

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

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

*Faculté des Sciences et de la technologie*

*Département d'Electronique*

# *Mémoire*

*Présenté pour obtenir*

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Par

**ZAIDI Amine.**

**BOUKHELIF-YAHIA Riadh.**

*Intitulé*

## **Etude et implémentation d'un algorithme de poursuite des Signaux BOCsin basé sur l'utilisation de nouvelles formes de sous-corrélations**

*Evalué le : 15/09/2021*

*Par la commission d'évaluation composée de\* :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. BOUTTOUT Farid</i>	<i>Professeur</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ROUBAH Khaled</i>	<i>Professeur</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. FLISSI Mustapha</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mlle. FENENICHE Wafa</i>	<i>Docteur</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>

*Année Universitaire 2020/2021*

\* Conformément à :

- L'arrêté n°055 du 21 janvier 2021 Fixant dispositions exceptionnelles autorisées en matière d'organisation et gestion pédagogique, de l'évaluation et de la progression des étudiants, durant la période COVID-19 au titre de l'année universitaire 2020-2021 ;
- Procès-verbal de la réunion de l'équipe du domaine des Sciences et Technologies du mois de Mai 2021.

*Remercîment*

On remercie Dieu tout-puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire. Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurais pas pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement du **Professeur ROUABAH Khaled**, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire. Notre remercîment s'adresse aussi à Mademoiselle **FENINICHE Wafa** pour son aide pratique et son soutien moral et ses encouragements. Nos Remerciements s'adressent également à tous nos enseignants pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnels.

## *Dédicace*

### *Dédicace*

A ma Mère,

"Tu m'as donné la vie, la tendresse et le courage pour réussir.

Tout ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour et la reconnaissance que je te porte.

En témoignage, je t'offre ce modeste travail pour te remercier pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'as toujours entourée.

A mon père,

"L'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la plus digne de mon estime et de mon respect.

Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que Dieu te préserve et te procure santé et longue vie.

A mes frères **Nadjib et Yacine**,

A mes sœurs **Selma et Meriem**,

Et a tous mes neveux et nièces Issam, Riadh, Anya, Djawed et Nada.

*Riadh.*

### *Dédicace*

A ma Mère,

"Tu m'as donné la vie, la tendresse et le courage pour réussir.

Tout ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour et la reconnaissance que je te porte.

En témoignage.

A mon père,

"L'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la plus digne de mon estime et de mon respect.

Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que Dieu te préserve et te procure santé et longue vie.

A mes frères **Sami et Choaibe**,

A ma petite sœur **Tasnime**,

Et à mes amis.

*Amine.*

## Abstract

## Abstract

In Global Navigation Satellite System (GNSS), the autocorrelation function (ACF) of the Binary Offset Carrier (BOC) modulated signals has multiple peaks. As an effect, an ambiguity is automatically generated during the synchronization of the baseband signal. This Master project will validate and treat a new sub-function reconstruction synchronization algorithm (SRSA) that is used to solve this problem. The SPRA key element consists on designing a new local auxiliary code that replaces the local Pseudo-Random Noise (PRN). The latter one is divided into several new codes with different delays. These last perform a coherent integration operation with the received signal to get several sub-correlation functions that are combined to obtain an unambiguous ACF. As results, a correlation function without any positive side peaks is obtained to make the tracking completely unambiguous.

## Résumé

Dans les applications GNSS, la fonction d'autocorrélation (FAC) des signaux modulés en BOC présente plusieurs pics secondaires. Par conséquent, une ambiguïté est facilement générée, au niveau du circuit de poursuite, pendant la synchronisation du signal en bande de base. Ce projet de Master valide et traite un nouvel algorithme SRSA de synchronisation par reconstruction de la FAC à partir de sous-fonctions de corrélation. L'élément clé de cet algorithme est la conception, au niveau du récepteur, d'un nouveau code auxiliaire qui remplace le code PRN généré localement. Ce code est divisé en plusieurs nouveaux codes affectés par des retards différents. Ces derniers effectuent une opération d'intégration cohérente avec le signal reçu pour obtenir plusieurs sous-fonctions de corrélation que seront combinées pour générer une ACF non ambiguë. En conséquence, une fonction de corrélation sans pics latéraux positifs est obtenue pour rendre la poursuite totalement sans ambiguïté.

## المخلص

في النظام العالمي للملاحة عبر الأقمار الصناعية GNSS، فإن وظيفة ACF للإشارات المشكّلة من ناقلات BOC لها ذروات متعددة. ونتيجة لذلك، يتولد الغموض تلقائيًا أثناء تزامن إشارة النطاق الأساسي. في مشروع الماستر هذا نقوم بالتحقق من صحة ومعالجة خوارزمية مزامنة إعادة بناء الوظائف الفرعية الجديدة (SRSA) المستخدمة لحل هذه المشكلة. يتكون عنصر SPRA الرئيسي من تصميم رمز إضافي محلي جديد يحل محل الضوضاء العشوائية الزائفة (PRN) المحلية. الأخير مقسم إلى عدة أكواد جديدة بتأخيرات مختلفة. تؤدي هذه الأخيرة عملية تكامل متماسكة مع الإشارة المستقبلية للحصول على العديد من وظائف الارتباط الفرعية التي يتم دمجها للحصول على ACF لا لبس فيها. ونتيجة لذلك، يتم الحصول على دالة ارتباط بدون أي قمم جانبية موجبة لجعل التتبع واضحًا تمامًا.

# Table des matières

<i>Introduction Générale</i> .....	1
<i>CHAPITRE 1 Généralité sur les systèmes de navigations GNSS</i>	
<i>I.1.Introduction</i> .....	3
<i>I.2 Modulation GNSS</i> .....	3
<i>I.2.1 Modulation BPSK</i> .....	3
<i>I.2.2 Modulation BOC</i> .....	4
<i>I.2.3. Fonction de corrélation (FC) de la modulation BOC</i> .....	5
<i>I.3. Réception des signaux satellitaires</i> .....	6
<i>1.3.1. Acquisition du signal GNSS</i> .....	6
<i>I.3.2. Poursuite du signal GNSS</i> .....	6
<i>I.3.2.1 DLL Cohérente</i> .....	7
<i>I.3.2.2 DLL non-cohérente</i> .....	8
<i>I.4. Sources de perturbation</i> .....	9
<i>1.4.1. Effet du bruit sur la FD des signaux modulé en BOC</i> .....	9
<i>1.4.2. Effet du MT sur la FD des signaux modulé en BOC</i> .....	10
<i>I.5.Conclusion</i> .....	10
<i>CHAPITRE 2 Etude de la Nouvelle Technique de poursuite sans ambiguïtés SRSA</i>	
<i>II.1. Introduction</i> .....	11
<i>II.2. Conception de la structure d'acquisition SRSA</i> .....	11
<i>II.2.1 Generation des séquences des sous codes PRN</i> .....	12
<i>II.2.2. Caractéristiques de la FC de la méthode SRSA</i> .....	14

## *Table des matières*

II.2.3. Combinaison des fonctions des corrélations .....	16
II.3. FD et la structure de la boucle de poursuite .....	18
II.4. Méthode de levé d'ambiguïtés SCM .....	20
II.5. Conclusion .....	23
<i>CHAPITRE 3 Résultats des Simulations Et Comparaison entre Deux méthodes.</i>	
III.1. Introduction .....	25
III.2. Critères de mesure des performances .....	25
III.2.1. Critère d'enveloppe D'erreur .....	25
III.2.2. Critère de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) .....	27
III.3. Résultats et Discussions .....	27
III.3.1. Résultats de l'enveloppe d'erreurs des MTs .....	27
III.3.2. Résultats obtenus par les auteurs de l'article [13] .....	27
III.3.1.2 Résultats des performances qui devraient être obtenus .....	30
III.3.2. Résultats de l'RMSE des MTs .....	31
III.4. Etude comparative de la méthode SRSA avec la méthode SCM .....	33
III.4.1. Résultats des performances par le critère de l'enveloppe d'erreur .....	33
III.4.2. Résultats des performances par le critère de la RMSE .....	35
III.5. Conclusion .....	35
Conclusion Générale .....	38

# Table des figures

## **CHAPITRE I : Généralité sur les systèmes de navigations GNSS**

Figure.I.1. Principe d'un modulateur BPSK.....	3
Figure I.2. Représentation des ondes du code d'étalement, des sous porteuses BOC (1,1) et BOC (2,1). .....	4
Figure I.3. FACs des modulations BOC (1,1), BOC (2,1) et BPSK. ....	5
Figure I.4. Allures des FDs des différents signaux GNSS pour une configuration cohérente.....	7
Figure I.5. Allures des FDs des différents signaux GNSS pour une configuration non-cohérente....	8
Figure I.6 FDs exposés à un bruit de -30dB. ....	9
Figure I.7 L'effet du MT sur le signal BOC (1,1) .....	10

## **CHAPITRE II : Etude de la Nouvelle Technique de poursuite sans ambiguïtés SRSA**

Figure II.1. Formes d'ondes des Sous-codes PRN pour le signal BOC (1,1).....	13
Figure II.2. Formes d'ondes des Sous-codes pour le signal BOC (2,1).....	13
Figure II.3. Les sous fonctions d'intercorrélation normalisé pour N=2.....	14
Figure II.4. Les sous fonctions d'intercorrélation normalisé pour N=4.....	15
Figure II.5. Les résultats de la méthode SRSA sur la FC pour BOC (1,1). ....	17
Figure II.6. Les résultats de la méthode SRSA sur la FC pour BOC (2,1) .....	17
FigureII.7. Résultats de la FD de la méthode SRSA pour le signal BOC (1,1).....	20
Figure II.8.FAC non-ambiguës de la méthode SCM pour BOCc (10,5).....	22

## **CHAPITRE III : Résultats des Simulations Et Comparaison entre Deux méthodes.**

## Table des figures

Figure.III.1. Schéma de poursuite cohérent code-phase simulé (Récepteur BOC Galileo).....	26
Figure.III.2.Schéma de poursuite non cohérent code - phase simulé (Récepteur BOC Galileo).....	26
Figure.III.3. Schéma de poursuite de l'algorithme SRSA.....	27
Figure.III.4. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(1,1).....	28
Figure.III.5. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme du signal BOCs(2,1).....	29
Figure.III.6. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(2,1) (le cas le plus adéquat).....	30
Figure.III.7. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(1,1) (le cas le plus adéquat).....	30
Figure.III.8. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(4,1) (le cas le plus adéquat).....	31
Figure.III.9. RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'SRSA pour un SNR égal à -30 dB. Signal BOCs(1,1) (Résultats de l'article et Résultats corrigés).....	32
Figure.III.10. RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'SRSA pour un SNR égal à -30 dB. Signal BOCs(2,1) (Résultats de l'article et Résultats corrigés).....	32
Figure. III.11. Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception classique, de l'RSRSA (cas corriger) et de l'SCM pour deux valeurs de w (w=1et w=5) pour un signal BOCs(1,1).....	33
Figure. III.12. Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception classique, de l'RSRSA (cas corriger) et de l'SCM pour deux valeurs de w (w=1et w=5) pour un signal BOCs(2,1).....	34
Figure.III.13. Comparaison du RMSE de l'algorithme SRSA (corrigé) avec ceux des méthodes BOCs(m,n), SCM « w=5 » et « w=1 ».....	35

# *Liste des tableaux*

<i>Tableau. III. 1</i> Conditions de simulation du premier scénario.....	28
<i>Tableau. III.2</i> Conditions de simulation du deuxième scénario. ....	31

## *Liste des abréviations*

<b>ASR</b>	Algorithme de Synchronisation et de Reconstruction
<b>BOC</b>	Binary Offset Carrier
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>CCF</b>	Cross Correlation Function
<b>CF</b>	Correlation Function
<b>FAC</b>	Fonction d'autocorrelation
<b>FC</b>	Fonction de Correlation
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying
<b>NRZ</b>	No Remise à Zéro
<b>PRN</b>	Pseudo-Random Noise
<b>FIC</b>	Fonction d'Intercorrelation
<b>FD</b>	Fonction Discriminatrice
<b>DF</b>	Discriminatory Function
<b>ICF</b>	Inter Correlation Function
<b>DLL</b>	Delay Locked Loop
<b>FD</b>	Fonction Discriminatrice
<b>MT</b>	Multi Trajet
<b>MP</b>	Multi Path
<b>SRSA</b>	Sub-function Reconstruction Synchronization Algorithm
<b>RMSE</b>	Root Mean Square Errors
<b>SCM</b>	Side-Peak Cancellation method

## **Introduction Générale**

### **Introduction Générale**

Dans les applications du système mondial de navigation par satellite GNSS, la sous-porteuse, introduite dans la modulation à double décalage fréquentiel BOC, est employée comme partie du code du signal [2,3] pour permettre d'utiliser efficacement les bandes de fréquences allouées [4,5] et d'améliorer en même temps les performances d'acquisition et de poursuite en présence de bruit, des trajets multiples (MT) et des interférences à bande étroite [6,7]. Cependant, ces modulations sont limitées par le problème d'ambiguïté dans les processus d'acquisition et de poursuite causé essentiellement par la présence de multiples points de passage par zéro dans la fonction discriminante (FD) à la sortie de la boucle à verrouillage de retard DLL (Delay Locked Loop) [8,9], spécialement dans un environnement défavorable [10]. En conséquence, la sous-porteuse est devenue une source majeure de dégradation de la performance des récepteurs GNSS [11]. À l'heure actuelle, il existe plusieurs méthodes d'acquisition et de poursuite du signal BOC. On peut citer comme exemple la méthode du traitement dégradé qui utilise la relation spectrale entre les signaux modulés en BOC et ceux modulés en BPSK afin de produire des signaux avec des FACs non ambiguës. Par conséquent, la largeur du pic principal de la FAC des signaux BOC, après l'application de cette méthode, est la même que celle du pic principal de la FAC des signaux modulés en BPSK, ce qui a comme conséquence le sacrifice des avantages de l'anti multi-trajet et de la haute précision apportés par les caractéristiques de corrélation étroite du signal BOC [13]. Également, il existe les méthodes de combinaison géométrique, comme la méthode SCM (Side-lobes Cancellation Methode), permettant d'obtenir des FACs ayant un seul pic principal étroit. En effet, ces méthodes permettent d'éliminer ou de supprimer les pics secondaires grâce à la génération de code auxiliaire local qui sera utilisé, au niveau du récepteur, pour conserver et produire une nouvelle FAC avec un pic principal étroit et unique [13].

Dans ce travail de Master, on va étudier un nouvel algorithme noté SRSA qui peut résoudre le problème des ambiguïtés au niveau des FD à la sortie de la DLL. En fait, on va implémenter l'algorithme susmentionné pour permettre d'analyser ses performances de poursuite théoriquement et pratiquement. On va aussi comparer les performances de cet algorithme avec celles de la méthode SCM pour des signaux modulés en BOC. Cette comparaison va permettre de savoir l'amélioration des performances apportée par l'application cette méthode sur les systèmes de positionnement GNSS.

## *Introduction Générale*

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 de FAC et de FIC et l'effet des sources de perturbation tels que le bruit et les MTs.

Dans le chapitre deux, on présente le principe théorique et pratique de chacune des méthodes SRSA et SCM.

Dans le dernier chapitre, les résultats de simulation, pour différents scénarios de test, seront présentés pour étudier les performances de la méthode SRSA. En plus, une étude comparative de cette méthode, par rapport à la méthode SCM, sera effectuée afin de situer la méthode SRSA par rapport aux méthodes classiques.

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

**CHAPITRE I**

**Généralité sur les systèmes de navigations GNSS**

## CHAPITRE I : Généralités sur les systèmes des navigations GNSS

### I.1.Introduction

Les Systèmes globales de navigation par satellite fournissent des services de localisation partout dans le monde et à tout moment. Cette partie de notre mémoire est dédiée à la présentation des principes des signaux GNSS qui utilisent la modulation BPSK et la modulation à double décalage fréquentiel BOC. En effet, dans ce chapitre on donne une description du principe mathématique de ces signaux et leur schéma de génération. On montre ainsi leurs propriétés de FAC et de FIC et l'effet des sources de perturbation tels que le bruit et les MTs sur ces signaux.

### I.2. Modulation GNSS

#### I.2.1. Modulation BPSK

La modulation par déplacement de phase (PSK) est un procédé numérique qui permis de transmettre des données en modulant la phase d'un signal de référence ayant une fréquence constante (l'onde porteuse) [14]. Cette opération est réalisée en faisant varier le signal de données en fonction des entrées sinus et cosinus à un moment précis [14]. La BPSK, qui est une modulation binaire, est un cas exceptionnel de la modulation de phase. En effet, cette modulation transmet deux symboles  $a_k$  et  $b_k$  à la fois comme le montre les équations (I.1) et (I.2) suivante. Dans ce cas, la phase  $\varphi_0$  prend deux valeurs 0 et 180 degré.

$$a_0 = \cos(\varphi_0) = \cos(0) = 1 \text{ et } b_0 = \sin(0) = 0. \quad (\text{I.1})$$

$$a_1 = \cos(\varphi_1) = \cos(\pi) = -1 \text{ et } b_1 = \sin(\pi) = 0 \quad (\text{I.2})$$

Il faut noter que pour  $b_k = 0$ , la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase (modulation monodimensionnelle). Le signal modulé en BPSK s'écrit alors comme suit [15] :

$$m(t) = \pm A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad t \in [0, T[ \quad (\text{I.3})$$

La figure (I.1) montre le principe d'un modulateur BPSK.

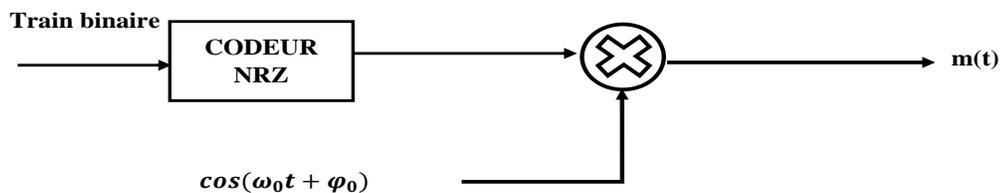


Figure.I.1. Principe d'un modulateur BPSK [15].

### I.2.2. Modulation BOC

La modulation BOC est utilisée pour moduler les codes des signaux GNSS. Elle est basée sur le principe de sous modulation du code PRN par un signal carré nommé sous-porteuse. Comme le montre l'équation (I-4), l'expression du signal modulé en  $BOC(m, n)$  peut être écrite comme suit [13] :

$$S_{BOC(kn,n)}(t) = A \cdot D(t) \cdot c(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc} t)) \quad (I.4)$$

Avec :

$A$  : Amplitude du signal ;

$D(t)$  : Données du signal de navigation ;

$c(t)$  : Code PRN ;

$f_{sc}$  : Fréquence de la sous-porteuse.

La modulation  $BOC(m, n)$  a des caractéristiques qui sont fonction des fréquences du code d'origine  $f_c = nf_0$  et de la sous-porteuse  $f_{sc} = knf_0$ . Cette modulation a un facteur important  $N = \frac{2kn}{n} = 2k$  appelé ordre de modulation. La figure (I.3) montre respectivement les formes d'ondes du code d'étalement et des sous-porteuses BOCs (1,1) et BOCs (2,1) [16].

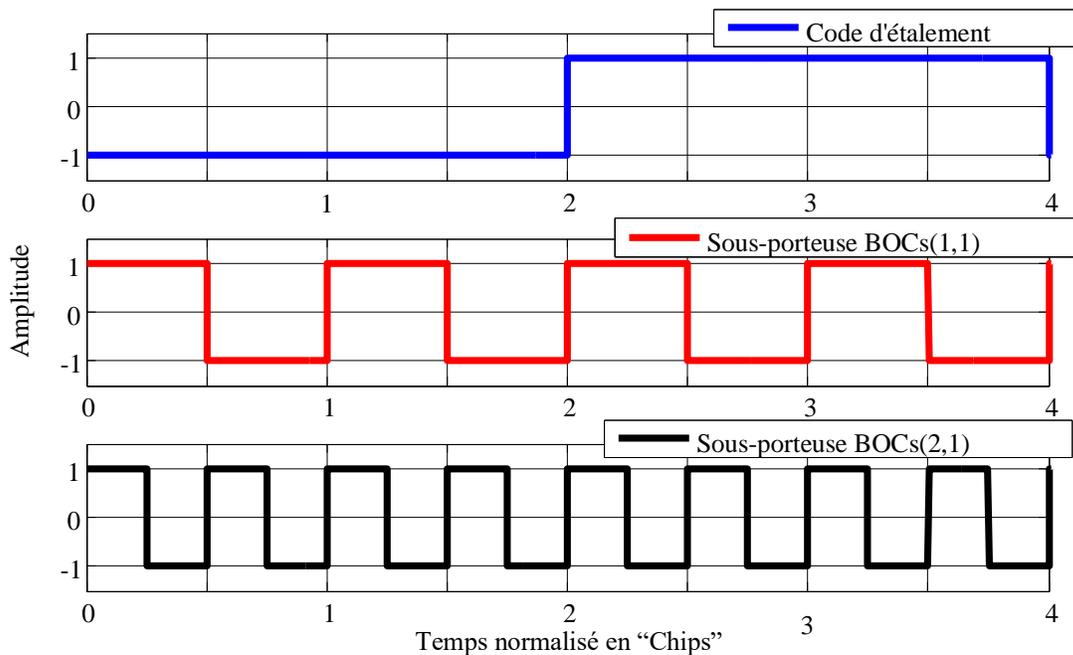


Figure I.2. Représentation des ondes du code d'étalement, des sous porteuses BOCs (1,1) et BOCs (2,1)

D'après la figure (I.2), on remarque que la forme de l'onde sous-porteuse varie en fonction de l'ordre de modulation  $N$ . En effet, pour un chip du code d'étalement, la sous-porteuse BOCs (1,1) prend deux alternances tandis que la sous-porteuse BOCs (2,1) varie selon quatre alternances.

### I.2.3. Fonction de corrélation-de la modulation BOC

La FC du signal  $BOCs(m, n)$  a des pics multiples car le code PRN et les sous-porteuses ont des caractéristiques de corrélation spécifique. La formule de la FAC et la FIC notées respectivement par  $R_B(\tau)$  et  $R_{B/P}(\tau)$  peuvent s'écrire comme suit [13] :

$$R_B(\tau) = \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \left[ (-1)^i \text{tri} \left( \tau + \frac{T_c}{N} \right) + (-1)^{i+1} \text{tri} \left( \tau - \frac{T_c}{N} \right) \right] \times \frac{N-i}{N} \right\} + \text{tri}_0(\tau) \quad (\text{I.5})$$

$$R_{B/P}(\tau) = \sum_{i=1}^{N/2} \left\{ \left[ \text{tri} \left( \tau + \frac{(2i-1)T_c}{N} \right) + (-1)^i \text{tri} \left( \tau - \frac{(2i-1)T_c}{N} \right) \right] \times \frac{1}{N} \right\} \quad (\text{I.6})$$

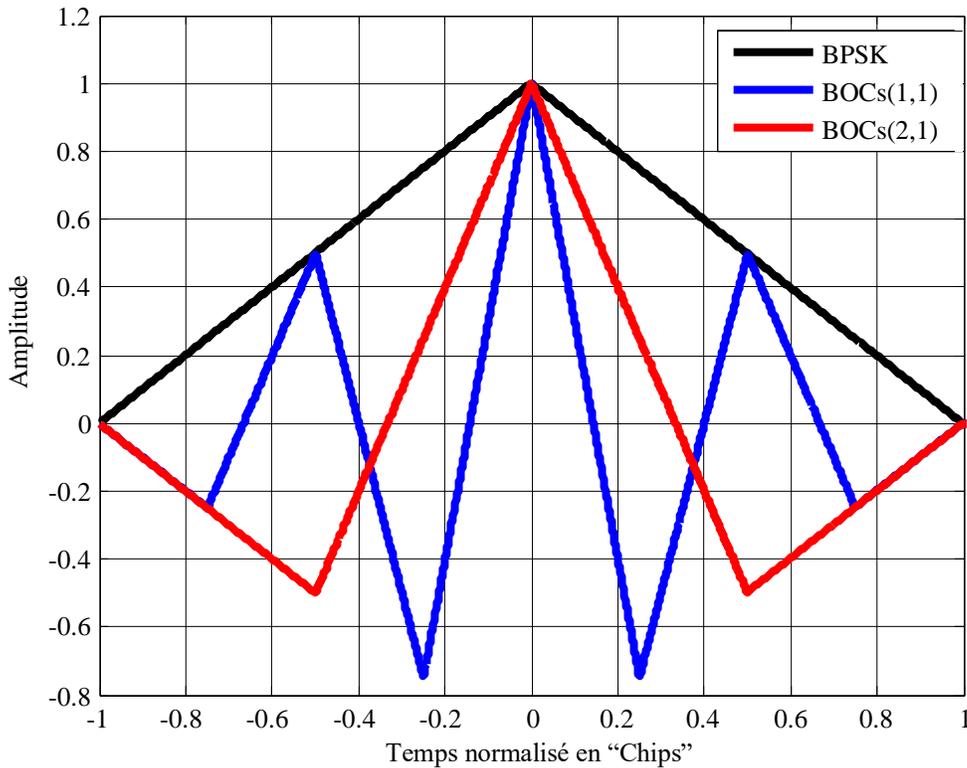


Figure I.3. FACs des modulations BOCs (1,1), BOCs (2,1) et BPSK.

Dans les équations I.5 et I.6, nous avons :

$tri(\cdot)$  : représente la fonction triangulaire ;

$T_c$  : représente la durée du code PRN ;

$\tau$  : représente le retard du code.

La figure (I.3) montre les FACs d'un signal BOCs et d'un signal BPSK pour différentes valeurs de l'ordre de modulation  $N$ .

D'après la figure (I.3), on remarque que pour la modulation BOCs (1,1) deux pics secondaires plus un pic principal sont produits tandis que pour la modulation BOCs (2,1) de nombreux pics secondaires sont générés. Cela veut dire que pour les signaux BOC d'ordre élevé et dans un environnement non-idéal (c'est-à-dire en présence du bruit et des MTs), il est difficile de différencier le pic principal des pics secondaires de la FAC ce qui peut causer le phénomène du faux verrouillage dans la DLL.

### **I.3. Réception des signaux satellitaires**

Au niveau du récepteur, plusieurs signaux proviennent des différents satellites. Afin de distinguer et déterminer la distance entre le récepteur et les satellites parmi tous ces signaux, un traitement du signal est exigé pour calculer sa position [6].

Il existe deux opérations fondamentales pour traiter ces signaux qui sont l'acquisition et la poursuite.

#### **I.3.1. Acquisition du signal GNSS**

Cette opération a pour but de détecter la présence du signal d'un satellite parmi un ensemble de signaux captés par le récepteur [17]. De plus, elle permet de déterminer d'une manière grossière le temps de retard du code  $\Delta\tau$  et la fréquence Doppler  $\Delta f$  [18]. Il faut noter que dans notre travail de Master, on s'intéresse plutôt à la poursuite. Pour cette raison, elle sera analysée en détail dans la section suivante.

#### **I.3.2. Poursuite du signal GNSS**

Le processus de poursuite du code consiste à maintenir l'alignement parfait entre le code local et le code reçu en affinant la mesure du retard de code qui est ensuite utilisée pour orienter l'oscillateur du code NCO (Numerically Controlled Oscillator). La DLL corrige le retard du signal et cette correction est appliquée sur la réplique du signal (code local), pour la rendre plus aligné que possible avec le signal reçu. Il existe deux types de la DLL à savoir la DLL cohérente et la DLL non-cohérente [18].

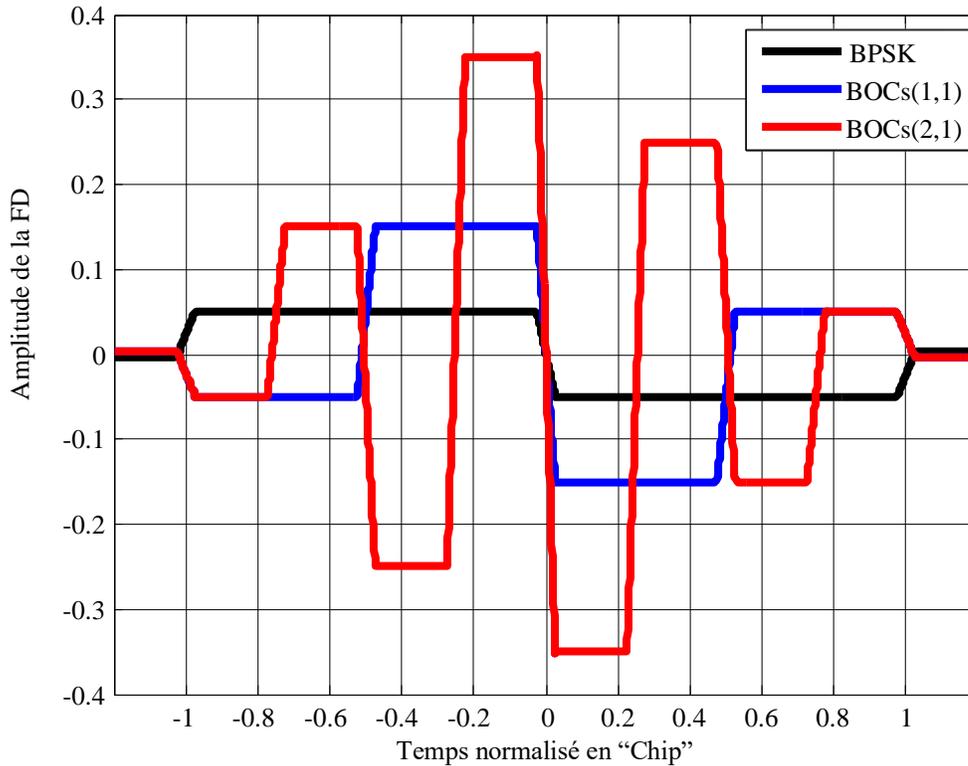


Figure I.4. Allures des FDs des différents signaux GNSS pour une configuration cohérente.

### I.3.2.1. DLL Cohérente

Cette boucle DLL effectue des soustractions entre le corrélateur en avance et le corrélateur en retard au cas où le changement de fréquence porteuse causé par l'effet Doppler est connu. Son expression est donnée par [19] :

$$V(\Delta\tau) = R_B \left( \Delta\tau - \frac{d}{2} \right) - R_B \left( \Delta\tau + \frac{d}{2} \right) \quad (I.7)$$

Où :

$d$ : Représente l'intervalle de retard entre le corrélateur en avance et le corrélateur en retard.

La figure (1.5) montre la FD de la DLL cohérente des signaux BPSK, BOCs (1,1) et BOCs (2,1).

Figure I.4. Allures des FDs des différents signaux GNSS pour une configuration cohérente.

Comme le montre la figure (I.4), on remarque clairement le problème des faux points de verrouillage au niveau des FDs des signaux modulés en BOC. En effet, contrairement à la FD du signal BPSK qui présente un seul point de verrouillage, les FDs des signaux modulés en BOCs (1,1) et BOCs (2,1) présente chacune plusieurs points de passage par zéro. On remarque aussi que

lorsque ‘N’ augmente le nombre des points de passage par zéro de la FD accroît. Néanmoins, l’augmentation de N a permis, d’augmenter la valeur de la pente de la FD du signal BOCs (m, n) ce qui va immédiatement améliorer la précision de positionnement comme nous allons le voir dans la partie des résultats [1].

### I.3.2.2. DLL Non-Cohérente

Dans le cas où on n’est pas capable d’obtenir une estimation correcte de la fréquence porteuse, on travaille en bande transposée en utilisant une DLL non cohérente. Cette boucle utilise deux corrélateurs et sa FD est donnée par [13] :

$$V(\Delta\tau) = R_B^2 \left( \Delta\tau - \frac{d}{2} \right) - R_B^2 \left( \Delta\tau + \frac{d}{2} \right) \quad (I.8)$$

La figure (1.5) montre la FD de la DLL non-cohérente des signaux BPSK, BOCs (1,1) et BOCs (2,1).

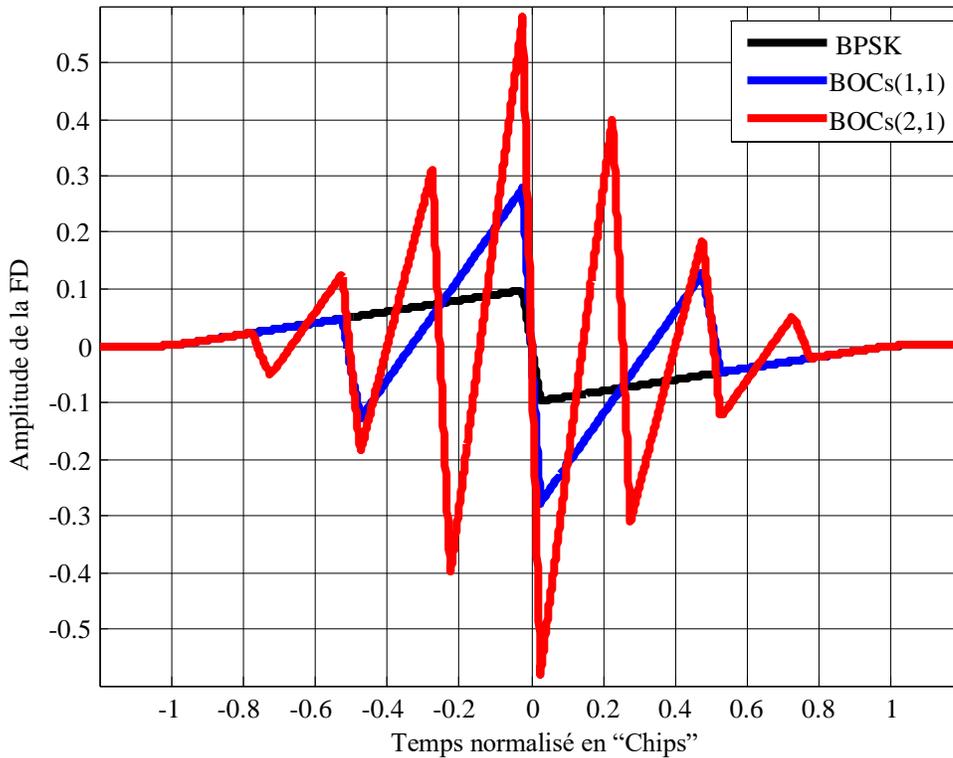


Figure I.5. Allures des FDs des différents signaux GNSS pour une configuration non-cohérente.

D'après la figure (I.5), la DLL Non-Cohérente influe directement sur la valeur de la pente centrale de la FD ce qui augmente les performances du récepteur GNSS comme nous allons le voir dans la partie résultats.

#### I.4. Sources de perturbation

Les perturbations sont des phénomènes susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, ou d'un système. En effet, une perturbation peut être un bruit, un multi-trajet ou une interférence.

##### I.4.1. Effet du Bruit sur la FD des signaux BOC

Le bruit est l'un des éléments de perturbation de la communication qui empêche la transmission optimale du message par le canal de communication.

Il est clair que les sources de bruit dépendent du système de communication concerné. Un seul système peut avoir plusieurs sources de bruit. La figure (I.6) montre l'effet du bruit sur les FDs des signaux GNSS.

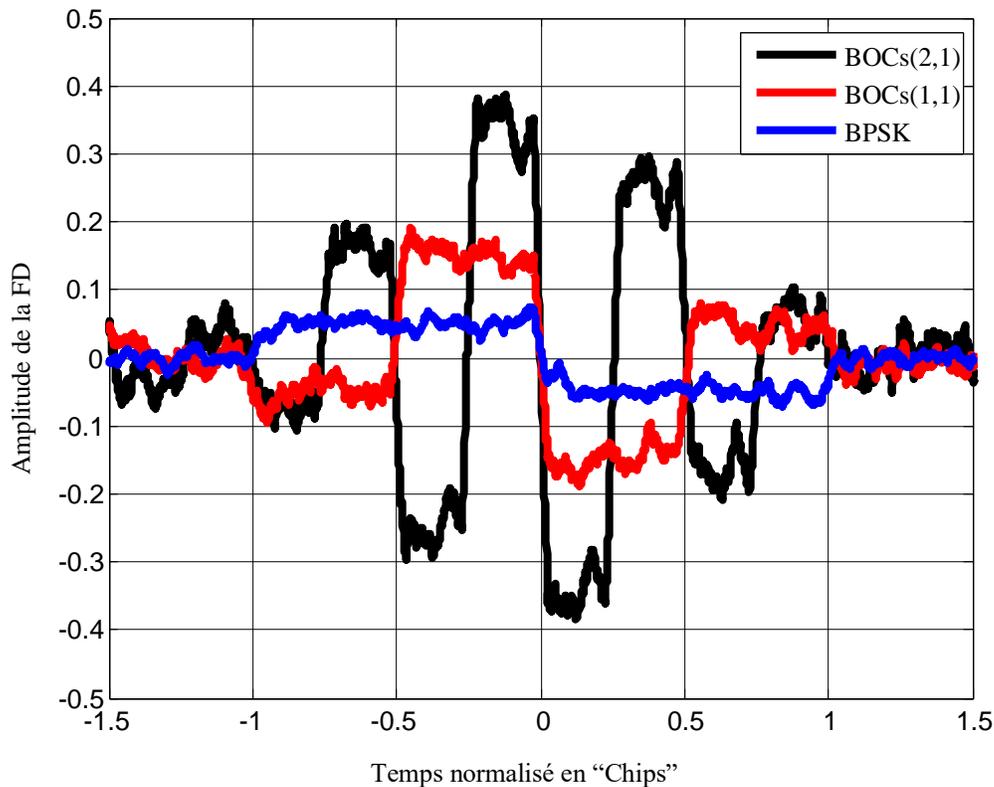


Figure I.6 FDs exposées à un bruit pour un SNR de -30dB.

D'après la Figure (I.6) on constate que le bruit peut augmenter le nombre de points de passages par zéro ce qui peut avoir un effet néfaste aux signaux d'information.

#### I.4.2. Effet du MT sur les FDs des signaux modulés en BOC

La propagation par trajets multiples est le phénomène de propagation qui fait que les signaux radio atteignent l'antenne de réception par deux ou plusieurs chemins [6]. La figure (I.7) montre l'effet du MT sur la FD du signal BOCs (1,1).

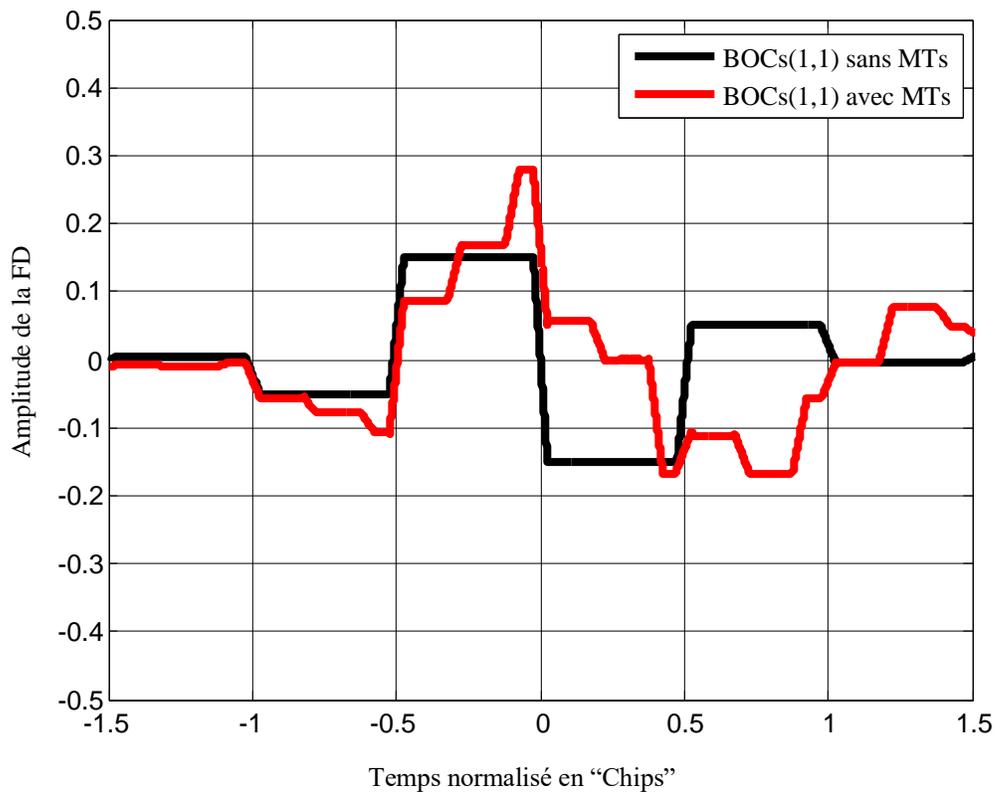


Figure I.7 Effet du MT sur le signal BOC (1,1).

#### I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par présenter deux différents types de modulation utilisés dans le système GNSS à savoir la BPSK et la BOCs(m,n). Après, nous avons montré les caractéristiques de corrélation de ces signaux. Par la suite, nous avons expliqué le principe de fonctionnement la boucle DLL où nous avons présenté les FDs des signaux BPSK ainsi que celes des signaux BOC pour les deux configurations « cohérente » et « non-cohérente ». Ici, nous avons exposé le problème de l'apparition des faux points de verrouillage dans les FDs des signaux BOC.

## *Chapitre I : Généralité sur les systèmes de navigation GNSS.*

Enfin, nous avons exposé l'effet du Bruit et des MTs sur les FDs des différents signaux. En effet, nous avons montré que ces phénomènes peuvent affecter les points de passage par zéro en produisant une fausse acquisition.

## **CHAPITRE II**

**Etude de la**

**Nouvelle Technique de poursuite sans ambiguïté**

**SRSA**

## CHAPITRE II : Etude de la Nouvelle Technique de poursuite sans ambiguïté SRSA

### **II.1. Introduction**

Dans ce chapitre, on va étudier un nouvel algorithme de synchronisation et de reconstruction de la FAC des signaux GNSS nommé SRSA basé sur l'utilisation de nouveaux codes auxiliaires qui remplacent le code PRN généré localement.

A cette effet, en premier lieu, nous expliquerons le principe de génération de ces nouvelles séquences des sous-codes PRN pour les différents signaux BOCsin/cos(m,n). En deuxième lieu, nous détaillerons la nouvelle combinaison des fonctions de corrélation obtenues par l'utilisation de ces sous-codes PRN dans l'algorithme SRSA et son efficacité pour la résolution du problème de la présence des pics secondaire au niveau des FACs classiques ainsi que la présence des faux points de passage par zéro au niveau des FDs des signaux BOC.

### **II .2. Conception de la structure d'acquisition SRSA**

Pour concevoir ces nouveaux codes auxiliaires locaux, cet algorithme suit les étapes suivantes [13] :

- ✓ En premier lieu, le PRN-local sera divisé en plusieurs nouveaux codes avec des retards différents ;
- ✓ En deuxième lieu, ces codes auxiliaires effectuent des opérations d'intégration cohérente (Corrélation) avec le signal reçu.
- ✓ Par conséquent, la FC sans pics latéraux positifs est obtenue en multipliant les résultats des corrélations obtenues dans la deuxième l'étape. Ceci provoque la réalisation des processus d'acquisition et de poursuite d'une façon non-ambigüe.

Mathématiquement parlant, les sous-codes sont corrélés séparément avec le signal reçu pour obtenir les fonctions de sous-corrélations qui seront combinées selon l'équation (II.11) pour obtenir une FC et une FD non ambiguës (i.e. sans pics secondaires dans la FC et sans faux points de verrouillage de la DLL).

Il est intéressant de noter que les fonctions de sous-corrélations peuvent être obtenues l'une à partir de l'autre [13]. Selon cette propriété, une seule fonction de sous-corrélation peut être générée. Par conséquent, cette dernière peut être retardée pour obtenir les autres fonctions.

Les étapes de l'algorithme SRSA seront détaillées dans les sections suivantes.

### **II.2.1. Génération des séquences des sous-codes PRN (première étape)**

Comme on facilement le constater, les codes BOCs et les codes PRNs peuvent être représentés sous forme des impulsions- comme suit :

$$S_{PRN}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} C_i P_{T_C}(t - iT_C) = \sum_{i=0}^M S_{PRN,i}(t) \quad (\text{II.1})$$

$$S_{BOC}(t) = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_i (-1)^j P_{T_C}(t - iT_{C-j} - jT_{SC}) \quad (\text{II.2})$$

Où :

$P_{T_C}$  : Impulsion rectangulaire d'une période  $T_C$  et d'une amplitude unité ;

$P_{T_{SC}}$  : Impulsion rectangulaire d'une période  $T_{SC}$  et d'une amplitude unité ;

$C_i$  : Symbole du chip (-1,1) ;

$M$  : nombre totale des impulsions dans un intervalle des chips.

Les figures (II.1) et (II.2) montrent les formes des sous-codes utilisés par l'algorithme SRSA pour deux valeurs de l'ordre de modulation ( $M = 1$  ou  $M = 2$ ). Comme l'illustre ces deux figures, ces sous-codes sont obtenus en divisant les chips du code PRN en  $M$  segment. Quelques segments parmi ceux obtenus seront mis à zéros.

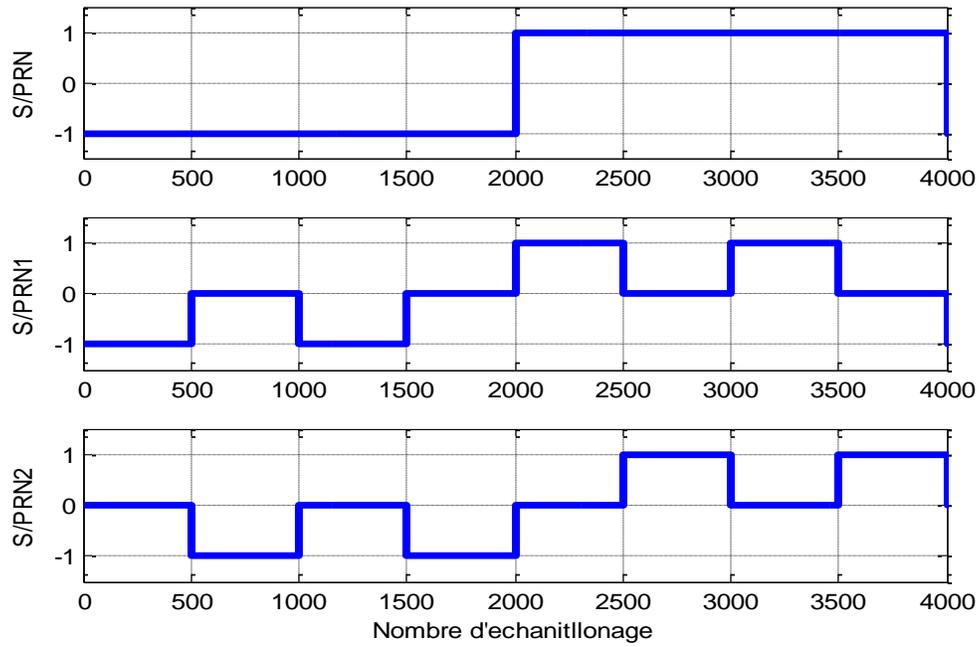


Figure II.1. Formes d'ondes des Sous-codes PRN pour le signal BOC (1,1).

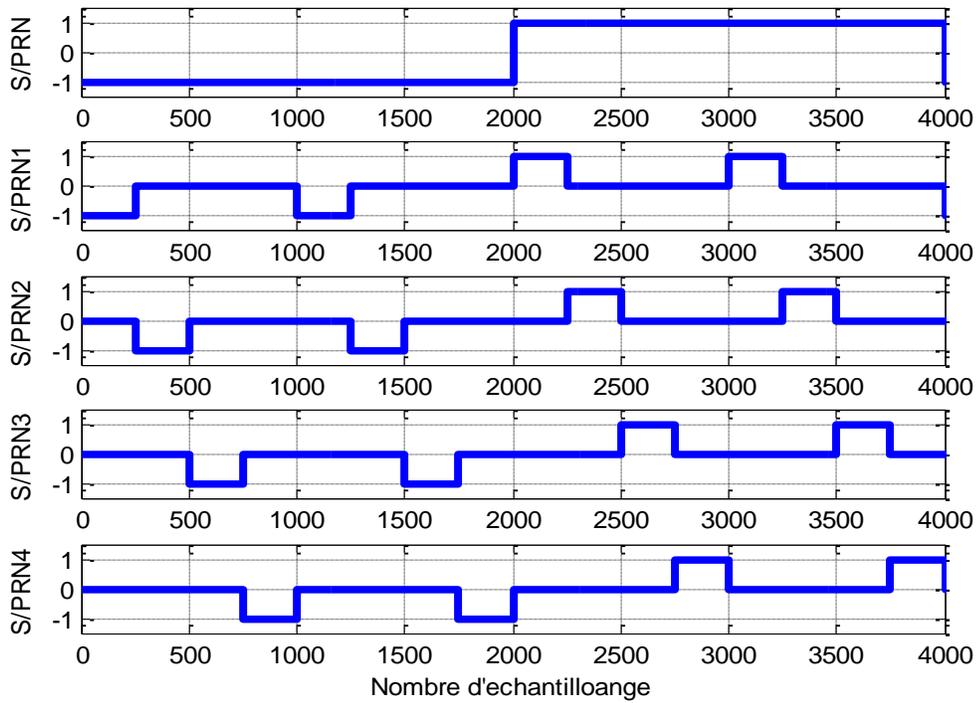


Figure II.2. Formes d'ondes des Sous-codes pour le signal BOC (2,1)

### II.2.2. Caractéristiques de la FC de la méthode SRSA (Deuxième Etape) :

Sachant que le temp d'intégration est  $T_{coh}$ , la FIC du code BOC et le code PRN sont exprimer comme suit :

$$\begin{aligned}
 S_{PRN}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} C_i P_{T_C}(t - iT_C) = \sum_{i=0}^M S_{PRN,i}(t) R_{B/p}(\tau) \\
 &= \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} S_{BOC}(t) \cdot S_{PRN}(t + \tau) dt \\
 &= \frac{1}{T_{coh}} \frac{T_{coh}}{T_c} \int_{-\tau}^{T_{coh}} S_{BOC}(t) \cdot S_{PRN}(t + \tau) dt \\
 &= \sum_{i=1}^M \frac{R_B}{P_i}(\tau)
 \end{aligned} \tag{II.3}$$

$$R_{B/p_i}(\tau) = \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} S_{BOC}(t) \cdot S_{PRN,i}(t + \tau) dt \tag{II.4}$$

Les figures (II.3) et (II.4) montrent les FICs entre les sous-codes PRN et le code BOC pour deux valeurs de l'ordre de modulation ( $N = 2$  ou  $N = 4$ ).

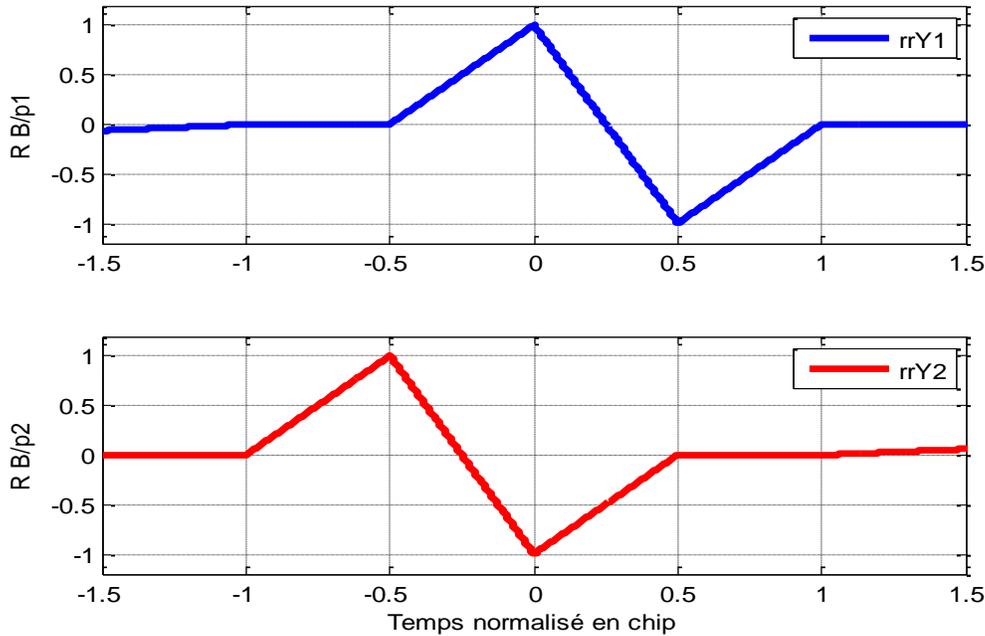


Figure II.3. Sous fonctions d'intercorrélacion normalisé pour  $N=2$

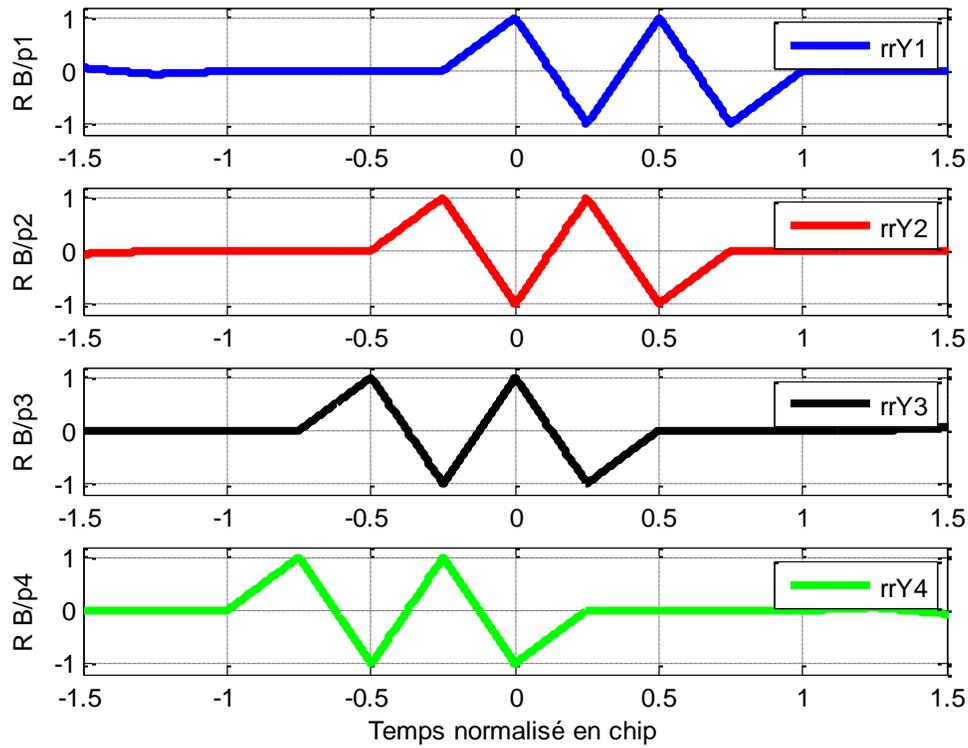


Figure II.4. Sous fonctions d'intercorrélation normalisées pour N=4

En fonction des fonctions triangulaires (Pour N=2), ces sous fonctions d'intercorrélation sont données par :

$$R_{B(n,n)/p1} : \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 tri(\tau + (2i - 1)T_{SC} - T_{SC}) - tri(\tau - (2i - 1)T_{SC}) \quad (II.5)$$

$$R_{B(n,n)/p2} : \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 tri(\tau + (2i - 1)T_{SC}) - tri(\tau - (2i - 1)T_{SC} + T_{SC}) \quad (II.6)$$

En fonction des fonctions triangulaires (Pour N=4), ces sous fonctions d'intercorrélation sont données par :

$$R_{B(2n,n)/p1} : \frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 tri(\tau + (2i - 1)T_{SC} - 3T_{SC}) - tri(\tau - (2i - 1)T_{SC}) \quad (II.7)$$

$$R_{B(2n,n)/p2} : \frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \text{tri}(\tau + (2i - 1)T_{SC} - 2T_{SC}) - \text{tri}(\tau - (2i - 1)T_{SC} + T_{SC}) \quad (\text{II.8})$$

$$R_{B(2n,n)/p3} : \frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \text{tri}(\tau + (2i - 1)T_{SC} - T_{SC}) - \text{tri}(\tau - (2i - 1)T_{SC} + 2T_{SC}) \quad (\text{II.9})$$

$$R_{B(2n,n)/p4} : \frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \text{tri}(\tau + (2i - 1)T_{SC} - 2T_{SC}) - \text{tri}(\tau - (2i - 1)T_{SC} + 3T_{SC}) \quad (\text{II.10})$$

### II.2.3. Combinaison des fonctions des corrélation (Troisième Etape)

En analysant les sous-fonctions de corrélation du signal BOC(m,n) pour différentes valeurs de l'ordre de modulation, on constate que la position du pic principal de la fonction de corrélation du premier segment correspond à la position du pic principal de la fonction de corrélation du dernier segment. De plus, le pic latéral correspond aux points zéros. Peu importe la valeur de N, il est clair que le produit  $R_{B/P1}$  avec  $R_{B/PN}$  donne une valeur non-nulle uniquement au point (0,0). On peut aussi obtenir  $R_{B/PN}$  on decalant  $R_{B/P1}$  par une quantité égale à  $(N - 1)Tc/N$  et en la multipliant par -1. En combinant ces fonctions de corrélation on obtient la fonction  $R_0$  donnée par :

$$R_0 = -R_{B/P1} \cdot R_{B/PN} \quad (\text{II.11})$$

Pour éliminer les pics secondaires, on doit calculer la valeur absolue de la somme entre  $R_0$  et  $|R_0|$ . La FC de l'algorithme SRSA est donnée comme suit :

$$R_{SRSA} = \left| |R_{B/P1} \cdot R_{B/PN}| + R_{B/P1} \cdot R_{B/PN} \right| \quad (\text{II.12})$$

Les figures II.5 et II.6 montrent les résultats des simulations caractérisant la FC de l'algorithme SRSA pour différentes valeurs de l'ordre de modulation (N=2, N=4).

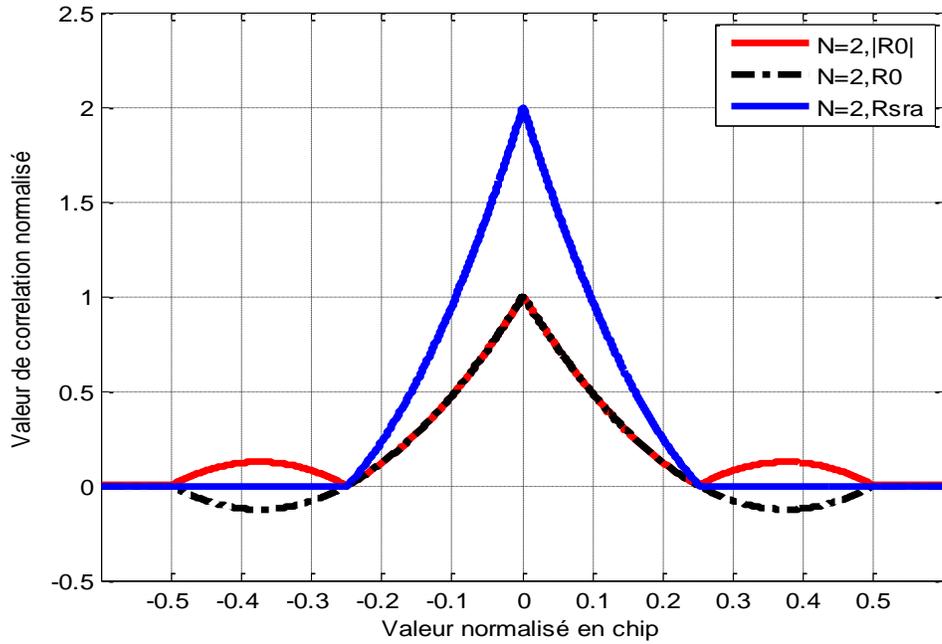


Figure II.5. Résultats de la FC de la méthode SRSA pour le signal BOC (1,1).

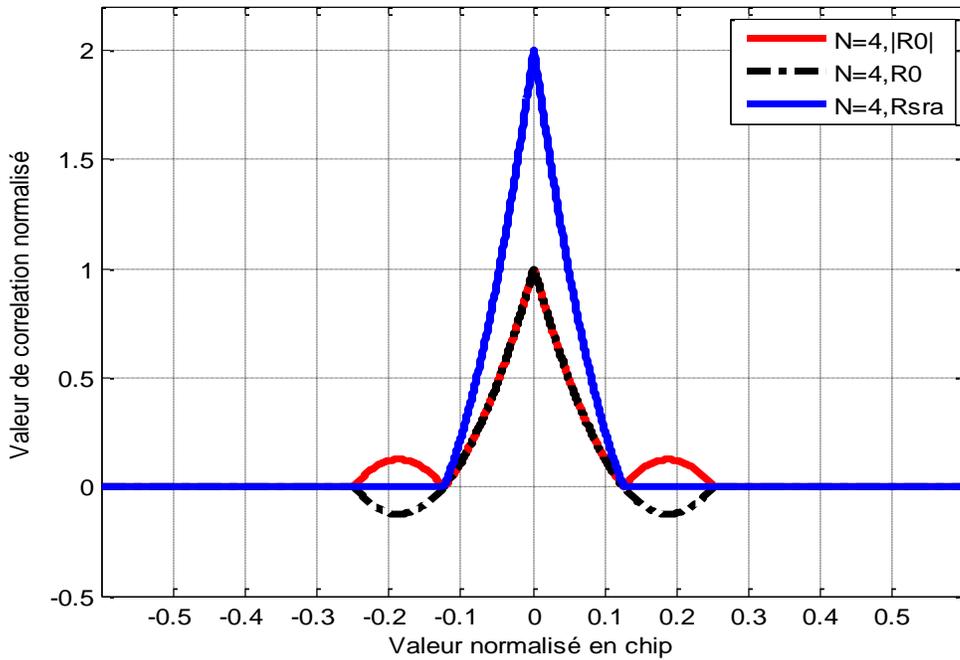


Figure II.6. Résultats de la FC de la méthode SRSA pour le signal BOC (2,1)

D'après les figures (II.5) (II.6), on peut constater que  $R_0$  a deux petits sous-pics avec des valeurs négatives et un pic principal positif. Toutefois, la valeur absolue de  $R_0$  ( $|R_0|$ ) rends ces deux sous-pics à valeurs positives. Par conséquent, la sommation de ces deux fonctions provoque la suppression totale de ces deux sous-pics. On remarque que l'ouverture du pic principal de la FC du signal BOC (2,1) est beaucoup plus étroite par rapport à celle du pic principal de la FC du signal BOC (1,1). En effet, d'après la référence [13], plus  $N$  est grand, plus la largeur du pic principal de la fonction de combinaison devient plus étroite.

### II.3. FD et la structure de la boucle de poursuite

Au niveau de la DLL, on utilise le premier et le dernier « sous-codes » comme deux codes auxiliaires locaux. En l'absence du bruit et des signaux MTs, le signal converti en Fréquence Intermédiaire (FI) BOC reçu par un récepteur GNSS peut être exprimé comme suit :

$$r(t) = \sqrt{2P} \cdot D(t) \cdot S_{BOC}(t) \cdot \cos(2\pi f_{FI} t + \varphi_0) + n(t) \quad (\text{II.13})$$

Où :

$P$ : Puissance totale du signal reçu ;

$D(t)$  : Données de navigation ;

$f_{FI}$  : Fréquence intermédiaire ;

$\varphi_0$  : Phase initiale de la porteuse ;

$n(t)$ : Bruit Blanc Gaussien Additif (BBGA).

Après la suppression de la porteuse, les signaux en phase (I) et en quadrature (Q) effectuent des opérations d'intégration cohérentes avec deux codes auxiliaires locaux. Le premier étant en avance et l'autre en retard. On obtient ainsi ce qui suit :

$$\begin{cases} I_{E1} + jQ_{E1} = \sqrt{2P}R_{\frac{B}{P1}}\left(\Delta\tau - \frac{d}{2}\right)e^{j\Delta\varphi} + n_{IE1} + jn_{QE1} \\ I_{EM} + jQ_{EM} = \sqrt{2P}R_{\frac{B}{PM}}\left(\Delta\tau - \frac{d}{2}\right)e^{j\Delta\varphi} + n_{IEM} + jn_{QEM} \\ I_{L1} + jQ_{L1} = \sqrt{2P}R_{\frac{B}{P1}}\left(\Delta\tau - \frac{d}{2}\right)e^{j\Delta\varphi} + n_{IL1} + jn_{QL1} \\ I_{LM} + jQ_{LM} = \sqrt{2P}R_{\frac{B}{PM}}\left(\Delta\tau - \frac{d}{2}\right)e^{j\Delta\varphi} + n_{ILM} + jn_{QLM} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où :

$M$  : le numéro de code local ;

$E$  et  $L$  : indiquent respectivement les branches avance et retard. Les autres branches sont représentées de manière similaire.

$\Delta\tau$  et  $\Delta\varphi$  : représentent respectivement l'erreur d'estimation du retard du code et celle de la phase initiale de la porteuse ;

$d$  : est l'écart de retard entre les corrélateurs avance et retard ;

$n$  : est un terme de bruit BBGA qui suit une distribution gaussienne.

Les fonctions de distribution des sorties  $I_{E1}, I_{EM}, I_{L1}, I_{LM}$ , pour  $\Delta\tau = 0$ , sont :

$$\begin{aligned} (I_{E1}, I_{EM}, I_{L1}, I_{LM})^T &\sim N(\mu \cos(\Delta\varphi), \omega) \\ (Q_{E1}, Q_{EM}, Q_{L1}, Q_{LM})^T &\sim N(\mu \sin(\Delta\varphi), \omega) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\mu = \sqrt{2P} \cdot \text{sinc}(\pi\Delta f T_{coh}) \cdot \left[ R_{\frac{B}{P1}}\left(-\frac{d}{2}\right) \quad R_{\frac{B}{P1}}\left(\frac{d}{2}\right) \quad R_{\frac{B}{PM}}\left(-\frac{d}{2}\right) \quad R_{\frac{B}{PM}}\left(\frac{d}{2}\right) \right]^T \quad (\text{II.16})$$

$$\omega = N_0/T_{coh} \begin{bmatrix} R_B(0) & R_B(d) & \frac{R_B(0)}{P1} & \frac{R_B(d)}{P1} \\ R_B(d) & R_B(0) & \frac{R_B(-d)}{P1} & \frac{R_B(0)}{P1} \\ \frac{R_B(0)}{PM} & \frac{R_B(-d)}{PM} & \frac{R_{P1}(0)}{PM} & \frac{R_{P1}(d)}{PM} \\ \frac{R_B(d)}{PM} & \frac{R_B(0)}{PM} & \frac{R_{P1}(d)}{PM} & \frac{R_{P1}(0)}{PM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$\frac{R_{P1}}{PM}$  : est la FC du signal auxiliaire.

Selon les expressions de l'équation (II.12), la formule de la fonction discriminante non-cohérente est donnée par:

$$D_{SRSA}(\Delta\tau) = (|I_{E1} + Q_{E1}| \cdot |I_{EM} + Q_{EM}| + (I_{E1} + Q_{E1}) \cdot (I_{EM} + Q_{EM})) - (|I_{L1} + Q_{L1}| \cdot |I_{LM} + Q_{LM}| + (I_{L1} + Q_{L1}) \cdot (I_{LM} + Q_{LM})) \quad (\text{II.18})$$

$$= 2P(R_{SRSA}^2 \left( \Delta\tau - \frac{d}{2} \right) - R_{SRSA}^2 \left( \Delta\tau + \frac{d}{2} \right))$$

La figure (II.7) illustre la forme de la FD après l'application de l'algorithme SRSA. Comme le montre cette figure, la fonction FD montre un seul point de passage par zéro. Il reste uniquement l'étude des performances en présence des phénomènes perturbateurs. De plus, pour situer la méthode SRSA par rapport aux autres méthodes, cette dernière sera comparée avec la méthode SCM présentée dans les sections suivantes.

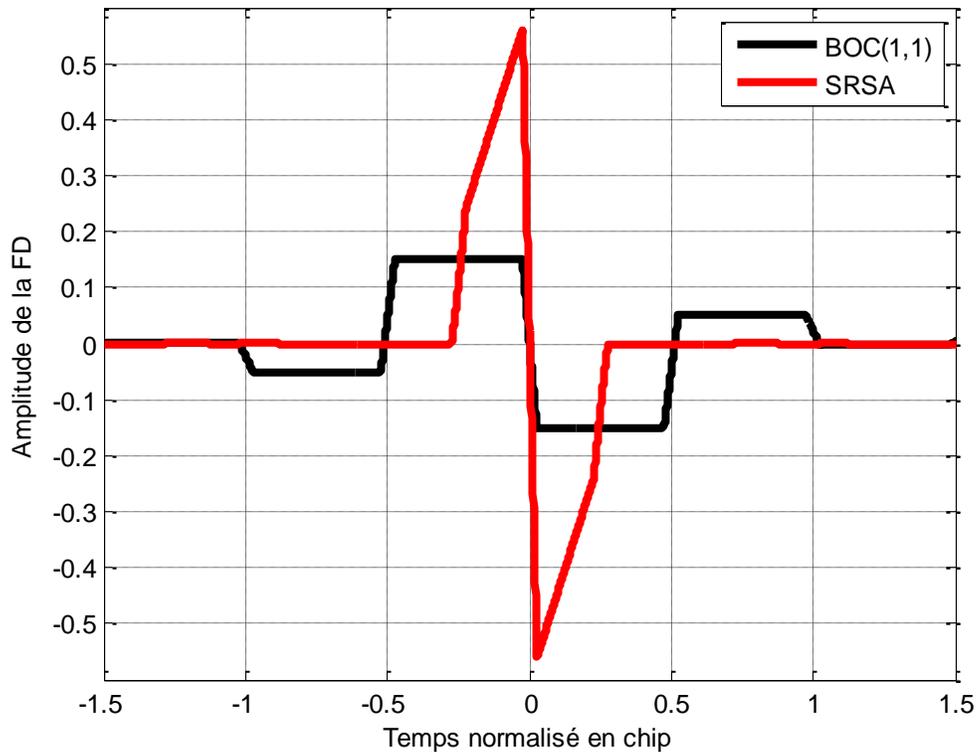


Figure II.7. Résultats de la FD de la méthode SRSA pour le signal BOC (1,1)

#### II.4. Méthode de levée d'ambiguïté SCM

L'approche SCM, utilisée pour la suppression de l'ambiguïté, a été proposée pour être utilisée à l'étape de poursuite des signaux modulés en BOCs. Cette méthode utilise une FC de référence idéale combinée avec la FC du signal reçu au niveau du récepteur [19]. Afin de supprimer l'ambiguïté, cette corrélation de référence idéale est soustraite de la corrélation ambiguë

## Chapitre II : Etude de la nouvelle Technique de poursuite sans ambiguïté SRSA

caractérisant le signal modulé BOCs reçu. Pour réduire le nombre d'opérations dans le calcul de la corrélation, la fonction idéale à soustraire est calculée une seule fois pour un signal BOCs donné. Elle est ensuite stockée dans la mémoire du récepteur pour être utilisée à n'importe quel moment [20].

La fonction de corrélation de référence idéale à sou est donnée par :

$$R_{rf}^{ideal}(\tau) = \sum_{i=0}^{N_{BOC1}-1} \sum_{j=0}^{N_{BOC1}-1} \sum_{k=0}^{N_{BOC2}-1} \sum_{l=0}^{N_{BOC2}-1} (-1)^{i,j+k+l} \Delta_{T_B}(\tau + (i-j)T_B + \frac{(k-l)T_b}{N_{BOC2}}) \quad (II.19)$$

Avec :

$2T_B$ : est durée de l'impulsion rectangulaire ;

$\Delta_{T_B}$  : représente la fonction triangulaire;

$N_{BOC1}$  : représente l'ordre de modulation BOCs;

$N_{BOC2}$  : représente le second facteur de modulation BOCs.

Pour le cas de la modulation BOCs(1,1), l'équation (II.19) devient :

$$R_{rfBOCs(1,1)}^{ideal}(\tau) = \Delta_{T_B}(\tau - T_B) + \Delta_{T_B}(\tau + T_B) \quad (II.20)$$

La FAC idéale de BOCs(m,n) est donnée par :

$$R_{BOC}^{ideal}(\tau) = \sum_{i=0}^{N_{BOC1}-1} \sum_{j=0}^{N_{BOC1}-1} \sum_{k=0}^{N_{BOC2}-1} \sum_{l=0}^{N_{BOC2}-1} (-1)^{i,j+k+l} \Delta_{T_B}(\tau + (i-j)T_B + \frac{(k-l)T_b}{N_{BOC2}}) \quad (II.21)$$

Là aussi, pour BOCs(1,1), l'expression (II.21) devient :

$$R_{BOCs(1,1)}^{ideal}(\tau) = 2\Delta_{T_B}(\tau) - \Delta_{T_B}(\tau - T_{BOC}) - \Delta_{T_B}(\tau + T_B) \quad (II.22)$$

Pour obtenir une forme non-ambiguë de la FAC, on utilise la combinaison suivante :

$$R_{non\_ambig}^{ideal}(\tau) = (R_{BOC}^{ideal}(\tau))^2 - \alpha(R_{rf.sin/cos}^{ideal}(\tau))^2 \quad (II.23)$$

Où  $\alpha < 1$  est un facteur de pondération utilisé pour normaliser la fonction de

référence. On trouve alors :

$$R_{non\_ambig}^{ideal}(\tau) = 4(\Delta_{T_B}(\tau) - \Delta_{T_B}(\tau)\Delta_{T_B}(\tau - T_{BOC}) - \Delta_{T_B}(\tau)\Delta_{T_B}(\tau + T_{BOC})) \quad (II.24)$$

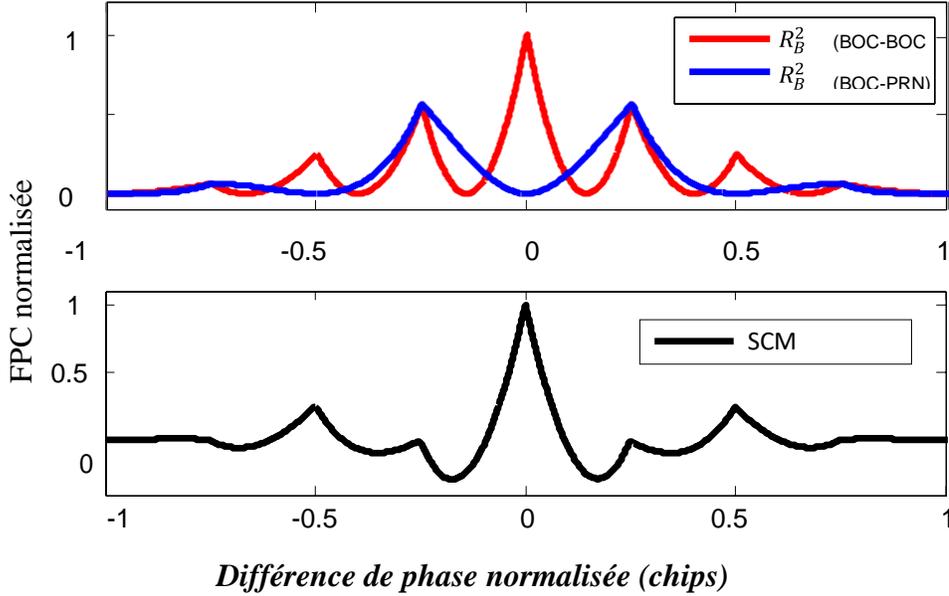


Figure II.8. FAC non-ambiguës de la méthode SCM pour BOCc(10,5).

La Figure II-7, illustre le résultat de l'application de méthode SCM. Comme le montre cette figure, dans le cas idéal (Absence de phénomènes perturbateurs) la FC  $R_{non\_ambig}^{ideal}(\tau)$  du signal BOCs(10,5) présente un seul pic principal étroit avec l'absence de pics secondaires. Ceci qui confirme la l'efficacité de la méthode SCM pour la levée d'ambiguïté causée par la présence des pics secondaires dans la FC des signaux modulés en BOC.

En présence des MTs, des erreurs dans l'estimation du retard du code peuvent apparaître.

Ceci provoque la perte de l'alignement entre la FAC du LOS et celle de référence. Par conséquent, il nécessaire d'obtenir une estimation au préalable du retard du LOS. Pour cela, la méthode SCM a été testée avec plusieurs structures de boucles de poursuite de code différentes. Similairement au cas classique, la FD de la méthode SCM est établie en réalisant la différence entre les deux branches A-R de la FC espacées de  $\Delta = 0.1$  chips.

La FD est obtenue comme suit :

$$S_{SCM+Nc}(\tau) = \left| R_{non\_ambig}^{Retard}(\tau) \right|^2 - \left| R_{non\_ambig}^{Avance}(\tau) \right|^2 \quad (II.25)$$

Les FDs des signaux BOCs(1,1) et BOCs(10,5), obtenues par l'application de la méthode SCM en l'absence des MTs (avec un espacement A-R de  $\Delta = 0.1$ ) sont illustrées dans la figure II.7. En comparant les FDs de cette méthode à celles obtenues dans le cas classique, on constate que le problème d'ambiguïté a considérablement diminué.

### II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et étudié une méthode de réception, nommée SRSA non ambiguë, utilisée spécialement pour la réception des signaux GNSS modulés en BOC. En effet, en premier lieu, nous avons exposé le principe théorique de la décomposition des FCs de cette méthode. En deuxième lieu, nous avons montré les fondements théorique et pratique permettant la génération des sous-codes PRN qui vont remplacer les codes locaux au niveau des récepteurs à base d'algorithme SRSA. Ensuite, on a expliqué le principe de calcul de la FC non ambiguë basé sur la combinaison de ses sous-fonctions de corrélation. Ensuite, on s'est mis à définir la forme de la FD de la structure de boucle de poursuite de code DLL. Finalement, pour permettre de comparer la méthode SRSA aux méthodes classiques, on a présenté la méthode SCM avec ses différentes propriétés de FC et de FD.

**CHAPITRE III**

**Résultats des Simulations**

**Et**

**Comparaison entre Deux méthodes.**

## CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs

### **III.1. Introduction**

Ce chapitre présente les résultats de simulation du nouvel algorithme d'acquisition et de poursuite « SRSA ». A cet effet, on va tout d'abord définir les différents critères de mesure des performances à s'avoir l'enveloppe d'erreur et le RMSE (Root Mean Square Error). Postérieurement, on va présenter et discuter les résultats en termes de performances de l'algorithme SRSA à partir de ces deux critères. Ici, on va distinguer deux cas : le premier cas concerne la présentation des résultats similaires à ceux présentés dans la référence [13] dans laquelle les auteurs se sont basés sur un raisonnement incorrect. Le deuxième cas montre le cas le plus correct des résultats des performances qui devraient être normalement obtenus par la méthode SRSA dans les normes standards. Finalement, une étude comparative de l'algorithme SRSA avec la méthode SCM et la méthode classique sera analysée et discutée.

### **III.2. Critères de mesure des performances**

#### **III.2.1. Critère de l'enveloppe d'erreur**

Une méthode plus fiable pour l'évaluation des performances en présence des MTs, consiste en le calcul de l'enveloppe d'erreur causée par le MT. 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 l'enveloppe et une petite plage de variation de cette dernière.

Les schémas de poursuite, concernant les méthodes implémentées sous Matlab sont données dans les figures suivantes :

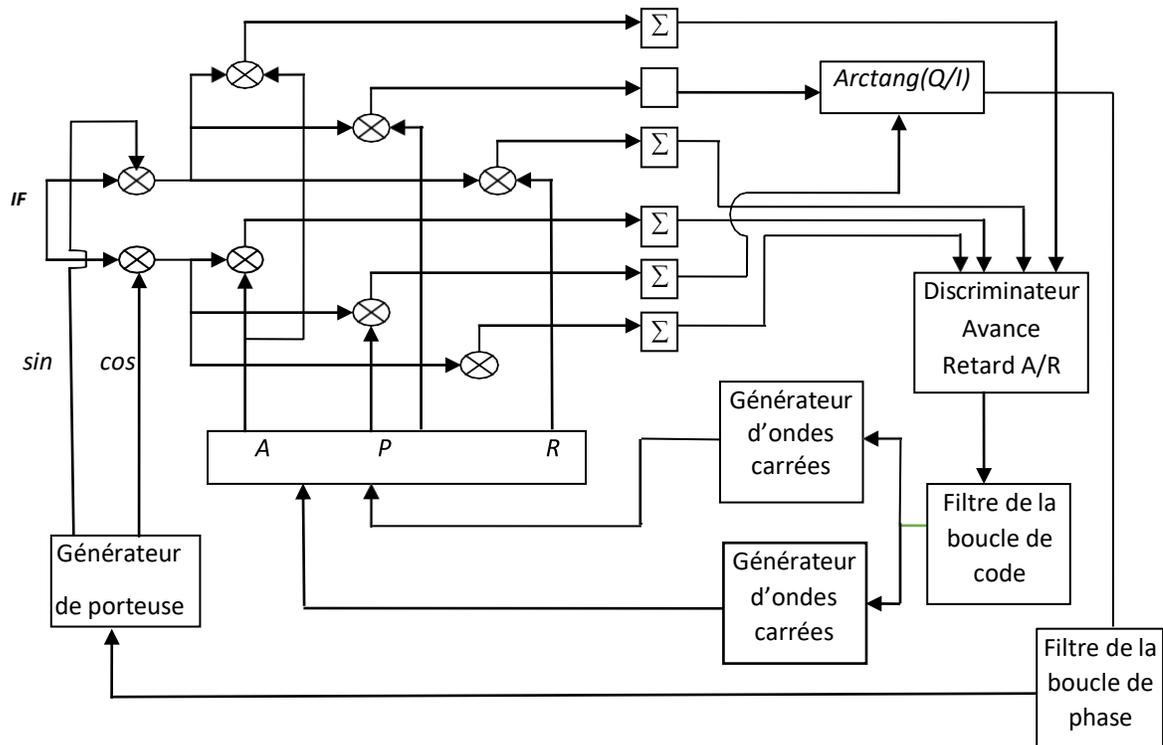


Figure.III.1. Schéma de poursuite cohérent code-phase simulé (Récepteur BOC Galileo)

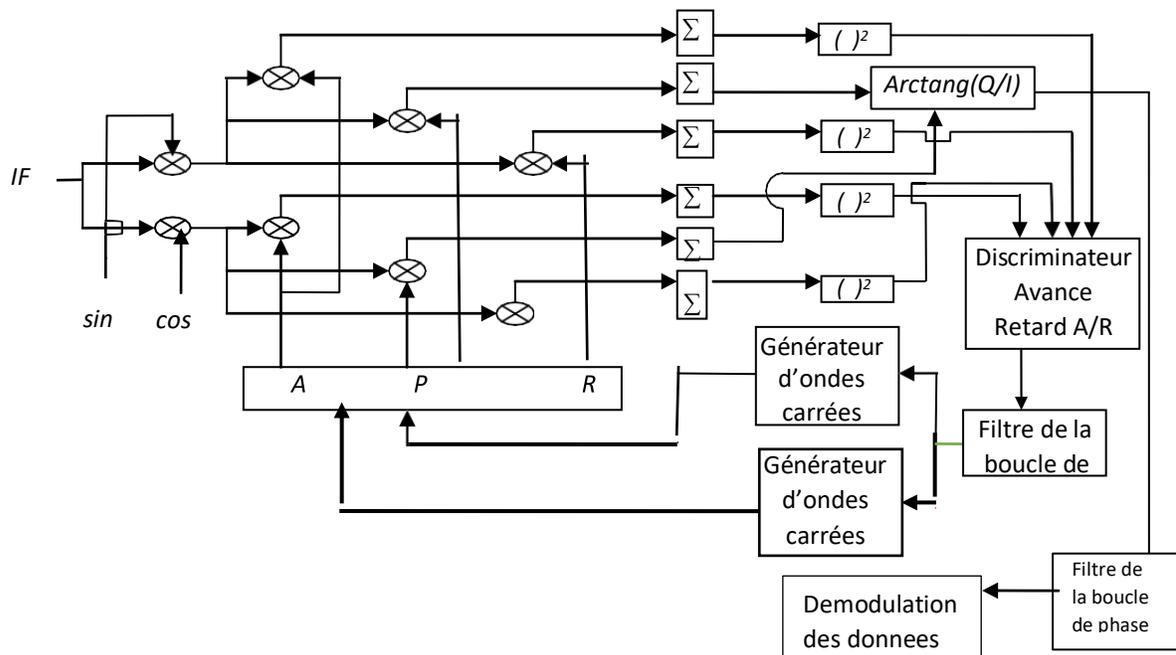


Figure.III.2. Schéma de poursuite non cohérent code - phase simulé (Récepteur BOC Galileo)

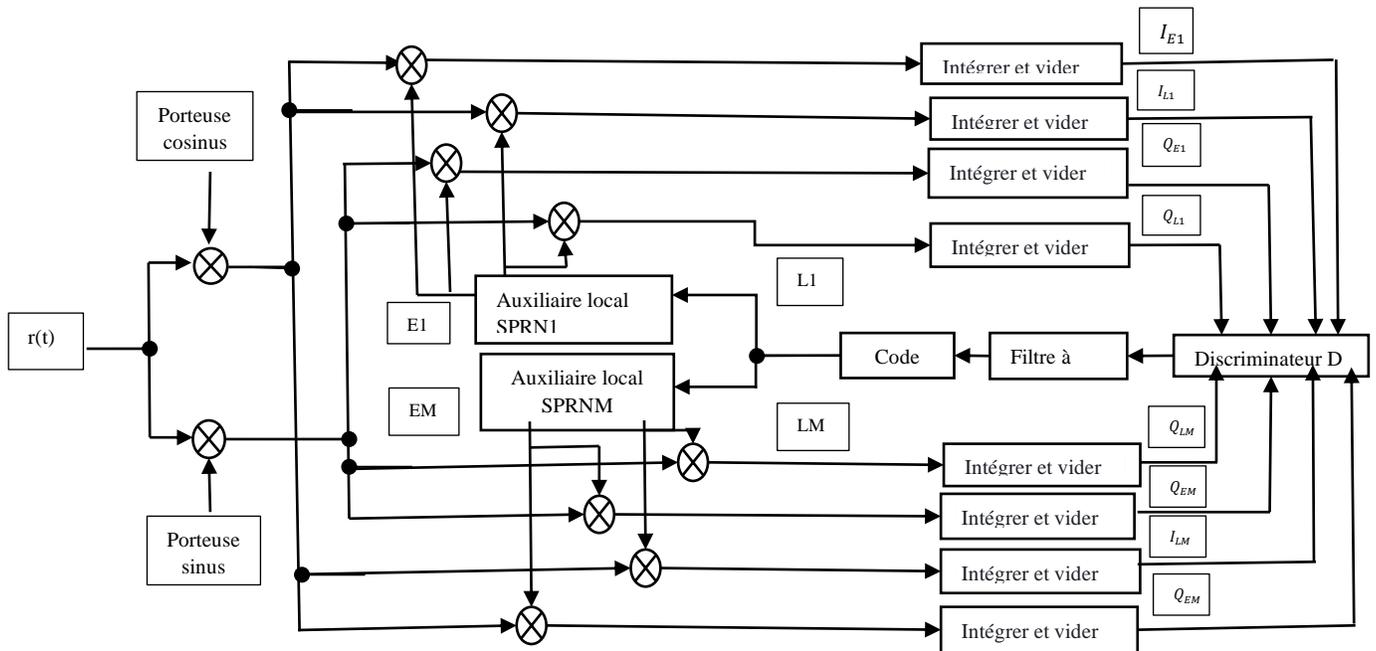


Figure.III.3. Schéma de poursuite de l'algorithme SRSA

### III.2.2. Critère de l'RMSE

Une mesure fréquemment utilisée pour montrer les différences entre les valeurs prédites et les valeurs observées. La RMSE est donnée par :

$$RMSE = \sqrt{E[(\hat{X} - X_0)^2]} \quad (III.1)$$

Où :

$\hat{X}$ : La valeur estimée.

$X_0$ : La valeur réelle.

$E[(\hat{X} - X_0)^2]$  : la moyenne arithmétique.

Ces indicateurs servent surtout à comparer plusieurs modèles ou prévisions par rapport à une série d'observations.

### III.3. Résultats et discussion

#### III.3.1 Résultats de l'enveloppe d'erreur des MTs

##### III.3.1.1 Résultats obtenus par les auteurs de l'article [13]

Comme nous l'avons discuté plus haut, afin d'évaluer les performances des MTs, nous utilisons un indicateur typique qui est l'enveloppe d'erreur. Ici, nous décrivons deux schémas de

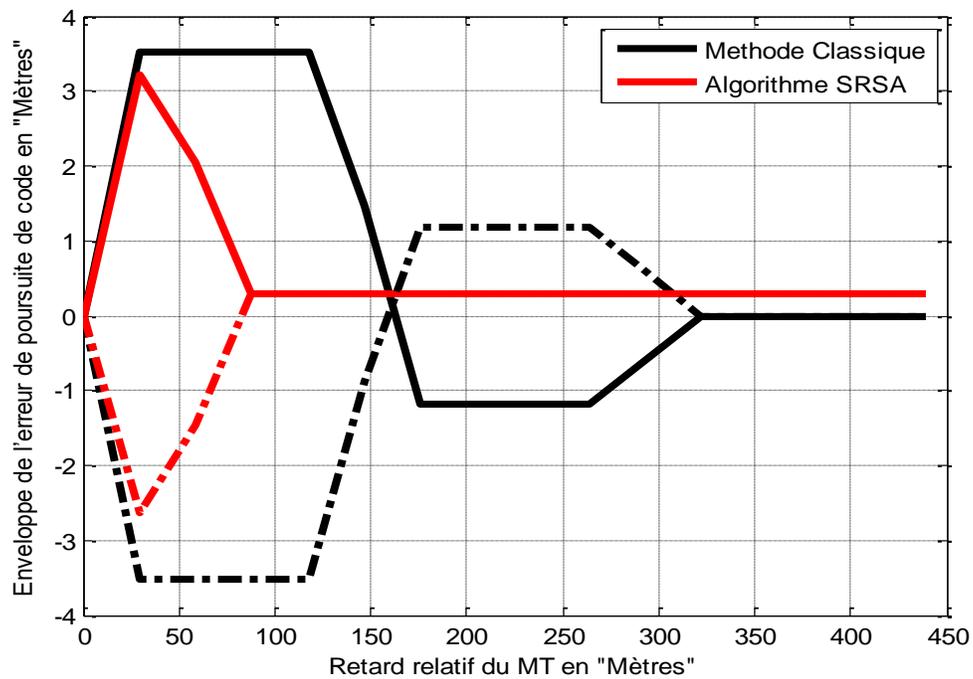
### Chapitre III : Résultats des simulations et comparaison entre deux méthodes

réception. En effet, dans le premier, nous considérons la transmission du signal BOCs(1,1) et dans le deuxième, nous examinons la transmission du signal BOCs(2,1). On utilise pour se faire, la réception classique et la réception basée l'algorithme SRSA.

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

Structure de reception	Retard relatif du MT en chips	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	SNR	Phase relative du MT par rapport au LOS en degrés
SRSA SCM ( $w=5/w=1$ )	De 0 à 1.5	0.5	-30 dB	0 et 180

Les figures (III.1) et (III.2) montrent les performances de l'algorithme SRSA par rapport à celles obtenues par la méthode classique pour deux valeurs de l'ordre de modulation  $N$ .



**Figure.III.4.** Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(1,1).

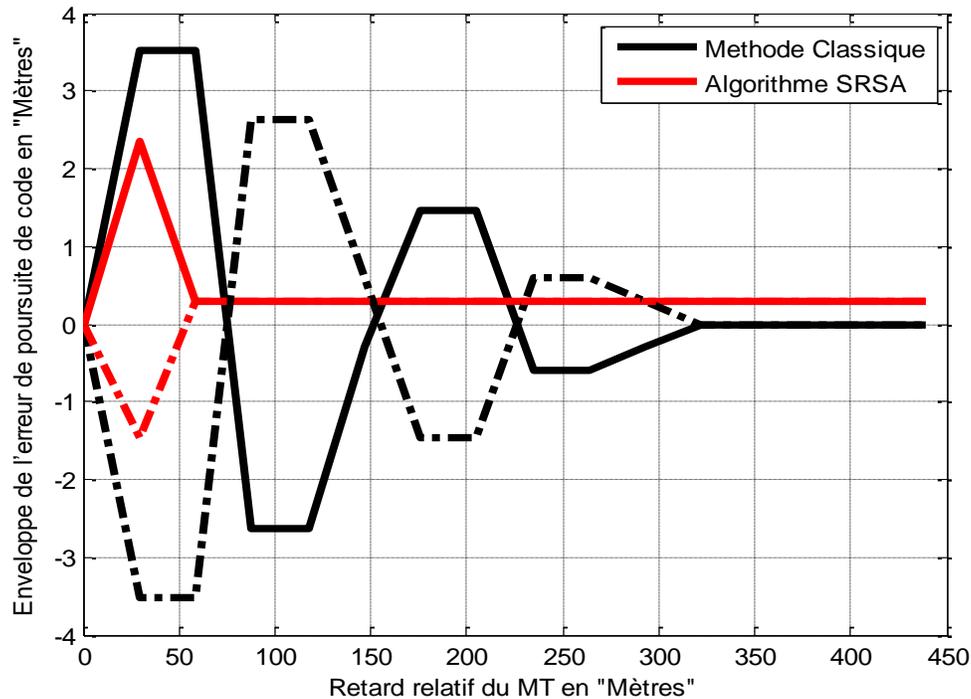


Figure.III.5. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme du signal BOCs(2,1).

Comme le montrent les figures (III.1) et (III.2), on constate que l'algorithme SRSA présente de meilleures performances par rapport à la méthode classique. En effet, pour un signal BOCs(1,1) reçu, l'algorithme SRSA présente pratiquement les mêmes performances que celles de la méthode classique sur la plage du retard de MT allant de 0 à 28 mètres. En outre, il présente les meilleures performances sur la plage du retard de MT allant de 28 mètres jusqu'à 90 mètres. De plus, quand le retard du MT dépasse 90 mètres, l'erreur présentée par l'algorithme SRSA est nulle. Par conséquent, l'algorithme SRSA, appliqué aux signal BOCs(1,1), est plus résistant aux MTs en comparaison avec la méthode classique.

Pour le signal BOCs(2,1) reçu, l'algorithme SRSA présente aussi les mêmes performances que celles de la méthode classique sur la plage du retard du MT allant de 0 à 7 mètres. En outre, il présente les meilleures performances sur la plage du retard de MT allant de 7 mètres à 60 mètres. De plus, quand le retard du MT dépasse 60 mètres, l'erreur présentée par l'algorithme SRSA est complètement nulle.

III.3.1.2 Résultats des performances qui devraient être obtenus

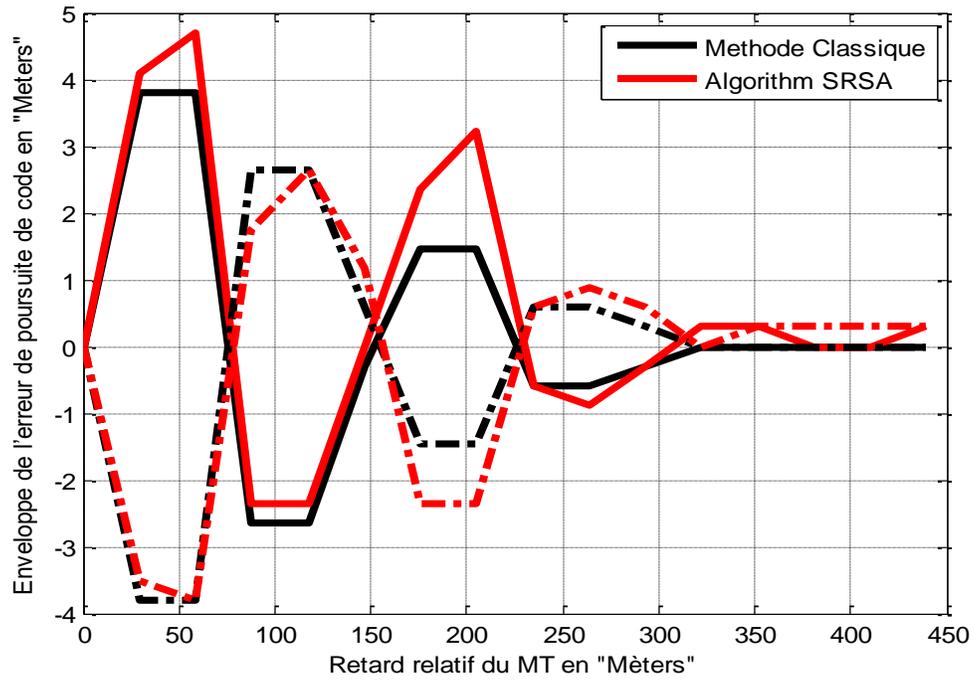


Figure.III.6. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(2,1) (le cas le plus adéquat).

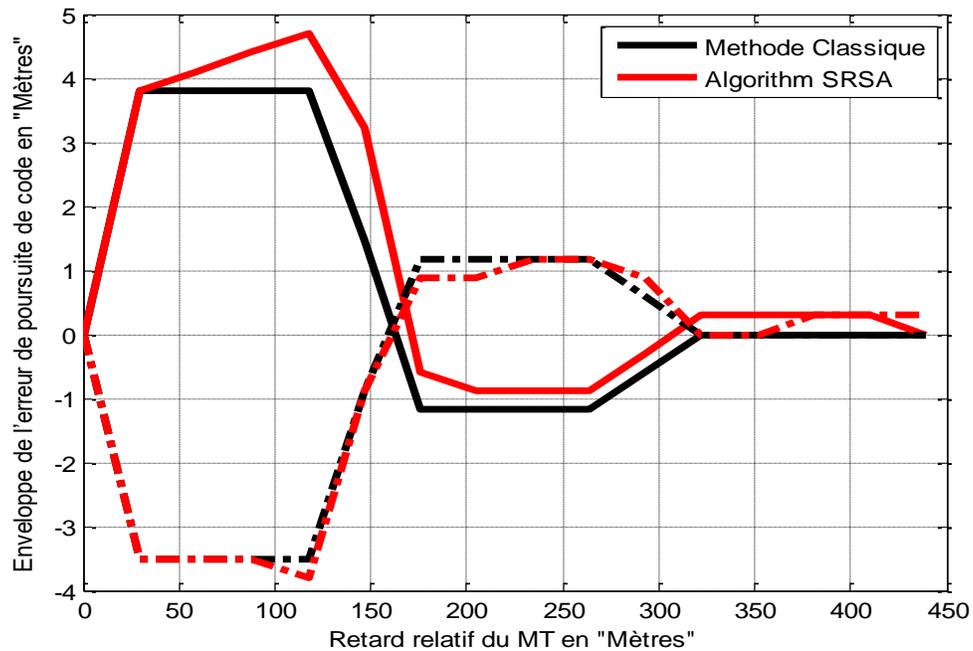


Figure.III.7. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(1,1) (le cas le plus adéquat).

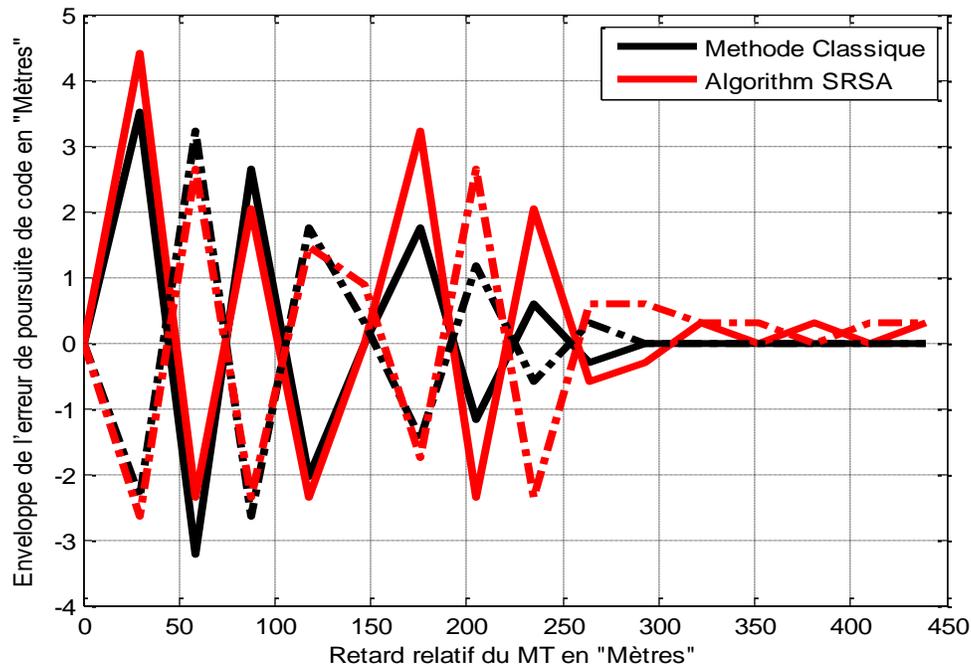


Figure.III.8. Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'algorithme SRSA du signal BOCs(4,1) (le cas le plus adéquat).

Les figures (III.3), (III.4) et (III.5), montrent les résultats de simulations des performances de l'algorithme SRSA adéquats à la formule de calcul de la FC non ambiguë. Ces résultats sont comparés, dans les mêmes figures, à ceux de la méthode classique. Ici, on utilise les mêmes conditions de simulations que celles utilisées plus haut. D'après ces figures, on remarque que l'algorithme SRSA appliqué au signaux BOCs(1,1), BOCs(2,1) et BOCs(4,1), n'ajoute aucune amélioration dans les performances de la méthode classique. Au contraire, Il provoque une dégradation des performances pour certains retards du MT.

### III.3.2 Résultats de l'RMSE des MTs

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

Structure de reception	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	Phase relative du MT par rapport au LOS en degrés	SNR	Retard relatif du MT en chips
SRSA SCM ( $w=5/w=1$ )	0.5	0	-30 dB	De 0 à 1.5

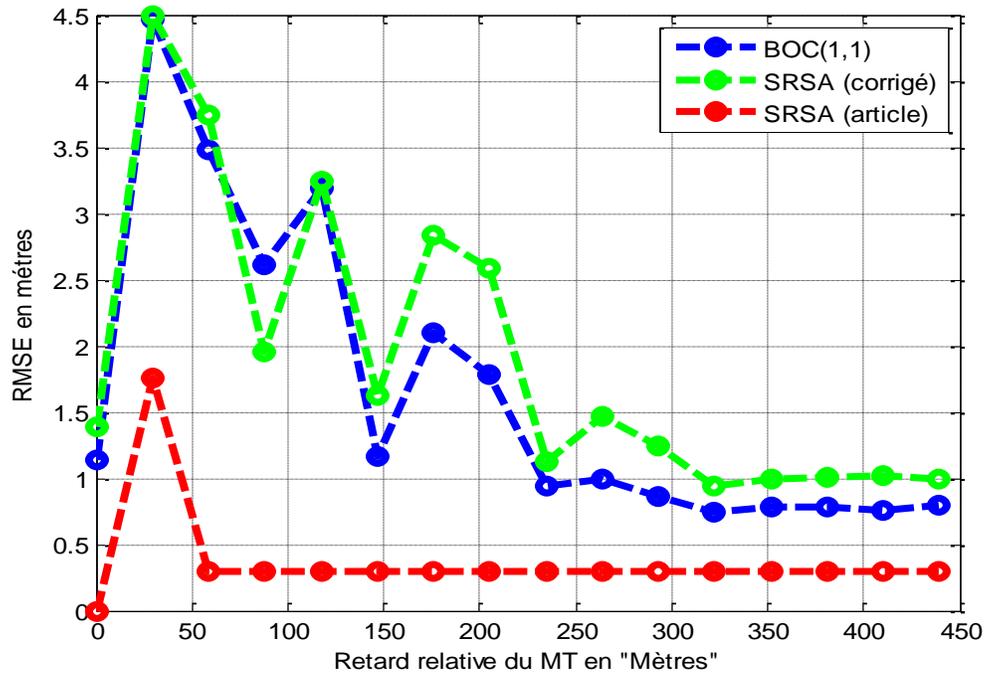


Figure.III.9. RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'SRSA pour un SNR égal à -30 dB. Signal BOCs(1,1) (Résultats de l'article et Résultats corrigés).

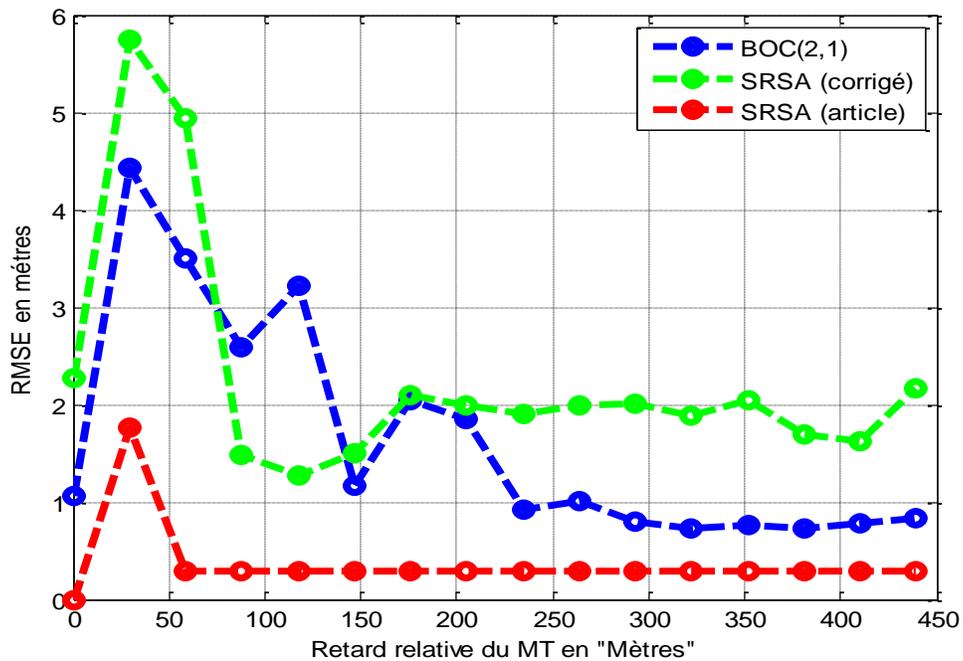


Figure.III.10. RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par l'SRSA pour un SNR égal à -30 dB. Signal BOCs(2,1) (Résultats de l'article et Résultats corrigés).

Les figures (III.6) et (III.7) montrent le RMSE en fonction du retard relatif du MT de l'SRSA dans les deux cas (Résultats de l'article et Résultats corrigés). Ces résultats sont comparés avec le cas de la méthode classique pour différentes valeurs de l'ordre de modulation  $N$ .

Comme l'illustre ces figures, pour le signal BOCs(1,1), les valeurs de la RMSE de l'algorithme SRSA dans le cas corrigé ont presque les mêmes valeurs que la méthode classique BOCs(1,1) dans la plage de 0 à 150 mètres, par contre dans la plage de 150 à 300 mètres, les valeurs sont au-dessus de celles correspondant au signal BOCs(1,1). Les résultats de l'algorithme SRSA avec le même raisonnement de l'article [13], montre de meilleurs résultats comparés avec la méthode classique. Pour la plage de 0 à 50 mètres, les valeurs de la RMSE sont situées au-dessous. De plus, quand le retard relatif du MT dépasse les 50 mètres, la RMSE présentée par l'algorithme SRSA est presque nulle. Les mêmes résultats s'observent pour le cas du signal BOCs(2,1).

#### III.4. Etude comparative de la méthode SRSA avec la méthode SCM

Dans ce qui suit, des simulations seront effectuées pour tester l'efficacité de l'algorithme par rapport à la méthode SCM. Pour se faire, deux scénarios, concernant la méthode SRSA corrigée, ont été effectués.

##### III.4.1. Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur

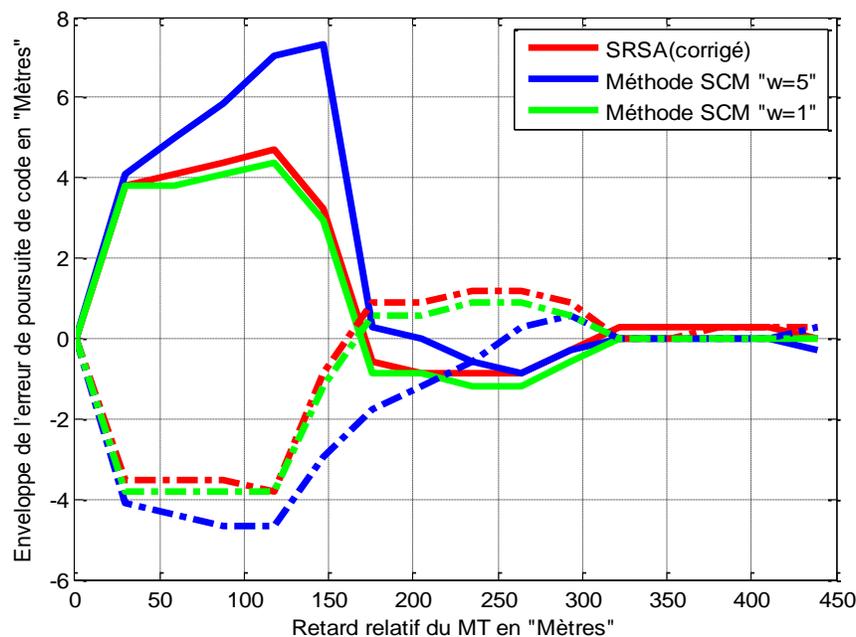
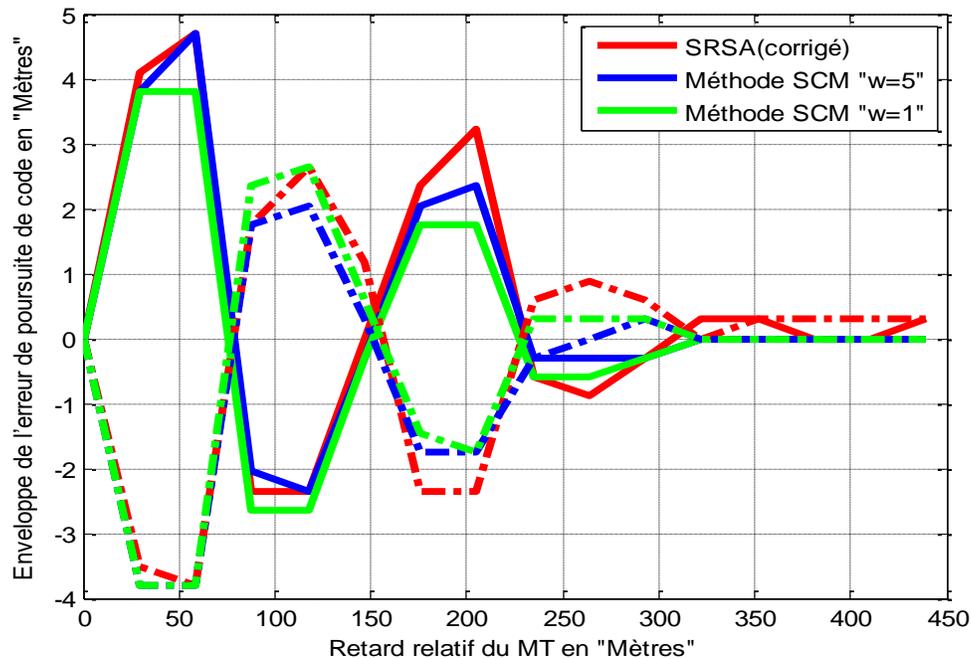


Figure. III.11. Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception classique, de l'RSRSA (cas corrigé) et de l'SCM pour deux valeurs de  $w$  ( $w=1$  et  $w=5$ ) pour un signal BOCs(1,1).



**Figure. III.12.** Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception classique, de l'RSRSA (cas corrigé) et de l'SCM pour deux valeurs de  $w$  ( $w=1$  et  $w=5$ ) pour un signal BOCs(2,1)

En premier lieu, les simulations sont effectuées pour étudier l'effet du signal MT sur les performances du récepteur. Le critère choisi à cet effet est l'enveloppe d'erreur de poursuite de code en fonction du retard relatif du MT. On considère ici les deux signaux BOCs(1,1) et BOCs(2,1) pour les deux variantes SCM ( $w=1$ ) et SCM ( $w=5$ ). Les résultats, pour ces deux signaux, sont illustrés respectivement dans les figures (III.8) et (III.9).

D'après ces figures, pour le signal BOCs(1,1), on remarque que par rapport à la méthode SCM ( $w=1$ ), l'algorithme SRSA ne présente pas de meilleures performances. En effet, pour les signaux reçus, L'algorithme SRSA présente pratiquement les mêmes performances que celles de la SCM ( $w=1$ ) sur toute la plage de variation du retard de MT. Alors qu'il présente de meilleures performances que celle de la SCM «  $w=5$  » sur la plage du retard de MT allant de 28 à 170 mètres. De plus, lorsque le retard de MT est supérieur à 300 mètres l'erreur présentée par l'SRSA est complètement nulle. Pour le signal BOCs(2,1), l'algorithme SRSA présente pratiquement les mêmes performances que la méthode SCM «  $w=1/w=5$  » sur la plage du retard de MT allant de 0 mètres à 150 mètres. Alors que ses performances sont dégradées sur la plage du retard de MT

allant de 150 à 220 mètres puis il présente des erreurs nulles lorsque le retard de MT dépasse les 300 mètres.

### III.4.2. Résultats de performance par le critère de l'RMSE

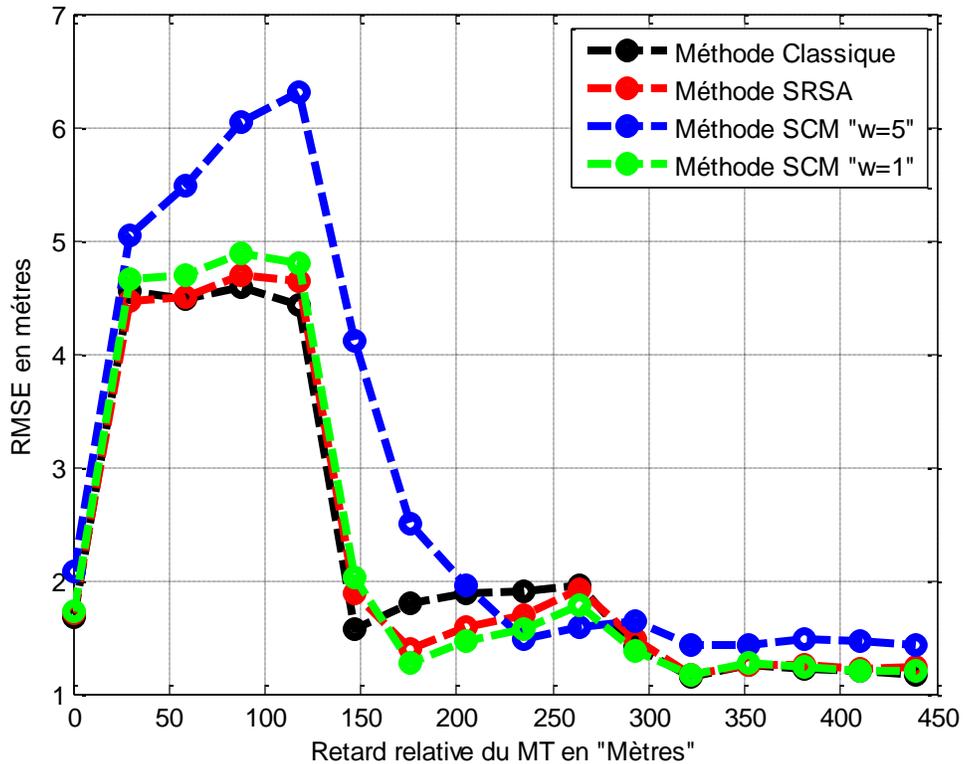


Figure.III.13. Comparaison du RMSE de l'algorithme SRSA (corrigé) avec ceux des méthodes BOCs(m,n), SCM « w=5 » et « w=1 ».

Comme l'illustre la figure (III.12), les valeurs de la RMSE de l'algorithme SRSA dans le cas corrigé a presque les mêmes valeurs que celle de la méthode classique et SCM « w=1 » tout au long de la plage de variation du retard. Par contre, il a des meilleures performances par rapport à la méthode SCM « w=5 » sur la plage allant de 0 à 225 mètres. En effet, par rapport à l'ensemble des valeurs présentées par toutes les structures, les méthodes Classique et SCM « W=1 » et l'algorithme SRSA ont pratiquement les mêmes résultats de la RMSE.

### III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons commencer par l'étude des performances des MTs de la méthode classique et de l'algorithme SRSA comme montré dans l'article [13]. Cette étude a montré la

### **Chapitre III : Résultats des simulations et comparaison entre deux méthodes**

supériorité des performances que l'algorithme SRSA peut apporter aux signaux BOC en présence des MTs. Ensuite, La même étude a été faite mais cette fois-ci pour la méthode classique et l'algorithme SRSA dans le cas réel (corrigé). Les résultats obtenus ont montré une dégradation des niveaux des performances par rapport à l'article [13]. Finalement, une étude comparative des résultats des performances, en termes de l'enveloppe des erreurs des MTs et de la RMSE, a été établie entre l'algorithme SRSA et la méthode SCM. Cette comparaison a démontré la similarité des résultats des performances entre l'algorithme SRSA et la méthode SCM «  $W=1$  ».

*Conclusion Générale*

**Conclusion Générale**

### **Conclusion Générale**

Comme nous l'avons vu tout au long de ce mémoire de Master, dans les systèmes de positionnement par satellite GNSS, plusieurs problèmes ou erreurs peuvent affecter le bon fonctionnement des circuits de poursuite code-porteuse. Ceci a poussé les chercheurs à réaliser des études afin d'améliorer la qualité de service. Tout ça n'est possible que par la réduction des erreurs et des effets néfastes sur les mesures GNSS.

Le travail présenté dans ce mémoire de Master avait pour but d'étudier un nouvel algorithme proposé pour la réduction des erreurs causées par les signaux modulés en BOC sur le processus de poursuite de code. En effet, les progrès en termes de performances que peut apporter cet algorithme ont été présentés et étudiés pour les cas de l'absence et de la présence des phénomènes perturbateurs plus particulièrement le bruit et les MTs.

Dans un premier temps, nous avons présenté les principes de génération des signaux GNSS. On a montré ainsi leurs propriétés de FAC et de FIC et l'effet des sources de perturbation tels que le bruit et les MTs sur leurs performances.

Une étude approfondie de l'algorithme SRSA, censé être efficace pour la levée d'ambiguïté et la réduction des effets des MTs dans les applications GNSS, a été réalisée et le principe a été validé. Toutes les étapes de cet algorithme, basé essentiellement sur la combinaison des fonctions de corrélation obtenues par l'utilisation des sous-codes PRN, ont été implémentées sous Matlab.

Les résultats obtenus ont démontré que l'algorithme SRSA présente, dans le cas idéal et suivant le raisonnement des auteurs de la référence en question, de meilleures performances par rapport à celles de la méthode classique. Ceci est principalement causé par la suppression, dans l'algorithme proposé, des faux points de passage par zéro existant dans la FD des signaux modulés en BOC. Cependant, après avoir utilisé le raisonnement le plus proche de la réalité, les résultats ont complètement changé et les performances ont totalement dégradées. Ceci est dû au fait que l'algorithme SRSA a des limitations en présence des MTs et du bruit et que les résultats montrés par ses auteurs dans la référence de l'algorithme ne sont pas fiables.

Pour conclure notre travail, une étude comparative entre l'SRSA (après correction) et la méthode SCM a été mise en place, ce qui nous a montré que l'algorithme n'a apporté aucune nouvelle contribution sur la qualité des performances en présence des MTs et du bruit

*Bibliographie*

**BIBLIOGRAPHIE**

### Références Bibliographiques

1. Feneniche, W., Rouabah, K., Flissi, M., Atia, S., Mezaache, S. E., & Meguellati, S. (2020). *Unambiguous method for DLL BOC signals tracking*. *International Journal of Communication Systems*, e4374. doi:10.1002/dac.4374.
2. Betz WJ. Binary offset carrier modulations for radionavigation. *J Inst Navigation*. 2002;48(4):227-246.
3. Borre K, Akos DM, Bertelsen N, Rinder P, Jensen SH. A software-defined GPS and Galileo receiver: a single-frequency approach. Boston: Birkhäuser Basel; 2007:176.
4. Nunes FD, Sousa FMG, Leitão JMN. Characterization and performance analysis of generalized BOC modulations for GNSS. *Navigation*. 2019;66(1):185-197.
5. Nunes FD, Sousa FMG, Leitão JMN. Characterization and performance analysis of generalized BOC modulations for GNSS. *Navigation*. 2019;66(1):185-197.
6. Flissi M, Rouabah K, Chikouche D, Mayouf A, Atia S. Performance of new BOC-AW-modulated signals for GNSS system. *EURASIP J Wireless Comm Networking*. 2013;2013(1):1-18.
7. Pan Y, Zhang T, Zhang G, Luo Z. A narrowband anti-jamming acquisition algorithm based on all-phase processing for BOC signals. *IEEE Access*. 2019; 7:41416-41425.
8. Xiong H, Wang S, Gong S, Peng S, Shi J, Tang J. Improved synchronization algorithm based on reconstructed correlation function for BOC modulation in satellite navigation and positioning system. *IET Comm*. 2018;12(6):743-750.
9. Attia S, Rouabah K, Chikouche D, Flissi M. Side peak cancellation method for sine-BOC(m,n) modulated GNSS signal. *EURASIP J Wireless Comm Networking*. 2014;1(34):1-14.
10. Chebir S, Aidel S, Rouabah K, Attia S, Flissi M. GNSS signals acquisition and tracking in unfavorable environment. *Radioengineering*. 2018;27(2):557-571.
11. Boyi W, Tian L, Jiaolong W, Zuping T. A new unambiguous tracking algorithm for sine-BOC (m, n) signals. *GPS Solutions*. 2019;23(3): 1-20
12. Burian, A.; Lohan, E.S.; Renfors, M. BPSK-like Methods for Hybrid-Search Acquisition of Galileo Signals. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey, 11–15 June 2006*; pp. 5211–5216.

## *Bibliographie*

13. Hao, F., Yu, B., Gan, X., Jia, R., Zhang, H., Huang, L. and Wang, B., 2020. Unambiguous Acquisition/Tracking Technique Based on Sub-Correlation Functions for GNSS Sine-BOC Signals. *Sensors*, 20(2), p.485.
14. Proakis, John G. (1995). *Digital Communications*. Singapore: McGraw Hill.
15. Couch, Leon W. II (1997). *Digital and Analog Communications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
16. Betz, J. (June 1999). "The offset carrier modulation for GPS modernization".
17. C. Chavagnieux, "développement d'un récepteur hybride gps/galileo en environnement réel," québec, 2007.
18. S. CHEBIR, "Acquisition et Poursuite des Signaux GNSS Multifréquences et Multi-Constellations dans un milieu Outdoor," Mohamed El-Bachir EL-Ibrahimi de Bordj Bou Arréridj, 2019.
19. Wolaver, Dan H. (1991), *Phase-Locked Loop Circuit Design*, Prentice Hall.
20. Adina Burian, Elina Laitinen, Elena Simona Lohan, Markku Renfors, "Acquisition of BOC Modulated Signals Using Enhanced Sidelobes Cancellation Method"