

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'électronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par

- **Benomar Fares**
- **Drideche kamel**

Intitulé

***Algorithmes de synchronisation améliorés pour les signaux BOC
basés sur des fonctions de sous-corrélation reconstruites.***

Soutenu le : 26-06-2024

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. BOUSSAHOUL Abdelkrim</i>	<i>MAA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mme. FENENICHE Wafa</i>	<i>MAB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. FLISSI Mustapha</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2023/2024

Remercîment

بسم الله الرحمن الرحيم
"وقل اعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون"
"يرفع الله الذين آمنوا منكم والذين أوتوا العلم درجات"

On remercie dieu tout puissant de nous avoir donné la santé, le courage et la force pour finir cette mémoire.

النفوس النقية مجبولة على حب من أحسن إليها ووقف بجانبها وقت الشدائد والصعاب، والرسول الكريم ﷺ يقول: "لا يشكر الله، من لا يشكر الناس"، فمعرفة الفضل لأهل الفضل من سمات نوي الطباع السليمة. والباحثون ليسوا بدعاً من الناس؛ فإن كل باحث عندما يصل إلى مبتغاه يتذكر فضل أهله وإخوانه وأصحابه وأساتذته ومعلميه، وهل جزاء الإحسان إلا الإحسان.

Tout d'abord, nous tenons à exprimer notre gratitude à l'auteur de cette thèse, Mme FENENICHE Wafa, pour son accueil chaleureux et le temps que nous avons passé ensemble à partager ses connaissances. C'est aussi grâce à sa confiance que nous avons pu mener à bien notre tâche, et surtout à ses conseils avisés qui nous ont permis d'alimenter notre réflexion. Elle a été d'un grand secours dans les moments les plus délicats.

On remercie vivement toutes les personnes qui ont participé au succès de notre projet et qui ont apporté lors de la rédaction de cette mémoire.

Nous tenons à exprimer notre gratitude à nos camarades de classe pour leur camaraderie et leur soutien moral. Nos discussions et nos échanges ont été une source de motivation et d'inspiration tout au long de ce parcours.

Dédicace

A mon père,

سلام على حبات التراب التي تحتضنك، وعلى القبور التي بجوارك تؤنسك، وعلى الأشجار التي تظلك وكل السلام عليك
تمر الأيام والشهور على سفرك الأبدي ولم تغب فيه عن خاطرنا لحظة، ندعو لك فيها بالمغفرة والرحمة أنت الغائب عنا
والحاضر فينا وفي وجداننا....

اسمك يرافقتني في كل سجدة، في كل دعوة، في السفر وتحت المطر، في الحزن والفرح، في المرض والعافية

رحم الله روحا كانت كالجنة على الأرض

A ma Mère,

À ma mère, qui est un phare dans la tempête et une source infinie de sagesse et d'amour.

À ma mère, dont les sacrifices et les encouragements m'ont permis de devenir la personne que
je suis aujourd'hui.

À ma mère, dont la force, la patience et l'amour inébranlable sont une source d'inspiration
quotidienne.

À ma mère, dont l'amour est aussi vaste que l'océan et aussi inébranlable qu'une montagne.

À ma mère, dont la douceur et le dévouement illuminent chaque jour de ma vie.

À ma mère, qui m'a appris à rêver grand et à persévérer même dans les moments difficiles.
Ton courage et ta détermination sont des modèles pour moi.

Merci pour tout ce que tu fais et pour tout ce que tu es.

Je t'aime plus que tout.

À ma merveilleuse sœur, dont l'amour et la gentillesse apportent tant de joie et de réconfort.

Merci d'être toujours là pour moi, quoi qu'il arrive. Je t'aime plus que les mots ne peuvent
dire,

A mes frères Aymen et Oussama,

À mes amis incroyables, qui m'accompagnent dans les bons comme les mauvais moments.

Merci pour votre écoute, votre compréhension et votre amour inconditionnel. Je suis
chanceux de vous avoir dans ma vie.

« Naziha, Idir, Mahdi, Walid et Bicha »

خالص الشكر و التقدير لشيخني و أستاذي الفاضل « سيدي محمد لعرابة »

FARES

Résumé

En vue de la synchronisation ambiguë des signaux de modulation de porteuse binaire décalée (BOC) et de composite BOC (CBOC) en raison de pics secondaires pour le système mondial de navigation par satellite (GNSS), l'algorithme de synchronisation de la fonction de sous-corrélation reconstruite (RSSA) pour ce type des signaux a été proposé. Ce type des algorithmes basés sur les sous-fonctions d'autocorrélation du signal BOC et du CBOC, qui sont obtenues en dérivant les sous-fonctions de la fonction de corrélation croisée entre les signaux BOC avec différents ordres de modulation. Donc, les règles de reconstruction correspondantes sont définies en fonction des caractéristiques des sous-fonctions pour obtenir des fonctions de corrélation non ambiguës. Pour réduire encore la complexité du signal auxiliaire local, un algorithme d'optimisation du signal auxiliaire local (LASOA) est proposé sur la base de RSSA, qui ne nécessite que la génération d'un signal local à deux niveaux par rapport au signal local CBOC conventionnel à quatre niveaux. Dans ce travail de Master, nous avons étudié une l'algorithme RSSA méthode d'acquisition non ambiguë, très récente proposée en 2021 et l'algorithme d'optimisation LASOA qui été proposé sur la base de RSSA en 2023. En effet, après l'étude et l'implémentation sous environnement Matlab, nous avons fait une étude comparative par le critère de l'enveloppe d'erreur.

Abstract

In view of the ambiguous synchronization of Binary Offset Carrier (BOC) and Composite BOC (CBOC) modulation signals due to secondary peaks for Global Navigation Satellite System (GNSS), the Reconstructed Subcorrelation Function (RSSA) synchronization algorithm for this type of signals has been proposed. These algorithms are based on the autocorrelation sub-functions of the BOC and CBOC signals, which are obtained by deriving the sub-functions of the cross-correlation function between BOC signals with different modulation orders. Thus, the corresponding reconstruction rules are defined according to the characteristics of the sub-functions to obtain unambiguous correlation functions. To further reduce the complexity of the local auxiliary signal, a local auxiliary signal optimization algorithm (LASOA) is proposed based on RSSA, which only requires the generation of a two-level local signal compared to the conventional four-level local CBOC signal. In this Master's thesis, we studied the RSSA algorithm, a very recent unambiguous acquisition method proposed in 2021, and the LASOA optimization algorithm, which was proposed on the basis of RSSA in 2023. In fact, after the study and implementation in a Matlab environment, we carried out a comparative study using the error envelope criterion.

المخلص

في ضوء التزامن الغامض لإشارات تعديل الموجة الحاملة الثنائية (BOC) وإشارات التشكيل (CBOC) بسبب القمم الثانوية للنظام العالمي للملاحة عبر الأقمار الصناعية (GNSS)، فإن خوارزمية التزامن لوظيفة الارتباط الفرعي المعاد بناؤه (RSSA) لهذا النوع وقد تم اقتراح الإشارات. يعتمد هذا النوع من الخوارزميات على وظائف الارتباط الذاتي الفرعية لإشارة BOC وCBOC، والتي يتم الحصول عليها عن طريق استخلاص الوظائف الفرعية لوظيفة الارتباط المتبادل بين إشارات BOC بأوامر تعديل مختلفة. لذلك، يتم تحديد قواعد إعادة الإعمار المقابلة بناءً على خصائص الوظائف الفرعية للحصول على وظائف الارتباط التي لا لبس فيها. لمزيد من تقليل تعقيد الإشارة المساعدة المحلية، يتم اقتراح خوارزمية تحسين الإشارة المساعدة المحلية (LASOA) استنادًا إلى RSSA، والتي تتطلب فقط توليد إشارة محلية ذات مستويين فيما يتعلق بالإشارة المحلية التقليدية ذات المستوى الرابع CBOC. في عمل الماجستير هذا، قمنا بدراسة خوارزمية RSSA لطريقة اكتساب لا لبس فيها، والتي تم اقتراحها مؤخرًا في عام 2021 وخوارزمية تحسين LASOA التي تم اقتراحها على أساس RSSA في عام 2023. في الواقع، بعد الدراسة والتنفيذ في ظل بيئة Matlab، قمنا بإجراء مقارنة الدراسة باستخدام معيار مغلف الخطأ.

Table des matières

CHAPITRE I : Introduction aux systèmes de navigation GNSS

I.1 Introduction	5
I.2 Signaux GNSS	5
I.2.1 Signaux BPSK.....	5
I.2.2 Signal BOC	6
I.2.3 Signal MBOC.....	9
I.3 Réception des signaux satellitaires.....	12
I.3.1 Acquisition du signal GNSS	13
I.3.2 Poursuite du signal GNSS	13
I.4 Sources de perturbation.....	14
I.4.1 Effet de Multi-trajet.....	14
I.4.2 Effet du Bruit.....	15
I.5 Conclusion.....	16

Chapitre II : Etude des méthodes non-ambigüe basée sur les FPCs

II.1 Introduction.....	18
II.2 Méthode de ASPeCT	19
II.3 Méthode d'acquisition USS-RCF	20
II.4 Méthode de RSSA	23
II.4.1 Analyse de la boucle d'acquisition RSSA.....	33
II.4.2 Analyse de la boucle de poursuite RSSA	36
II.5 Algorithme d'optimisation du signal auxiliaire local (LASOA).....	38
II.5.1 Règles de reconfiguration du LASOA.....	38
II.5.2 Probabilité d'acquisition et résultats de la discrimination de phase pour le LASOA	40
II.6 Conclusion	43

CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs

III.1. Introduction	46
III.2. Résultats de simulation.....	46
III.2.1. FCs de L'algorithme RSSA amélioré (ERSSA).....	46
III.2.2. Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur.....	48
III.3. Conclusion	52
Bibliographie	50

Table des figures

CHAPITRE I : Introduction aux systèmes de navigation GNSS

Figure I. 1 FAC du signal BPSK.	6
Figure I. 2 Formes d'ondes du $c(t)$ et du $S_c(t)$ de BOCs (m,n) où $m=1$ et 2	7
Figure I. 3 Structure générale des signaux BPSK et BOC. I.2.2.1 FAC du signal BOC.	8
Figure I. 4 FAC du signal BOC $(1,1)$ et du BOC $(6,1)$	9
Figure I. 5 Forme d'onde de la sous-porteuse CBOC.	10
Figure I. 6 La FAC. (a) La FAC de BOC $(1,1)$ et CBOC $(6,1,1/11)$; (b) La FAC de BOC $(6,1)$ et BOC $(2,1)$	11
Figure I. 7 Sous-porteuse de TMBOC $(6,1,4/33)$	12
Figure I. 8 Phénomène des multi-trajets.	15
Figure I. 9 Effet du MT sur le signal BOC $(1,1)$	15

Chapitre II : Etude des méthodes non-ambiguë basée sur les FPCs

Figure II. 1 Schéma des deux fonctions de l'ASPeCT : la FD et la FC.	19
Figure II. 2 Composition de la FAC du signal BOCs $(1,1)$	21
Figure II. 3 Formes spécifiques C1 et C2 pour un signal BOCs $(1,1)$	22
Figure II. 4 Reconstruction de la FAC non ambiguë.	23
Figure II. 5 Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCs $(1,1)$	23
Figure II. 6 le processus de décomposition du signal, $M=2$. Processus de décomposition du signal, $M=2$. (a) Décomposition du signal BOC $(1,1)$; (b) décomposition du signal CBOC $(1,1,1/11)$	27
Figure II. 7 Fonctions de sous-corrélation et FAC du signal BOC $(1,1)$. (a) La fonction de sous-corrélation du signal BOC $(1,1)$ à $M=1$; (b) la fonction de sous-corrélation du signal BOC $(1,1)$ à $M=2$	28
Figure II. 8 Fonctions de sous-corrélation et FAC du signal BOC $(2,1)$. (a) Les fonctions de sous-corrélation du signal BOC $(2,1)$ à $M=1$; (b) les fonctions de sous-corrélation du signal BOC $(2,1)$ à $M=2$	29
Figure II. 9 Fonctions de sous-corrélation partielles et FAC du signal CBOC $(6,1,1/11)$. (a) Les fonctions de sous-corrélation du signal CBOC $(6,1,1/11)$ à $M=1$; (b) les fonctions de sous-corrélation du signal CBOC $(6,1,1/11)$ à $M=2$	30
Figure II. 10 Processus de reconstruction du signal BOC $(2,1)$ par RSSA. (a) Les fonctions de sous-corrélation de R_0, R_1, R_2, R_3 à $M=1$; (b) les fonctions de corrélation de r_1 et r_2 , à $M=1$; (c) la fonction de corrélation de reconstruction non floue r	32
Figure II. 11 Fonctions de corrélation reconstruites non brumeuses du BOC et du CBOC par RSSA pour $M=1,2,3,4$; (a) les fonctions de corrélation non brumeuses de BOC $(1,1)$; (b) les fonctions de corrélation non brumeuses de BOC $(2,1)$; (c) les fonctions de CBOC $(6,1,1)$	33
Figure II. 12 RSSA acquisition frame diagramme.	34
Figure II. 13 Boucle de poursuite du code RSSA.	37
Figure II. 14 Processus de reconstruction du signal BOC $(2,1)$ par LASOA. (a) Les fonctions de sous-corrélation de R_0 et R_3 à $M=1$; (b) les fonctions de corrélation de R^{+2} et R^{-2} à $M=1$; (c) la fonction de corrélation de reconstruction non floue rf	40

Figure II. 15 FCs non brumeuses reconstruites du BOC et du CBOC par LASOA pour $M=1,2,3,4$; (a) FCs non brumeuses du BOC (1,1) ; (b) FCs non brumeuses du BOC(2,1) ; (c) FCs non brumeuses du CBOC (6,1,1/11).	41
---	-----------

CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs

Figure III. 1 FCs non brumeuses reconstruites du BOC (1.1) par ERSSA pour $M=2,4,6$	46
Figure III. 2 FCs non brumeuses reconstruites du BOC (2.1) par ERSSA pour $M=4,5,10$	47
Figure III. 3 FCs non brumeuses reconstruites du CBOC par ERSSA pour $M=4,5,10$..	48
Figure III. 4 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (1,1).	49
Figure III. 5 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (2,1).	49
Figure III. 6 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (1,1) (le cas le plus adéquat).	50
Figure III. 7 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (2,1) (le cas le plus adéquat).	51
Figure III. 8 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal CBOC.	52

Liste des tableaux

Tableau 1 Conditions de simulation	48
---	-----------

Liste des abréviations

GNSS	Global Navigation Satellite System
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BOC	Binary Offset Carrier
TMBOC	Time Multiplexed BOC
CBOC	Composite BOC
MBOC	Multiplexed BOC
FAC	Fonction d'Autocorrélation
FIC	Fonction d'Inter-Corrélation
PRN	Pseudo Random Noise
MTs	Multi-trajets
MT	Multi-trajet
GPS	Global Positioning System
CBCS	Composite BCS
BCS	Binary Coded Symbol
OS	Open Service
fD	L'effet Doppler
PLL	Phase-Locked Loop
FLL	Frequency Locked Loop
NCO	Numerically Controlled Oscillator
DLL	Delay Locked Loop
FDs	Fonctions Discriminatrice
FD	Fonction Discriminatrice
ASPeCT	Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique
RF	Radio Frequency
FC	Fonction de corrélation

CNR	Carrier to Noise Ratio
PC	Produit Croisé
USS-RCF	Unambiguous Synchronization Scheme Reconstructed Correlation Function
RSSA	Reconstructed sub-correlation function synchronization algorithm
LASOA	Local auxiliary signal optimization algorithm
SNR	Signal to Noise Ratio
IF	Intermédiaire frequency
E	Early
P	Ponctuel
L	Late
C/A	Coarse/Acquisition
FPC	Fonction de pseudo corrélation
ERSSA	Enchanted RSSA (RSSA amélioré)

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Avec les progrès de la recherche théorique sur la navigation par satellite et le développement technologique, le développement du GNSS est entré dans une nouvelle ère de compatibilité et d'interopérabilité multi-systèmes. La nouvelle génération de GNSS a ajouté de nouvelles technologies basées sur l'étape précédente. Les techniques de division du spectre représentées par le BOC [1] et le MBOC (multiplexed binary offset carrier) [2,3] ont changé la situation de la congestion du spectre de la navigation par satellite. Par rapport à la modulation conventionnelle par déplacement de phase binaire (BPSK) [4], la BOC et la MBOC ont une meilleure fonction d'autocorrélation étroite et une meilleure résistance aux trajets multiples ; en raison de ces avantages, les signaux BOC et MBOC sont largement utilisés dans le GPS, Galileo et d'autres systèmes [5,6]. Les fonctions de corrélation (FC) des signaux BOC et MBOC présentent des pics secondaires, ce qui pose le problème de la synchronisation ambiguë des signaux [7]. Les recherches actuelles des universitaires nationaux et étrangers se concentrent sur la résolution du problème d'ambiguïté pendant la synchronisation du signal et sur l'amélioration de ses performances anti-multi tragique.

À l'heure actuelle, les principales solutions sont les suivantes. Par exemple, la littérature [8] utilise la relation entre les signaux BPSK et BOC pour transformer les signaux BOC en signaux similaires à la clé à décalage de phase binaire (BPSK). Bien que l'ambiguïté du signal soit supprimée, la propriété de corrélation étroite du signal BOC est également éliminée. L'inconvénient est que des filtres sont utilisés et que la mise en œuvre matérielle nécessite davantage de ressources. L'annulation de phase sur sous-porteuse (SCPC) [9] permet d'éliminer les pics secondaires en générant deux sous-porteuses orthogonales. Elle a un large éventail d'applications mais sacrifie les caractéristiques de pic principal étroit du signal BOC. Une autre solution consiste à évaluer les états de faux verrouillage en augmentant le nombre de corrélateurs, comme l'algorithme bump-jump [10], qui ne part pas des multiples pics du signal mais ajoute des corrélateurs très tardifs et très précoces à la boucle à verrouillage par retard non cohérente traditionnelle pour déterminer s'il s'agit d'un état de faux verrouillage. L'inconvénient est qu'il faut beaucoup de temps pour déterminer s'il s'agit d'un faux

verrouillage et que le temps d'attente est plus long pour les signaux d'ordre supérieur. D'autres méthodes comprennent l'ASPeCT et la fonction de pseudo-corrélation (FPC) mentionnées dans [11-13]. Ces méthodes peuvent éliminer ou supprimer les pics secondaires en construisant des signaux auxiliaires locaux spéciaux. Cependant, l'applicabilité de l'ASPeCT est limitée et la fonction de corrélation de reconstruction de la PCF n'est pas facile à obtenir. Dans [14], les codes de bruit pseudo-aléatoire (PRN) et les signaux BOC sont corrélés avec les signaux reçus séparément, et les fonctions de corrélation sont combinées de manière non linéaire pour obtenir les fonctions de corrélation sans pics secondaires. Étant donné les inconvénients liés à la nécessité de produire deux types de fonctions de corrélation dans [14], seule la fonction d'autocorrélation (FAC) est utilisée dans [15] pour la combinaison. Dans [16], la fonction d'autocorrélation non divisée est soumise à une série de décalages pour éliminer l'ambiguïté du signal, mais le nombre de décalages dans ce schéma augmente à mesure que l'ordre de modulation augmente.

Les signaux GNSS réfléchis par les objets situés autour de l'antenne du récepteur peuvent provoquer des interférences par trajets multiples avec le système GNSS [17]. Le signal MBOC présente une meilleure résistance aux trajets multiples que le signal BOC en raison de l'ajout de signaux d'ordre supérieur [18]. La MBOC a plusieurs implémentations : porteuse de décalage binaire multiplexée dans le temps (TMBOC) [19], porteuse de décalage binaire composite (CBOC) [20], et porteuse de décalage binaire multiplexée en quadrature (QMBOC) [21]. Le traitement actuel du signal MBOC ignore l'effet des signaux à haute fréquence avec de faibles taux d'occupation et se concentre sur la poursuite d'un seul signal, comme dans [22], où le signal MBOC est traité comme le signal BOC (1,1). Toutefois, le fait de n'utiliser que des signaux d'ordre inférieur ne tient pas compte de la grande précision de poursuite des signaux d'ordre supérieur. Dans [23], il est proposé d'approximer le signal TMBOC comme le signal BOC (6,1) pour la synchronisation. Dans [24], la technique de mise en forme de la courbe en S est utilisée pour supprimer les faux points de verrouillage du signal. Dans [25], le signal MBOC a été poursuivi en concevant des signaux auxiliaires locaux symétriques. Dans [26], une technique d'annulation des pics secondaires pour BOC et MBOC a été proposée, qui élimine les pics latéraux du signal en prenant le modulo de la fonction d'autocorrélation du signal et en l'ajoutant ensuite à la fonction d'autocorrélation. Bien que les pics secondaires du signal soient éliminés, la production de signaux auxiliaires locaux est compliquée pour les signaux MBOC.

Bien qu'un certain nombre d'algorithmes améliorés aient été proposés pour la synchronisation non ambiguë des signaux BOC ou CBOC, ces algorithmes sont spécifiques et ne peuvent pas être appliqués de manière universelle aux signaux BOC et CBOC. Pour résoudre ce problème, l'algorithme de synchronisation de la fonction de sous-corrélation reconstruite (RSSA) a été proposé dans la référence [26]. En effet, en réponse à la complexité de la mise en œuvre du signal auxiliaire local mentionnée dans [26], un algorithme d'optimisation du signal auxiliaire local (LASOA) est proposé pour résoudre cette complexité, permettant ainsi la synchronisation des signaux BOC et CBOC à l'aide de signaux locaux plus simples. En particulier pour les signaux CBOC, l'algorithme LASOA remplace le signal à plusieurs niveaux par un signal à deux niveaux.

Dans ce travail de Master, on va étudier un nouvel algorithme noté LASOA qui peut résoudre le problème des ambiguïtés au niveau des processus d'acquisition et de poursuite. 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 des deux méthodes ASPeCT et RSSA pour des signaux modulés en BOC et CBOC. Cette comparaison va permettre de savoir l'amélioration des performances apportée par l'application cette méthode sur les systèmes de positionnement GNSS.

Le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres.

- **Chapitre1** : il sera consacré à donner un petit rappel sur les signaux BOC et BPSK et sur leurs principes. On montre ainsi leurs propriétés de FAC. De plus, on va exposer la structure de réception GNSS. Puis, on va montrer les différentes sources de perturbation telles que le bruit et les MTs.
- **Chapitre2** : ici, on va présenter le principe théorique et pratique de chacune des méthodes ASPeCT, SRSA et LASOA.
- **Chapitre3** : les résultats de simulation, pour différents scénarios de test, seront présentés pour étudier les performances de la méthode LASOA. En plus, une étude comparative de cette méthode, par rapport à la méthode : ASPeCT et SRSA, sera effectuée afin de situer la méthode LASOA par rapport aux méthodes classiques.

Finalement, le manuscrit sera clôturé par une conclusion d'ordre général.

Chapitre I

Introduction aux systèmes de navigation GNSS

CHAPITRE I : Introduction aux systèmes de navigation GNSS

I.1 Introduction

Les systèmes GNSS offrent des services de localisation à travers le monde et à tout moment. Ce chapitre est donc consacré à la présentation de ces systèmes à travers leurs modulations BPSK, BOC, TMBOC et CBOC. Ensuite, nous examinons également les caractéristiques de leurs fonctions d'autocorrélation (FAC). Enfin, nous étudions l'impact des perturbations telles que le bruit et les trajets multiples sur la réception de ces signaux.

I.2 Signaux GNSS

Le rôle principal des signaux GNSS est de transmettre les données nécessaires aux récepteurs GNSS. Le choix de ces signaux est influencé par les exigences de précision du positionnement. C'est pourquoi il est essentiel de bien comprendre leur structure et leurs caractéristiques principales.

I.2.1 Signaux BPSK

BPSK joue un rôle crucial dans la navigation par satellite. Elle repose sur l'utilisation de deux niveaux de symboles, représentant les bits 1 et 0 par les valeurs $\{+1, -1\}$ respectivement. Lorsqu'un bit change, la phase du signal résultant subit une déviation de 180° . Cette technique est souvent notée BPSK(β), où β représente le débit de code d'étalement, modulé en BPSK à une fréquence de 1,023 MHz. Le signal modulé en BPSK(β) peut être exprimé comme suit [32,33] :

$$S_{BPSK}(t) = d(t) \cdot c(t) \cdot p(t) \quad (I.1)$$

Où :

$d(t)$ est les données de navigation ;

$c(t)$ est un code pseudo-aléatoire PRN, qui peut être exprimé comme suit [33]:

$$c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} C_i P_{T_C}(t - iT_C) \quad (I.2)$$

Où :

C_i est le niveau du signe et prend la valeur -1 ou $+1$;

P_{T_c} est le signal d'impulsion rectangulaire avec une amplitude de 1 et une durée de T_c . *BPSK* est largement reconnue, étant donné qu'elle était déjà employée dans les anciens systèmes GPS pour transmettre les signaux C/A et P(Y).

$$R_{BPSK}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} & |\tau| \leq T_c \\ 0. & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.3)$$

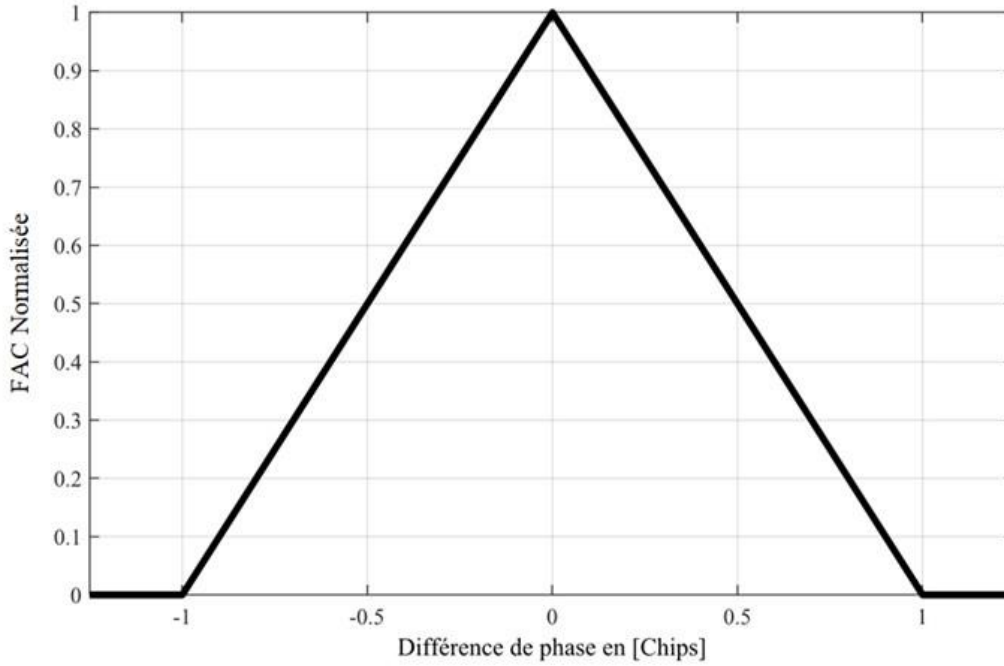


Figure I. 1 FAC du signal BPSK.

I.2.2 Signal BOC

Dans les systèmes GNSS modernisés, le signal BOC est intégré, ce qui ajoute un autre composant au signal BPSK, connu sous le nom de sous-porteuse ' $S_c(t)$ '. Le signal BOC en bande de base peut être exprimé comme suit [34], [35] :

$$S_{BOC}(t) = S_{BPSK}(t) \cdot s_c(t) \quad (I.4)$$

Où :

$S_{BPSK}(t)$ est le signal BPSK .

$s_c(t)$ est la sous-porteuse qui peut être exprimée comme suit [36] :

$$s_c(t) = \sum_{j=0}^{N-1} (-1)^j P_{T_{s_c}}(t - jP_{T_{s_c}}) \quad (I.5)$$

Où :

$T_{s_c} = T_C/N$, avec $f_0 = 1,023$ MHz comme fréquence de référence ;

f_c est la fréquence du code pseudo-aléatoire, $f_c = n.f_0$;

f_{s_c} est la fréquence de la sous-porteuse, $f_{s_c} = kn.f_0$;

N est l'ordre de modulation, $N = 2k$;

$P_{T_{s_c}}$ est une impulsion rectangulaire d'une amplitude égale à 1 et d'une durée égale à T_{s_c} .

La figure (I.2) représente la forme de la sous porteuse ' $S_c(t)$ ' de signal BOC.

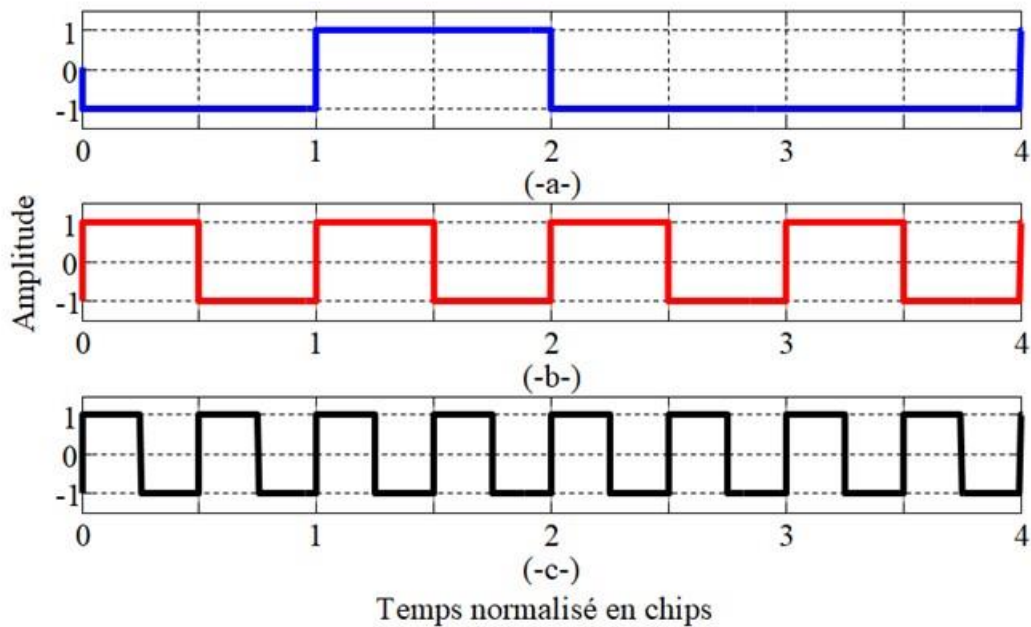


Figure I. 2 Formes d'ondes du $c(t)$ et du $S_c(t)$ de BOCs (m,n) où $m=1$ et 2 .

Le signal BOC améliore les performances de réception des signaux GNSS [34], [35]. Vu que sa capacité à améliorer le partage spectral de la bande passante entre les signaux GNSS existants [34], [35]. Par ailleurs, garantir des performances améliorées en termes de résistance, aux MTs, aux interférences et au bruit [34], [35].

La figure (I.3) représente la forme temporelle de signal BPSK et BOC.

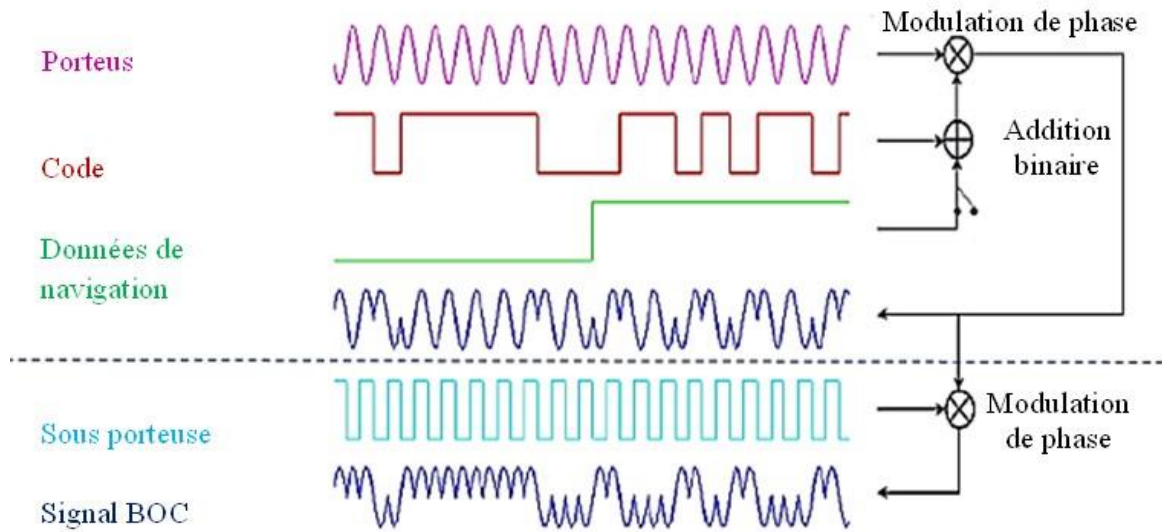


Figure I. 3 Structure générale des signaux BPSK et BOC.I.2.2.1 FAC du signal BOC.

La FAC du signal BOC peut être exprimée par l'équation suivante [37, 38, 36].

$$R_{BOC}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{l_2=0}^{N-1} (-1)^{(l_1+l_2)} tri(\tau + l_1 T_{s_c} - l_2 T_{s_c}) \quad (I.6)$$

Où :

tri : désigne la fonction trigonométrique unitaire de largeur 2 et d'amplitude 1.

$1/N$: représente le facteur de pondération normalisé.

Comme le montre l'équation (I.6), la FAC du signal BOC est les combinaisons linéaires des fonctions triangulaire '*tri*' décalées.

La figure (I.4) montre des exemples du FAC de signal BOC pour $N = 2$ et 12.

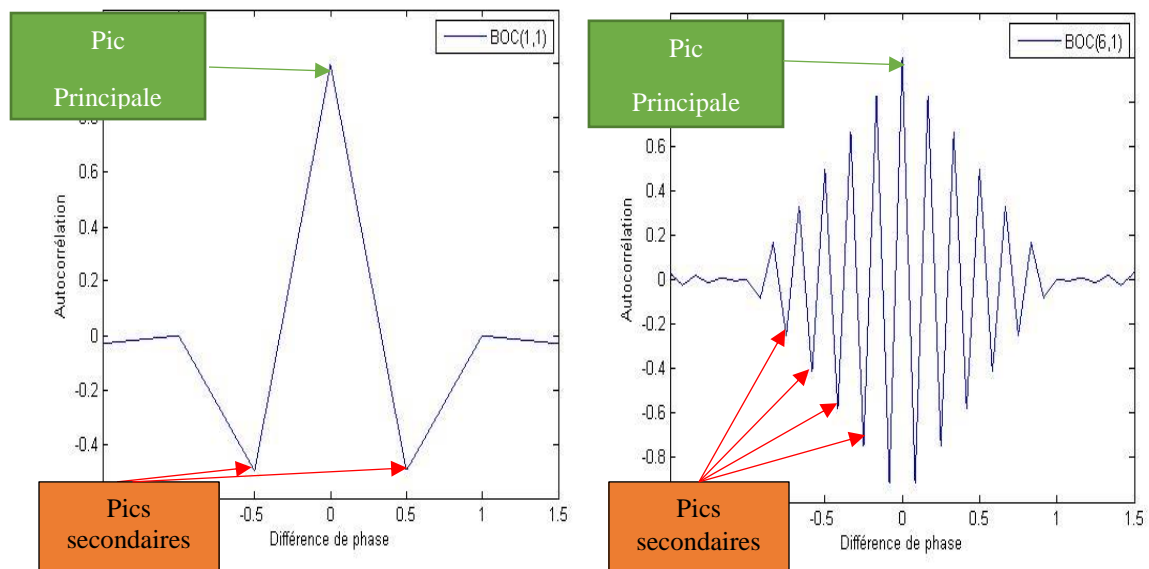


Figure I. 4 FAC du signal BOC (1,1) et du BOC (6,1).

D’après la figure (I.4), on constate que le nombre de pics secondaires de la FAC du signal BOC est de $2N - 2$ et la somme du nombre de pics secondaires et du pic principal est de $2N - 1$.

La distance entre les pics adjacents est T_c/N , comme des exemples :

- Pour BOC (1,1), le nombre de pics secondaires est de 2 et la distance entre les pics adjacents est $T_c/2$.
- Pour BOC (6,1), le nombre de pics secondaires est de 22 et la distance entre les pics adjacents est $T_c/12$.

A ce stade, lorsque ‘ N ’ augmente, la distance entre le pic secondaire et le pic principal du signal BOC devient plus faible. Ce qui traduit par une valeur de la probabilité d’erreur (faux verrouillage) plus élevée et vice ver ça [36].

I.2.3 Signal MBOC

Le groupe « GPS et Galileo » qui travail sur l’interopérabilité et la compatibilité a recommandé l’utilisation du signal BOC multiplexé MBOC pour améliorer les capacités de poursuite des signaux Galileo OS et GPS-L1C modernisé. Le signal MBOC augmente la puissance des fréquences plus élevées en incorporant une composante BOC à haute fréquence.

Signal CBOC, un cas spécifique de la modulation CBCS présentée dans [39], utilise une séquence de symboles codés binaires BCS remplacée par le signal BOC (6,1). Deux approches fondamentales différentes ont été proposées dans [40]. Le signal BOC composite CBOC (Composite BOC) pour le signal Galileo OS, et le signal BOC multiplexé dans le temps TBOC pour le signal civil GPS-L1C.

I.2.3.1 Implémentation CBOC

La mise en œuvre européenne du signal MBOC est appelée CBOC (6,1,1/11). Cette méthode repose sur l'utilisation d'une sous-porteuse à quatre niveaux, comme le montre la figure I.5. Elle est obtenue par la combinaison pondérée des symboles BOC (1,1) et BOC (6,1), avec une répartition égale de la puissance (50%/50%) entre la composante des données et la composante pilote.

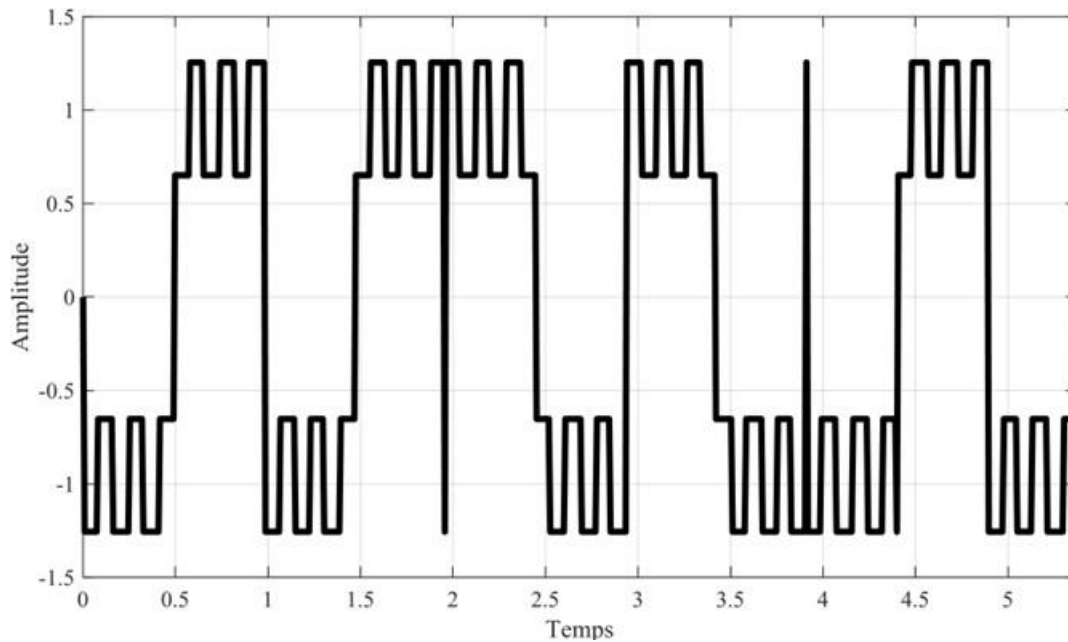


Figure I. 5 Forme d'onde de la sous-porteuse CBOC.

Pour le signal CBOC, comme le signal est composé de BOC (1,1) et de BOC (6,1), sa FAC présente également les caractéristiques d'un signal à plusieurs crêtes. A également les caractéristiques d'un pic multiple. La figure I.6 montre la FAC du signal CBOC (6,1,1/11) et du signal BOC (1,1), qui montre que la largeur du pic principal de la FAC CBOC est plus étroite que celle du signal BOC (1,1), ce qui signifie qu'elle résiste mieux à la multiplication. Cela signifie qu'elle résiste mieux à la propagation par trajets multiples que le signal BOC (1,1) [41].

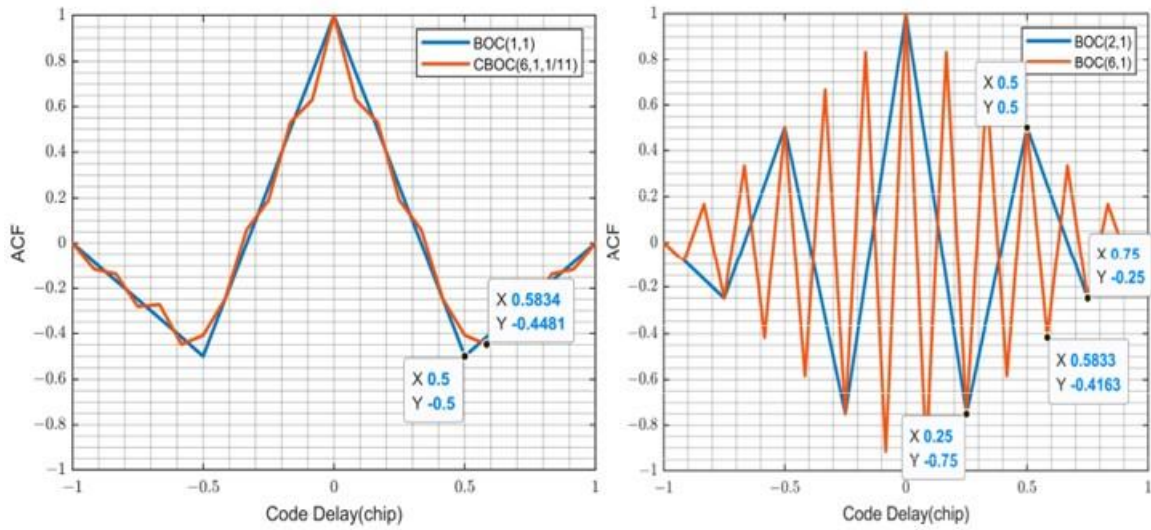


Figure I. 6 La FAC. (a) La FAC de BOC (1,1) et CBOC (6,1,1/11) ; (b) La FAC de BOC (6,1) et BOC (2,1).

Les caractéristiques des formes d'onde dans les canaux de données ou de pilote sont déterminées par le choix de l'ensemble de signal CBOC. Dans cette mise en œuvre, les symboles CBOC résultent de la somme pondérée de deux composantes, pilote et données. Trois modèles d'implémentation CBOC sont présentés dans [42]. Avec l'approche CBOC (6,1,1/11), les canaux de données et de pilote comportent une composante BOC (6,1) avec des signes opposés. Dans cette configuration, la puissance de la composante BOC (6,1) représente 1/11 de la puissance totale du canal. Les équations (I.7) et (I.8) décrivent respectivement les symboles pour les chips pairs et impairs, où q est le code d'étalement utilisé et $C1$ et $C6$ sont les sous-porteuses BOC (1,1) et BOC (6,1).

$$S_{CBOC} \left(6,1, \frac{1}{11}, ' - ' \right) (t) = C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) - \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} \quad (I.7)$$

$$S_{CBOC} \left(6,1, \frac{1}{11}, ' + ' \right) (t) = C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) + \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} \quad (I.8)$$

I.2.3.2 Implémentation TMBOC

TMBOC est la version américaine du signal MBOC conçue pour le signal GPS modernisé $L1C$. Cette méthode repose sur l'utilisation d'une composante de sous-porteuse binaire résultant du multiplexage temporel des sous-porteuses BOC (1,1) et BOC (6,1) selon

un modèle déterministe. Le signal TMBOC peut être représenté comme suit, où $T1$ et $T6$ représentent chacun l'union des segments temporels lors de l'utilisation des sous-porteuses BOC (1,1) et BOC (6,1) respectivement.

$$S_{TMBOC}(6,1,p)(t) = \begin{cases} S_{BOC}(1,1)(t) & \text{Si } t \in S1 \\ S_{BOC}(6,1)(t) & \text{Si } t \in S2 \end{cases} \quad (I.9)$$

Dans la référence [43], le signal TMBOC est décrit comme étant binaire, avec un canal de données à bande étroite contenant uniquement des symboles BOC (1,1), tandis que le canal pilote à bande large inclut toutes les composantes BOC (6,1). De plus, 75% de la puissance totale est concentrée dans le canal pilote, tandis que 25% sont alloués au canal de données. L'approche TMBOC répartit la puissance avec une proportion de (29/33) pour la composante BOC (1,1) et (4/33) pour la composante BOC (6,1). La figure I.7 illustre un exemple de répartition des sous-porteuses pour l'implémentation TMBOC (6,1,4/33), où les chips BOC (6,1) sont positionnés aux emplacements 1, 5, 7 et 30 pour chaque 33 symboles.

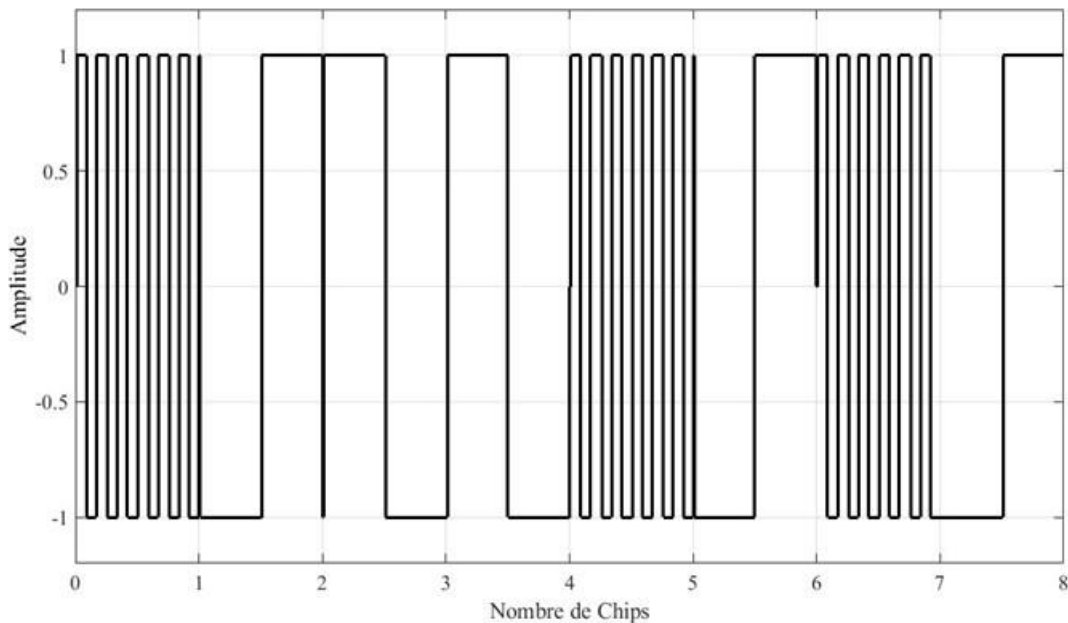


Figure I. 7 Sous-porteuse de TMBOC (6,1,4/33).

I.3 Réception des signaux satellitaires

Au niveau du récepteur, plusieurs signaux émanant de différents satellites sont reçus. Pour différencier ces signaux et calculer la distance entre le récepteur et les satellites, un traitement du signal est nécessaire afin de déterminer la position du récepteur [44]. Ce processus implique deux opérations fondamentales : l'acquisition et la poursuite.

I.3.1 Acquisition du signal GNSS

L'acquisition consiste à synchroniser le signal GNSS reçu avec une réplique générée localement, en recherchant la fréquence, la phase et le retard du code PRN d'un satellite spécifique. Ces paramètres sont essentiels pour dés-étaler le spectre et accéder aux données de navigation ultérieurement [45][46][32]. Le récepteur doit d'abord identifier les satellites en visibilité et estimer approximativement les paramètres du signal, notamment le décalage Doppler (f_D) et le retard du code (τ) [45][46][32][47]. La phase du code dépend uniquement du temps écoulé entre l'émission et la réception du signal, ainsi que du f_D [32]. Dans la littérature, diverses méthodes sont décrites pour réaliser cette acquisition dans les applications GNSS [45][46][32].

I.3.2 Poursuite du signal GNSS

Comme abordé dans la première section, l'acquisition constitue la première phase de traitement effectuée par le récepteur GNSS pour synchroniser le signal d'un satellite spécifique de la constellation, en recherchant la phase du code et la fréquence de la porteuse. Une fois l'acquisition achevée, la phase de poursuite est lancée, ajustant les paramètres de synchronisation pour améliorer la précision des estimations et maintenir la synchronisation pendant la communication. La poursuite des signaux GNSS implique deux circuits : la boucle de poursuite de fréquence et la boucle de poursuite de code [45][46][32][48][47].

La boucle de poursuite de fréquence comprend en réalité deux boucles imbriquées : une boucle PLL (Phase-Locked Loop) pour le verrouillage de phase et une boucle FLL (Frequency Locked Loop) pour le verrouillage de fréquence. Les discriminateurs de fréquence et de phase diffèrent, mais leurs sorties sont combinées dans un seul filtre pour contrôler l'oscillateur commandé numériquement (NCO) de la porteuse. La PLL est plus précise et moins sujette au bruit, mais elle est également plus sensible à la dynamique du signal reçu. Elle reproduit exactement la phase et la fréquence du signal reçu, tandis que la FLL reproduit approximativement la fréquence.

D'autre part, le circuit de la boucle de poursuite de code est composé d'une boucle DLL (Delay-Locked Loop) utilisée pour suivre le code PRN. Lorsque les boucles PLL et DLL sont verrouillées, le décodage du message de données de navigation devient possible.

I.4 Sources de perturbation

Les systèmes de positionnement par satellites, tels que le GPS et les autres systèmes GNSS, fournissent des données de localisation précieuses pour une vaste gamme d'applications. Cependant, la précision de ces systèmes peut être affectée par diverses sources de perturbation. Ces perturbations peuvent provenir de l'environnement extérieur, des caractéristiques du système de satellites lui-même, ainsi que des conditions et des équipements utilisés pour recevoir et traiter les signaux. En effet, une perturbation peut se présenter sous la forme de bruit, de multi-trajet (MT) ou d'interférence.

I.4.1 Effet de Multi-trajet

Dans les environnements urbains, le canal radio mobile est également soumis à la propagation par multi-trajet (MT), qui constitue l'une des principales sources d'erreur. Les mécanismes de propagation prédominants dans ces scénarios comprennent la réflexion, la diffraction et l'occlusion des signaux par des obstacles discrets, comme illustré dans la figure I.8. En conséquence, les signaux des satellites deviennent presque imperceptibles dans de telles conditions. Les MTs se caractérisent par leur nombre, leur amplitude, leur retard et leur phase, tous ces paramètres variant dans le temps en fonction de la vitesse de déplacement de l'émetteur et du récepteur, ainsi que de l'environnement environnant. Lorsqu'un récepteur reçoit un signal réfléchi, cela entraîne des erreurs de positionnement et peut empêcher le verrouillage du signal par le récepteur, annulant ainsi la fonction de positionnement.

Dans les environnements obstrués, tels que les zones urbaines, les satellites GNSS deviennent indétectables et le nombre de satellites visibles est considérablement réduit. Cela rend le calcul de la position impossible, et un système GNSS unique ne suffit pas pour déterminer la solution de navigation du récepteur. Seuls les satellites non affectés par l'occlusion, généralement ceux situés au-dessus de l'horizon, demeurent visibles.

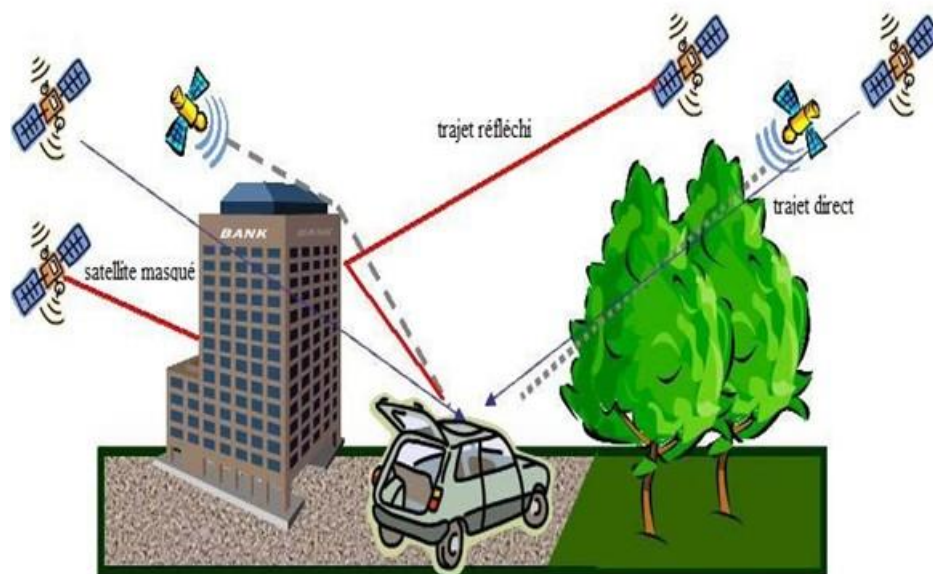


Figure I. 8 Phénomène des multi-trajets.

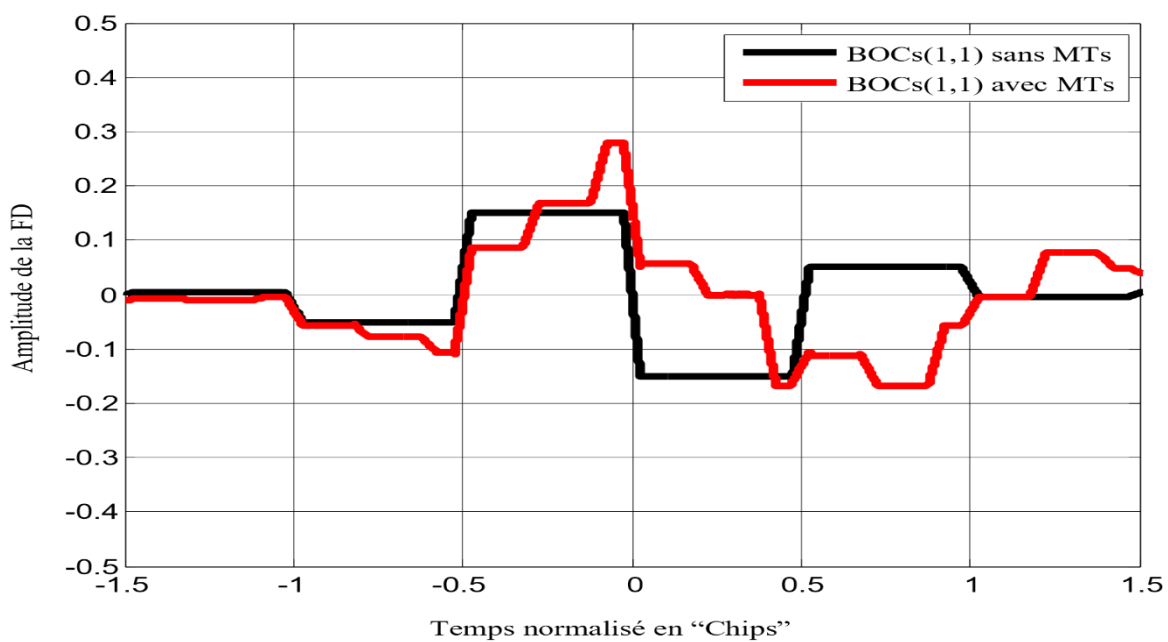


Figure I. 9 Effet du MT sur le signal BOC (1,1).

I.4.2 Effet du Bruit

L'effet de bruit, dans le contexte des systèmes de navigation par satellite tels que le GPS, fait référence aux fluctuations aléatoires et indésirables qui affectent les signaux reçus par les récepteurs. Ce bruit peut provenir de diverses sources, telles que les composants électroniques du récepteur, les interférences électromagnétiques, les variations atmosphériques et les processus de propagation des ondes radio.

L'impact du bruit sur les systèmes GNSS peut être significatif car il peut introduire des erreurs dans les mesures de temps et de position. Ces erreurs peuvent entraîner une diminution de la précision du positionnement et une fiabilité réduite des informations de localisation fournies par le récepteur.

I.5 Conclusion

Ce chapitre débute par l'introduction de deux types de modulation utilisés dans les systèmes GNSS, à savoir la BPSK et la BOC (m, n). Ensuite, nous examinons les propriétés de corrélation de ces signaux. Nous approfondissons ensuite le fonctionnement de la boucle DLL en présentant les diagrammes de fréquence des signaux BPSK ainsi que ceux des signaux BOC. Nous mettons en lumière le problème des faux verrouillages dans les diagrammes de fréquence des signaux BOC. Enfin, nous explorons l'impact du bruit et des trajets multiples sur les diagrammes de fréquence des différents signaux, démontrant ainsi que ces phénomènes peuvent altérer les points de passage par zéro et entraîner une acquisition incorrecte.

Chapitre II

Etude des méthodes non-ambigües
basée sur les FPCs

Chapitre II : Etude des méthodes non-ambigües basée sur les FPCs

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous exposons quelques méthodes non ambiguës basées sur les fonctions de pseudo-corrélation (FPC). Par exemple, dans la référence [49], les auteurs ont proposé la méthode ASPeCT pour les signaux de type BOCs (n, n). Cette méthode est basée sur la combinaison de la fonction d'autocorrélation croisée (FAC) du signal BOCs (n, n) reçu en bande de base avec la fonction d'intercorrélacion (FIC) de ce même signal utilisant le code PRN généré localement [49]. De même, dans la référence [50], les auteurs ont proposé une autre méthode appelée USS-RCF, qui introduit une représentation matricielle de la FAC des signaux BOC. Cette représentation exprime la forme de la FAC des signaux BOCs (m, n) en combinant plusieurs formes triangulaires. Chacune de ces formes est décalée par un certain retard et possède une amplitude pondérée par un coefficient.

Dans la référence [36], les auteurs ont proposé la méthode RSSA qui divise le code PRN local en plusieurs nouveaux codes avec des retards différents. Ces codes auxiliaires effectuent des opérations d'intégration cohérente (corrélacion) avec le signal reçu. Par conséquent, une fonction de corrélacion sans pics secondaires positifs est obtenue en multipliant les résultats des corrélacions obtenues à la deuxième étape [36]. Cela permet d'assurer la non-ambigüité des processus d'acquisition et de poursuite.

Actuellement, les auteurs de la référence [36] ont proposé une nouvelle méthode nommée LASOA. Cette dernière représente une amélioration prévue de la méthode RSSA. Lorsque la synchronisation non ambiguë est réalisée, le signal auxiliaire local du CBOC comporte quatre niveaux. Afin de réduire le signal auxiliaire local du CBOC de plusieurs niveaux à deux niveaux tout en satisfaisant la synchronisation du signal BOC, nous détaillerons la nouvelle méthode de combinaison des fonctions de corrélacion obtenues à partir de ces sous-codes PRN dans l'algorithme LASOA.

Nous évaluerons également son efficacité dans la résolution des problèmes liés à la présence des pics secondaires dans les FAC traditionnelles, ainsi que la présence des faux points de passage par zéro au niveau des FDs des signaux BOC.

II.2 Méthode de ASPeCT

Dans la référence [49], la méthode ASPeCT a été proposée, spécialement conçue pour les signaux BOCs (n, n). Cette méthode repose sur la combinaison de la fonction d'autocorrélation croisée (FAC) du signal BOCs (n, n) reçu en bande de base avec la fonction d'intercorrélation (FIC) de ce même signal utilisant le code PRN généré localement. Ces deux fonctions sont respectivement notées R_B et $R_{B/P}$.

Sans filtrage radiofréquence (RF), la FC résultante de l'ASPeCT est formulée comme suit [49] [51] :

$$R_{ASPeCT}(\tau) = R_B^2(\tau) + R_{B/P}^2(\tau) \quad (II.1)$$

La FD de l'ASPeCT est générée à la sortie du discriminateur non cohérent de la DLL. La figure II.1 illustre un schéma expliquant les caractéristiques des deux fonctions, à savoir la FD et la FC.

- Supprimer les pics secondaires dans la FC. **(Avantage)**
- La présence de deux petits lobes près du pic principal de la FC. **(Inconvénient)**
- Générer deux faux points de verrouillage dans la FD de la DLL. **(Inconvénient)**

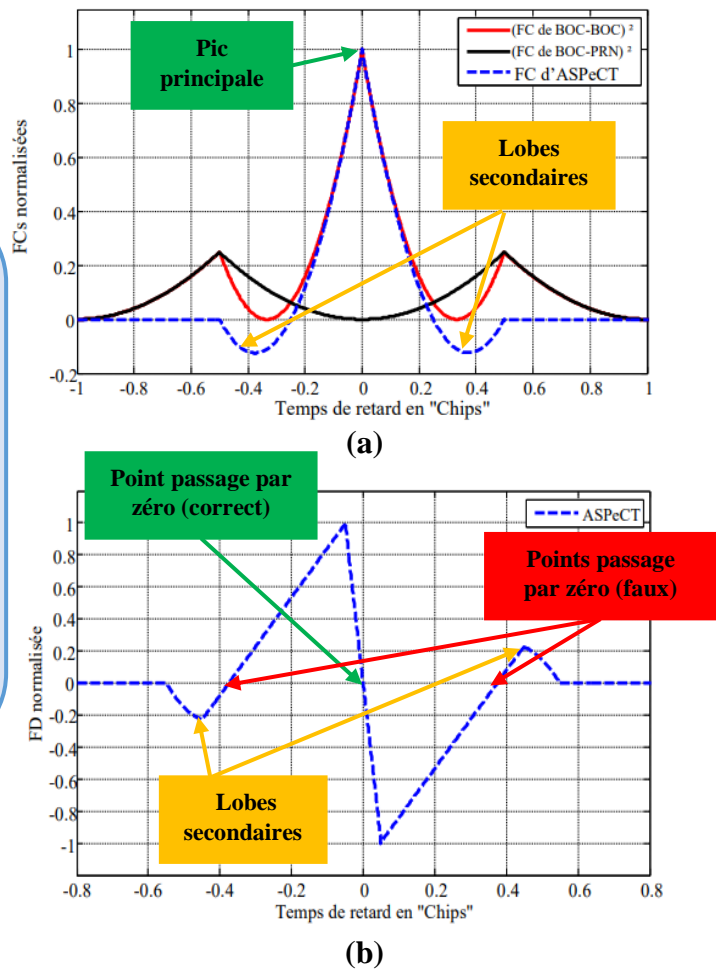


Figure II. 1 Schéma des deux fonctions de l'ASPeCT : la FD et la FC.

De plus, les auteurs de la référence [57] ont estimé que la méthode ASPeCT montre une dégradation notable de ses performances en présence de bruit et de multi-trajet (MT), comparée aux méthodes traditionnelles utilisées pour l'élimination des MT.

II.3 Méthode d'acquisition USS-RCF

Les auteurs de la méthode USS-RCF ont introduit une représentation matricielle de la fonction d'autocorrélation croisée (FAC) des signaux BOC. Cette représentation exprime la forme de la FAC des signaux BOCs(m,n) en combinant plusieurs formes triangulaires. Chacune de ces formes est décalée par un retard et possède une amplitude pondérée par un coefficient, comme illustré dans la matrice suivante [50] :

$$R = \sum \begin{bmatrix} d_0 d_0 \wedge T_{sc} & d_1 d_0 \wedge (\tau - T_{sc}) d_2 d_0 \wedge (\tau - 2T_{sc}) & \dots & d_N d_0 \wedge (\tau - NT_{sc}) \\ d_0 d_1 \wedge (\tau + T_{sc}) & d_1 d_1 \wedge T_{sc} d_2 d_1 \wedge (\tau - T_{sc}) & \dots & d_N d_1 \wedge (\tau - (N-1)T_{sc}) \\ d_0 d_2 \wedge (\tau + 2T_{sc}) & d_0 d_1 \wedge (\tau + T_{sc}) & d_2 d_2 \wedge T_{sc} & \dots & d_N d_2 \wedge (\tau - (N-2)T_{sc}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ d_0 d_N \wedge (\tau + NT_{sc}) & d_1 d_N \wedge (\tau + (N-1)T_{sc}) d_2 d_N \wedge (\tau + (N-2)T_{sc}) & \dots & d_N d_N \wedge T_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Cette équation est composée de multiples fonctions triangulaires notées par ' $\Lambda_{(T_{sc})}$ '. Chaque paire de triangles adjacents présente une propriété d'orthogonalité, ce qui signifie que la valeur maximale de toute fonction triangulaire $\Lambda(\tau - kT_{sc})$ est alignée avec la valeur zéro de la fonction triangulaire adjacente $\Lambda(\tau - (k-1)T_{sc})$.

Par exemple, la FAC du signal BOCs(1,1) présente deux vecteurs de forme, exprimés par :

$$d_{j1} = [1, -1] \quad (\text{II-3})$$

$$d_{j2} = [1, -1] \quad (\text{II-4})$$

Dans cette illustration, les combinaisons de corrélation correspondantes sont présentées dans la figure II.2, définies par les équations L1, L2, L3 et L4 suivantes [1] :

$$L1 = d_{j10} - d_{j20} - \Lambda_{T_{sc}} \quad (\text{II-5})$$

$$L2 = d_{j11} - d_{j21} - \Lambda_{T_{sc}} \quad (\text{II-6})$$

$$L3 = d_{j10} - d_{j21} - \Lambda(\tau + T_{sc}) \quad (\text{II-7})$$

$$L4 = d_{j11} - d_{j20} - \Lambda(\tau - T_{sc}) \quad (\text{II-8})$$

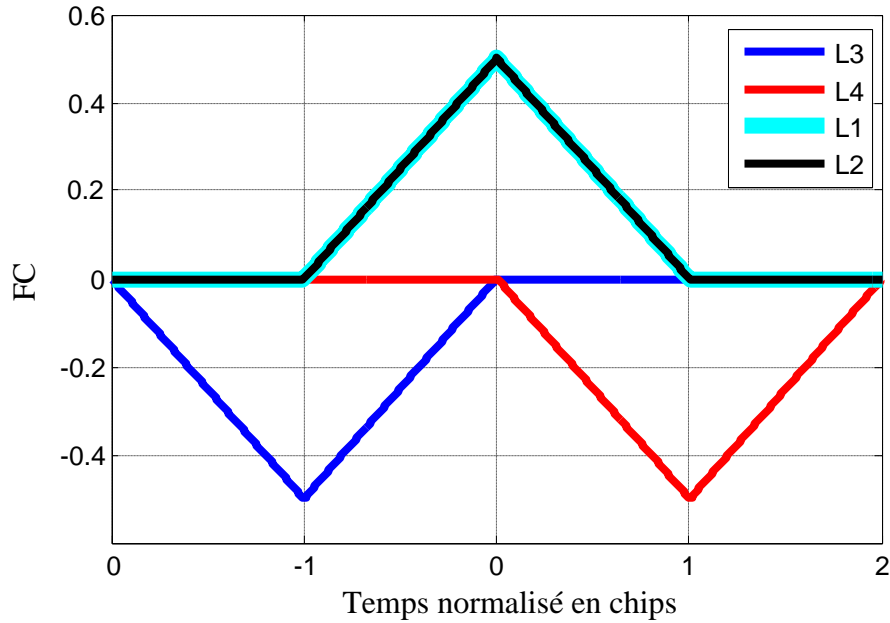


Figure II. 2 Composition de la FAC du signal BOCs (1,1).

La figure II.2 montre clairement que la forme de $L1$ correspond à celle de $L2$. On observe également que les quatre formes ($L1, L2, L3$ et $L4$) partagent les mêmes caractéristiques en termes d'amplitude absolue et de largeur de triangle. De plus, il est remarquable que la forme $L1$ et la forme $L3$ sont symétriques par rapport à l'axe des Y.

Les auteurs de la référence [50] ont suggéré de fusionner les formes obtenues, $C1$ et $C2$, qui ont des amplitudes absolues égales et sont exprimées comme suit :

$$C1 = L1 + L3 \quad (\text{II-9})$$

$$C2 = L2 + L4 \quad (\text{II-10})$$

La figure II.3 représente les formes spécifiques $C1$ et $C2$ pour un signal BOCs (1,1).

Selon la figure II.3, les formes $C1$ et $C2$ sont également symétriques par rapport à l'axe Y. Ces formes, $C1$ et $C2$, correspondent à deux fonctions de corrélation notées respectivement ' R_{C1} ' et ' R_{C2} '. La relation entre ces deux fonctions est donnée par :

$$R_{C1}(-\tau) = R_{C2}(\tau) \quad (\text{II-11})$$

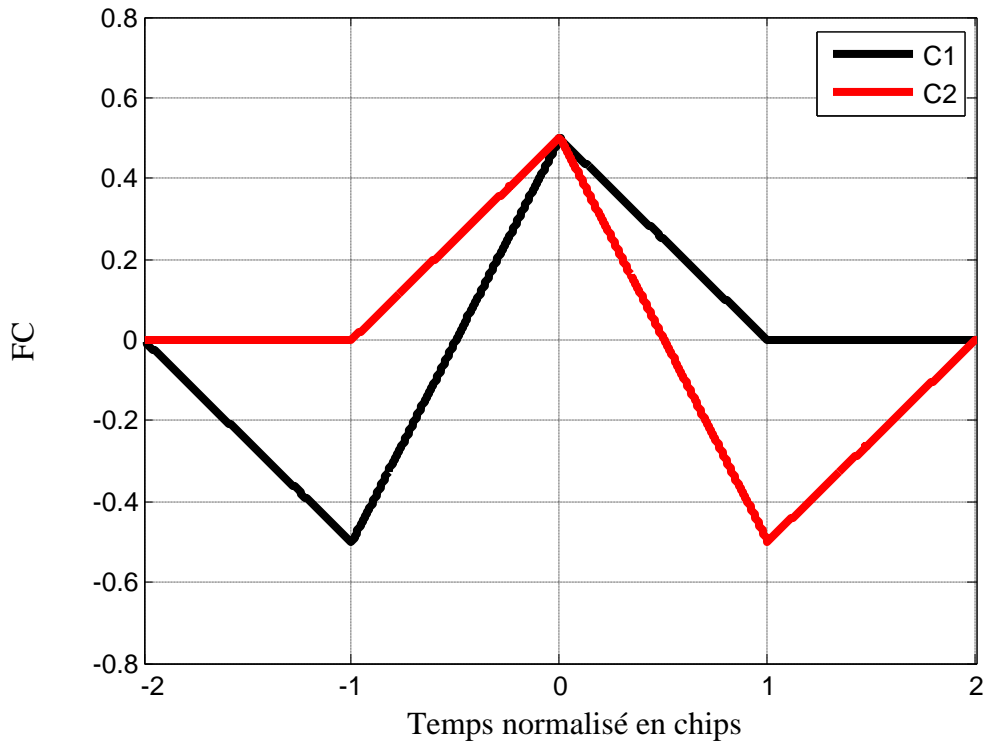


Figure II. 3 Formes spécifiques C1 et C2 pour un signal BOCs (1,1).

La fonction de corrélation non ambiguë, proposée dans la référence [50], notée par ' $R_{Non_ambigüe}$ ', peut être reconstituée par l'ensemble des fonctions de corrélation ' R_{C1} ' et ' R_{C2} '. Elle est exprimée par l'équation suivante :

$$R_{Non_ambigüe} = |R_{C1}|R_p = |R_{C1}| + |R_{C2}| - |R_{C1} - R_{C2}| \quad (\text{II-12})$$

La figure II.4 montre les étapes de la reconstruction de la FAC-non ambiguë par l'ensemble des fonctions des corrélations ' R_{C1} ' et ' R_{C2} '.

D'après la figure II.4, on observe que pour le signal BOCs(1,1), la méthode proposée élimine entièrement l'ambiguïté associée à l'acquisition. Cela est dû à la forme de ($R_{Non_ambigüe}$), qui présente un unique pic principal étroit avec une amplitude de 1 somme illustré sur la figure II.5.

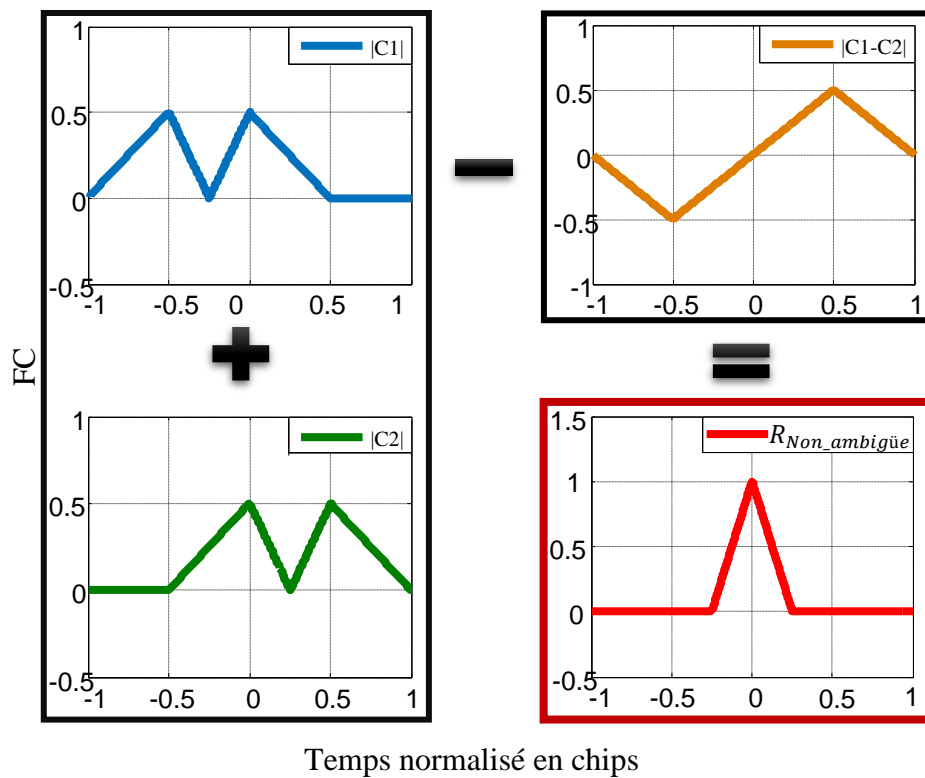


Figure II. 4 Reconstruction de la FAC non ambiguë.

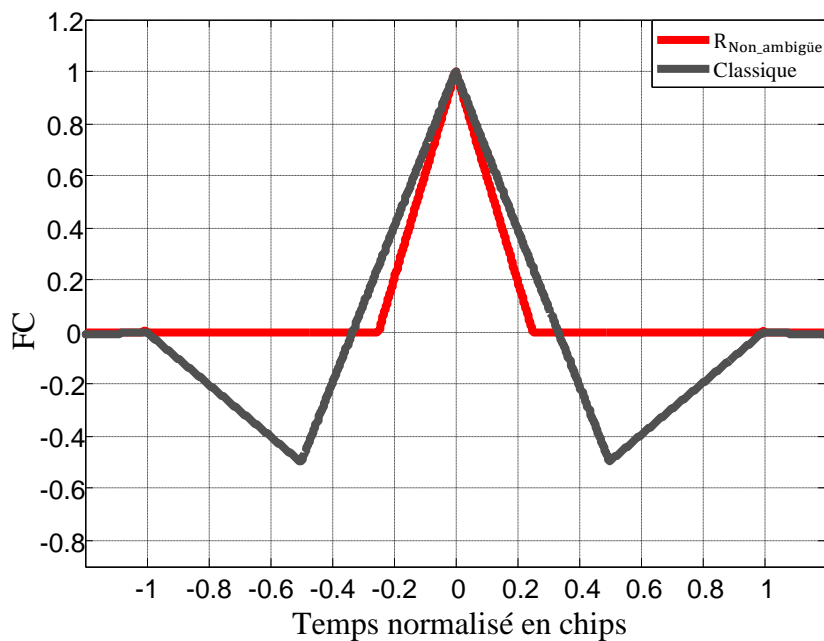


Figure II. 5 Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCs (1,1).

II.4 Méthode de RSSA

Sous-fonctions générales et règles de reconstruction du RSSA définir l'expression du signal comme indiqué dans l'équation (II-13)

$$S(t) = \omega_1 S_{BOC(k_{1n,n})}(t) + \omega_2 S_{BOC(k_{2n,n})}(t) \quad (\text{II-13})$$

ω_1 et ω_2 représentent les paramètres de pondération,

$$N_1 = 2k_1$$

$$N_2 = 2k_2$$

N_1 Représente l'ordre de modulation du $S_{BOC(k_{1n,n})}(t)$ et N_2 est l'ordre de modulation du $S_{BOC(k_{2n,n})}(t)$.

Lorsque $\omega_1 = 1$ et $\omega_2 = 0$, le signal est un signal BOC standard.

Lorsque $\omega_1 = \sqrt{10/11}$, $\omega_2 = \sqrt{1/11}$, $k_1 = 1$, et $k_2 = 6$, l'équation (II-13) représente le signal CBOC (6,1,1/11).

Le temps d'intégration cohérente est fixé à T_{coh} et la FAC est exprimée comme suit :

$S(t)$ Peut être exprimée par l'équation (II-14),

Où

$R_{BOC(k_{1n,n})}$ et $R_{BOC(k_{2n,n})}$ désignent les fonctions d'autocorrélation de $S_{BOC(k_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(k_{2n,n})}(t)$. $R_{BOC(k_{1n,n})/BOC(k_{2n,n})}$ désigne la FAC croisée entre $S_{BOC(k_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(k_{2n,n})}(t)$.

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} S(t)S(t + \tau) dt \\ &= \omega_1 R_{BOC(k_{1n,n})} + \omega_2 R_{BOC(k_{2n,n})} + 2\omega_1\omega_2 R_{BOC(k_{1n,n})/BOC(k_{2n,n})} \end{aligned} \quad (\text{II-14})$$

L'équation (II-14) contient la FC croisée entre deux signaux BOC avec des ordres de modulation différents et leurs FAC respectives. Pour obtenir l'expression détaillée et spécifique de l'équation (II-14), nous devons d'abord calculer la FC croisée entre $S_{BOC(k_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(k_{2n,n})}(t)$. Lors du calcul de la corrélation croisée, en raison des différents ordres de modulation des deux signaux, nous étendons la méthode de division la FAC en N sous-fonction [52] et divisons les signaux en sous-fonctions NC par des multiples entiers du plus petit commun multiple de l'ordre de modulation des deux signaux. $NC = MQ$.

M est l'entier positif ; Q est le plus petit commun multiple de l'ordre de modulation du $S_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$.

Le processus de dérivation de la sous-fonction de corrélation croisée est illustré ci-dessous.

Lorsque le signal est divisé en groupes NC , l'expression du signal du xth segment peut être exprimée comme indiqué dans l'équation (II.15).

$T_{NC} = \frac{T_c}{NC} \cdot P_{T_{NC}}$ est le signal d'impulsion rectangulaire de durée T_{NC} . L'expression $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$ est présentée dans l'équation (II.16).

$$S_{BOC(K_{1n,n})}^x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_1-1} (-1)^j c(t) P_{T_{SC}}(t - jT_{SC} - iT_C) P_{T_{NC}}(t - xT_{NC} - iT_C), \quad (II-15)$$

$$x \in [0, NC - 1]$$

$$S_{BOC(K_{2n,n})}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_2-1} (-1)^j c(t) P_{T_{SC}}(t - jT_{SC} - iT_C) \quad (II-16)$$

Les sous-fonctions indiquées dans l'équation (II-17) sont obtenues en effectuant l'opération de corrélation sur les équations (II-15) et (II-16), où $\Lambda_{T_{NC}}$ représente une fonction trigonométrique de largeur $2T_{NC}$ et de hauteur 1, et $\lfloor \cdot \rfloor$ signifie que l'on arrondit à l'unité inférieure. Les sous-fonctions NC sont cumulées pour obtenir la FC croisée entre $S_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$.

L'équation (II-17) montre que $R_{BOC(K_{1n,n})^x/BOC(K_{2n,n})}$ est le résultat de la corrélation entre le xth segment du $BOC(K_{1n,n})$ ($x = 0, \dots, NC - 1$) et le $BOC(K_{2n,n})$. Étant donné que $BOC(K_{2n,n})$ ne contient que des niveaux positifs et négatifs, nous divisons $BOC(K_{2n,n})$ en fonction des catégories de formes d'onde positives et négatives et effectuons l'opération de corrélation, qui peut passer de l'équation (II-17) à l'équation (II-18). Lorsque $N_1 = N_2$, l'équation (II-18) représente la FC du $S_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ ou du $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$. À ce moment, Q est l'ordre de modulation du signal.

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{R}_{BOC(K_{1n,n})^x/BOC(K_{2n,n})} \\
 &= \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} S_{BOC(K_{1n,n})}^x(t) S_{BOC(K_{2n,n})}(t + \tau) dt \\
 &= \frac{1}{T_{coh}} \frac{T_{coh}}{T_C} \int_0^{T_C} (-1)^{\lfloor \frac{x}{NC} \rfloor} c(t) P_{T_{NC}}(t) \\
 & \quad - x T_{NC} \sum_{j_2=0}^{N_2-1} c(t) (-1)^j P_{T_{SC}}\left(t - j_2 \frac{T_C}{N_2}\right) dt \\
 &= \frac{1}{NC} (-1)^{\lfloor \frac{x}{NC} \rfloor + j_2} \sum_{j_2=0}^{N_2-1} \sum_{j_3=0}^{\frac{NC}{N_2}} \Lambda_{T_{NC}}\left(\tau - x T_{NC} + j_3 T_{NC} + j_2 \frac{T_C}{N_2}\right)
 \end{aligned} \tag{II-17}$$

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{R}_{BOC(K_{1n,n})^x/BOC(K_{2n,n})} \\
 &= \frac{1}{NC} \sum_{n_1=0}^{\frac{N_2}{2}-1} \sum_{n_2=0}^{\frac{NC}{N_2}-1} (-1)^{\lfloor \frac{x}{NC} \rfloor} \left(\Lambda_{T_{NC}}\left(\tau + 2n_1 \frac{NC}{N_2} T_{NC} + n_2 T_{NC} - x T_{NC}\right) \right. \\
 & \quad \left. - \Lambda_{T_{NC}}\left(\tau + (2n_1 + 1) \frac{NC}{N_2} T_{NC} + n_2 T_{NC} - x T_{NC}\right) \right)
 \end{aligned} \tag{II-18}$$

Contrairement aux expressions de la FAC du BOC et aux expressions de la FC croisée entre le BOC et le PRN utilisées dans les algorithmes actuels, les expressions spécifiques de la FC croisée entre les signaux BOC avec différents ordres de modulation et leurs sous-fonctions sont données ci-dessus. Dans le présent document, nous pouvons unifier la FAC du BOC et du CBOC en dérivant les FCs croisée entre les signaux BOC avec différents ordres de modulation et en définissant les paramètres correspondants. Dans ce qui suit, les sous-fonctions d'autocorrélation générales du BOC et du CBOC, les caractéristiques de la sous-fonction lorsque le NC change et les règles de reconstruction RSSA seront expliquées en détail. Lorsque $\omega_1 \neq 0$, $\omega_2 \neq 0$, $S(t)$ contient deux signaux BOC avec des ordres de modulation différents et en référence au processus de calcul des FCs croisée entre $S_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$, nous divisons $S(t)$ en segments NC . NC est un multiple entier du plus petit multiple commun des ordres de modulation de $S_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S_{BOC(K_{2n,n})}(t)$. Lorsque ω_1 ou ω_2 est égal à 0, NC est un multiple entier de l'ordre de modulation. L'expression du signal du x th segment $S(t)$ est présentée dans l'équation (II-19).

$$S^x(t) = \omega_1 S_{BOC(K_{1n,n})}^x(t) + \omega_2 S_{BOC(K_{2n,n})}^x(t), x \in [0, NC - 1] \tag{II-19}$$

En effectuant l'opération de corrélation entre $S^x(t)$ et $S(t)$ à l'aide de l'équation (II-18), on obtient une sous-fonction générale des signaux BOC et CBOC : $R^x(\tau)$, qui peut être exprimée par l'équation (II-20).

$$R^x(\tau) = \omega_1^2 R_{BOC(K_{1n,n})}(t) + \omega_2^2 R_{BOC(K_{2n,n})}(t) + \omega_1 \omega_2 R_{BOC(K_{1n,n})^x / BOC(K_{2n,n})} + \omega_1 \omega_2 R_{BOC(K_{2n,n})^x / BOC(K_{1n,n})}, x \in [0, NC - 1] \quad (II-20)$$

Où $R_{BOC(K_{1n,n})^x}$ représente la x th sous-fonction formée par l'opération de corrélation entre $S^x_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S^x_{BOC(K_{1n,n})}(t)$. $R_{BOC(K_{2n,n})^x / BOC(K_{1n,n})}$ est la x th sous-fonction de segment formée par l'opération de corrélation entre $S^x_{BOC(K_{1n,n})}(t)$ et $S^x_{BOC(K_{2n,n})}(t)$.

En choisissant les paramètres correspondants, tels que ω_1 ou ω_2 égal à 0, le cas de $N_1 = N_2$ dans l'équation (II-17) est introduit dans l'équation (II-20) pour obtenir des sous-fonctions de l'autocorrélation BOC standard. Lorsque $\omega_1 \neq 0$ et $\omega_2 \neq 0$, les sous-fonctions de l'autocorrélation CBOC peuvent être obtenues en introduisant les deux situations $N_1 = N_2$ et $N_1 \neq N_2$ de l'équation (II-17) dans l'équation (II-20). La somme des sous-fonctions NC est la FAC du signal. La figure II.6 représente les sous-signaux du BOC (1,1) et une partie des sous-signaux du CBOC (6,1,1/11) obtenus en choisissant les paramètres correspondants selon l'équation (II-19) lorsque $M = 2$.

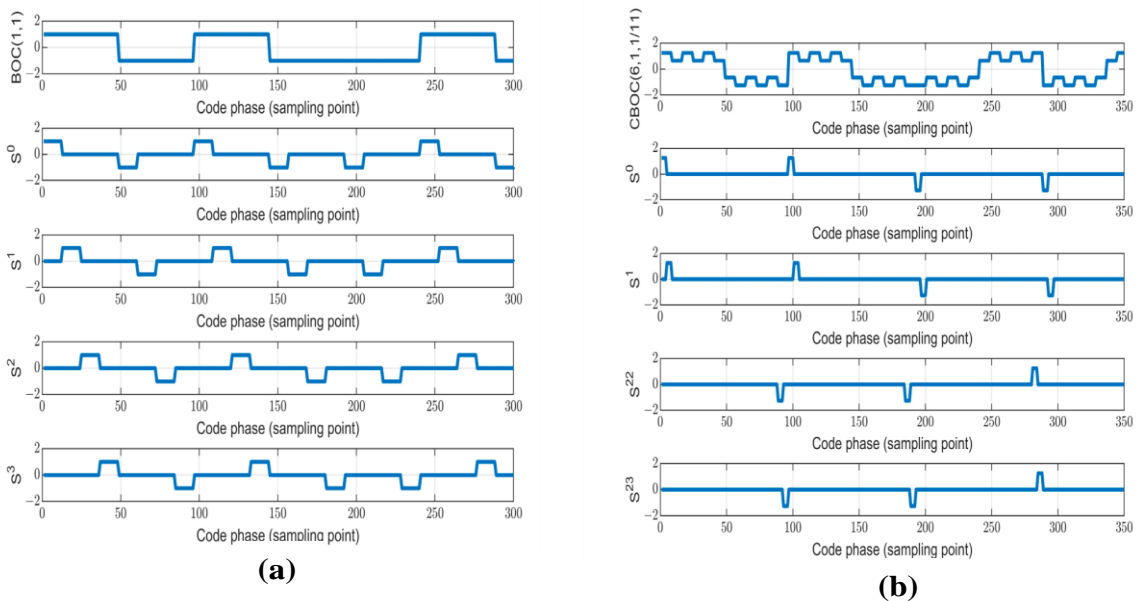


Figure II. 6 le processus de décomposition du signal, M=2. Processus de décomposition du signal, M=2. (a) Décomposition du signal BOC (1,1) ;(b) décomposition du signal CBOC (1,1,1/11).

Conformément aux équations (II-17) et (II-20), les figures II.7 et II.8 montrent les sous-fonctions et les graphiques de la FAC du signal BOC (1,1) ($Q = 2$) et du signal BOC (2,1) ($Q = 4$) pour $M = 1$ et $M = 2$ en tant qu'exemples, respectivement, et elles montrent que la forme de l'enveloppe de l'amplitude de la sous-fonction change lorsque le nombre de NC change. Lorsque $M = 1$, la sous-fonction est constituée de N fonctions trigonométriques et, lorsque $M = 2$, la sous-fonction est constituée de N trapèzes, qui sont formés en déplaçant le $\Lambda_{T_{NC}}$. Bien que la forme de l'enveloppe des sous-fonctions soit transformée de triangle en trapèze, la FAC formée par la sommation des sous-fonctions reste la même, ce qui prouve également l'exactitude de l'équation (II-17). Dans la figure II.7, le pic latéral de la FAC pour le signal BOC (1,1) se situe à $\pm T_C/2$. Dans la figure II.8, le pic latéral de la FAC pour le signal BOC (2,1) se situe à $\pm lT_C/4$ ($l = \pm 1,2,3$). La somme des sous-fonctions NC est la FAC. Les sous-fonctions peuvent être obtenues en se décalant les unes les autres. Pour le signal BOC (1,1), les sous-fonctions adjacentes peuvent s'acquérir l'une l'autre en décalant $T_C/2$ lorsque $M = 1$ et en décalant $T_C/4$ lorsque $M = 2$. Pour le signal BOC (2,1), les sous-fonctions adjacentes peuvent s'acquérir l'une l'autre en décalant $T_C/4$ lorsque $M = 1$ et en décalant $T_C/8$ lorsque $M = 2$.

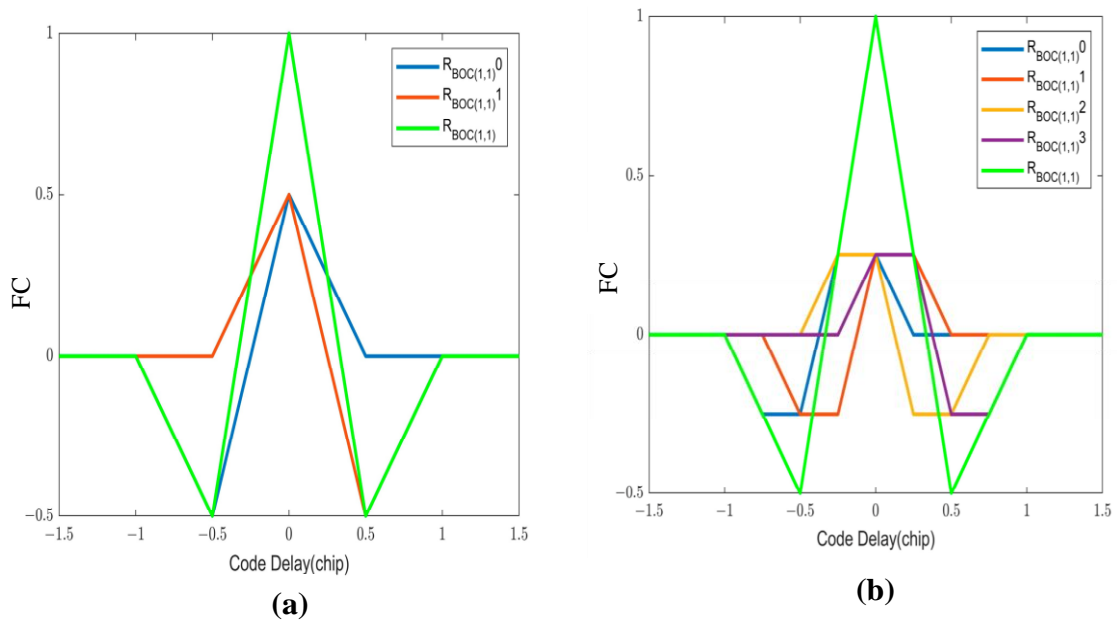


Figure II. 7 Fonctions de sous-corrélation et FAC du signal BOC (1,1). (a) La fonction de sous-corrélation du signal BOC (1,1) à $M=1$; (b) la fonction de sous-corrélation du signal BOC (1,1) à $M=2$.

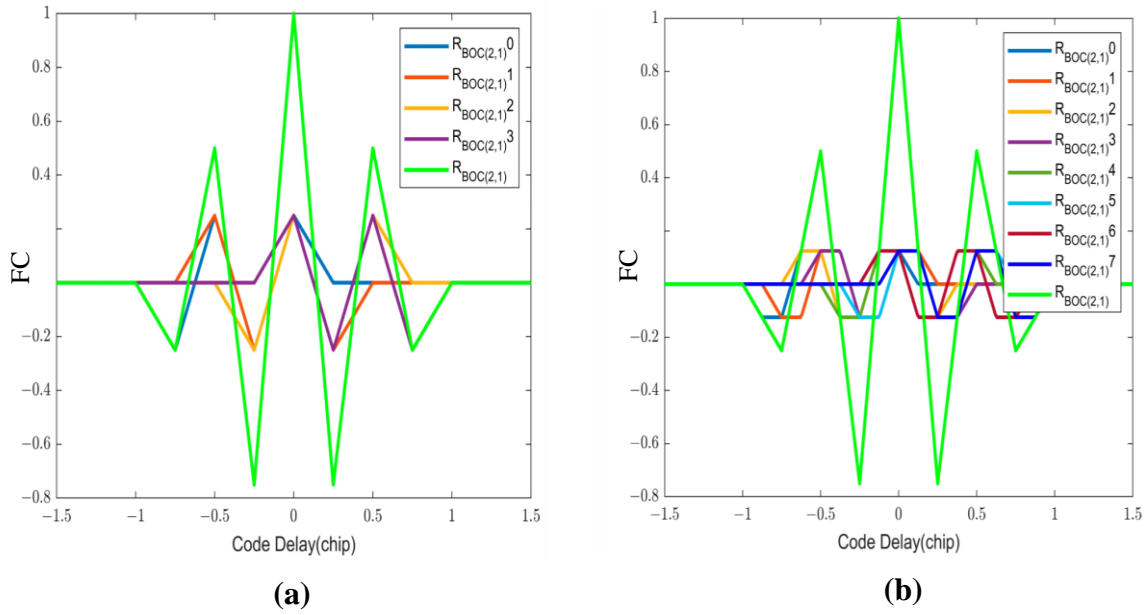


Figure II. 8 Fonctions de sous-corrélation et FAC du signal BOC (2,1). (a) Les fonctions de sous-corrélation du signal BOC (2,1) à $M=1$; (b) les fonctions de sous-corrélation du signal BOC (2,1) à $M=2$.

La combinaison pondérée du signal BOC (1,1) et du signal BOC (6,1) forme le signal CBOC (6,1,1/11). Si l'on considère que l'ordre de modulation du signal BOC (1,1) est 2 et que celui du signal BOC (6,1) est 12, Q est 12, $NC = 12M$. L'expression du signal pour le x th segment CBOC (6,1,1/11) est obtenue à partir de l'équation (II-19) et en choisissant le coefficient de modulation correspondant, comme indiqué dans l'équation (II-21). L'équation (II-22) donne la x th sous-fonction de la FAC CBOC (6,1,1/11). L'équation (II-23) est le résultat de la sous-fonction spécifique calculée pour $x = 0$. Dans l'équation (II-23), N_1 représente l'ordre de modulation du signal BOC (1,1) et N_2 l'ordre de modulation du signal BOC (6,1).

La figure II.9 montre les résultats de la sous-fonction partielle pour l'autocorrélation CBOC (6,1,1/11) à $M = 1$ et $M = 2$. Comme pour le BOC (1,1) et le BOC (2,1), pour le signal BOC (1,1), les fonctions adjacentes peuvent s'acquérir l'une l'autre en décalant $T_c/12$ lorsque $M = 1$ et en décalant $T_c/24$ lorsque $M = 2$.

$$S_{CBOC}^x(t) = \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC(1,1)}^x(t) + \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC(6,1)}^x(t), x \in [0, NC - 1] \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{aligned}
 R_{CBOC^x}(\tau) &= \frac{10}{11} R_{BOC(1,1)^x} + \sqrt{\frac{10}{121}} R_{BOC(1,1)^x/BOC(6,1)} \\
 &+ \frac{1}{11} R_{BOC(6,1)^x} + \sqrt{\frac{10}{121}} R_{BOC(6,1)^x/BOC(1,1)}, x \in [0, NC - 1]
 \end{aligned}
 \tag{II-22}$$

$$\begin{aligned}
 R_{CBOC^0} &= \left(\frac{10}{11} + \sqrt{\frac{10}{121}} \right) \frac{1}{NC} \sum_{j=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{\frac{NC}{N_1}-1} (-1)^j \Lambda_{\frac{T_C}{NC}} \left(\tau + j \frac{T_C}{N_1} + m \frac{T_C}{NC} \right) \\
 &+ \left(\frac{1}{11} + \sqrt{\frac{10}{121}} \right) \frac{1}{NC} \sum_{j=0}^{N_2-1} \sum_{m=0}^{\frac{NC}{N_2}-1} (-1)^j \Lambda_{\frac{T_C}{NC}} \left(\tau + j \frac{T_C}{N_2} + m \frac{T_C}{NC} \right)
 \end{aligned}
 \tag{II-23}$$

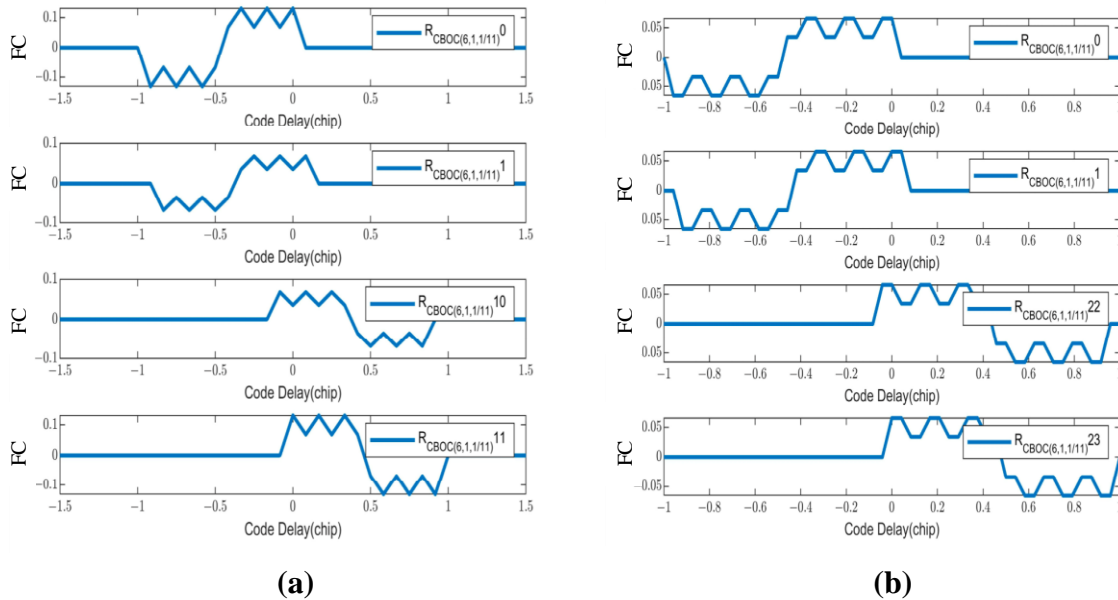


Figure II. 9 Fonctions de sous-corrélation partielles et FAC du signal CBOC (6,1,1/11). (a) Les fonctions de sous-corrélation du signal CBOC (6,1,1/11) à M=1; (b) les fonctions de sous-corrélation du signal CBOC (6,1,1/11) à M=2.

En analysant les sous-fonctions d'autocorrélation du signal, on constate que le décalage entre sous-fonctions adjacentes est $\frac{T_C}{NC}$. Pour la x ème sous-fonction, le graphique de la sous-fonction a un point d'inflexion à $(z + x) \frac{T_C}{NC}$, $x \in [0, 1, \dots, NC - 1]$, $z \in [+1, 0, -1, \dots, -NC]$. Les points d'inflexion de la x th fonction de sous-corrélation et de la $(NC - 1 - x)$ th fonction de sous-corrélation sont symétriques par rapport à l'axe des y. En fonction de la propriété de

symétrie de la fonction de sous-corrélation, pour le signal, nous concevons la règle de reconstruction RSSA comme indiqué ci-dessous.

Tout d'abord, nous répartissons les signaux en groupes NC et obtenons $S_0(t), S_1(t), S_2(t), S_3(t)$ par combinaison linéaire, où, lorsque NC est égal à 2, $S_1(t) = S_0(t) = S^0, S_3(t) = S_2(t) = S^{NC-1}(t)$; lorsque NC est supérieur à 2, $S_0(t) = S^0(t), S_1(t) = \sum_{x=1}^{\frac{NC}{2}-1} S^x(t), S_2(t) = \sum_{x=\frac{NC}{2}}^{\frac{NC}{2}} S^x(t)$, et $S_3(t) = S^{NC-1}(t)$;

$S_0(t), S_1(t), S_2(t), S_3(t)$ sont corrélés avec $S(t)$ pour obtenir respectivement R_0, R_1, R_2, R_3 , puis R_0, R_1, R_2, R_3 sont calculés par les équations (II.24) et (II.25) pour obtenir r_1 et r_2 .

$$r_1 = |R_0| + |R_3| - |R_0 - R_3| \quad (\text{II-24})$$

$$r_2 = |R_1| + |R_2| - |R_1 - R_2| \quad (\text{II-25})$$

Comme le montrent les figures II.7 à (II.9), lorsque l'on fait varier N et NC , on obtient toujours un seul pic de r_1 avec l'équation (II-32). Si l'on prend l'exemple de $M = 1$, 600 est le point de phase du code. La figure II.10 montre que le signal BOC (2,1) obtient r_1 et r_2 par les équations (II-24) et (II-25). Comme le montre la figure II_10, la largeur du pic principal de r_1 est de $T_c/4$ et r_2 présente des pics latéraux. r_2 présente un pic à 600 points d'échantillonnage et des pics à 576 et 624 points d'échantillonnage. La raison des pics secondaires dans r_2 est que, comme le montre la figure (II.10), lorsque $M = 1$, les sous-fonctions de BOC (2,1) ont des pics sur les côtés gauche et droit du point d'échantillonnage 600 à des intervalles de 24 points d'échantillonnage ($T_c/4$), et R_1 et R_2 éliminent les pics à 552 et 648 points d'échantillonnage par l'équation (II-25), tout en conservant les amplitudes de R_1 et R_2 au point d'échantillonnage 576, 600, et 624 points d'échantillonnage. Le fait que r_1 ne présente qu'un seul pic est utilisé pour multiplier avec r_2 afin d'éliminer les pics secondaires de r_2 tout en obtenant la FC de reconstruction r sans ambiguïté

$$r_1 = r_1 r_2 \quad (\text{II-26})$$

La figure II.10 montre respectivement les FCs sans bord normalisées obtenues pour le signal BOC (1,1), le signal BOC(2,1) et le signal CBOC(6,1,1/11) à l'aide des règles de reconstruction des équations (II-24)-(II-26) lorsque $M = 1,2,3,4$. La figure II.10 compare r à la FAC et montre que r conserve une corrélation étroite. La largeur du pic principal de la FAC BOC est de $2T_c/(2N - 1)$. Lorsque $M = 1$, la largeur de r est inférieure à la largeur du

pic principal de la FAC BOC, qui est réduite d'environ 10 %. Lorsque $M = 2,3,4$, la largeur de la FC reconstruite tend à devenir progressivement plus étroite, et toutes sont inférieures à $2T_C/(2N - 1)$. Pour le CBOC, la largeur de r est inférieure à $2T_C/3$.

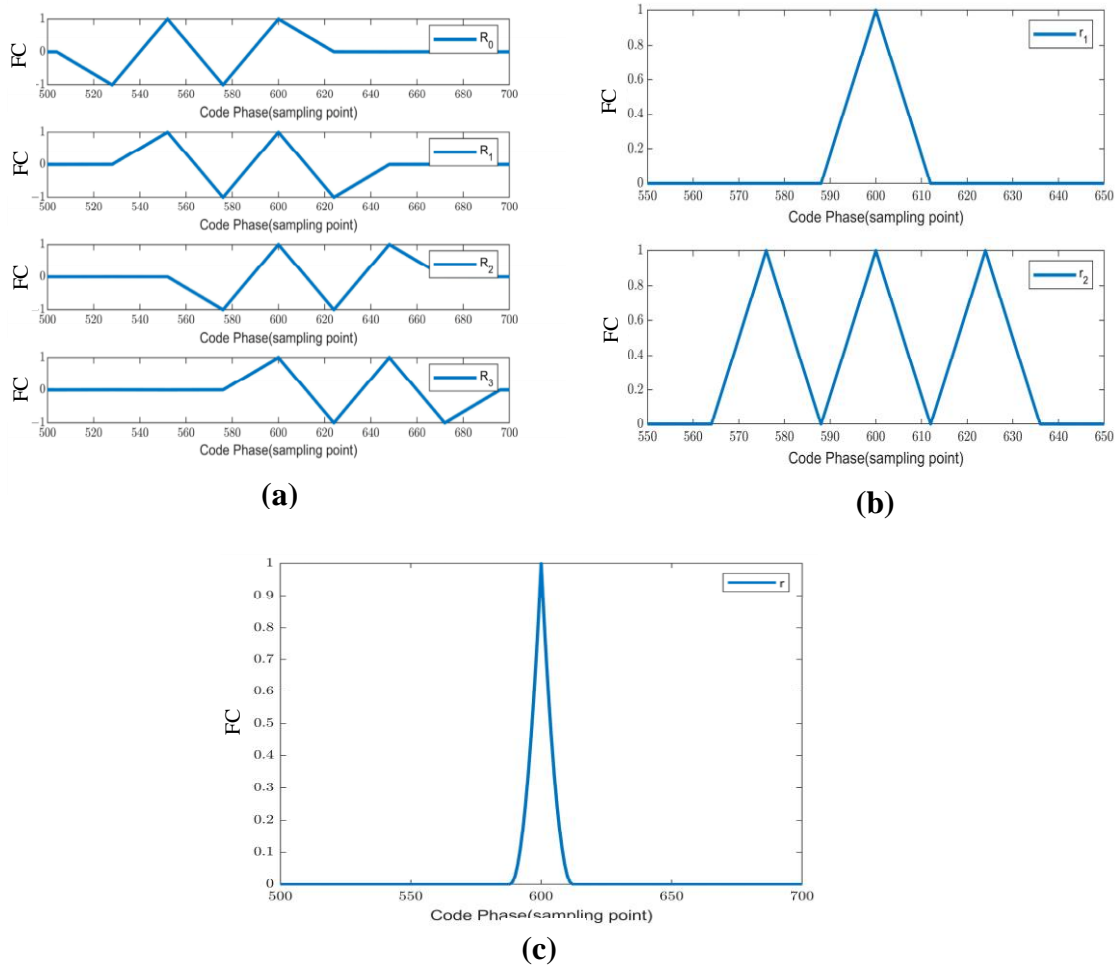


Figure II. 10 Processus de reconstruction du signal BOC (2,1) par RSSA. (a) Les fonctions de sous-corrélation de R_0, R_1, R_2, R_3 à $M=1$; (b) les fonctions de corrélation de r_1 et r_2 , à $M=1$; (c) la fonction de corrélation de reconstruction non floue r .

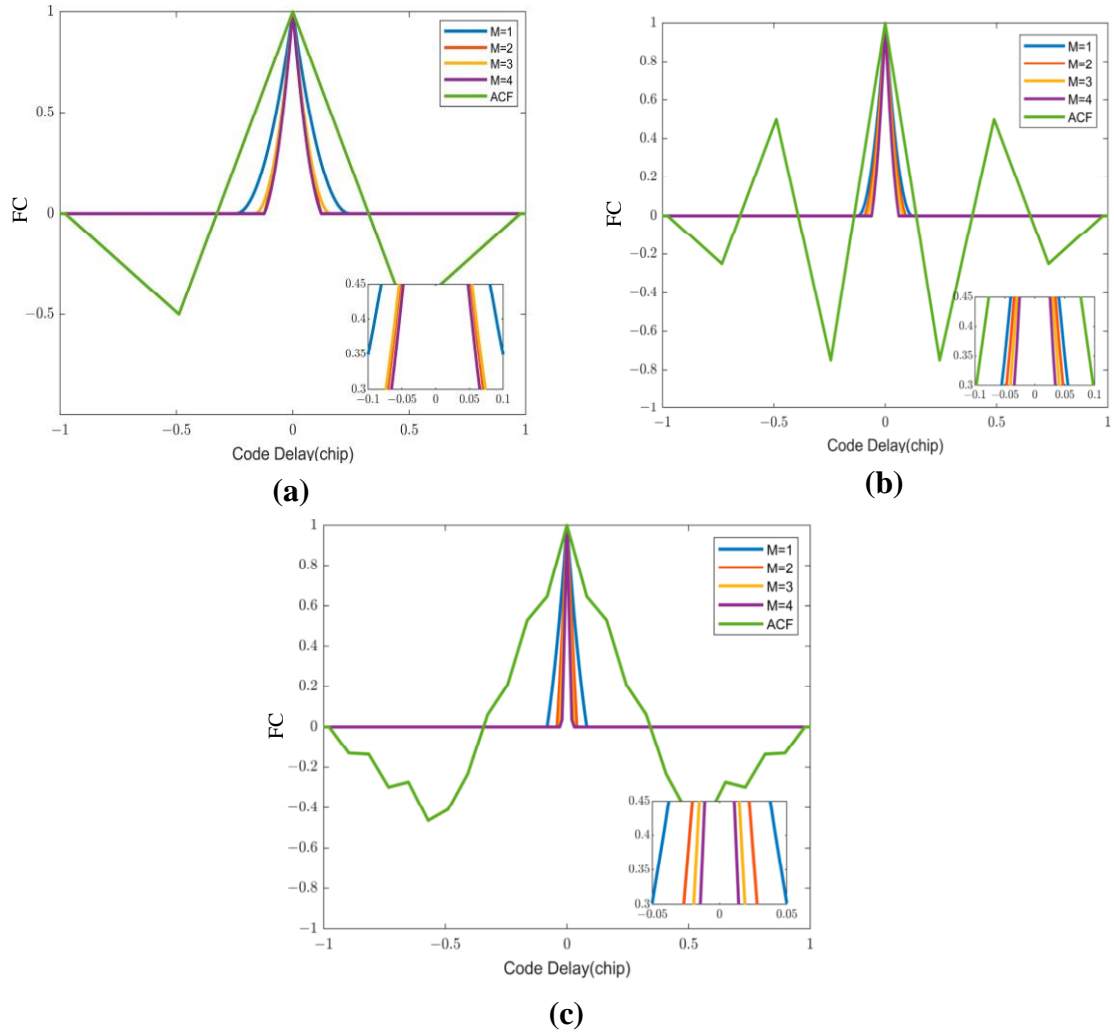


Figure II. 11 Fonctions de corrélation reconstruites non brumeuses du BOC et du CBOC par RSSA pour $M=1,2,3,4$; (a) les fonctions de corrélation non brumeuses de BOC (1,1) ; (b) les fonctions de corrélation non brumeuses de BOC (2,1) ; (c) les fonctions de CBOC (6,1,1)

II.4.1 Analyse de la boucle d'acquisition RSSA

Sur la base de l'algorithme de reconstruction, la structure d'acquisition des signaux est illustrée à la figure II.11. Tout d'abord, les signaux locaux sont divisés et combinés linéairement selon les équations (II-1)-(II-5) et (II-19) pour obtenir le signal auxiliaire du sous-code correspondant $S_0(t), S_1(t), S_2(t), S_3(t)$. Le signal IF reçu [53] peut être exprimé comme suit :

$$S_{IF}(t) = \sqrt{2}Ad(t)R_0(\tau)c(t)sc(t) \cos(2\pi f_{IF} + \theta_0) + n(t) \quad (\text{II-27})$$

Où A est l'amplitude du signal, f_{IF} est le signal IF et θ_0 est la phase initiale. Le signal IF après suppression de la porteuse fait l'objet d'une corrélation croisée avec le signal du sous-

code auxiliaire, et les sorties du résultat de la corrélation croisée après modulo sont exprimées par les équations (II-28)-(II-31).

$$\bar{S}_0(t) = Ad(t)R_0(\tau) \sin c(\pi\Delta fT_{coh}) + n_0 \quad (\text{II-28})$$

$$\bar{S}_1(t) = Ad(t)R_1(\tau) \sin c(\pi\Delta fT_{coh}) + n_1 \quad (\text{II-29})$$

$$\bar{S}_2(t) = Ad(t)R_2(\tau) \text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) + n_2 \quad (\text{II-30})$$

$$\bar{S}_3(t) = Ad(t)R_3(\tau) \text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) + n_3 \quad (\text{II-31})$$

n_0, n_1, n_2 et n_3 sont des bruits gaussiens. Selon la règle de reconstruction de l'équation (II-27), nous pouvons obtenir le volume de détection du signal U et N_m comme le nombre total de segments de données

$$\begin{aligned} U &= \sum_{n_m=1}^{N_m} (|\bar{S}_0| + |\bar{S}_3| - |\bar{S}_0 - \bar{S}_3|)(|\bar{S}_1| + |\bar{S}_2| - |\bar{S}_1 - \bar{S}_2|) \\ &= \sum_{n_m=1}^{N_m} (Ad(t)r_1(\tau)\text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) \\ &\quad + n_{r1})(Ad(t)r_2(\tau)\text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) + n_{r2}) \end{aligned} \quad (\text{II-32})$$

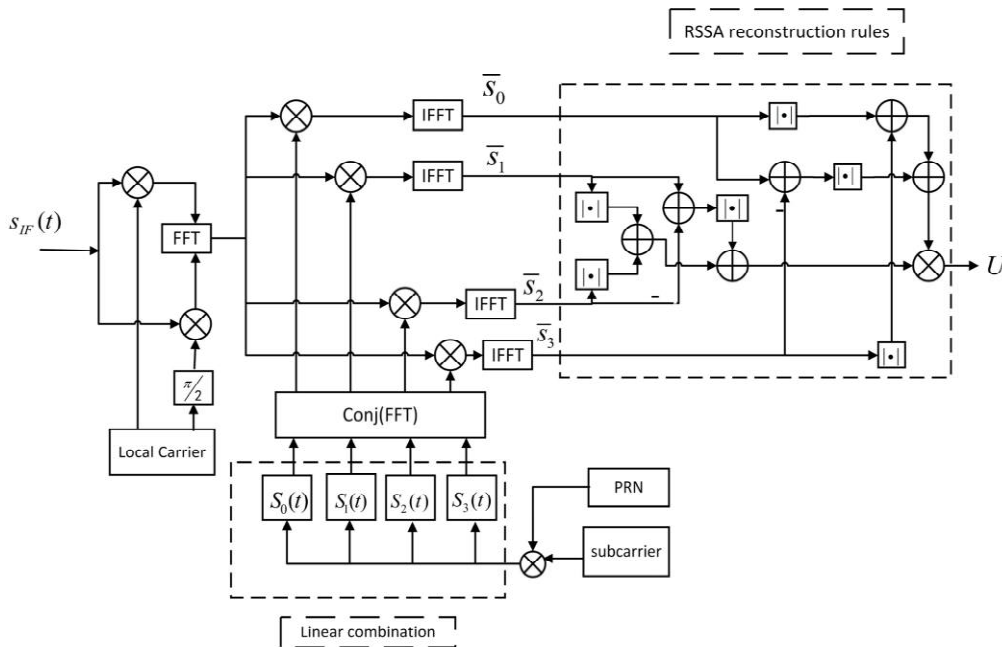


Figure II. 12 RSSA acquisition frame diagramme.

En supposant que le message de navigation ne change pas pendant le temps d'intégration cohérente, U peut être divisé en un bruit non pur U_1 et un bruit pur U_2 . Les expressions de

U_1 et U_2 sont présentées dans les équations (II-34) et (II-35). n_{r1} et n_{r2} sont des signaux de bruit obéissant à une distribution gaussienne avec une variance σ^2 et une moyenne 0.

$$U = U_1 + U_2 \quad (\text{II-33})$$

$$U_1 = \sum_{n_m=1}^{N_m} [A^2 r_1 r_2 \text{sinc}^2(\pi \Delta f T_{coh}) + A \text{sinc}(\pi \Delta f T_{coh})(r_1 n_{r2} + r_2 n_{r1})] \quad (\text{II-34})$$

$$U_2 = \sum_{n_m=1}^{N_m} n_{r1} n_{r2} \quad (\text{II-35})$$

U_1 est équivalent à une combinaison linéaire de bruit gaussien et d'une constante, de sorte que la valeur moyenne de U_1 est $\sum_{n_m=1}^{N_m} A^2 r_1 r_2 \text{sinc}^2(\pi \Delta f T_{coh})$ et la variance est $\sum_{n_m=1}^{N_m} \sigma^2 r_1 r_2 \text{sinc}^2(\pi \Delta f T_{coh})(r_1 + r_2)$. Au fur et à mesure que le nombre de segments de données augmente, U_2 suit une distribution de type gaussien avec une moyenne de 0 et une variance d'une variance de $N_m \sigma^4$ [54]. Ainsi, U est égal à la somme de la constante et du bruit gaussien, obéissant à la distribution gaussienne avec une moyenne et une variance comme indiqué dans les équations (II-36) et (II-37).

$$E(U) = \sum_{n_m=1}^{N_m} A^2 r_1 r_2 \text{sinc}^2(\pi \Delta f T_{coh}) \quad (\text{II-36})$$

$$D(U) = N_m \sigma^4 + \sum_{n_m=1}^{N_m} \sigma^2 A \text{sinc}(\pi \Delta f T_{coh})(r_1 + r_2) \quad (\text{II-37})$$

Lorsqu'il n'y a pas de signal satellite dans le volume de détection, U obéit à la distribution de Rayleigh avec une moyenne de 0 et une variance de $N_m \sigma^4$. Lorsqu'il y a un signal satellite dans le volume de détection, U obéit à la distribution de Rice [55]. La probabilité de fausse alarme est indiquée dans l'équation (II-38), et le seuil V_t pour la détection peut être obtenu à partir de l'équation (II-38). La probabilité de détection peut être exprimée par l'équation (II-39), où a^2/σ^2 représente le rapport signal/bruit et $T_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro de première classe.

$$P_{fa}(U) = \int_{V_1}^{+\infty} p(U) dU = \int_{V_1}^{+\infty} \frac{U}{(N_m \sigma^4)^2} \exp\left\{-\frac{U^2}{2(N_m \sigma^4)^2}\right\} dU \quad (\text{II-38})$$

$$P_d = \int_{v_1}^{+\infty} p(U) dU = \int_{v_1}^{+\infty} \frac{U}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{U^2 + a^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{aU}{\sigma^2}\right) dU \quad (\text{II-39})$$

Comme le montre la figure II.11, les étapes de l'acquisition du signal sont les suivantes :

Étape 1 : le signal IF est d'abord mélangé avec deux porteuses locales orthogonales en phase pour supprimer la porteuse.

Étape 2 : le signal auxiliaire du sous-code local est généré conformément.

Étape 3 : après annulation de la porteuse, le signal IF est corrélé avec le signal auxiliaire du sous-code local et, ici, l'opération de corrélation du corrélateur est réalisée par transformée de Fourier.

Étape 4 : le résultat de la corrélation passe par le module de reconstruction RSSA pour obtenir la quantité de détection du signal final U .

Étape 5 : la quantité de détection U est déterminée et le signal est considéré comme détecté lorsque U est supérieur au seuil.

II.4.2 Analyse de la boucle de poursuite RSSA

Nous avons conçu une nouvelle structure de poursuite de boucle, comme le montre la figure (II.11), en suivant l'algorithme de reconfiguration proposé. Dans la figure (II.12), le signal IF est mélangé pour supprimer la porteuse et corrélé avec un signal auxiliaire local de sous-code avec un retard précoce et tardif. Les résultats de la corrélation sont utilisés pour ajuster la phase du signal auxiliaire local par l'intermédiaire du discriminateur de phase et du l'oscillateur à commande numérique (NCO) du code, de manière à achever la poursuite du signal. Les détails sont décrits ci-dessous.

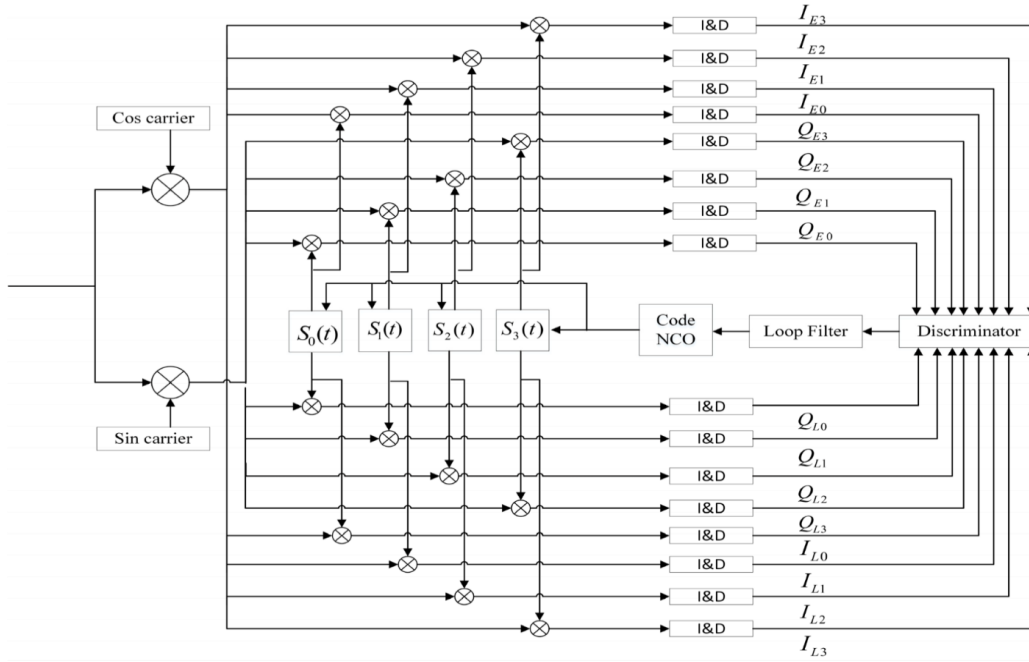


Figure II. 13 Boucle de poursuite du code RSSA.

Le signal IF est mélangé par des phases sinusoidales et cosinusoidales, puis corrélé avec le signal auxiliaire local précoce et tardif, qui peut être obtenu dans les équations (II-40) et (II-41) après l'intégration et l'opération de vidage.

$$I_{Ei} + Q_{Ei} = \sqrt{2PR_i} \left(\tau - \frac{d}{2} \right) e^{j\Delta\theta} + n_{I_{Ei}} + jn_{Q_{Ei}}, \quad (\text{II-40})$$

$$I_{Li} + Q_{Li} = \sqrt{2PR_i} \left(\tau + \frac{d}{2} \right) e^{j\Delta\theta} + n_{I_{Li}} + jn_{Q_{Li}}, \quad (\text{II-41})$$

où P est la puissance du signal et l'indice i ($i = 0,1,2,3$) indique que le signal BOC ou CBOC est corrélé avec les signaux auxiliaires du sous-code local $S_0(t), S_1(t), S_2(t), S_3(t)$. E et L représentent respectivement les branches précoces et tardives. $\Delta\theta$ représente les erreurs d'estimation de la phase initiale de la porteuse, respectivement. d est l'intervalle de temps du corrélateur. $n_{I_{E0}}, n_{Q_{E0}}, n_{I_{E1}}$ et $n_{Q_{E1}}$ sont des bruits gaussiens [56]. Lorsque le bruit est ignoré, la FD de phase peut être écrite sous la forme de l'équation (II-42) à partir de la règle de reconstruction de l'équation (II-23).

$$\begin{aligned}
 D &= \{(|I_{E0}| + |I_{E3}| - |I_{E0} - I_{E3}|)(|I_{E1}| + |I_{E2}| - |I_{E1} - I_{E2}|) + (|Q_{E0}| + |Q_{E3}| \\
 &\quad - |Q_{E0} - Q_{E3}|)(|Q_{E1}| + |Q_{E2}| - |Q_{E1} - Q_{E2}|)\} \\
 &\quad - \{(|I_{L0}| + |I_{L3}| - |I_{L0} - I_{L3}|)(|I_{L1}| + |I_{L2}| - |I_{L1} - I_{L2}|) \\
 &\quad + (|Q_{L0}| + |Q_{L3}| - |Q_{L0} - Q_{L3}|)(|Q_{L1}| + |Q_{L2}| - |Q_{L1} - Q_{L2}|)\} \\
 &= 2P\left(r\left(\tau - \frac{d}{2}\right) - r\left(\tau + \frac{d}{2}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{II-42}$$

Le résultat de la sortie du discriminateur est ensuite transmis à *NCO* pour ajuster la phase du code local, complétant ainsi la poursuite sans ambiguïté du signal.

II.5 Algorithme d'optimisation du signal auxiliaire local (LASOA)

II.5.1 Règles de reconfiguration du LASOA

Le schéma de reconstruction nécessite la génération de quatre signaux auxiliaires de sous-codes locaux. Le signal CBOC est généré en combinant les signaux BOC (1,1) et BOC (6,1). Lorsque la synchronisation non ambiguë est réalisée à l'aide de la RSSA, le signal auxiliaire local du CBOC comporte quatre valeurs de niveau. Afin de réduire le signal auxiliaire local du CBOC de plusieurs niveaux à deux niveaux tout en satisfaisant la synchronisation du signal BOC standard, nous améliorons encore le RSSA proposé ci-dessus pour faciliter la conception de son signal auxiliaire local.

Sur la base du principe de division et de combinaison des signaux énoncé, $S^0(t)$ et $S^{NC-1}(t)$ sont sélectionnés comme signaux auxiliaires locaux. $S^0(t)$ est en corrélation avec $S(t)$ pour générer $R^0(\tau)$, et $S^{NC-1}(t)$ est en corrélation avec $S(t)$ pour générer $R^{NC-1}(\tau)$. L'analyse montre clairement que les points d'inflexion de $R^0(\tau)$ et de $R^{NC-1}(\tau)$ sont symétriques par rapport à l'axe des ordonnées et, en raison de leurs propriétés de symétrie, les règles sont conçues comme dans les équations (II-27) et (II-28). Le point culminant de $R^+(\tau)$ est situé à $\pm[0, T_c/NC, \dots, T_c]$ et le point culminant de $R^-(\tau)$ est situé à $\pm[T_c/NC, 2T_c/NC, \dots, T_c]$. Les emplacements des points de pic de $R^+(\tau)$ et de $R^-(\tau)$ serviront de base à la règle de conception pour obtenir la fonction de corrélation non ambiguë. Ainsi, la fonction de corrélation non ambiguë r_f est obtenue en ramenant

$R^0(\tau)$ et $R^{NC-1}(\tau)$ dans les équations (II-43)-(II-45). Cela élimine l'ambiguïté en générant seulement deux signaux localement, avec une valeur de niveau dans chaque signal. En particulier pour les signaux CBOC, le signal auxiliaire local peut être réduit d'une valeur à

quatre niveaux à une valeur à deux niveaux, ce qui réduit considérablement la complexité de la mise en œuvre.

$$R^+ = |R^0(\tau)| + |R^{NC-1}(\tau)| \quad (\text{II-43})$$

$$R^- = |R^0(\tau)| - |R^{NC-1}(\tau)| \quad (\text{II-44})$$

$$r_f = (R^+(\tau))^2 - (R^-(\tau))^2 \quad (\text{II-45})$$

Pour $M = 1$, par exemple, 600 est le point de phase du code. La FC non ambiguë obtenue par le signal BOC (2,1) à l'aide de l'équation (II-53) est présentée à la figure II.13. Comme le montre la figure II.13, les FCs R^{+2} et R^{-2} présentent les caractéristiques de pics multiples. La position du pic principal de R^{+2} apparaît au point d'échantillonnage 600, et il y a six pics secondaires, à l'exclusion du pic principal, et les positions des pics secondaires sont réparties symétriquement à des intervalles $T_c/4$ à gauche et à droite du point d'échantillonnage 600. R^{-2} est égal à 0 à 600 points d'échantillonnage, et les pics secondaires de R^{-2} coïncident avec l'emplacement des pics secondaires de R^{+2} . Ainsi, selon l'équation (II-45), la fonction objective r_f est obtenue. La figure II.13 montre que les six crêtes latérales du signal BOC (2,1) peuvent être complètement éliminées et que la largeur de r_f est $T_c/4$.

En ce qui concerne le schéma d'acquisition de la LASOA, il suffit de remplacer les règles de reconstruction RSSA de la figure II.12 par les règles de reconstruction de la LASOA (équations (II-43)-(II-45) et les signaux auxiliaires locaux ne doivent conserver que $S_0(t)$ et $S_3(t)$. Pour le diagramme d'acquisition de la LASOA, veuillez-vous référer à la figure II.11.

La figure II.14 montre le graphique de la FC normalisée obtenue en utilisant la LASOA. La méthode est capable d'éliminer complètement $2(N - 1)$ sous-pics du signal BOC, ainsi que d'éliminer complètement 2 sous-pics du signal CBOC. Pour $M = 1,2,3,4$, les signaux BOC et CBOC (6,1,1/11) utilisent la règle de reconstruction de l'équation (II-45) pour obtenir la FC de reconstruction r_f . Dans la figure II.14, lorsque M est supérieur à 1, la largeur du pic principal de r_f est de $2T_c/NC$ et la résistance aux MTs peut être améliorée.

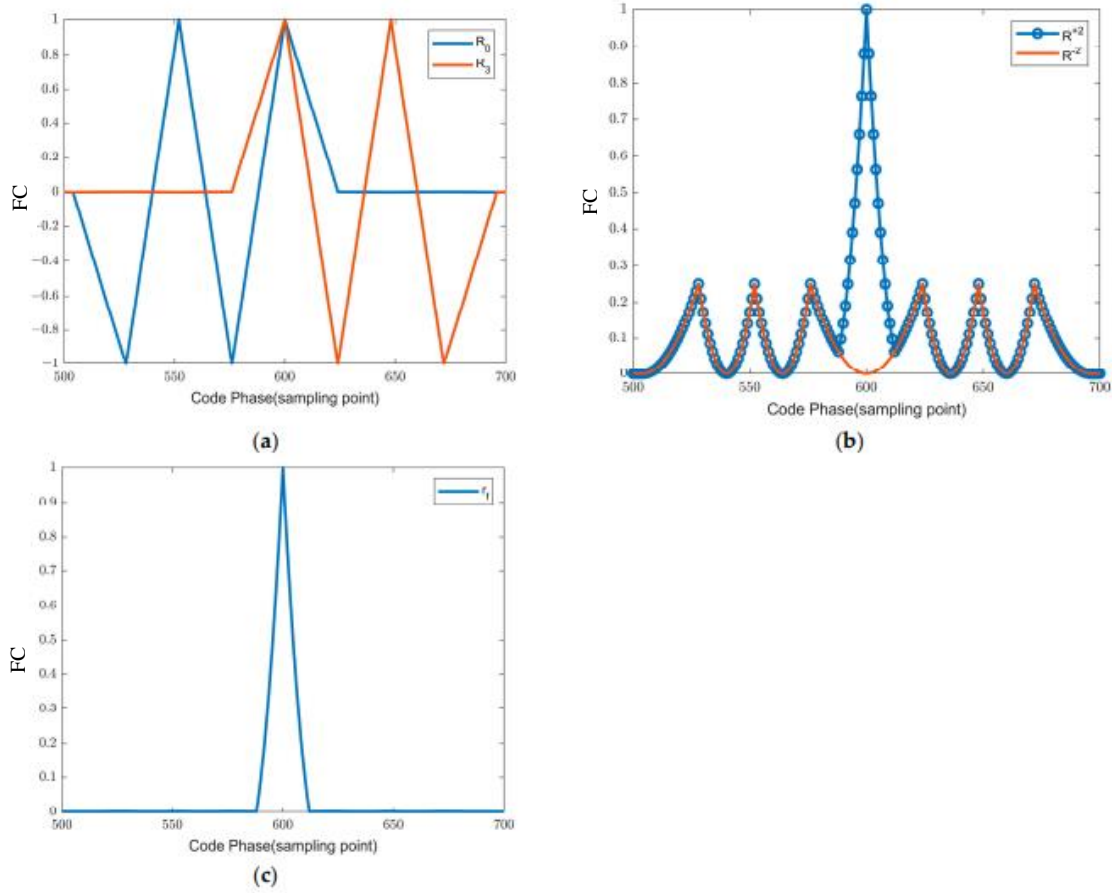


Figure II. 14 Processus de reconstruction du signal BOC(2,1) par LASOA. (a) Les fonctions de sous-correlation de R_0 et R_3 à $M = 1$; (b) les fonctions de corrélation de R^{+2} et R^{-2} à $M = 1$; (c) la fonction de corrélation de reconstruction non floue r_f

II.5.2 Probabilité d'acquisition et résultats de la discrimination de phase pour le LASOA

D'après les règles proposées, on sait que la quantité de détection U lors de l'acquisition du signal peut être exprimée par l'équation (II-46), où les expressions de S^0 et $S^{NC-1}(t)$ sont indiquées dans les équations (II-47) et (II-48).

$$U = \sum_{n_m=1}^{N_m} (|S^0| + |S^{NC-1}|)^2 - (|S^0| - |S^{NC-1}|)^2 = \sum_{n_m=1}^{N_m} 4|S^0| \times |S^{NC-1}| \quad (\text{II-46})$$

$$S^0 = Ad(t)R^0(\tau)\text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) + n^0 \quad (\text{II-47})$$

$$S^{NC-1} = Ad(t)R^{NC-1}(\tau)\text{sinc}(\pi\Delta fT_{coh}) + n^{NC-1} \quad (\text{II-48})$$

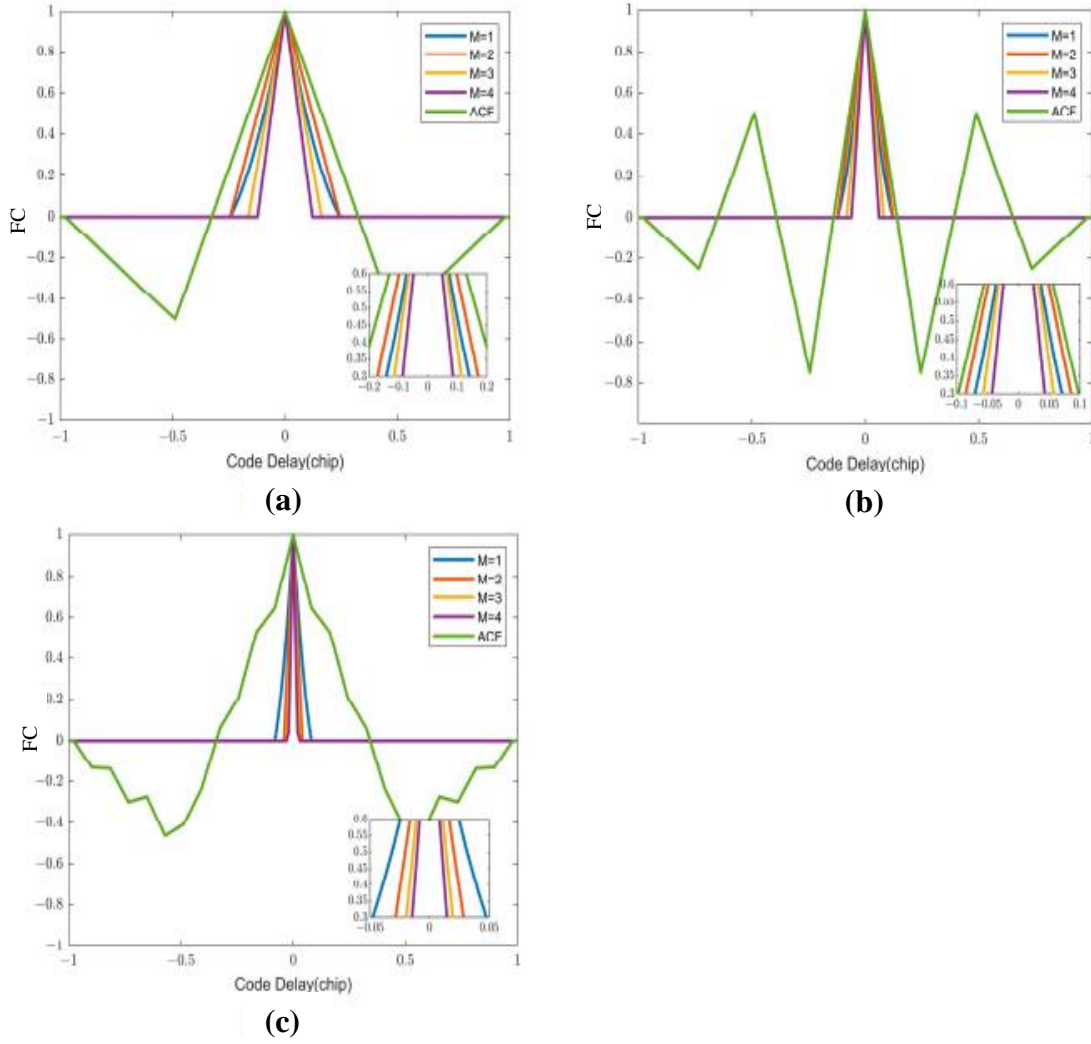


Figure II. 15 FCs non brumeuses reconstruites du BOC et du CBOC par LASOA pour $M=1,2,3,4$; (a) FCs non brumeuses du BOC (1,1) ; (b) FCs non brumeuses du BOC(2,1) ; (c) FCs non brumeuses du CBOC (6,1,1/11).

L'équation (II-46) est divisée en fonction du terme de bruit non pur et du terme de bruit. Dans ce cas, les expressions de U_1 et U_2 sont présentées dans les équations (II-49) et (II-50).

$$U_1 = \sum_{n_m=1}^{N_m} 4\{A^2 \text{sinc}^2(\pi\Delta f T_{coh}) |R^0(\tau)| |R^{NC-1}(\tau)| + A \text{sinc}(\pi\Delta f T_{coh}) (|R^0(\tau)| n^{NC-1} + |R^{NC-1}(\tau)| n^0)\} \quad (\text{II-49})$$

$$U_2 = \sum_{n_m=1}^{N_m} 4 n^0 n^{NC-1}, \quad (\text{II-50})$$

U_1 Obéit à une distribution gaussienne, ayant une moyenne

$$\sum_{n_m=1}^{N_m} 4A^2 \text{sinc}^2(\pi\Delta f T_{coh}) |R^0(\tau)| |R^{NC-1}(\tau)|$$

et une variance

$$\sum_{n_m=1}^{N_m} 4A \text{sinc}(\pi\Delta f T_{coh}) (|R^0| |R^{NC-1}|) \sigma^2.$$

U_2 a une moyenne de 0 et une variance de $16N_m\sigma^4$ avec une distribution de type gaussien.

Lorsque seul le bruit est inclus dans U , la probabilité de fausse alarme peut être exprimée par l'équation (II-51). Lorsque le signal et le bruit coexistent dans U , U obéit à la distribution de Rice, et la moyenne et la variance peuvent être exprimées par les équations (II-52) et (II-53). La probabilité de détection est présentée dans les équations (II-54) et (II-55) comme l'expression de $P(U)$.

$$P_{fa}(U) = \int_{V_1}^{+\infty} p(U) dU = \int_{V_1}^{+\infty} \frac{U}{(16N_m\sigma^4)^2} \exp\left\{-\frac{U^2}{2(16N_m\sigma^4)^2}\right\} dU \quad (\text{II-51})$$

$$D(U) = 16N_m\sigma^4 + \sum_{n_m=1}^{N_m} 4A^2 \text{sinc}^2(\pi\Delta f T_{coh}) |R^0(\tau)| |R^{NC-1}(\tau)| \quad (\text{II-52})$$

$$P_d = \int_{V_1}^{+\infty} p(U) dU \quad (\text{II-53})$$

$$P(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{U^2+a^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{aU}{\sigma^2}\right) \quad (\text{II-54})$$

Selon l'équation (II-29), la sortie du discriminateur de phase est l'équation (II-40). Les expressions de I_{E_i} , Q_{E_i} , I_{L_i} et Q_{L_i} sont présentées dans les équations (II-56) et (II-57), $i = 0, NC - 1$. En ce qui concerne la boucle de poursuite du LASOA, il suffit de conserver $S_0(t)$ et $S_3(t)$ dans la figure II.11, et la sortie du discriminateur de phase passe des équations (II-24)-(II-26) aux équations (II-43)-(II-45). Pour la boucle de poursuite du LASOA, veuillez-vous référer à la figure II.12.

$$\begin{aligned} D = & (|I_{E_0}| + |I_{ENC-1}|)^2 - (|I_{E_0}| - |I_{ENC-1}|)^2 + (|Q_{E_0}| + |Q_{ENC-1}|)^2 \\ & - (|Q_{E_0}| - |Q_{ENC-1}|)^2 - (|I_{L_0}| + |I_{LNC-1}|)^2 - (|I_{L_0}| - |I_{LNC-1}|)^2 \\ & + (|Q_{L_0}| + |Q_{LNC-1}|)^2 - (|Q_{L_0}| - |Q_{LNC-1}|)^2 \end{aligned} \quad (\text{II-55})$$

$$I_{E_i} + jQ_{E_i} = \sqrt{2PR^i} \left(\tau - \frac{d}{2}\right) e^{j\theta} + n_{I_{E_i}} + jn_{Q_{E_i}} \quad (\text{II-56})$$

$$I_{L_i} + jQ_{L_i} = \sqrt{2P}R^i \left(\tau + \frac{d}{2} \right) e^{j\theta} + n_{I_{L_i}} + jn_{Q_{L_i}} \quad (\text{II-57})$$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné en détail des méthodes de réception non ambiguë, conçue spécifiquement pour la réception des signaux GNSS modulés en BOC. Nous avons d'abord parlé sur quelques méthodes non ambiguës et les principes théoriques de la décomposition des FCs dans ces méthodes. Ensuite, Nous avons expliqué le processus de calcul de la FC non ambiguë, qui résulte de la combinaison de ses FCs. En outre, nous avons défini la structure de la FC de boucle de poursuite de code DLL et expliqué la forme de la FD.

Chapitre III
Résultats et Discussion

CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs

III.1. Introduction

Dans ce chapitre on va présenter les résultats de simulation de certain algorithme basée sur les PCFs pour les signaux BOC et CBOC. A cet effet, on va tout d'abord utilisée le critère de mesure des performances à s'avoir l'enveloppe d'erreur. Postérieurement, on va présenter et discuter les résultats en termes de performances de ces algorithmes à partir de ces deux critères. De ce fait, une étude comparative de la méthode RSSA, la méthode RSSA amélioré (ERSSA), et les méthodes classiques sera analysée et discutée. Ici, on va montrer le cas le plus bienséant des résultats des performances qui devraient être normalement obtenus par la méthode ERSSA dans les normes standards.

III.2. Résultats de simulation

III.2.1. FCs de La méthode RSSA amélioré (ERSSA)

La figure (III.1) présente la FAC de la méthode ERSSA pour le signal BOC (1.1)

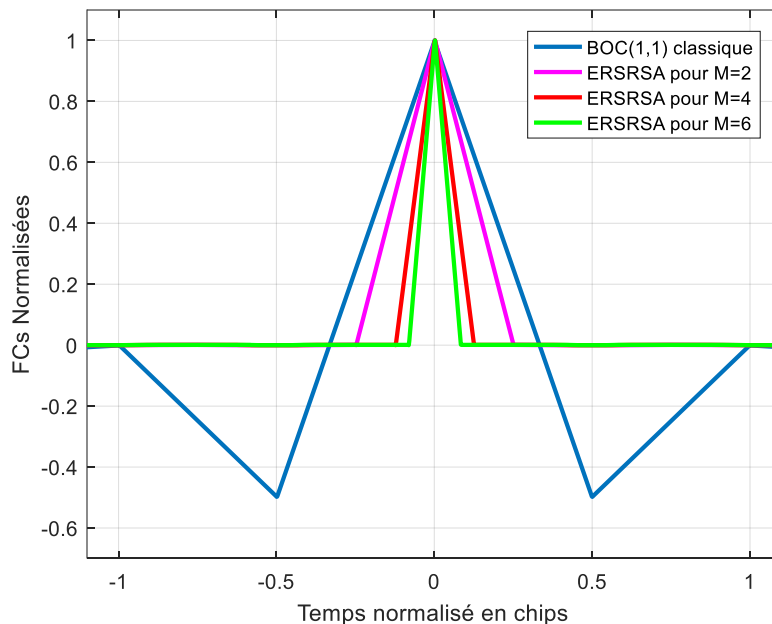


Figure III. 1 FCs non brumeuses reconstruites du BOC (1.1) par ERSSA pour M=2,4,6

D'après la figure (III.1) en voir clairement la FAC de signal BOC (1.1) présente deux pics secondaires et un pic principal.

La méthode ERSSA présente un seul pic principal de tous les valeurs M , et éliminer les pics secondaires qui peut traduit au niveau de processus d'acquisition et poursuit par des faux verrouillages.

En voir aussi, lorsque M augmente le pic principal devient très pointus ce qui traduit une meilleure performance.

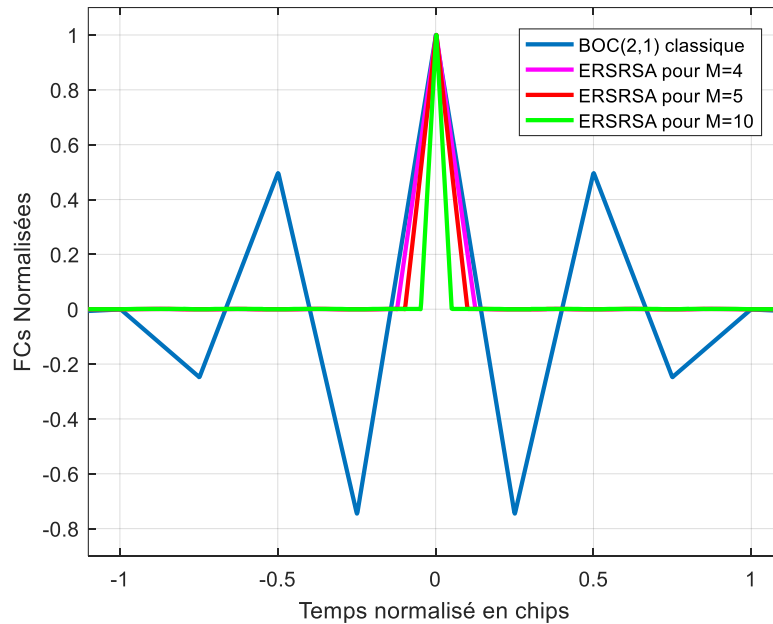


Figure III. 2 FCs non brumeuses reconstruites du BOC (2.1) par ERSSA pour $M=4,5,10$

La figure (III.2) montre la FAC du signal BOC (2.1) qui présente quatre pics secondaires et un pic principal.

Comme la figure (III.1) la méthode ERSSA présente un seul pic principal de tous les valeurs M , et éliminer les pics secondaires qui peut traduit au niveau de processus d'acquisition et poursuit par des faux verrouillages.

En voir aussi, lorsque M augmente (4, 5, 10) le pic principal devient très pointus ce qui traduit une meilleure performance.

La figure (III.3) montre la FAC du signal CBOC.

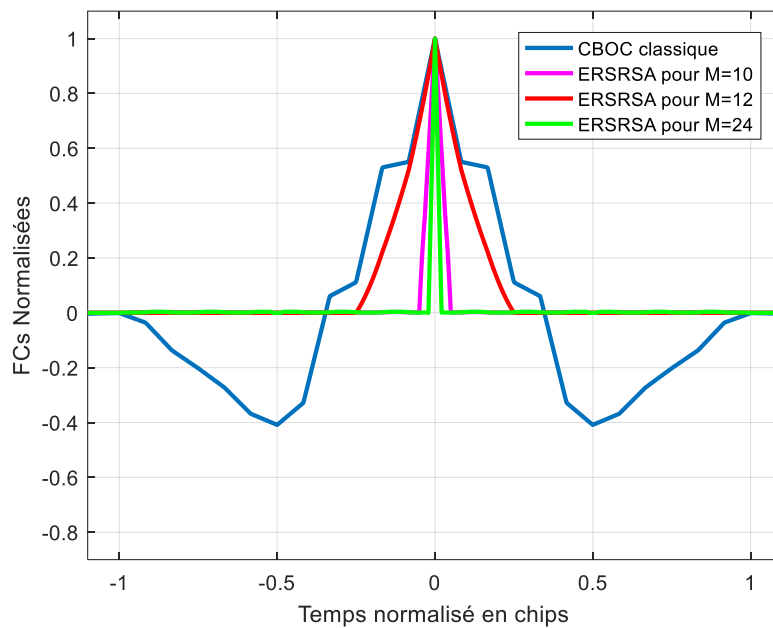


Figure III. 3 FCs non brumeuses reconstruites du CBOC par ERSSA pour M=4,5,10

D’après la figure en voir clairement la FAC du signal CBOC présente deux pics secondaires et un pic principal ressemble à celle de la FAC du BOC (6.1).

La méthode ERSSA présente une seule pic principale de tous les valeurs M ce qui traduit une meilleure performance parce que cette méthode éliminé les deux pics secondaires qui peut traduit au niveau de processus d’acquisition et poursuit par des faux verrouillages.

III.2.2. Résultats de performance par le critère de l’enveloppe d’erreur

Une méthode plus fiable pour évaluer les performances en présence de MTs consiste à calculer l’enveloppe d’erreur causée par ces MTs. Cette enveloppe représente l’erreur de poursuite maximale produite lorsque la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi est de 0 ou 180 degrés. Une bonne performance en présence de MTs se caractérise par une faible amplitude de cette enveloppe et une plage de variation réduite.

Tableau 1 Conditions de simulation

Structure de réception	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
RSSA SCM ($w=5/w=1$)	De 0 à 1.5	0.5	-30 dB	0 et 180

Les figures (III.4) et (III.5) montrent les performances de la méthode RSSA par rapport à celles obtenues par la méthode classique pour deux valeurs de l'ordre de modulation N .

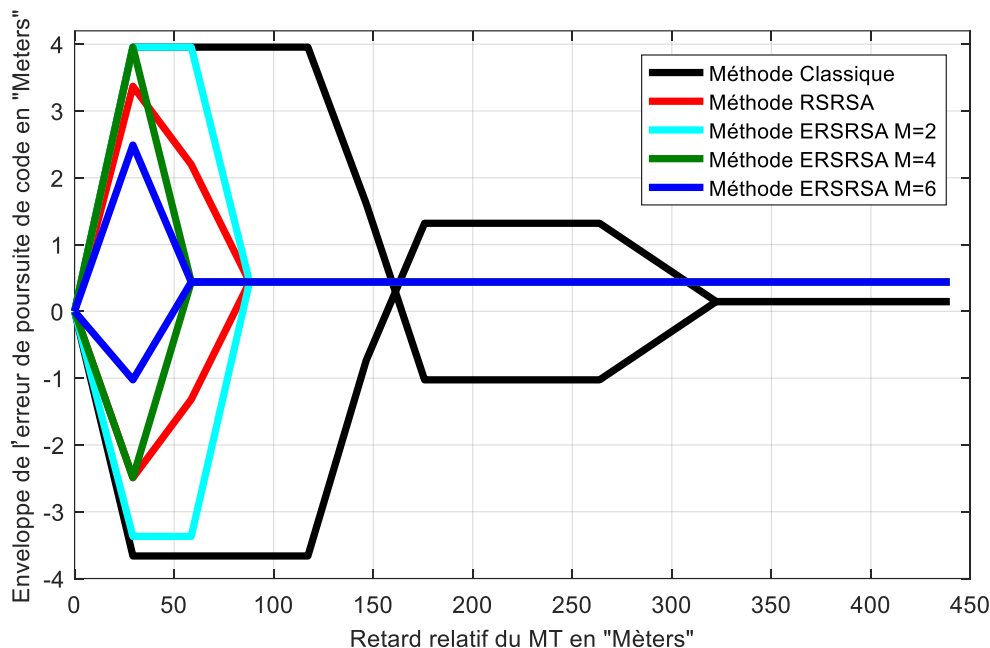


Figure III. 4 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (1,1).

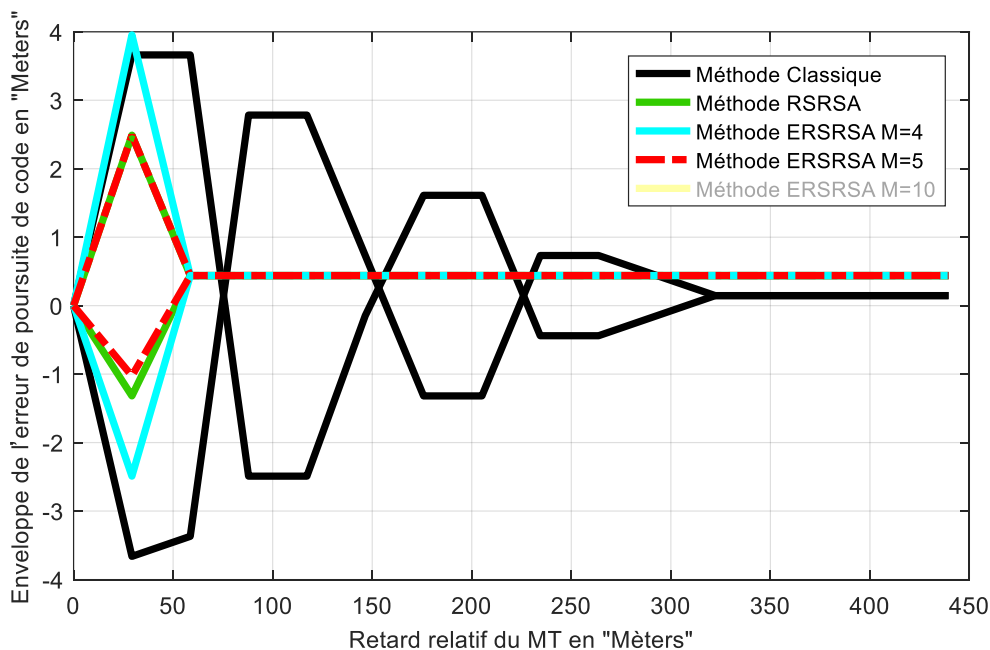


Figure III. 5 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (2,1).

Comme le montrent les figures (III.4) et (III.5), on constate que la méthode ERSSA présente de meilleures performances par rapport à la méthode classique. En effet, pour un signal BOC (1,1) reçu, la méthode ERSSA présente pratiquement les mêmes performances que celles dès

les méthodes classiques 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 ERSSA est nulle. Par conséquent, la méthode ERSSA, appliqué au signal BOC (1,1), est plus résistante aux MTs en comparaison avec les méthodes classiques. Pour le signal BOC (2,1) reçu, la méthode ERSSA présente aussi les mêmes performances que celles des méthodes classiques 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 la méthode ERSSA est complètement nulle.

Les figures (III.6), (III.7), montrent les résultats de simulations des performances de la méthode ERSSA adéquats à la formule de calcul de la FC non ambiguë.

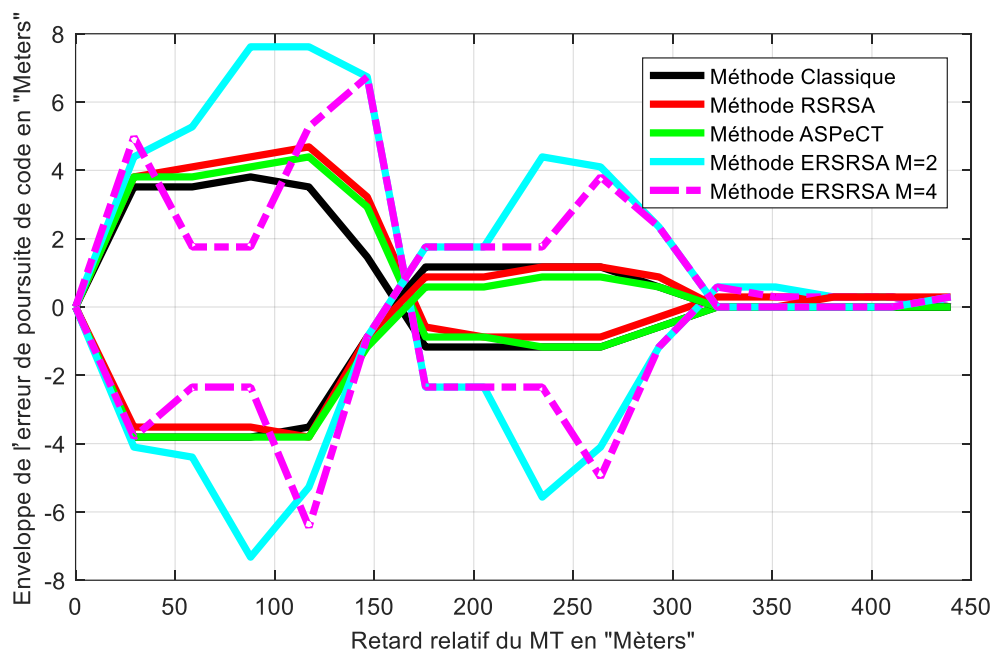


Figure III. 6 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (1,1) (le cas le plus adéquat).

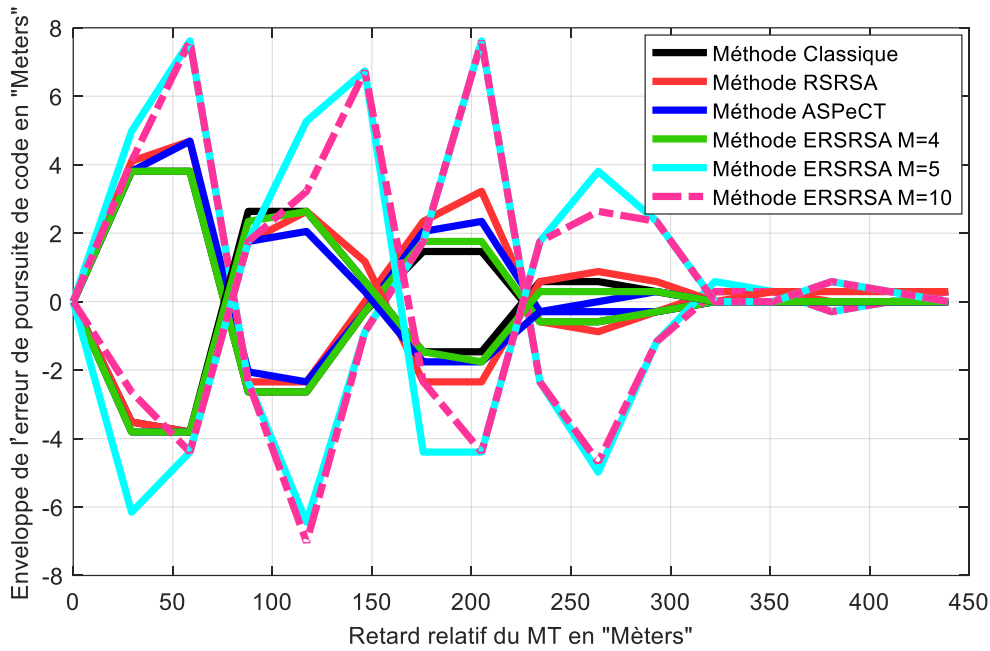


Figure III. 7 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal BOC (2,1) (le cas le plus adéquat).

Dans la deux figures (III.6), (III.7), on va montrent les résultats de simulations des performances de la méthode ERSSA adéquats à la formule de calcul de la FC non ambiguë qui sont comparés à ceux de la méthode classique. Ici, on utilise les mêmes conditions de simulations qui sont utilisées précédemment. De ce fait, on détermine que la méthode ERSSA appliqué aux signaux BOC(1,1), BOC(2,1) n'ajoute aucune amélioration dans les performances de la méthode classique. Au contraire, Il provoque une dégradation des performances pour certains retards du MT.

La figure (III.8) montre l'enveloppe d'erreur du retard relatif du MT du signal CBOC.

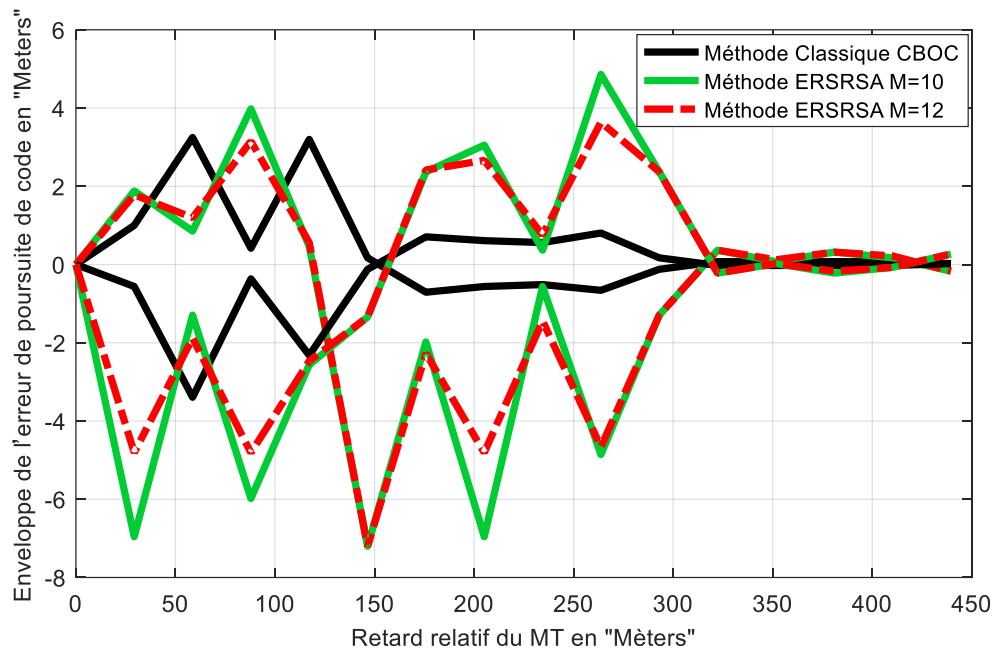


Figure III. 8 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique et la réception par la méthode ERSSA du signal CBOC.

La figure (III.8), montrent les résultats de simulations des performances de la méthode ERSSA adéquats à la formule de calcul de la FC non ambiguë pour le signal CBOC. Ce résultat a comparé, dans la même figure, à ceux des méthodes classiques. Ici, on utilise les mêmes conditions de simulations que celles utilisées plus haut. D'après ces figures, on remarque que l'algorithme ERSSA appliqué aux signaux CBOC est bien que les autres méthodes proposés.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons commencé par l'étude des performances des MTs des méthodes classiques et de la méthode ERSSA comme montré dans l'article [36]. Cette étude a montré la supériorité des performances que la méthode ERSSA peut apporter aux signaux BOC et CBOC en présence des MTs. On vu que la méthode de RSSA dans la référence [58] travaille sur les signaux BOC seulement alors que la méthode ERSSA travaille sur les signaux BOC et CBOC. Les résultats obtenus ont montré une dégradation des niveaux des performances. En plus les résultats obtenus nous confirment que la méthode ERSSA développée dans la référence [36] n'est pas applicable pour le cas de la présence du bruit et des signaux MTs

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Comme nous l'avons exploré dans ce mémoire de Master, l'ambiguïté de synchronisation des signaux BOC, causée par la présence de pics secondaires dans la FAC, constitue un problème majeur pour les applications GNSS modernes. Pour résoudre ce problème dans les processus d'acquisition et de poursuite des signaux GNSS, nous avons étudié et validé des méthodes basées sur la génération d'une nouvelle forme de reconstruction de la FAC au niveau du récepteur. En conditions idéales, ces techniques a permis d'obtenir une FAC non ambiguë avec un seul pic principal.

Nous avons démontré que l'ambiguïté est provoquée par la présence de pics secondaires dans les FAC des signaux modulés en BOC, ce qui génère des erreurs dans le calcul de position. Pour renforcer nos résultats, nous avons d'abord présenté les signaux GNSS, en mettant l'accent sur la forme de leurs FAC, élément clé du processus d'acquisition. Nous avons également étudié les effets du bruit et des MTs sur les FAC ambiguës.

Ensuite, nous avons analysé le concept théorique des méthodes (ASPeCT_USS-RCF_RSSA et LASOA), conçue pour lever cette ambiguïté, et démontré sa procédure d'implémentation par simulation avec Matlab. Les résultats des FAC obtenus ont validé la consistance des méthodes en conditions idéales.

Pour situer la méthode LASOA par rapport aux méthodes classiques, nous avons présenté et implémenté les méthodes (ASPeCT_USS-RCF et RSSA), permettant une comparaison directe. Enfin, nous avons analysé les résultats de l'implémentation et de la comparaison de ces méthodes dans des conditions proches de la réalité. Nous avons conclu que la méthode LASOA élimine effectivement les pics secondaires dans la FAC des signaux modulés en BOC.

Bibliographie

- [1] Juang, J.-C, Lin, C.-T. et Tsai, Y.-F, « Comparison and Synergy of BPSK and BOC Modulations in GNSS Reflectometry,» *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.*, 2020,13, 1959–1971..
- [2] Wang, X., Guo, Y., Zhu, Z et Lu, X, «Coherency evaluation of GNSS MBOC pilot and data signal in joint tracking,» *Int. J. Space Sci. Eng.*, 2020, 6, 49–63.
- [3] Zhao, X, Huang, X, Liu, Z, Xiao, Z et Sun, G, «Improved MBOC modulations based on periodic offset subcarrier.,» *IET Commun.*, 2021, 15, 1831–1848..
- [4] Xue, L, Li, X, Wu, W et Dong, J, «Multifunctional Signal Design for Measurement, Navigation and Communication Based on BOC and BPSK Modulation,» *Remote Sens.*, 2022, 14, 1653..
- [5] Chronopoulos, S.K, Koliopoulos, C, Pappa, A et Angelis, C.T, «Simulation of a Feasible Galileo System Operating in L1 and E5 Bands. Pers,» *Satell. Serv.*, 2010, 43, 35–43.
- [6] Setlak, L et Kowalik, R, «E1 Signal Processing of the Galileo System in the Navigation Receiver,» *Commun.-Sci. Lett. Univ. Zilina*, 2021, 23, E46–E55.
- [7] Pan, Y, Zhang, T, Zhang, G et Luo, Z, *Phys. Commun.*, 2019, 37, 100875.
- [8] Burian, A, Lohan, E.S et Renfors, M, «BPSK-like methods for hybrid-search acquisition of Galileo signals.,» *In Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey*, 11–15 June 2006; pp. 5211–5216.
- [9] Han, Q, Zhu, K, Hu, C, Zhao, H, Wu, S et Fu, Y, «BOC signal acquisition algorithm based on similar enfolding,» *Int. J. Aerosp. Eng.*, 2020, 2020, 4314132.
- [10] Hang, R, Lei, Z et Jian, L, «The design and assessment of mboc side-peak tracking detection strategy based on bump jump.,» *In Proceedings of the 28th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2015), Tampa, FL, USA.*, 14–18 September 2015; pp. 3626–3637..
- [11] Hao, W et Gong, W, «Research on Tracking Algorithm of Beidou B1C Signal.,» *In Proceedings of the 2019 IEEE 9th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC), Beijing, China.*, 12–14 July 2019; pp. 226–229..
- [12] Zhen, L, Jie, H, Jian-Tao, Yong-Jun, Z et Shi-Wen, C, «Generalized unambiguous tracking method based on pseudo correlation function for multi-level coded symbol modulated signals,» *Acta Phys. Sin.*, 2017, 66, 139101.
- [13] Hao, W et Gong, W, «Research on Beidou B1C Signal Joint Tracking Algorithm Based on Pseudo Correlation Function,» *J. Phys. Conf. Ser.*, 2020, 1544, 012013.
- [14] Zhongliang, D, Yue, X et Lu, Y, «Unambiguous sine-phased BOC (kn, n) signal acquisition based on combined correlation functions,» *TELKOMNIKA (Telecommun.*

- Comput. Electron. Control*), 2015, 13, 502–509.
- [15] Lee, Y, Lee, S, Yoo, S, Liu, H et Yoon, S, «An unambiguous tracking scheme using partial-pulses for boc signals,» *J. Appl. Res. Technol.*, 2014, 12, 1103–1114..
- [16] Li, T, Tang, Z, Wei, J, Zhou, Z et Wang, B, «Unambiguous tracking technique based on combined correlation functions for sine BOC signals.,» *J. Navig*, 2019, 72, 140–154..
- [17] R. Lucjan Setlak, «Study and Analysis of Interference Signals of the LTE System of the GNSS Receiver.,» *Sensors*, 2021, 21, 4901..
- [18] Dosis, F et Fantino, L.L.P.M, «Comparison between Galileo CBOC Candidates and BOC(1,1) in Terms of Detection Performance.,» *Int. J. Navig. Obs*, 2008, 2008, 793868..
- [19] Ma, J, Yang, Y, Li, H et Li, J, «Expressions for the autocorrelation function and power spectral density of BOC modulation based on convolution operation,» *Math. Probl. Eng*, 2020,2020, 2063563. .
- [20] Yang, P, Li, Y, Pan, J, Wang, F et Mao, L, «An unambiguous acquisition algorithm for BOC modulated signals Based on weighting adjustment. In Proceedings of the 2021 3rd International Conference on Intelligent Control, Measurement and Signal Processing and Intelligent Oil Field (ICMSP),» *Xi'an, China*, 23–25 July 2021; pp. 147–151..
- [21] Zhang, Y, Ma, L, Zhang, L et Xu, Z, «Acquisition Algorithm of Beidou B1C Signal based on Improved Pseudo Correlation Function,» *In Proceedings of the 2022 7th International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP), Suzhou, China.,* 20–22 July 2022; pp.23–28..
- [22] Longji, Z et Ju, W, «Ambiguity mitigating tracking method for BOC (1, 1) and MBOC (6, 1,1/11) signals.,» *In Proceedings of the 2017 First International Conference on Electronics Instrumentation & Information Systems (EIIS), Harbin, China.,* 3–5 June 2017; pp. 1–4..
- [23] Yoon, S, Chae, K et Kim, S.Y, «A New Approach to Local Signal Design for Enhanced TMS-BOC Signal Tracking,» *J. Electr. Eng. Technol*, 2020, 15, 1837–1845.
- [24] Ren, J, Zhou, S, Jia, W et Yao, M, «Non-Coherent Unambiguous Tracking Method for Composite Binary Offset Carrier Modulated Signals Based on S-Curve Shaping Technique.,» *IEEE Commun. Lett*, 2013, 17, 1540–1543..
- [25] Yao, Z, Lu, M et Feng, Z.H.R, «Unambiguous Technique for Multiplexed Binary Offset Carrier Modulated Signals Tracking.,» *IEEE Signal Process. Lett*, 2009, 16, 608–611..
- [26] Rouabah, K, Flissi, M, Attia, S et Chikouche, D, «Unambiguous multipath mitigation technique for BOC (n, n) and MBOC modulated GNSS signals.,» *nt. J. Antennas Propag.*, 2012, 2012, 895390..
- [27] Sousa, F.M.G et Nunes, F.D, «New expressions for the autocorrelation function of BOC GNSS signals.,» *NAVIGATION J. Inst. Navig*, 2013, 60, 1–9.

- [28] Yarlykov, M.S, «Correlation functions of BOC and AltBOC signals as the inverse Fourier transforms of energy spectra,» *J. Commun. Technol. Electron.*, 2016, 61, 857–876.
- [29] Nunes, F.D, Sousa, F.M et Leitao, J.M, «Gating Functions for Multipath Mitigation in GNSS BOC Signals,» *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2007, 43, 951–964..
- [30] Xue, Z, Wang, J et Yan, F, «Generalized Unambiguous acquisition technique for BOC modulated signals,» *In Proceedings of the 2019 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Dalian, China., 20–22 September 2019.*
- [31] Hao, F, Gan, X et Yu, B, «Unambiguous Tracking Technique Based on Shape Code for BOC Signals,» *IEEE Access*, 2020, 8, 33954–33965.
- [32] E. D. Kaplan et C. J. Hegarty, «Understanding GPS: Principles and Applications,» 2 éd., s.l. : Artech House, 2006. .
- [33] J. M. Piéplu, «GPS et Galileo: Systèmes de navigation par satellites,» Paris: EYROLLES, 2006.
- [34] J. W. Betz, «Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation,» *NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation*, 2002, vol. 48, no. 4, pp. 227-246.
- [35] K. M. Mon, P. T. Tun et A. P. Shukla, «Study and Analysis on Binary Offset Carrier (BOC) Modulation in Satellite Navigation Systems,» *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSRJECE)*, 2016, spt-,oct, vol. 11, pp. 115-123..
- [36] Ji, Y, Zhang, Y, Sun, X, Jia, X et Li, J, «Enhanced Synchronization Algorithms for BOC Signals Based on Reconstructed Sub-Correlation Functions,» *Electronics*, 2023, 12, 2839..
- [37] Wen, L, Yue, X, Zhongliang, D, Jichao, J et Lu, Y, «Correlation combination ambiguity removing technology for acquisition of sine-phased BOC (kn, n) signals,» *China Commun*, 2015, 12, 86–96.
- [38] Yan, T, Wei, J, Tang, Z, Qu, B et Zhou, Z, « Unambiguous combined correlation functions for sine BOC signal tracking,» *GPS Solut.*, 2015, 19, 623–638.
- [39] G.W. Hein, J.A. Avila-Rodriguez et S. Wallner, «The new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C,» *Proceeding of IEEE/ION PLANS*,, september 2006..
- [40] G. W. Hein, J. A. Avila-Rodriguez et L. Ries, «Galileo Signal Task Force of the European Commission, A candidate for the Galileo L1 OS optimized signal,» *Proceedings of the 18th International Technical Meetin of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION-GNSS) (Long Beach)*, 13–16 September 2005.
- [41] Zitouni, S, Rouabah, K, Chikouche, D, Mokrani, K, Atia, S, Harba, R et Ravier, P, «General analytical models characterizing MBOC modulated signal,» *Aerosp. Sci.*

- Technol*, 2016, 50, 112–126.
- [42] J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner et G. Hein, «CBOC – An Implementation of MBOC,» *First CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing*, 12-13 october 2006.
- [43] D. IS-GPS-800, «Draft IS-GPS-800 Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces,» *Navstar GPS*, 19 April 2006.
- [44] Flissi M, Rouabah K, Chikouche D, Mayouf A et Atia S, «Performance of new BOC AWmodulated signals for GNSS system,» *EURASIP J Wireless Comm Networking*, 2013;2013(1):1-18..
- [45] B. Parkinson, J. Spilker, P. Axelrad et P. Enge, «Global Positioning System: Theory and Applications,» *American Institute of Aeronautics and Astronautics*,, 1st ed, p. 812,1996..
- [46] J. B.Y. Tsui, «Fundamentals of GPS Receivers: A software approach,» 2 éd, Wiley: John Wiley & Sons, 2002.
- [47] W. Z. Zhuang et J. Tranquilla, «Digital Baseband Processor For The GPS Receiver (part I and II),» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1993, vol. 29,no. 14, p. 1343–1349. .
- [48] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger et J. Collins, «Global Positioning System: Theory and Practice,» 5th ed. New York: Springer Verlag Wien, 2001.
- [49] O. Julien, C. Macabiau, M. Cannon et G. Lachapelle, «ASPeCT: Unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications,» *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Jan, 2007, vol. 43, no. 1, pp. 150–162..
- [50] Sun, X, Song, S, Ji, Y, Gan, X, Yan, S et Jia, X, «An Unambiguous Synchronization Scheme for GNSS BOC Signals Based on Reconstructed Correlation Function,» *Sensors*,, 21(6), 1982.2021.
- [51] S. Atia, «Différentes Techniques d ’ Annulation des Pics Secondaires,» *Thesis PhD*, 2015.
- [52] Yang, L, Wang, Z, Huang, Q et Zhao, L, «Unambiguous Tracking Method Based on a New Combination Function for BOC Signals».
- [53] Yan, T, Wei, J, Tang, Z, Qu, B et Zhou, Z, «Unambiguous acquisition/tracking technique for high-order sine-phased binary offset carrier modulated signal,» *Wirel. Pers. Commun.*, 2015, 84, 2835–2857..
- [54] Yuanfa, J, Xiaoqian, C, Qiang, F, Xiyan, S et Weimin, Z, «Reconstruction of sub correlation cancellation technique for unambiguous acquisition of BOC (kn, n) signals,» *J. Syst. Eng. Electron*, 2019, 30, 852–860.
- [55] Hao, F, Yu, B, Gan, X, Jia, R, Zhang, H, Huang, L et Wang, B, «Unambiguous acquisition/tracking technique based on sub-correlation functions for GNSS sine-BOC signals,» *Sensors*, 2020, 20, 485.

Bibliographie

- [56] Wang, B, Li, T, Wei, J et Tang, Z, «A new unambiguous tracking algorithm for sine BOC (m, n) signals.,» *GPS Solut.*, 2019, 23, 58..
- [57] W.feneniche, «Amélioration des Performances de Positionnement GNSS par Exploitation de la Sous porteuse des Signaux modulés en BOC,» *mémoire de doctorat, université mouhammed el-bachir el-ibrahimi* , 2015.
- [58] A.zaidi, Y.boukhelif, «Etude et implémentation d'un algorithme de poursuite des Signaux BOCsin basé sur l'utilisation de nouvelles formes de sous-corrélations,» *mémoire de master, université mouhammed el-bachir el-ibrahimi* , 2021.

