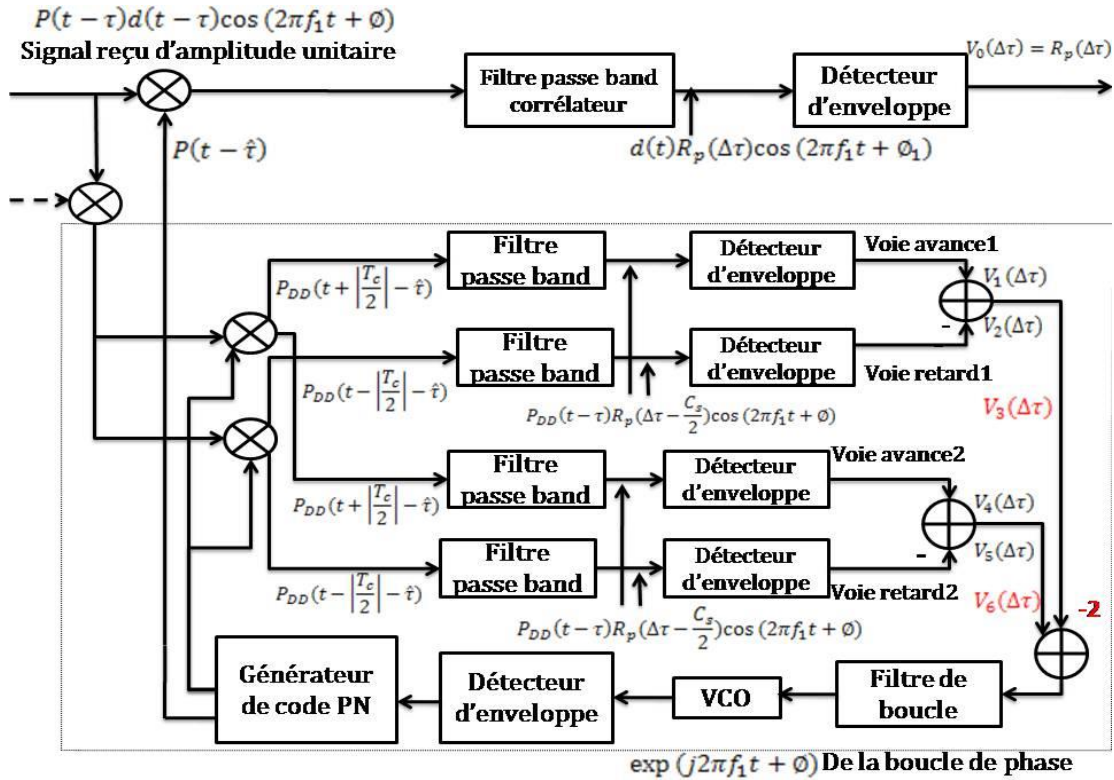
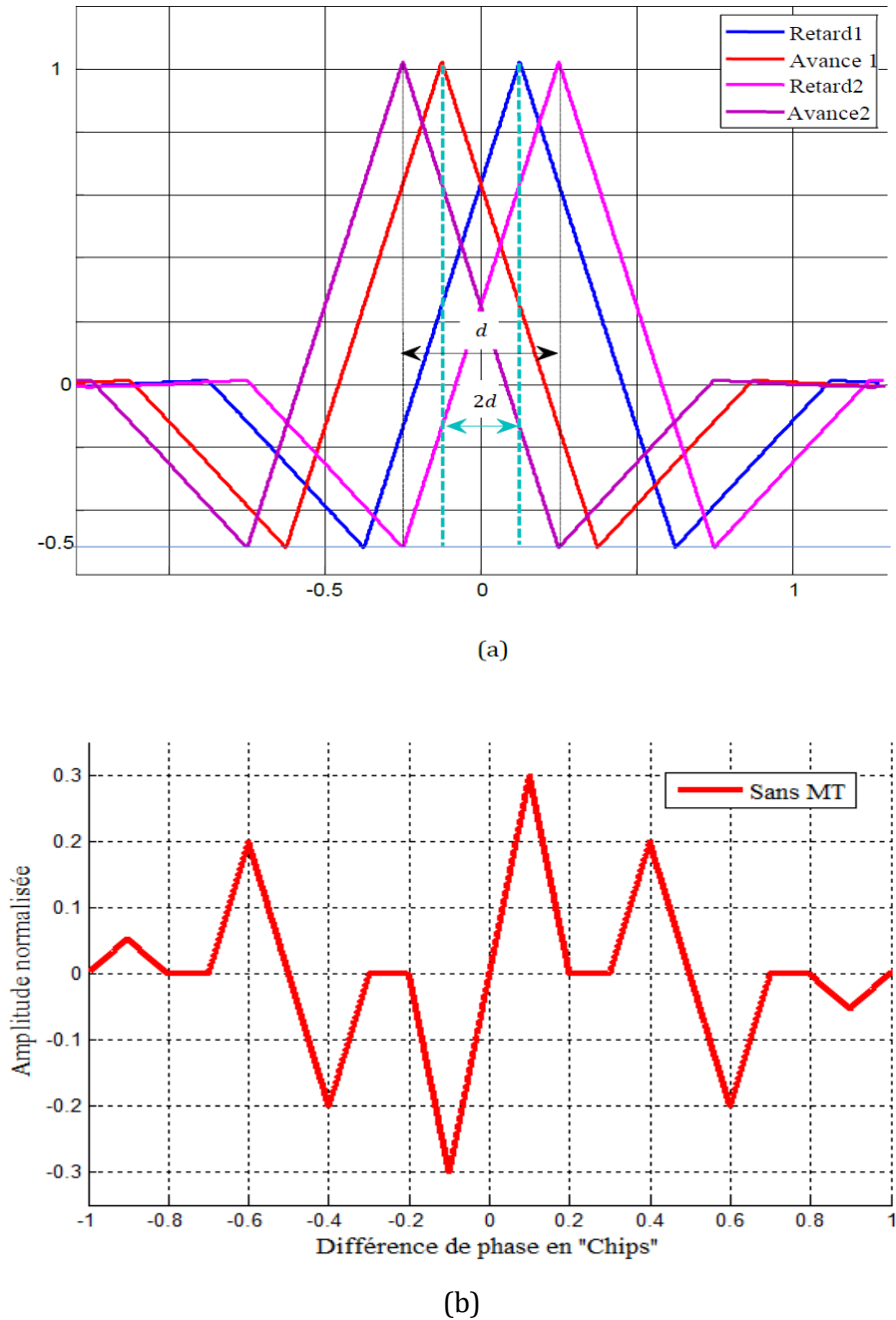


Figure II.2 - Structure de réception  $\Delta\Delta$ .

**2.2. Fonction discriminatrice correspondant à la structure  $\Delta\Delta$**

La Figure II.2 (a) montre les deux paires de corrélations avance-retard utilisées pour construire la FD  $\Delta\Delta$  pour le cas du signal BOCs(1,1).



**Figure II.3** - Construction de la fonction discriminatrice de la structure  $\Delta\Delta$ .

(a) Paires de corrélations (b) Fonction discriminatrice.

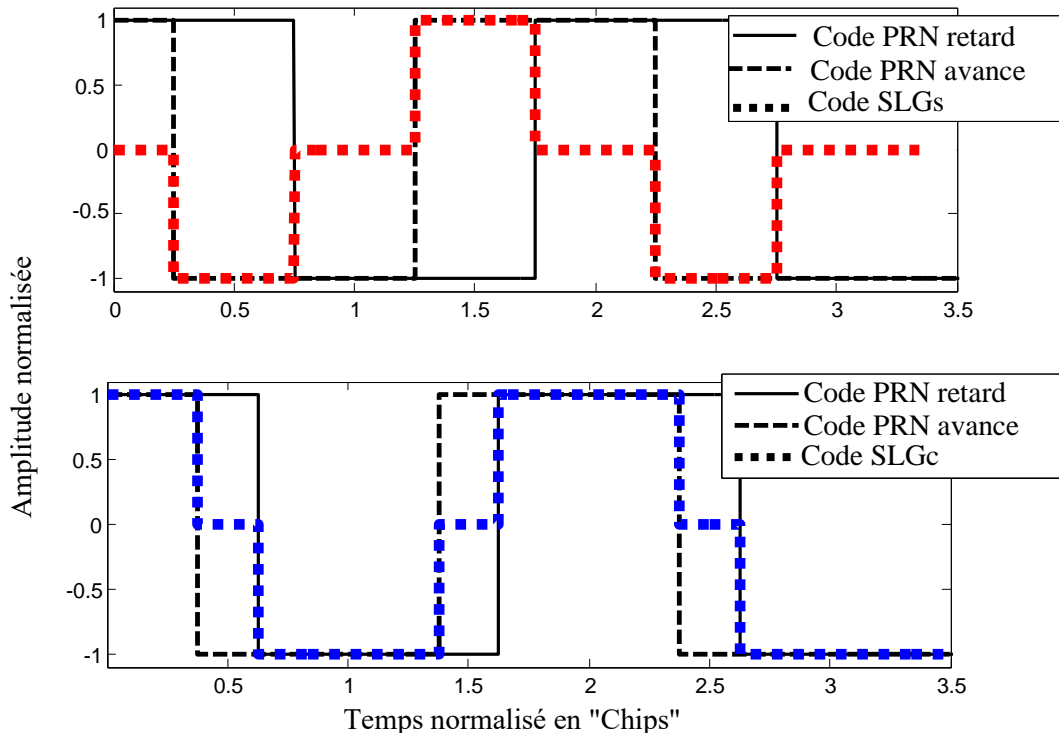
Les différences entre les corrélateurs avance-retard de chaque paire sont utilisées comme entrées de la boucle de poursuite de code DLL. La FD résultante de cette opération est montrée dans la Figure II.3 (b). Notons, d'après cette figure, que le point de passage à zéro de cette fonction est sans biais car il n'y a pas de MTs.

### 3. Structure SLG

Dans ce qui suit, nous allons voir le principe d'une technique récente basée sur l'utilisation d'un ensemble de deux corrélateurs et d'un code local de forme spéciale, nommé SLG. En effet, nous allons donner son principe, sa FD et son comportement par rapport aux signaux MTs.

#### 3.1. Principe de la structure SLG

La structure SLG est basée sur l'utilisation d'un code généré localement SLG spécifique qui peut être corrélé avec n'importe quel signal GNSS reçu modulé en sinus ou cosinus. Le code SLGs (pour la version sinus), comme le montre la Figure II.4, est obtenu à partir de la différence entre les versions de code PRN avance-retard correspondant respectivement à « Avance 1 » et « Retard 1 » dans le schéma montré dans la Figure II.5. Le principe de construction des codes  $S_{SLGs}(t)$  et  $S_{SLGc}(t)$  est montré dans la Figure II.4.



**Figure II.4** - Construction des codes SLG [34].

Pour ce code, l'espacement entre les codes avance-retard est de  $\Delta_0 = \frac{T_X}{2m}$ . D'autre part, le code SLGc (pour la version cosinus), comme le montre la même figure, est construit en ajoutant

les mêmes versions de code PRN avance-retard, mais avec un espacement de chip Avance1/Retard1 égal à la moitié de celui du code SLGs. C'est-à-dire  $\Delta_0 = \frac{T_X}{4m}$  [34].

Les codes  $S_{SLGs}(t)$  et  $S_{SLGc}(t)$  sont donnés comme suit :

$$S_{SLGs}(t) = c\left(t - \frac{T_X}{2m}\right) - c\left(t + \frac{T_X}{2m}\right) \quad (II.3)$$

$$S_{SLGc}(t) = c\left(t - \frac{T_X}{4m}\right) + c\left(t + \frac{T_X}{4m}\right) \quad (II.4)$$

La Figure II.5 montre le schéma bloc de cette structure de réception.

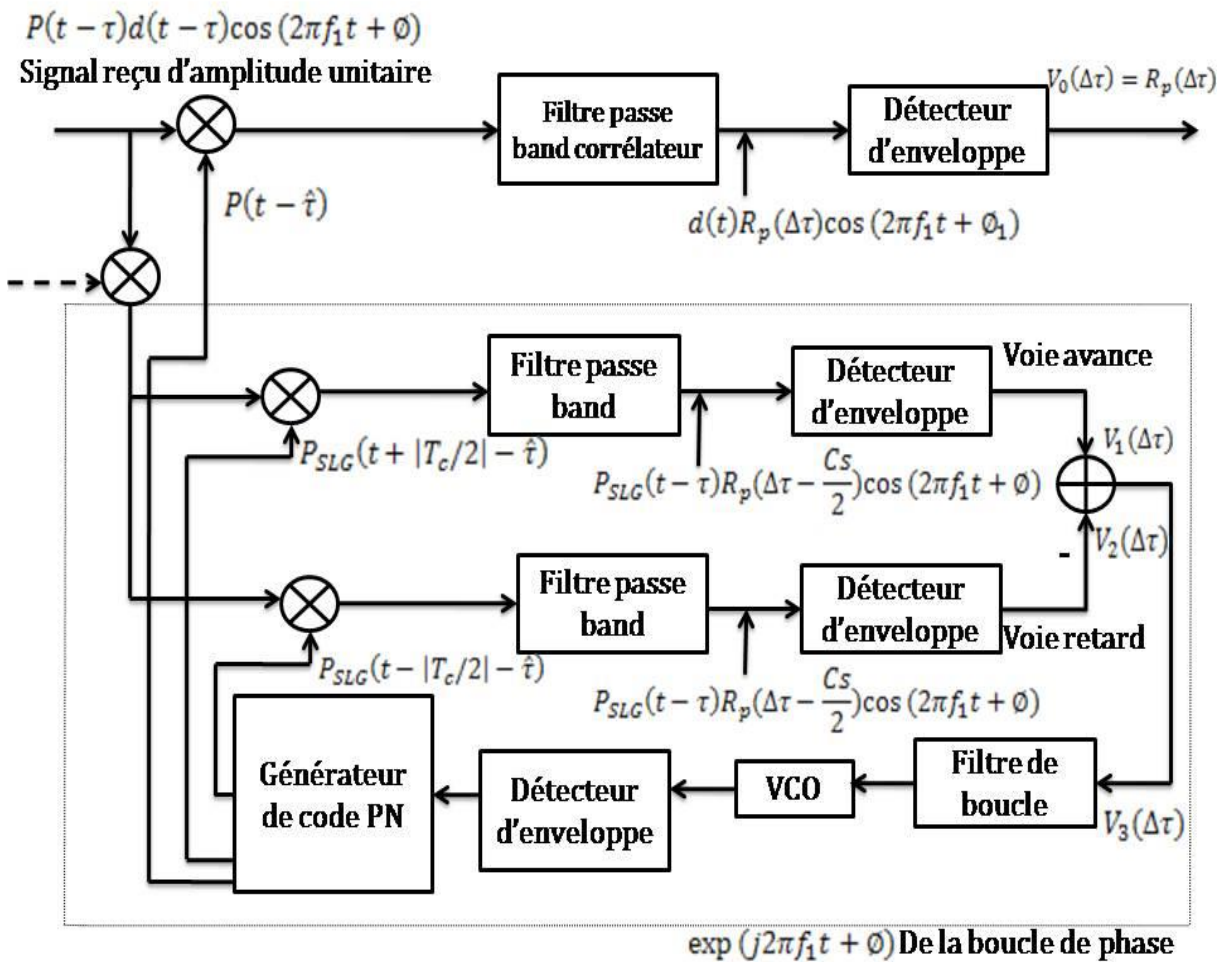


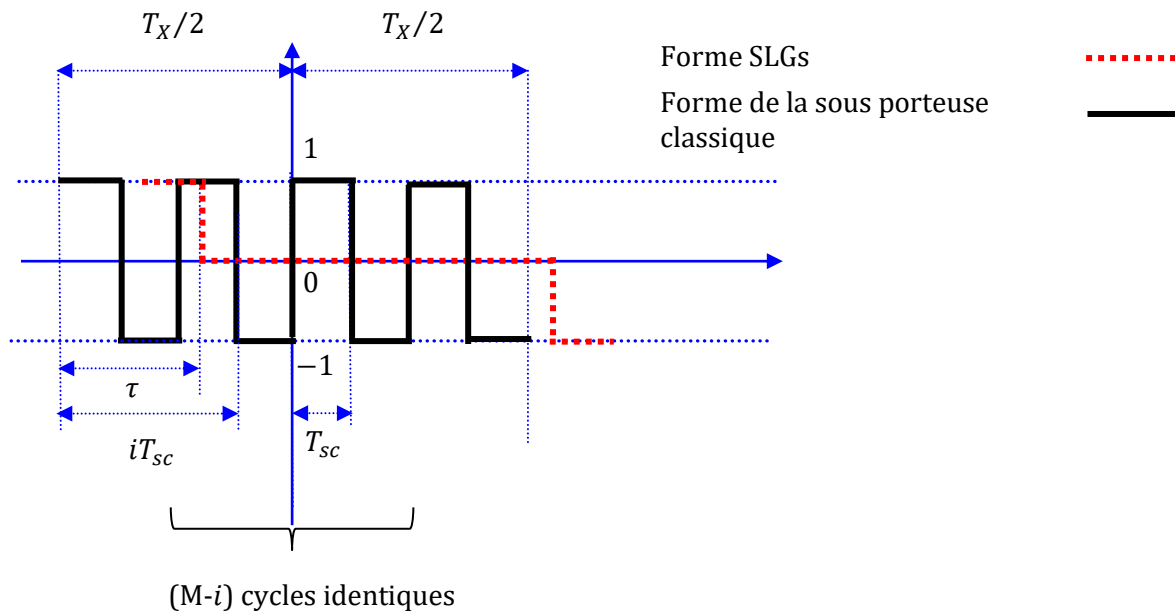
Figure II.5 - Structure SLG.

### 3.2. Modèle mathématique caractérisant la fonction de corrélation dans la méthode SLG

Comme mentionné ci-dessus, le schéma de traitement, proposé dans la méthode SLG, est basé sur le calcul de la FAC entre le signal modulé en BOC(m,n) entrant et le code SLG généré localement correspondant. Ainsi, la FAC BOC-SLGs/c peut être donnée comme suit [34] :

$$R_{(BOC-SLG)s/c}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{BOCs/c(m,n)}(t)S_{SLGs/c}(t - \tau)dt \quad (II.5)$$

Où :  $S_{BOCs/c(m,n)}(t)$  et  $S_{SLGs/c}(t)$  sont respectivement le signal modulé BOCs/c(m,n) reçu et le code SLGs/c généré localement.  $\tau$  est le temps décalage appliqué au code généré localement pour être aligné avec celui reçu. En l'absence des MTs, le principe de calcul de la FAC, pour les signaux modulés BOCs(m,n), est représenté sur la Figure II.6



**Figure II.6** - Principe de calcul de la FAC entre et le signal BOCs(4,1) et la forme d'onde SLGs [34].

À partir de l'équation (II.5) et de la Figure II.6, après quelques manipulations algébriques, la FAC  $R_{(BOC-SLG)s/c}(\tau)$  est donnée par l'équation II.6 [34].

Dans cette équation,  $\rho$  est égal à "1" pour les signaux modulés en BOCs(m,n) et est égal à "0,5" pour les signaux modulés BOCc(m,n).

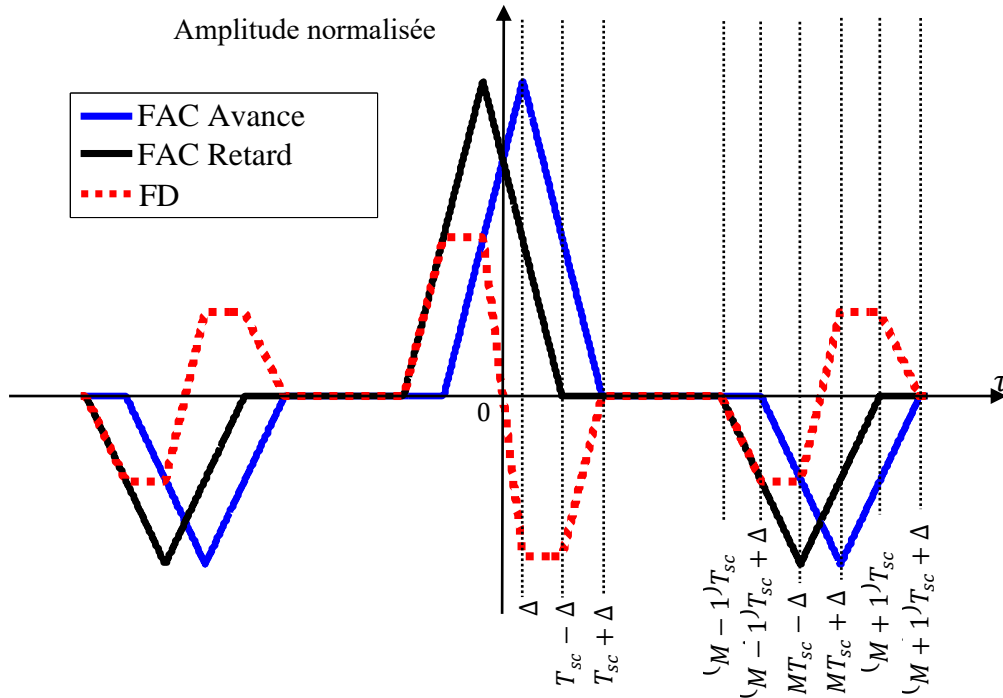
$$R_{(BOC-SLG)s/c}(\tau) = \begin{cases} -\frac{2|\tau|}{T_X} + \frac{2}{M}, \text{ pour: } 0 \leq |\tau| \leq \rho T_{sc} \\ 0, \text{ pour: } \rho T_{sc} \leq |\tau| \leq (M-1)\rho T_{sc} \\ -\frac{|\tau|}{T_X} + \frac{M-1}{M}, \text{ pour: } (M-1)\rho T_{sc} \leq |\tau| \leq M\rho T_{sc} \\ \frac{|\tau|}{T_X} - \frac{M+1}{M}, \text{ pour: } M\rho T_{sc} \leq |\tau| \leq (M+1)\rho T_{sc} \end{cases} \quad (II.6)$$

### 3.3. Modèle analytique de la fonction discriminatrice des signaux modulés en (BOC-SLG)s/c

D'après la définition de la FD, donnée par les équations (II.7) et (II.8), et en considérant comme exemple le modèle géométrique de la FAC (M=4), nous illustrons sur la Figure II.7 le principe de la construction de la FD SLG [34].

$$FD_c(\tau) = R_{avance}(\tau) - R_{retard}(\tau) \quad (II.7)$$

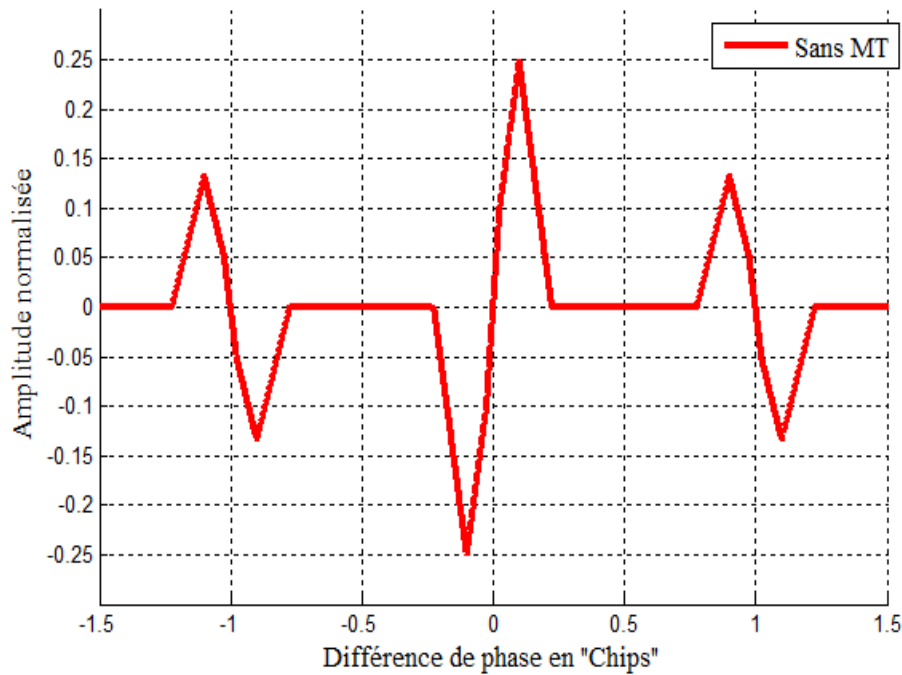
$$FD_{DLLs/c}(\tau) = V_{I_{As/c}}(t) - V_{I_{Rs/c}}(t) \quad (II.8)$$



**Figure II.7** - Construction de la FD (BOC-SLG) pour un signal avec  $M = 4$  [34].

Le modèle analytique général final de la FD, correspondant à la méthode SLG, peut être exprimé comme suit [34] :

$$\begin{aligned}
 & FD_{(BOC-SLG)_{s/c}}(\tau) \\
 = & \left\{ \begin{array}{l}
 -\frac{4\tau}{T_X}; \text{ pour } 0 \leq \tau \leq \Delta \\
 -\frac{4\Delta}{T_X}; \text{ pour } \Delta \leq \tau \leq \rho T_{sc} - \Delta \\
 \frac{2(\tau - \Delta)}{T_X} - \frac{2}{M}; \text{ pour } \rho T_{sc} - \Delta \leq \tau \leq \rho T_{sc} + \Delta \\
 -\frac{(\tau + \Delta)}{T_X} + \frac{M - 1}{M}; \text{ pour } (M - 1)\rho T_{sc} - \Delta \leq \tau \leq (M - 1)\rho T_{sc} + \Delta \\
 -\frac{2\Delta}{T_X}; \text{ pour } (M - 1)\rho T_{sc} + \Delta \leq \tau \leq \rho M T_{sc} - \Delta \\
 \frac{2\tau}{T_X} - 2; \text{ pour } M\rho T_{sc} - \Delta \leq \tau \leq M\rho T_{sc} + \Delta \\
 \frac{2\Delta}{T_X}; \text{ pour } M\rho T_{sc} + \Delta \leq \tau \leq (M + 1)\rho T_{sc} - \Delta \\
 -\frac{(\tau - \Delta)}{T_X} + \frac{M + 1}{M}; \text{ pour } (M + 1)\rho T_{sc} - \Delta \leq \tau \leq (M + 1)\rho T_{sc} + \Delta
 \end{array} \right. \quad (II.9)
 \end{aligned}$$



**Figure II.8** - Fonction discriminatrice SLG (m=4,n=1).

D'après la référence [34], les modèles correspondant aux signaux modulés en BOCc(m,n) sont les mêmes que ceux correspondant aux signaux modulés en BOCs(m,n) à l'exception du paramètre  $\rho$  qui vaut 1 pour le cas des signaux BOCs(m,n) et 1/2 pour le cas des signaux BOCc(m,n)[34].

La Figure II.8 montre la fonction discriminatrice du SLG pour le cas du signal BOCs(4,1).

#### 4. Structure EDD

Dans ce qui suit, nous verrons le principe d'une technique moderne, appelé EDD, qui repose sur l'utilisation d'un ensemble de quatre corrélateurs similaires à ceux de la technique  $\Delta\Delta$ . En fait, nous allons donner son principe et son FD.

##### 4.1. Principe de la structure EDD

La Figure II.9 montre la structure DLL du discriminateur EDD. Comme le montre cette figure, la DLL-EDD est similaire à celle du schéma  $\Delta\Delta$  et se compose de codes générés localement avec des retards différents ce qui nécessite l'utilisation de plusieurs registres à décalage afin d'ajuster rapidement l'espacement entre les corrélateurs de chaque paire.[35]

Le discriminateur EDD, proposé dans la référence [35], modifie le nombre, l'espacement entre les corrélateurs et le poids des paires de corrélateurs de la structure  $\Delta\Delta$  dont le principe est donné plus haut. Ici, le nombre de paires de corrélateurs A-R est noté  $K$ . L'espacement de chip de la  $i^{\text{ème}}$  paire de corrélateurs A-R est définie par  $d_i$  et son poids combiné est défini par  $\beta_i$ . Les auteurs dans la référence [35] ont supposé que le poids du corrélateur A-R le plus étroit  $\beta_1$  est égal à 0.1 par rapport à la durée d'un chip. Par conséquent, la fonction de discrimination EDD peut être exprimée comme suit [35]:

$$D_{edd} = D_{EC}(d) - \sum_{i=2}^K \beta_i D_{EC}(d_i) \quad (\text{II.10})$$

Dans cette équation, nous avons :

$$d_1 < d_2 < \dots < d_K.$$

Si davantage de paires de corrélateurs sont utilisées, de meilleures performances par rapport au signaux MTs peuvent être obtenues [35].

Contrairement à d'autres structures (similaires à la structure EDD) où les poids des corrélateurs sont toujours déterminés par des algorithmes d'optimisation, dans la structure EDD, la sélection des poids des différents corrélateurs est réalisée par une méthode analytique, qui vise à minimiser la zone d'influence des MTs pour assurer de meilleures

performances. D'après la référence [35], le nombre de paires de corrélateurs, dans le discriminateur EDD, est choisi  $K = 2, 3$ .

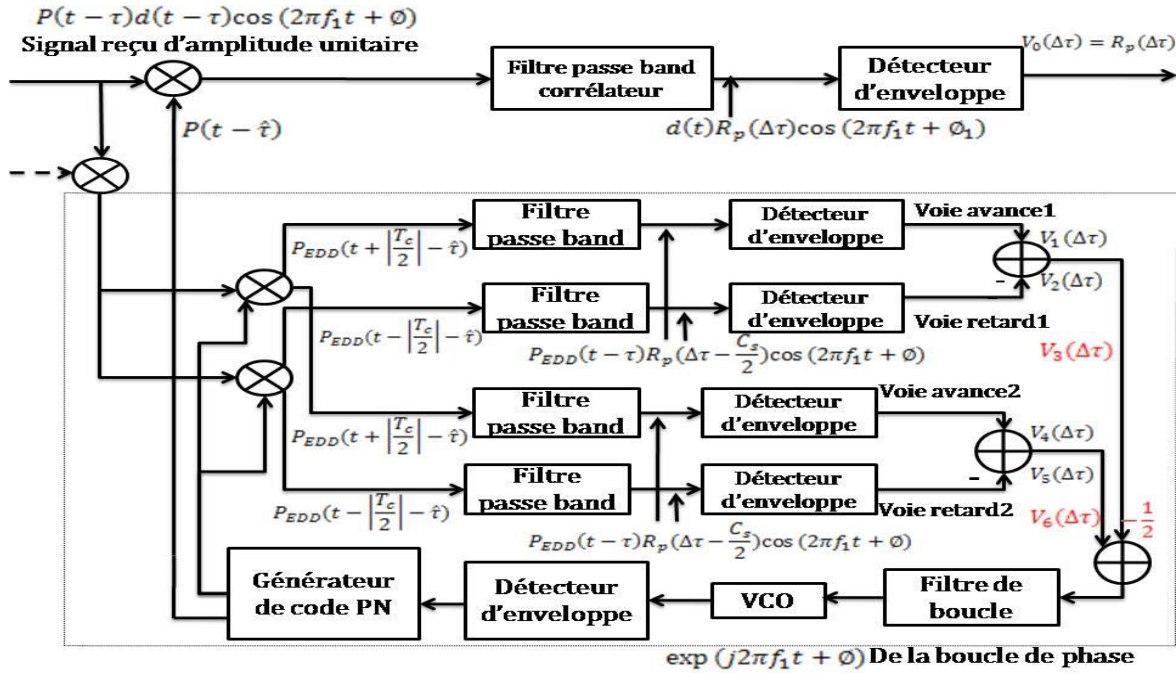


Figure II.9 - Structure DLL du discriminateur EDD.

#### 4.2. Fonction discriminatrice EDD

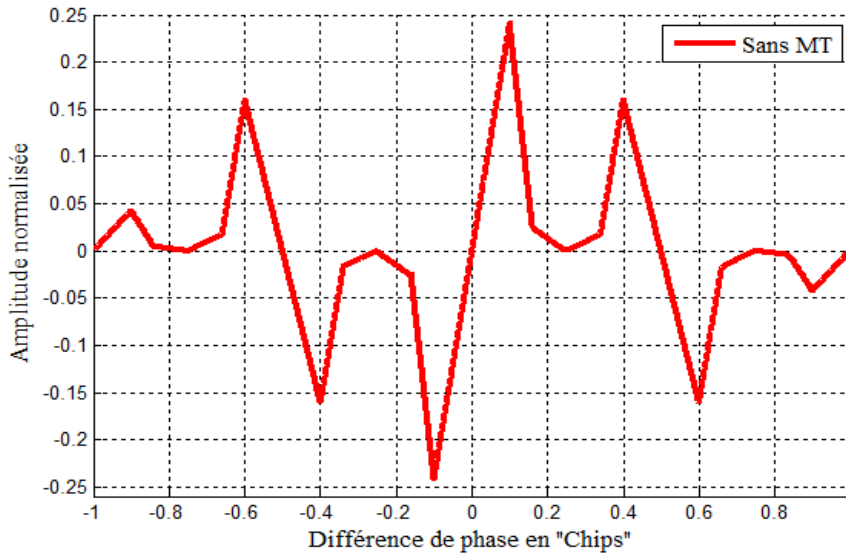


Figure II.10 - Fonction discriminatrice EDD (BOCs(1,1)).

La Figure II.10 représente la fonction discriminatrice correspondant à la structure EDD pour le signal BOCs(1,1).

### 5. Influence des trajets multiples sur les Fonctions discriminatrices des différentes structures

Comme nous l'avons déjà vu plus haut, au niveau de la boucle DLL, les FACs avance-retard résultantes sont soustraites pour obtenir la FD correspondant à chacune des méthodes. En présence des trajets multiples, la FD composite filtrée peut être donnée comme suit :

$$FD_{comp}(\tau) = P \cdot [R_{LOS}(\tau - \tau_0 + \Delta) - R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \Delta)] + \sum_{k=1}^M \alpha_k P \cdot (R_{LOS}(\tau - \tau_k + \Delta) - R_{LOS}(\tau - \tau_k - \Delta)) \cos(\theta_k). \quad (II.11)$$

Ce qui nous donne :

$$FD_{comp}(\tau) = P \cdot FD_{LOS}(\tau - \tau_0) + \sum_{k=1}^M \alpha_k FD_{LOS}(\tau - \tau_k). \quad (II.12)$$

Où :

$$\alpha_k = P \cdot a_k \cos(\theta_k);$$

$P$  est la puissance du signal LOS ;

$a_k$  : l'amplitude relative de la  $k^{\text{ième}}$  composante MT ;

$\theta_k$  : la phase relative de la  $k^{\text{ième}}$  composante MT ;

$FD_{LOS}(\tau - \tau_0)$  est la fonction discriminatrice du LOS décalée de  $\tau_0$ . Elle est donnée par :

$$FD_{LOS}(\tau - \tau_0) = R_{LOS}(\tau - \tau_0 + \Delta) - R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \Delta) \quad (II.13)$$

$FD_{LOS}(\tau - \tau_k)$  est la fonction discriminatrice du LOS décalée de  $\tau_k$ . Elle est donnée par :

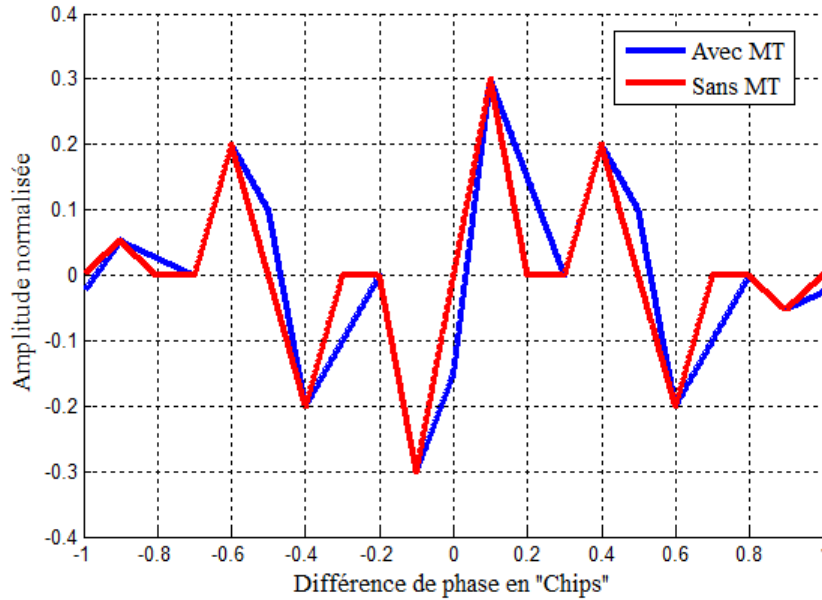
$$FD_{LOS}(\tau - \tau_k) = R_{LOS}(\tau - \tau_k + \Delta) - R_{LOS}(\tau - \tau_k - \Delta) \quad (II.14)$$

D'après ces équations, on remarque que la FD du signal composite et la somme de la FD du LOS et de celles qui correspondent aux signaux réfléchis.

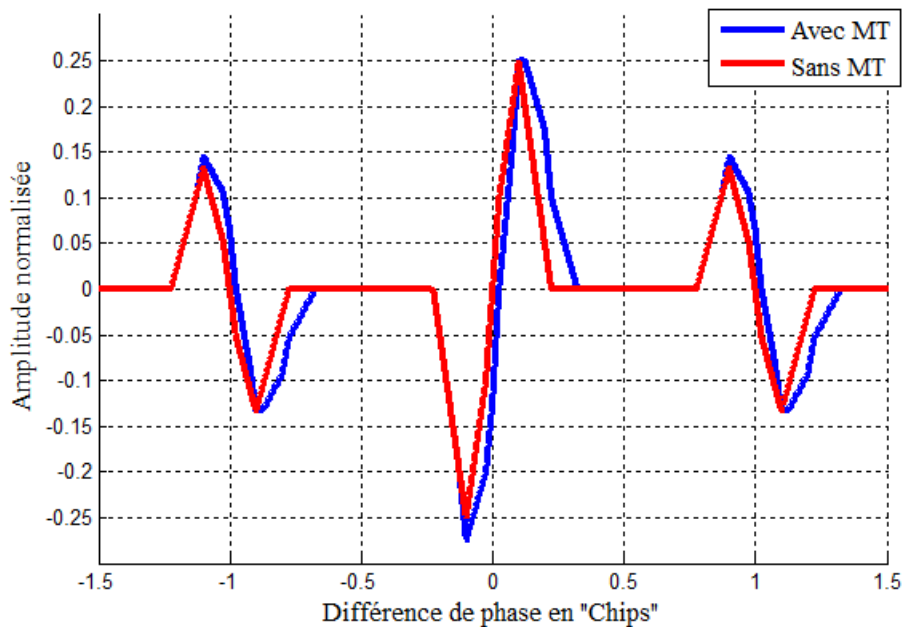
Pour une réflexion spéculaire (la présence d'une seule composante réfléchie), la FD composite est donnée par :

$$FD_{comp}(\tau) = P \cdot FD_{LOS}(\tau - \tau_0) + \sum_{k=1}^M \alpha_k FD_{LOS}(\tau - \tau_k) \quad (II.15)$$

La Figure II.11 montre la FD de la technique  $\Delta\Delta$ , où la courbe rouge représente la forme en l'absence des MTs et la courbe bleue la même forme mais cette fois-ci en présence des MTs avec une amplitude de  $a = 0,5$  par rapport à l'amplitude du LOS.



**Figure II.11** - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice  $\Delta\Delta$  (BOCs(1,1)).

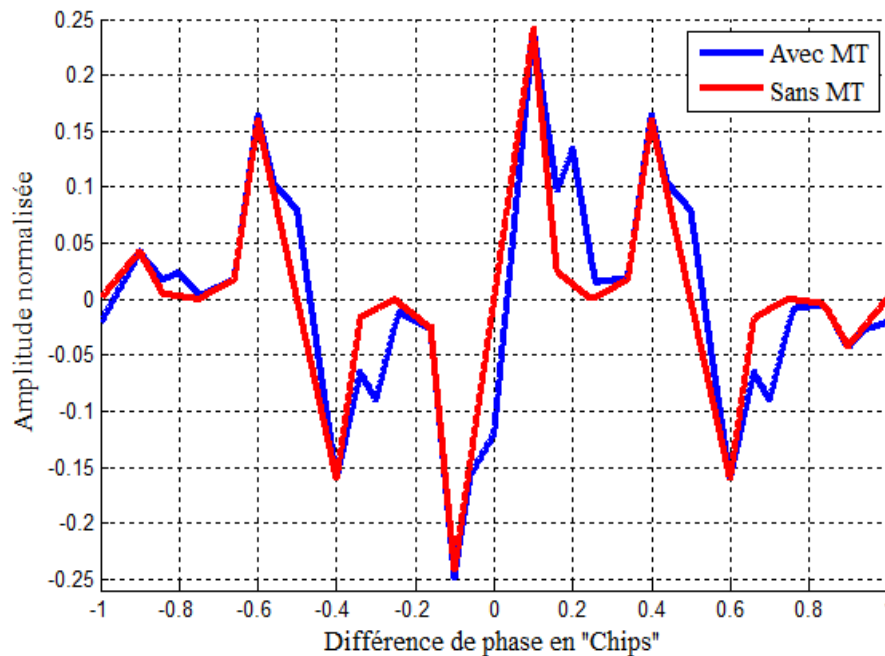


**Figure II.12** - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice SLG (BOCs(4,1)).

Comme le montre Figure II.11, en présence de MTs, la tension d'erreur est déformée et donc le point de passage par zéro est affecté (le point de passage par zéro est décalé). Ainsi, le récepteur subit une mauvaise valeur du retard et commet une erreur dans l'estimation du retard du signal direct.

La Figure II. 12 montre la FD de la technique SLG, où la courbe rouge représente la forme de cette tension en l'absence des MTs. Et la courbe bleue sa forme en présence d'un signal MT avec une amplitude de  $a = 0,5$  par rapport à l'amplitude du LOS.

Même constat concernant l'effet des MTs sur la FD de la structure SLG, où l'on note un biais sur le point de passage par zéro en présence des MTs



**Figure II.13** - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice EDD (BOCs(1,1)).

La Figure II.13 représente la courbe S sans MTs et avec MTs, où l'on note que le point de passage par zéro est biaisé en présence de MTs.

Pour permettre de faire une comparaison préliminaire entre ces 4 méthodes d'une part et la structure classique CE d'autre part, nous montrons dans la Figure II.14, les FDs correspondant à toutes ces quatre structures.

Comme le montre cette figure et son zoom dans la figure II-15, chaque méthode présente un biais correspondant à sa sensibilité vis-à-vis des Mts. Nous allons voir et caractériser, dans le dernier chapitre de ce mémoire, ce biais par la présentation et l'interprétation des résultats indiquant l'offset de code de la boucle de code DLL.

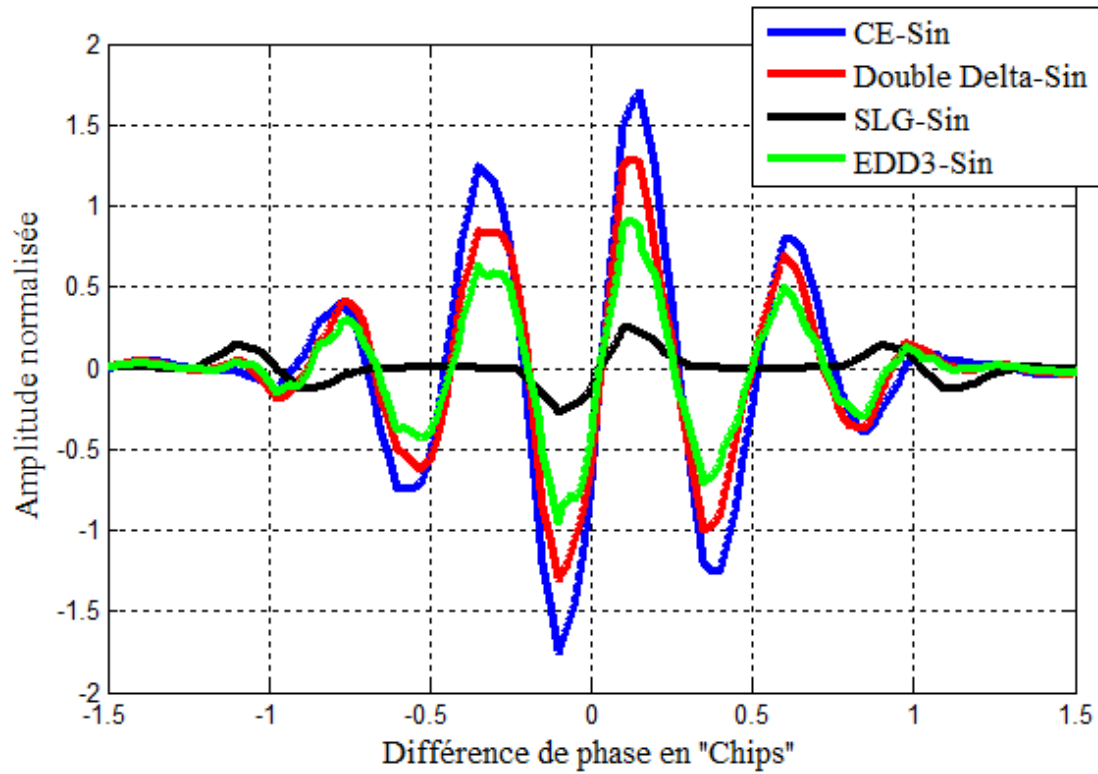


Figure II.14 - Influence des MTs sur la Fonction discriminatrice  $\Delta\Delta$ , SLG et EDD.

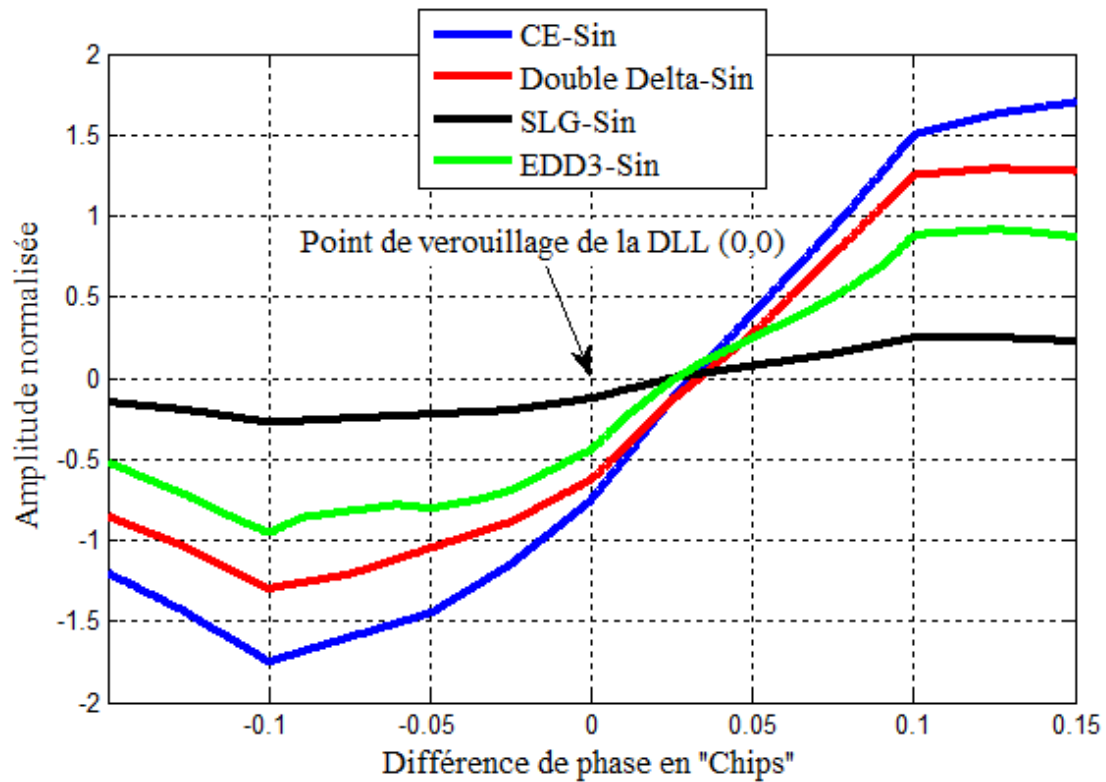
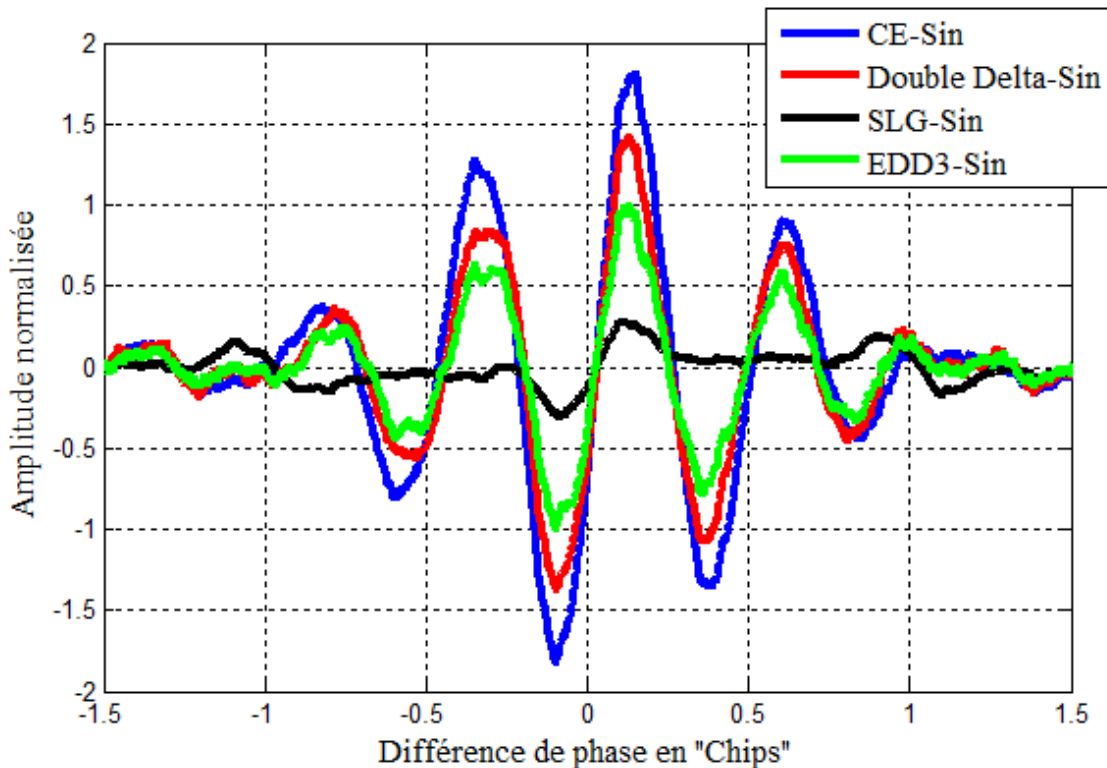


Figure II.15 - Zoom des parties autour des zones linéaires des courbes de la figure II.14.

## 6. Influence du bruit sur les Fonctions discriminatrices $\Delta\Delta$ , SLG et EDD

Le bruit est l'un des éléments perturbateurs de la communication et qui est toujours présent. Ce phénomène empêche la transmission optimale du message à travers le canal de communication, car il l'entrave et provoque des erreurs dans sa transmission.

La Figure II.16 montre l'effet du bruit sur les courbes S des structures EDD, SLG et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la structure classique CE.



**Figure II.16** - Influence du bruit sur les Fonctions discriminatrices  $\Delta\Delta$  , SLG, EDD et CE.

Comme le montre cette figure, en présence du bruit, les formes générales des différentes courbes S ne changent pas beaucoup. En effet, il y aura du bruit additif au sommet de chaque tension d'erreur.

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié, en premier lieu, les techniques  $\Delta\Delta$ , SLG et EDD, proposées dans la littérature scientifique pour réduire l'effet du phénomène MTs. En effet, nous avons montré le principe théorique de chacune des méthodes, puis à l'aide du logiciel MATLAB, nous avons simulé les DLLs correspondante afin d'obtenir les différentes courbe S. Ensuite, nous avons montré l'effet des MTs et du bruit sur les FDs pour différents signaux. Nous avons remarqué, d'après les résultats obtenus, que ces effets ajoutés (MTs et bruit) affectent le point de passage par zéro dans les FDs en le déplaçant à droite ou à gauche. Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des résultats de simulation, en termes d'offset de code de la DLL, des différentes techniques et à leurs interprétations.



---

*Résultats de la comparaison des  
Méthodes de réduction des MTs*

---

## 1. Introduction

Ce chapitre présente les résultats de la simulation des techniques  $\Delta\Delta$ , SLG et EDD présentées dans le chapitre précédent pour réduire l'effet des trajets multiples, en comparaison avec la technique traditionnelle CE. Pour se faire, nous avons choisi le critère de mesure de performance basé sur l'enveloppe d'erreur des MTs. En effet, en premier lieu, nous le définissons, et ensuite nous donnons ses résultats basés sur l'implémentation sur le logiciel MATLAB des quatre structures en utilisant quelques exemples des signaux BOCs/c. Finalement, nous réaliserons une analyse et une comparaison des résultats obtenus pour permettre de positionner chacune des structures par rapport à la structure de réception classique.

## 2. Critères de mesure des performances

### 2.1. L'enveloppe d'erreur

L'enveloppe d'erreur est un outil de mesure de performances très convenable utilisé pour comparer différentes techniques de poursuite de code dans les applications de positionnement par satellites GNSS. Les courbes des enveloppes d'erreur des trajet multiples peuvent être dessinées en tenant compte de l'erreur de poursuite caractérisée par l'offset  $\varepsilon_\tau$  (biais) sur le point de verrouillage de la DLL pour tous les retards  $\tau_m$  possibles du signal réfléchi par rapport au signal direct. Cet offset dépend aussi du facteur d'atténuation  $\alpha$  (amplitude relative du trajet réfléchi par rapport au trajet direct) et de la phase relative  $\varphi_m$  du trajet réfléchi par rapport au direct [36].

### 2.2. Critère de l'enveloppe d'erreur

Dans les applications GNSS, une méthode plus fiable pour l'évaluation des performances en présence des MTs, consiste en le calcul de l'enveloppe d'erreur causée par ce phénomène. C'est l'erreur maximale de poursuite produite quand la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi est égale à 0 ou 180 degrés. Une bonne performance, en présence de MT, est caractérisée par une faible amplitude de cette enveloppe et une petite valeur de sa plage de variation.

Les schémas de poursuite, concernant les méthodes implémentées sous MATLAB sont donnés dans les figures suivantes :

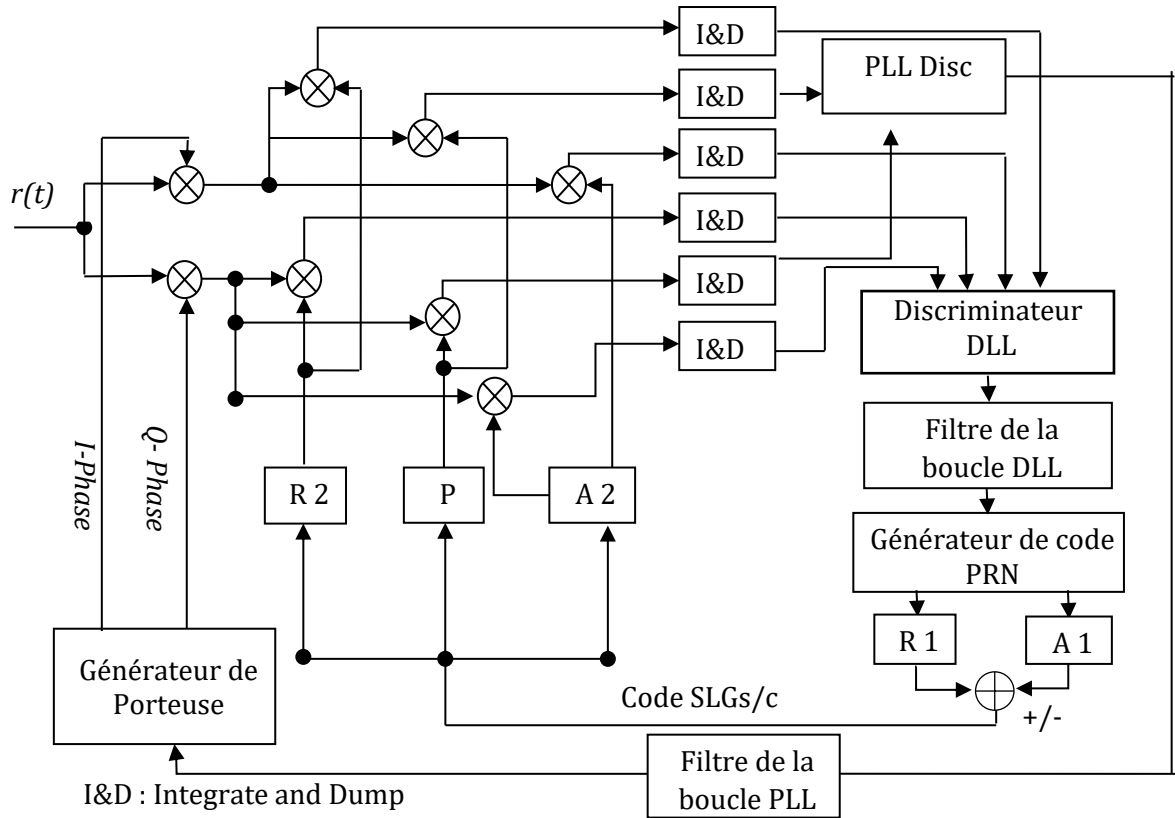


Figure III.1 - Schéma bloc de la méthode SLG.

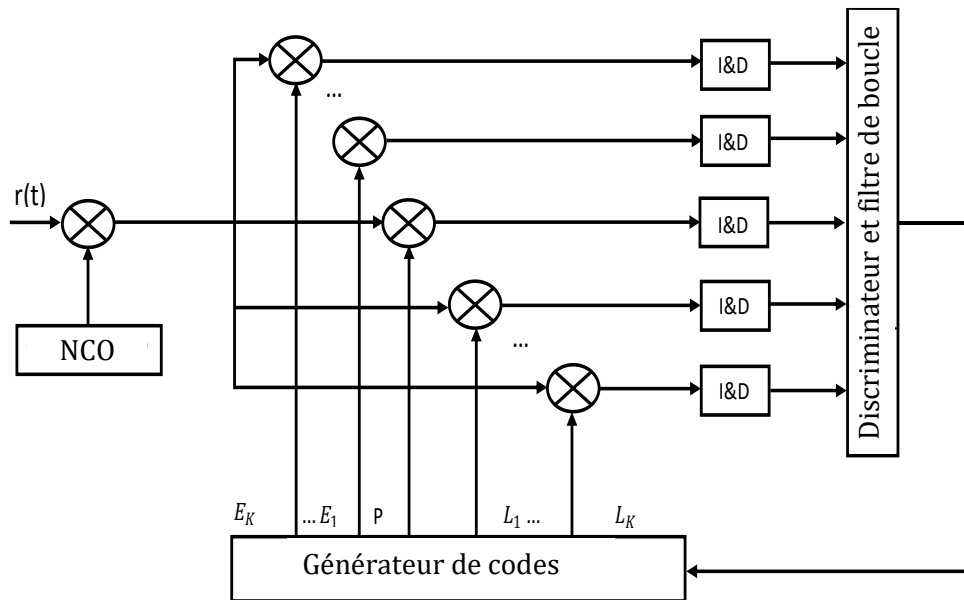


Figure III.2 - Schéma bloc de Méthode EDD.

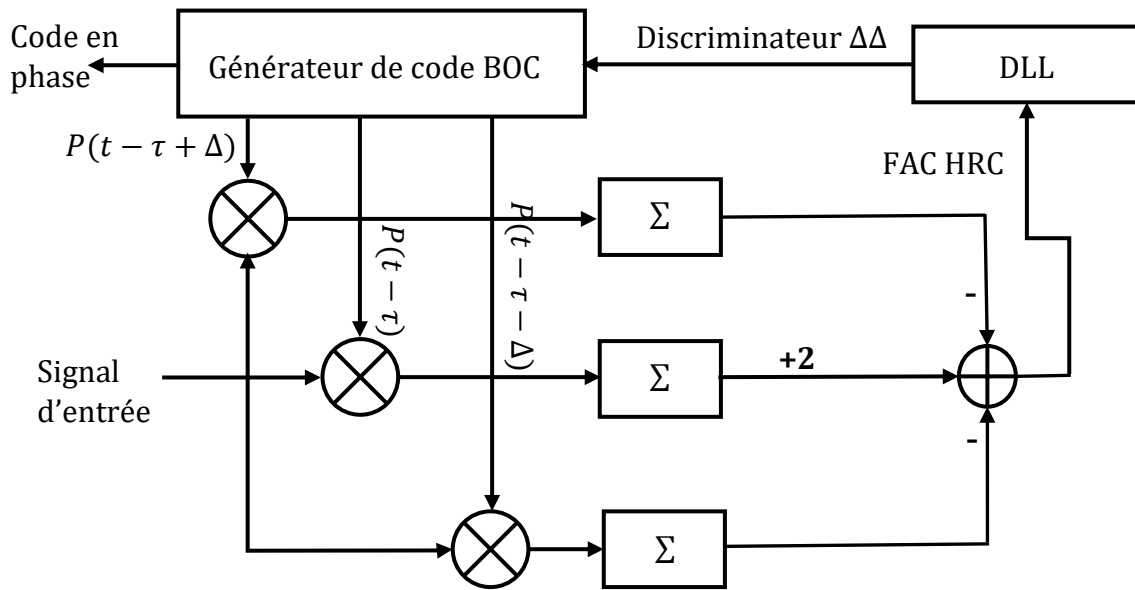


Figure III.3 - Schéma bloc de méthode Double Delta (HRC).

### 3. Résultats de comparaison

Comme nous l'avons déjà donné dans la section précédente, la comparaison entre les quatre méthodes, pour différents types de signaux GNSS, est réalisée en utilisant comme critère de mesure de performances l'enveloppe d'erreur des trajets multiples. A cet effet, les simulations sont réalisées à l'aide de l'outil MATLAB, selon plusieurs scénarios. Parmi les 4 structures de réception, simulées pour évaluer les performances, la première est basée sur les méthodes traditionnelles utilisant les signaux BOCs(m,n) ou BOCc(m,n). Les trois structures restantes sont basées respectivement sur les méthodes  $\Delta\Delta$ , SLG et finalement la méthode EDD pour les signaux modulés en BOCs(m,n) ou BOCc(m,n). Afin d'estimer les enveloppes d'erreur des trajets multiples des 4 structures, nous considérons la présence d'un signal direct (LOS) et d'un seul signal réfléchi (réflexion spéculaire). Par conséquent, les points de passages par zéro des fonctions discriminatrices sont déterminés lorsqu'un signal réfléchi d'amplitude quelconque présente différentes valeurs du retard par rapport au LOS. Les enveloppes d'erreur MT sont calculées aux points maximums lorsque le signal MT est en phase ( $0^\circ$ ) et déphasé de  $180^\circ$  par rapport au LOS.

#### 3.1. Scénario 1

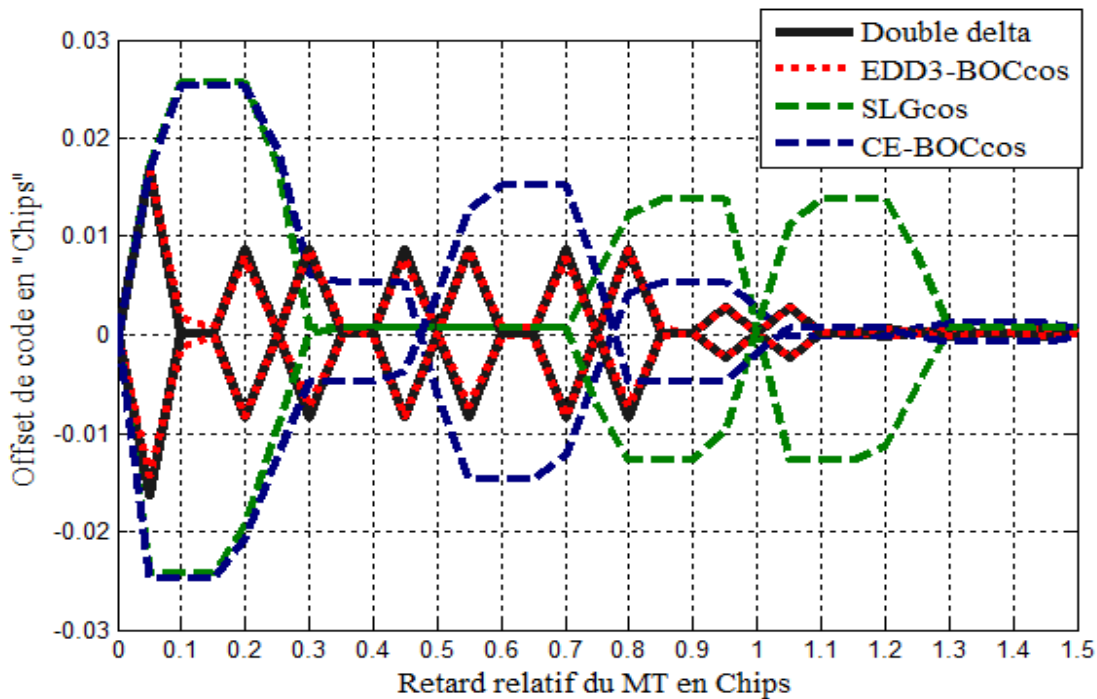
Les conditions de simulation correspondant à ce 1<sup>er</sup> scénario sont résumées dans le Tableau III.1. Afin de montrer la sensibilité des différentes structures par rapport à la variation du paramètre d'espacement de chip «  $d$  » entre les corrélateurs de la DLL, ce paramètre est choisi en premier lieu égal à  $\frac{T_{C/A}}{20}$  (0.05) pour les différentes structures. Pour les mêmes conditions de simulation, ce paramètre est choisi, en deuxième lieu égal à  $\frac{T_{C/A}}{10}$  (0.1). Les

résultats obtenus (Pour ces deux cas), pour un signal reçu non bruité reçu, sont respectivement présentés dans la Figure III.4 et la Figure III.5.

**Tableau.III.1. Conditions de simulation du premier scénario.**

Structure de réception	Bande passante du filtre de Précorrélation en MHz	Signal utilisé	Retard relatif du MT par rapport au LOS en chips	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	Phase relative du MT par rapport au LOS en rad
<ul style="list-style-type: none"> <li>• CE;</li> <li>• <math>\Delta\Delta</math>;</li> <li>• SLG;</li> <li>• EDD.</li> </ul>	Infinie	BOC <sub>c</sub> (1,1)	De 0 à 1.5	0.5	0 rad et $\pi$

**1<sup>er</sup> cas : d=0.05**



**Figure III.4** - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois techniques SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 1 ; 1<sup>er</sup> cas.

Comme le montre la Figure III.4, on remarque ce qui suit :

- Les enveloppes des erreurs générées par le signal MT concernant les structures EDD et  $\Delta\Delta$  sont presque les mêmes pour toute la plage de variation du retard du MT ;

- Les enveloppes des erreurs de ces deux mêmes structures sont inférieures à celles des autres structures (SLG et CE) dans les plages de retard relatif du MT situées respectivement entre 0 et 0.3 et entre 0.7 et 1.3 ;
- Dans la plage entre 0 et 0.3 les structures SLG et CE présentent une erreur max de 0.025 ;
- Les résultats obtenus, dans le cas de la structure SLG, donnent de meilleures performances dans la plage comprise entre 0.3 à 0.7 ;
- Cette structure présente les plus mauvaises performances dans la plage de variation de retard allant de 0.8 à 1.3. Ceci est dû au fait que cette structure est moins adaptée aux signaux BOC de plus faible ordre de modulation ;
- Pour la structure CE, elle présente globalement les plus mauvaises performances avec une grande sensibilité des MTs dans la plage allant de 0 à 0.1.

2<sup>ème</sup> cas :  $d=0.1$

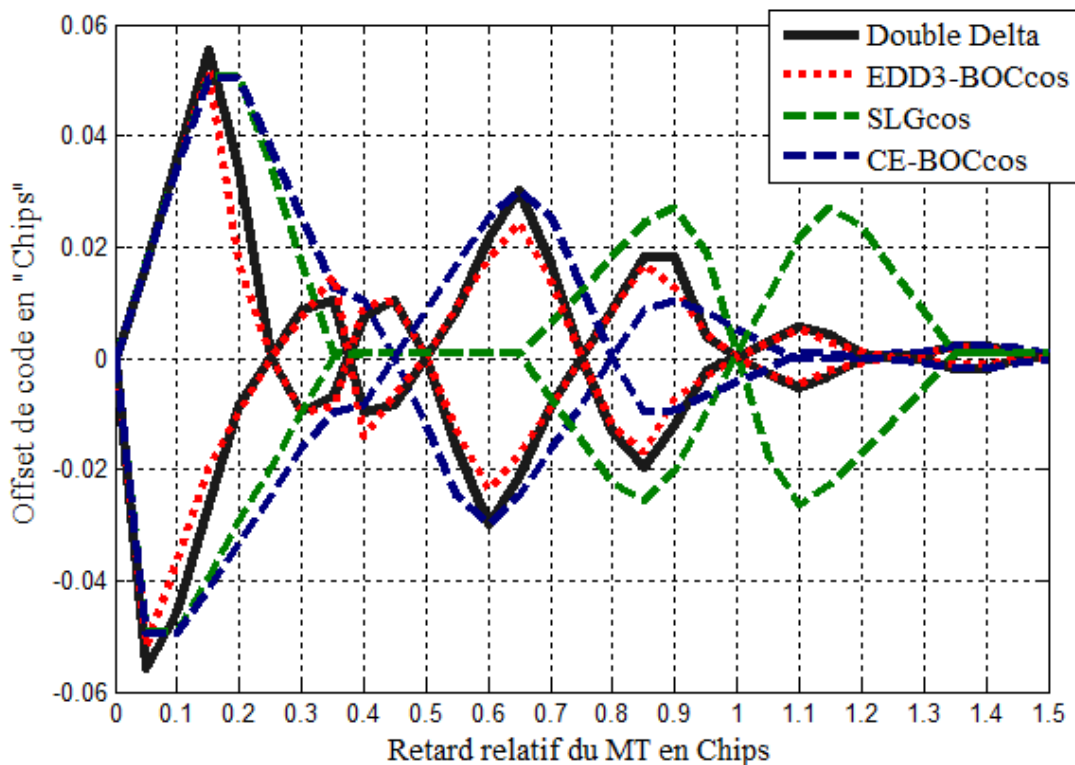


Figure III.5 - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois techniques SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 1 ; 2<sup>ème</sup> cas.

Dans le deuxième cas ( $d = 0.1$ ), illustré à la Figure III .5, nous pouvons directement voir le changement dans les enveloppes des erreurs et les dégradations des performances pour les méthodes EDD et  $\Delta\Delta$ . En effet, on remarque ce qui suit :

- Au début, les performances des différentes méthodes sont presque les mêmes ;
- A partir du retard 0.15, on remarque que les performances des structures EDD et  $\Delta\Delta$  sont supérieures à celles des deux structures SLG et CE-BOCc ;
- Dans la plage au-dessus de 0.35 et inférieure 0.65, le SLG donne de meilleures des performances avec une erreur qui est pratiquement nulle ce qui signifie qu'il est plus résistant au MT par rapport à la méthode classique et par rapport aux autres méthodes ;
- Dans la plage de retard relatif supérieure à 0.65, le SLG présente de mauvaises performances par rapport aux autres structures ;
- Pour un retard supérieur à 1.35, toutes les structures présentent approximativement les mêmes performances avec des erreurs qui sont pratiquement nulles.

### 3.2. Scénario 2

Les conditions de simulation correspondant à ce 2<sup>ème</sup> scénario sont résumées dans le Tableau III.2. Afin de montrer la sensibilité des différentes structures par rapport à la variation de l'ordre de modulation et du paramètre d'espacement de chip «  $d$  » entre les corrélateurs de la DLL, on présente ce 2<sup>ème</sup> scénario. Les résultats obtenus concernant les deux cas, pour un signal reçu non bruité reçu, sont respectivement présentés dans la Figure III.6 et la Figure III.7.

**Tableau.III.2. Conditions de simulation du deuxième scénario.**

Structure de reception	Bande passante du filtre de Précorrélacion en MHz	Signal utilisé	Retard relatif du MT par rapport au LOS en chips	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	Phase relative du MT par rapport au LOS en rad.
<ul style="list-style-type: none"> <li>• CE;</li> <li>• <math>\Delta\Delta</math> ;</li> <li>• SLG ;</li> <li>• EDD.</li> </ul>	Infinie	BOCc(2,1)	De 0 à 1.5	0.5	0 rad et $\pi$

#### 1<sup>er</sup> cas, $d=0.05$

Comme le montre la Figure III.6, la différence est évidente, en effet, on remarque ce qui suit :

- Les enveloppes des erreurs du signal MT des méthodes EDD et  $\Delta\Delta$  sont presque les mêmes et sont similaires à celles de la structures SLG pour les retards faibles ;
- A partir du retard 0.05, les performances du SLG deviennent meilleures avec une erreur nulle pour la plage du retard allant de 0.2 à 0.8 ;
- Dans cette plage, le CE présente la plus grande valeur de l'enveloppe d'erreur ;
- Pour les retards supérieurs à 0.85, les performances du SLG deviennent mauvaises ;

- Par rapport au 1<sup>er</sup> scénario, on remarque que les performances du SLG sont améliorées. Ceci est dû au fait que la structure SLG est plus adaptée aux valeurs élevées de l'ordre de modulation.

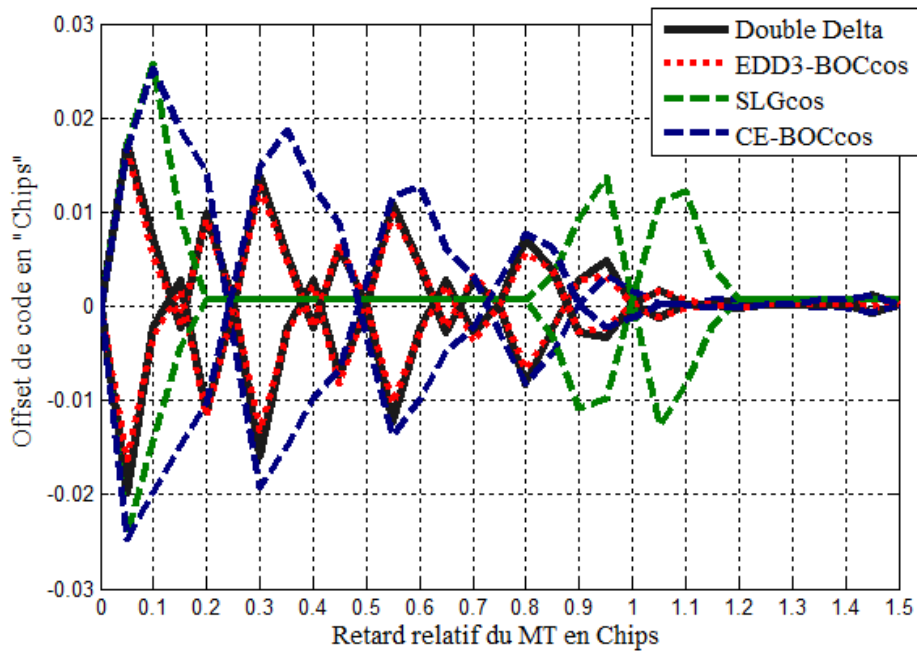


Figure III.6 - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois technique SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 2 ; 1<sup>er</sup> cas.

2<sup>ème</sup> cas :  $d=0.1$

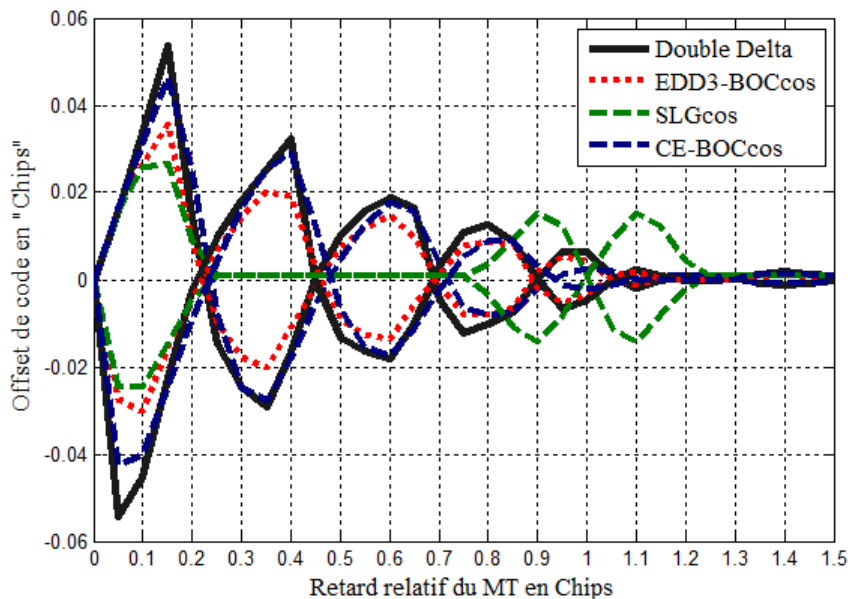


Figure III.7 - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois technique SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 2 ; 2<sup>ème</sup> cas.

Concernant le 2<sup>ème</sup> cas, comme le montre la Figure III.7, la différence est aussi claire, en effet, on remarque ce qui suit :

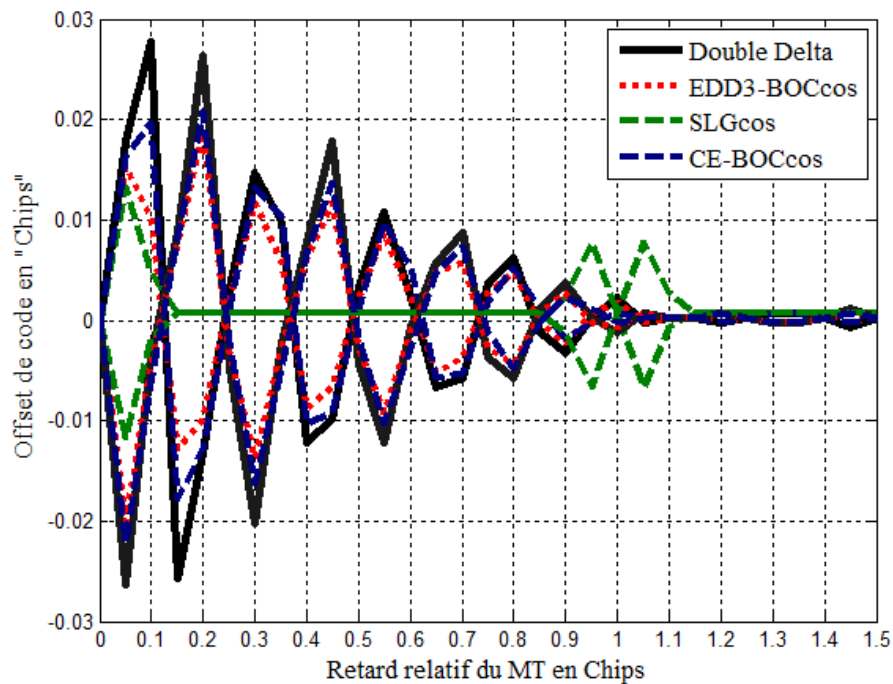
- Les enveloppes des erreurs du signal MT des méthodes EDD,  $\Delta\Delta$  et CE sont devenues à peu près les mêmes ;
- Les performances de la méthode SLG sont meilleures et l'erreur du MT de cette structure est nulle pour la plage allant de 0.25 à 0.75 ;
- Pour les retards supérieurs à 0.85, les performances du SLG deviennent mauvaises ;
- Par rapport au 1<sup>er</sup> scénario, on remarque que les performances du SLG sont pareillement améliorées.

### 3.3. Scénario 3

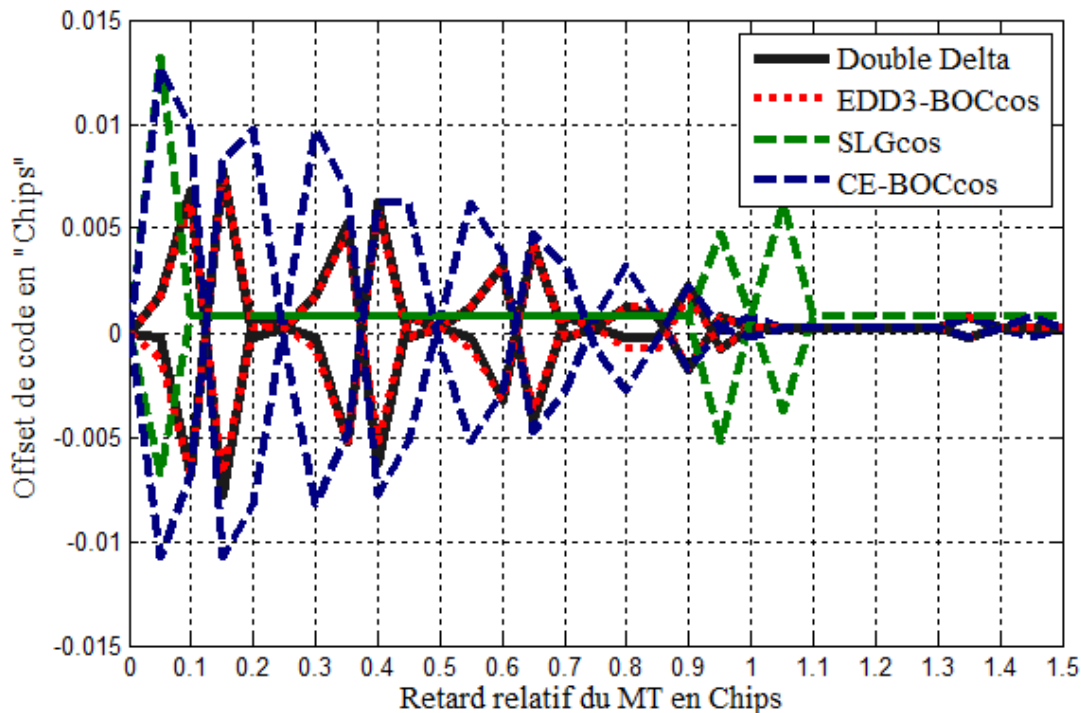
Dans ce scénario, on présente un autre exemple de signaux avec un ordre de modulation élevé. En effet, on garde les mêmes conditions des simulations à l'exception de l'ordre de modulation qui est choisi égal à 8 dans ce scénario. De plus, compte tenu de cette valeur de l'ordre de modulation, on choisit, dans ce scénario, deux valeurs de l'espacement de chip. La première est la même (0.05) et la deuxième est égale à  $\frac{T_{C/A}}{40}$  (0.025).

Les résultats obtenus, concernant ce scénario, sont présentés dans la Figure III.8 et la Figure III.9.

1<sup>er</sup> cas :  $d=0.05$



**Figure III.8** - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois techniques SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 3 ; 1<sup>er</sup> cas.



**Figure III.9** - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois techniques SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 3 ; 2<sup>ème</sup> cas.

Comme le montre la Figure III.8 et la Figure III.9, la différence est très flagrante, et on peut voir ce qui suit :

- L'enveloppe d'erreur du signal MT de la méthode SLG fonctionne davantage et son erreur est inférieure presque à celle de toutes les autres structures dans toute la plage de retard relatif du MT ;
- La structure SLG n'est sensible que pour une petite plage de variation du retard (entre 0.7 et 1.15 pour  $d=0.05$  et entre 0.9 et 1.1 pour  $d=0.025$ ) ;
- La structure CE présente les mauvaises performances ;
- Les performances des deux structures EDD et  $\Delta\Delta$  sont les mêmes et sont moyennes.

### 3.4. Scénario 4

Dans ce scénario, on présente un autre exemple de signaux GNSS. Il s'agit du signal modulé en BOCsin( $m,n$ ) avec uniquement deux valeurs de l'ordre de modulation ( $M=2$  et  $M=8$ ). Ces deux valeurs représentent en fait les cas extrêmes par rapport aux scénarios précédents correspondant au signal modulé en BOCcos( $m,n$ ). Les conditions des simulations sont les mêmes que celles du 2<sup>ème</sup> cas du scénario 1 et du 2<sup>ème</sup> cas du scénario 2 (avec un espacement de chip égal à 0.05 et non pas 0.025) à l'exception du signal utilisé qui est choisi ici respectivement BOCsin(1,1) pour le 1<sup>er</sup> cas et BOCsin(4,1) pour le 2<sup>ème</sup> cas. Les résultats, pour ces deux signaux, sont représentés sur la Figure III.10 et la Figure III.11.

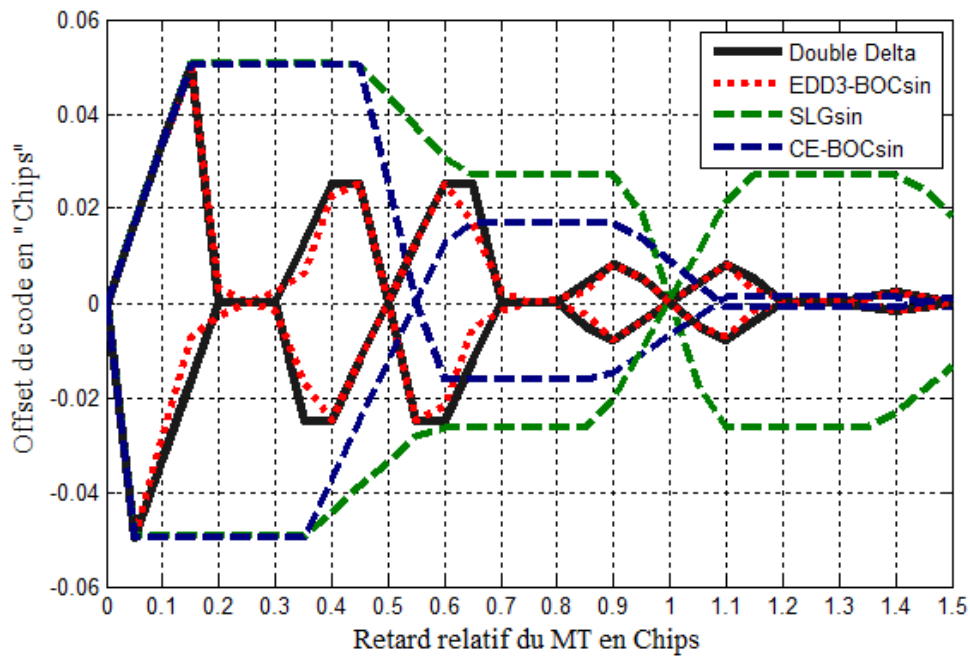


Figure III.10 - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois technique SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 4 ; 1<sup>er</sup> cas.

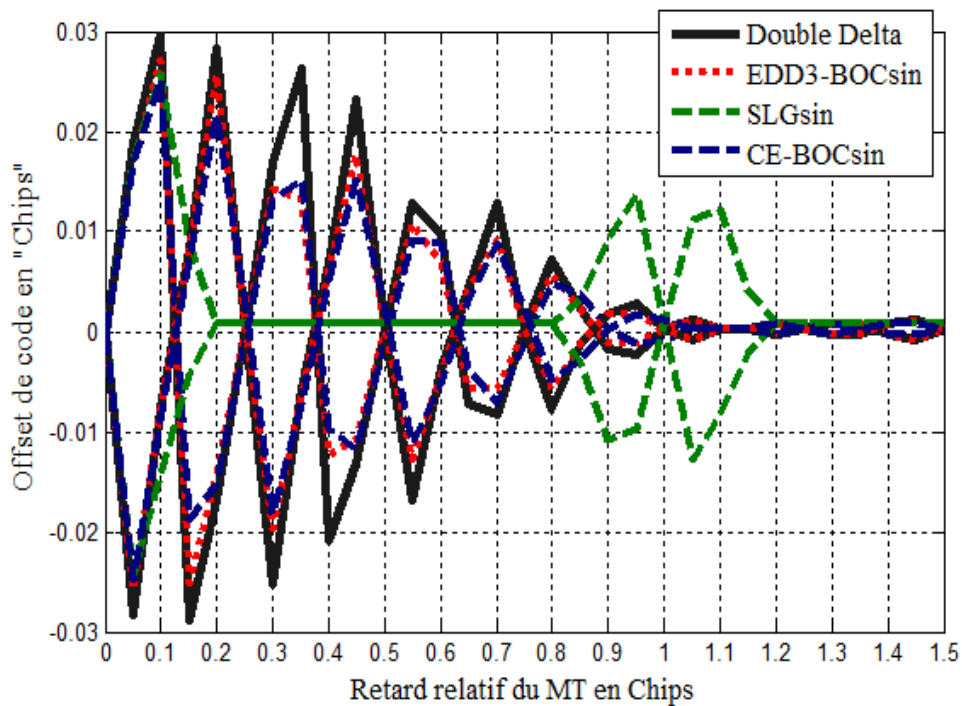


Figure III.11 - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois technique SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 4 ; 2<sup>ème</sup> cas.

D'après la Figure III.10, on remarque ce qui suit :

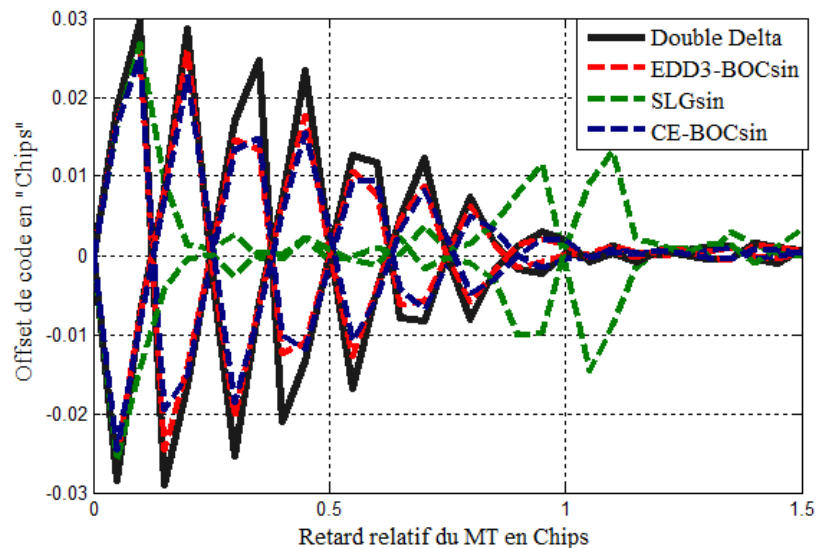
- Les structures EDD3 et  $\Delta\Delta$  présentent pratiquement les mêmes performances qui sont les meilleures parmi celles des deux autres structures ;
- Les performances de la structure SLG sont complètement dégradées ce qui prouve que cette structure n'est pas adaptée au signaux BOCsin/cos(1,1) ;
- Aussi, les performances de la structure EC sont entièrement dégradées.

Contrairement au cas BOCsin(1,1), dans le cas BOCsin(4,1), on remarque ce qui suit (voir la Figure III.11) :

- Les résultats sont totalement inversés. En effet, les structures EDD3 et EC présentent les mêmes performances qui sont dégradées sur une plage de variation du retard égale à 1 chip ;
- Les performances de la structure SLG sont beaucoup améliorées et sont devenues meilleures (similairement au cas BOCcos(4,1)) sur 70% de la plage de variation du retard ce qui confirme que cette structure est plus adaptée au signaux avec un ordre de modulation élevé ;
- Les performances de la structure  $\Delta\Delta$  sont devenues les plus mauvaises du fait que la combinaison des corrélateurs n'est pas optimisée et ce contrairement aux deux autres structures SLG et EDD3.

### 3.5. Scénario 5

Dans ce dernier scénario on étudie l'effet du bruit sur les performances des différentes structures. Pour se faire, on répète la 2<sup>ème</sup> simulation du scénario précédent en ajoutant au signal reçu un bruit blanc gaussien additif (AWGN) avec un rapport signal sur bruit  $SNR = -35dB$ . Les résultats obtenus sont montrés dans la Figure III.12. La comparaison des résultats de la figure III.12 avec ceux de la figure III.10 montre une petite augmentation de l'erreur provoquée par l'influence du bruit sur le signal reçu.



**Figure III.12** - Enveloppe d'erreur des MTs pour les trois techniques SLG, EDD et  $\Delta\Delta$  en comparaison avec la méthode classique ; Scénario 5 – 1 seul cas.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation des trois techniques, présentées dans le chapitre II et proposées dans la littérature scientifique pour remédier au problème des trajets multiples. Pour réaliser cela, nous avons choisi l'enveloppe d'erreur des trajets multiples pour mener une étude comparative entre ces techniques d'une part avec la technique classique CE d'autre part. Nous avons choisi une variété des conditions, basée sur la variation de plusieurs paramètres notamment l'ordre de modulation, la forme de la sous-porteuse (cosinus ou sinus) et l'espacement entre les corrélateurs dans la boucle DLL. Tout cela pour savoir laquelle de ces techniques donne une enveloppe d'erreur la plus faible, ce qui correspond à une meilleure performance. Les résultats obtenus ont montré que pour les valeurs les plus élevées de l'ordre de modulation, la technique SLG présente globalement les meilleures performances avec une erreur relativement élevée pour les longues valeurs du retard du trajet multiple. En 2ème position se situe la structure EDD3, qui présente les mêmes caractéristiques de la structure  $\Delta\Delta$ , mais qui utilise des espacements de chip optimisés ce qui lui a permis d'obtenir des performances relativement meilleures. Finalement, en présence du bruit, les différentes structures présentent le même comportement vis-à-vis de ce phénomène.

---

*Conclusion  
Générale*

---

# Conclusion Générale

Comme nous l'avons vu tout au long de ce mémoire de Master, les systèmes de navigation par satellite GNSS utilisent des signaux modulés en BOC pour obtenir des positions précises et permettre une séparation spectrale entre les différents spectres. Cependant, cette méthode présente des inconvénients représentés par la présence de pics secondaires au niveau de la FAC utilisée essentiellement pour estimer le temps de propagation de l'onde qui se propage entre le satellite et le récepteur.

Ces pics secondaires ont conduit à l'apparition de plusieurs points de passage par zéro dans la fonction discriminatrice à la sortie de la boucle à verrouillage de retard DLL entraînant une localisation inexacte. Dans notre travail, nous avons montré et étudié le phénomène des MTs et son influence sur la poursuite des signaux GNSS. En effet, nous avons dévoilé que ce phénomène est devenu prépondérant à l'heure actuelle et est considéré comme le plus gros problème pour les systèmes de navigation GNSS tels que GPS et Galileo, car il provoque des erreurs dans la localisation en raison de la différence entre les estimations du temps de propagation et leurs valeurs réelles.

Nous avons vu, après une recherche bibliographique approfondie, que plusieurs recherches ont été menées afin d'améliorer la qualité des performances de réception en présence de ce phénomène. Par conséquent, plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature scientifique. Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés aux techniques les plus rapides en termes de temps de calcul. En fait, nous avons examiné trois méthodes basées sur le corrélateur double delta. Il s'agit des techniques  $\Delta\Delta$ , SLG et EDD. Nous avons introduit le principe selon lequel chaque méthode fonctionne avec sa propre FAC en présence et en l'absence des MTs et en présence de bruit. Nous avons aussi simulé ces méthodes pour les tester en présence des MTs et pour permettre de faire une étude comparative entre ces dernières d'une part et la méthode classique CE d'autre part. Nous avons choisi pour cette étude le critère de l'enveloppe d'erreur des MTs, en tenant en compte diverses conditions de simulation, notamment la forme de la sous-porteuse (cos et sin), l'ordre de modulation et l'espacement entre les corrélateurs.

Les résultats obtenus ont montré que la méthode SLG présente les meilleures performances, en termes de résistance vis-à-vis des MTs avec une erreur relativement élevée pour les valeurs longues du retard des MTs. Juste après la technique SLG, se situe la méthode EDD3, qui a les mêmes caractéristiques que la méthode  $\Delta\Delta$ , mais qui utilise un espacement de chip amélioré. Ce dernier lui a permis d'obtenir des performances relativement meilleures par rapport à la structure  $\Delta\Delta$  et par rapport à la structure classique. Enfin, en présence du bruit, nous avons montré que les différentes structures présentent le même comportement vis-à-vis de ce phénomène avec la présence d'une quantité supplémentaire de l'erreur de positionnement.

---

*Références  
Bibliographiques*

---

# Références Bibliographiques

- [1] Salih Alj, Yassine (2003). Conception d'un système d'acquisition GPS rapide. Mémoire de maîtrise électronique, Montréal, École de technologie supérieure.
- [2] E. D. Kaplan, ed., Understanding GPS: Principals and Applications, Artech House Publishers, 1996.
- [3] T. Broigniez, "Modélisation de la chaîne d'acquisition d'un récepteur GPS", rapport de mini-projet à l'École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, mars 1996.
- [4] G. Usha, C. S. Prabha, and D. V. B. S. S. Indira, "Simulation and Analysis of Binary Offset Carrier Modulation for Modernized Global Navigation Satellite Systems," International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), vol. 2, MayJun 2012 2012.
- [5] J. B. W., "Binary offset carrier modulations for radionavigation," Journal of the Institute of Navigation, vol. 48, 2002.
- [6] K. Rouabah " Etude et Amélioration des Performances des boucles de poursuite de code dans les Récepteurs de Navigation Galileo en Présence de Trajectoires Multiples " Thèse de Doctorat, Université de Farhat Abbas, SETIF, 2010.
- [7] M. Flissi, "Etude et Amélioration des Performances des Récepteurs GNSS dans des Environnement Brouillés," Thèse de Doctorat, Université de Mohamed Boudiaf, M'Sila, 2015.
- [8] K. Rouabah, S. Atia, M. Flissi, M. S. Bouhlel, et S. Mezaache, "Efficient technique for DLL S-curve side zero-crossings cancellation in global positioning system/Galileo receiver," IET Signal Process., vol. 13, no. 3, pp. 338–347, 2019, doi: 10.1049/iet-spr.2018.5379.
- [9] W. Feneniche, " Amélioration des Performances de Positionnement GNSS par Exploitation de la Sous porteuse des Signaux modulés en BOC " Thesis PhD, Université Mohammed El-bachir El-Ibrahimi BBA.
- [10] S. Attia «Annulation des pics secondaires de la fonction de corrélation des signaux modulés en BOC», Thèse de Doctorat, M'sila, 2015.
- [11] G. W. Hein et al., "MBOC: The New Optimized Spreading Modulation Recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C," in 2006 IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium, 2006, pp. 883–892, doi: 10.1109/PLANS.2006.1650688.
- [12] J. A. Avila-Rodriguez et al., "The MBOC modulation: The final touch to the Glileo frequency and signal plan," Navig. J. Inst. Navig., vol. 55, no. 1, pp. 15–28, 2008, doi: 10.1002/j.2161-4296.2008.tb00415.x.
- [13] W. Feneniche, K. Rouabah, M. Flissi, S. ATIA, et K. Deridja, thèse de doctorat , "Study and validation of the TM61 method for CBOC signal Tracking," in 2016 7th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications, SETIT 2016, 2016, no. 2.
- [14] [O. Julien, C. Macabiau, J.-L. Issler, et L. Ries, "Two for one: tracking Galileo CBOC signals with TMBOC," Insid. GNSS, vol. 2, no. 3, 2007.
- [15] S. Wallner et al., "for Galileo E1 Os and Gps L1C," Sci. Technol., no. 1.
- [16] E. S. Lohan, H. Hurskainen, et J. Nurmi, "Galileo Signals," in GALILEO Positioning

- Technology, J. Nurmi, E. S. Lohan, S. Sand, et H. Hurskainen, Eds. Dordrecht: Springer Netherlands, 2015, pp. 35–56.
- [17] O. Julien et al., "On potential CBOC / TMBOC common receiver architectures," ION GNSS 2007, 20th Int. Tech. Meet. Satell. Div. Inst. Navig., pp. 1530–1542, 2014.
- [18] G. S. ICD, "Galileo Open Service Signal In Space Interface Control Document," (OS SIS ICD) Draft Eur. Sp. Agency / Galileo Jt. Undert., no. 1.1, p. 206, 2010
- [19] Galileo OS SIS ISD, "Galileo Open Service Signal in Space Interface Control Document (OS SIS ISD)," Draft 0 © 2016, 2016.
- [20] J.-A. Avila-Rodriguez et al., "CBOC - an implementation of MBOC," CNES-ESA, 1st Work. GALILEO Signals Signal Process., pp. 12–13, 2006.
- [21] J.-Á. Ávila-Rodríguez, "On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation," p. 408, 2008.
- [22] O. Julien, C. Macabiau, J-A Avila-Rodriguez, et al. "On potential CBOC/TMBOC common receiver architectures", ION GNSS 2007, 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, pp. 1530 - 1542, Sep 2007.
- [23] Draft IS-GPS-800, "Draft IS-GPS-800 Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces", Navstar GPS, 19 April 2006.
- [24] E.S.Lohan, A.Lakhzouri, and M.Renfors, "Binary-Offset-Carrier modulation techniques with application in satellite navigation system " Wiley Journal of Wireless Communications and Mobile Computing vol. 7, pp. 767-779, 2006.
- [25] F.D.Côté, I.N.Psaromiligkos, and W.J.Gross, "GNSS Modulation: A Unified Statistical Description," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 47, pp. 1814-1836, July 2011.
- [26] J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, G. Hein et al. "The MBOC modulation: The final touch to the Galileofrequency and signal plan," Proceedings of the 20th international technical meeting of the satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), Fort Worth, TX,, September 2007.
- [27] Ilie, Iurie (2004). Récepteur hybride GPS/GALILÉO : simulation et analyse de robustesse avec le filtre FADP. Mémoire de maîtrise électronique, Montréal, École de technologie supérieure.
- [28] S. Roche, Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [29] B. Parkinson and J. Spilker, Global Positioning System : Theory and Applications. Volume 1. Progress in Astronautics and Aeronautics, 1996.
- [30] Kaplan and J. Hegarty, Understanding GPS : Principles and Applications. Artech house, 2005.
- [31] [B. Hannah, Modelling and Simulations of GPS Multipath Propagation. PhD thesis, Queensland University of Technology, 2001.
- [32] R. Harris and E. Lightsey, "Precise Observation of BOC Modulated Signals in the Presence of Noise and Specular Multipath," in IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, 2008.
- [33] K. BENACHENHOU, E. SARI et M. HAMMADOUCHE, "Multipath Mitigation in GPS/Galileo Receivers with Different Signal Processing Techniques", March 22-26, 2009.
- [34] K. Rouabah, S. Atia, M. Flissi, M. S. Bouhleb, et S. Mezaache, "Efficient technique for DLL S-curve side zero-crossings cancellation in global positioning system/Galileo

- receiver," IET Signal Process., vol. 13, no. 3, pp. 338–347, 2019, doi: 10.1049/iet-spr.2018.5379.
- [35]Y. Sun, Z. Yao and M. Lu, "Extended Double-Delta Correlator Technique for GNSS Multipath Mitigation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 2, pp. 1758-1773, April 2023, doi: 10.1109/TAES.2022.3206177.
- [36]S. Titouni, K. Rouabah, M. Flissi, S. Atia, W. Feneniche and D. Chikouche, "General analytical models characterizing multipath running average error for C/A-GPS and BOC (n,n) Galileo signals," 2016 7th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT), Hammamet, Tunisia, 2016, pp. 520-526, doi: 10.1109/SETIT.2016.7939925.