

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

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

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par

- **SENOUCI Abdelatif**
- **SOUL Khaireddin**

Intitulé

*Etude et implémentation d'un algorithme d'acquisition des signaux
GPS/Galileo basé sur la décomposition de la fonction de corrélation ;*

Évalué le : 15/09/2021

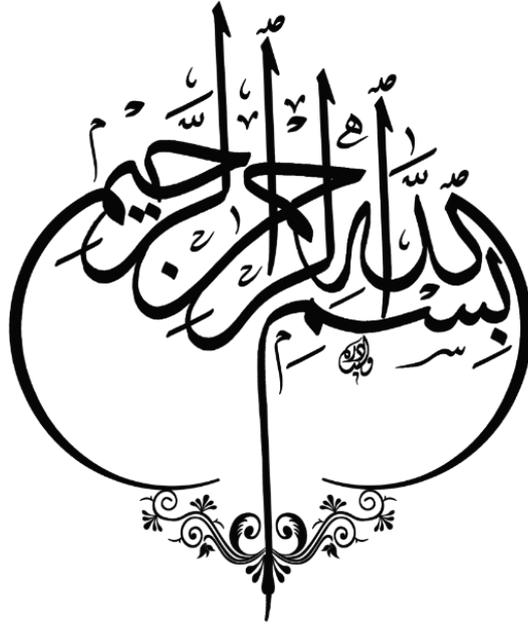
Par la commission d'évaluation composée de :*

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

Année Universitaire 2020/2021

* Conformément à :

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



« يَرْفَعُ اللَّهُ الَّذِينَ آمَنُوا مِنْكُمْ وَالَّذِينَ أُوتُوا الْعِلْمَ دَرَجَاتٍ وَاللَّهُ بِمَا تَعْلَمُونَ خَبِيرٌ »

الآية II، المجادلة

عن أبي هريرة رضي الله عنه قال: قال رسول الله صلى الله عليه وسلم: « من سلك طريقا يلتمس فيه علما سهل الله له به طريقا إلى الجنة »

مرقاة مسلم

إهداء

الحمد لله وكفى علي الحبيب المصطفى وأهله ومن وفى أما بعد:
نحمد لله الذي وفقنا لتثمين هذه الخطوة في مسيرتنا الدراسية بمذكرتنا هذه
المهداة:



إلى الوالدين الكريمين حفظهما الله وأطال في عمرهما



إلى كل الإخوة والأخوات وإلى كل العائلة الكريمة
التي ساندتني طيلة هذا المشوار



إلى كل الأصدقاء والزملاء الذين تشاركت معهم مقاعد الدراسة وأخص بالذكر:
زايدى أمين، سول خير الدين، عبد الحميد يوسف



إلى كل قسم العلوم والتكنولوجيا وأسرة جامعة محمد البشير الإبراهيمي



إلى كل شخص ساهم من قريب أو بعيد في إنجاح هذا العمل



عبد اللطيف سنوسي

إهداء



إلى "أمي" الغالية... أخي العزيز "زين الدين" .. إلى كل أسرتي



إلى "عبد الرؤوف سول" الأخ الصفي و القريب،
و بالطبع إلى كل صديق كان لي العضد والسند



إلى كل أساتذتي الذين نفعوني من أول يوم
في الإبتدائي إلى اليوم



إلى كل زملائي الذين شاركوني مقاعد الدراسة العليا للإتصالات



الزميل الصديق المخلص "عبد اللطيف سنوسي" على تقاسمه معي
الإجتهد بصدق لإتمام هذه المذكرة



خير الدين سول

Remerciement



Nous voudrions dans un premier temps remercier tout particulièrement notre encadrant Monsieur le professeur **Khaled ROUABAH** pour nous avoir suivis et conseillés tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous remercions énormément **MLLE. Wafa FENENICHE** pour la qualité de ses conseils, aides et soutiens.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Nous remercions chaleureusement toute la famille universitaire de **Mohamed El-Bachir El-Ibrahim**.

Nous voudrions exprimer notre reconnaissance envers les amis et collègues qui nous ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de notre démarche.

Enfin, nous remercions les membres du jury qui ont accepté de nous faire honneur de Juger notre travail.



Résumé

Le système mondial de navigation par satellite GNSS (Global Navigation Satellite System) adopte les signaux modulés par porteuse à décalage binaire BOC (Binary Offset Carrier) pour le partage des ressources spectrales. En effet, à cause du pic central très pointu présent au niveau de la fonction d'autocorrélation (FAC) des signaux modulés en BOC, ce type de signaux présente de meilleures performances par rapport à l'ancienne version des signaux GNSS plus particulièrement les signaux à modulation par changement de phase binaire BPSK (Binary Phase Shift Keying). Néanmoins, la FAC des signaux modulés en BOC possède des pics secondaires qui influent directement sur la précision de positionnement. Dans ce travail de Master, nous avons étudié une nouvelle méthode d'acquisition non ambiguë nommée USS-RCF (Unambiguous Synchronization Scheme Reconstructed Correlation Function), très récente proposée en 2021. En effet, après son étude et son implémentation sous environnement Matlab, nous avons démontré que cette méthode est efficace, dans le cas idéal, pour éliminer les pics secondaires dans les FACs des signaux modulés en BOC. Pour se faire, nous avons étudié la stratégie de démonstration analytique ainsi que la stratégie de validation par l'outil de simulations Matlab. Une étude comparative entre la méthode USS-RCF, la méthode classique et la méthode FACSPC (FAC Sans Pic Central) a été effectuée afin de situer la méthode par rapport aux méthodes les plus populaires.

Abstract

The global satellite navigation system GNSS adopts binary offset carrier modulated signals BOC for sharing spectral resources. In fact, due to the sharpness of the central peak of the auto-correlation function FAC of BOC modulated signals, this type of signal performs better compared to the older version of GNSS signals. That is to say signals that are modulated with binary phase shift keying BPSK. However, the FAC of BOC modulated signals has secondary peaks which directly influence the positioning accuracy. For this reason, in this Master project, we studied a very recent new unambiguous acquisition method called USS-RCF, proposed in 2021. Indeed, after its study and its implementation in the Matlab environment, we have demonstrated that this method is effective, in ideal case, for secondary peaks elimination in the FACs of the BOC modulated signals. For this purpose, we studied the analytical proof strategy as well as the validation strategy using the MATLAB simulation tool. A comparative study between the USS-RCF method, the classical method and the FACSPC method was carried out in order to situate the method with respect to the most popular methods.

ملخص

النظام العالمي بالأقمار الصناعية (GNSS) أصبح يعتمد على الإشارات المشكّلة ب (BOC) من أجل تقاسم الموارد الطيفية. في الواقع بسبب ان القمة الرئيسية على مستوى دالة الارتباط التلقائي (FAC) للإشارات المشكّلة ب (BOC) جد حادة، وهذا النوع من الإشارات كان أفضل اداء مقارنة بالنسخة القديمة للإشارات GNSS. وهذا يعني الإشارة الكلاسيكية المشكّلة ب (BPSK)، ومع ذلك فإن FAC للإشارات المشكّلة ب (BOC) تحتوي على قمم ثانوية والتي تؤثر على الدقة أثناء تحديد الموقع، وفي عمل الماستر هذا درسنا طريقة استحواد جديدة لا غموض فيها و المسماة ب USS-RCF و التي تم طرحها حديثا في 2021. وبعد دراستها وتنفيذها من خلال برنامج Matlab بيّنا أن هذه الطريقة فعالة في القضاء على القمم الثانوية الموجودة على مستوى FACs للإشارات المشكّلة ب BOC ولتحقيق ذلك قمنا بدراستها بطريقتين بداية بالطريقة التحليلية ثم التأكيد من خلال المحاكاة بواسطة أداة Matlab وأجريت دراسة مقارنة بين طريقة USS-RCF والطريقة الكلاسيكية وطريقة FACSPC وقد نُفذت من أجل وضع الطريقة فيما يتعلق بأكثر الطرق شعبية.

Table de matière

Introduction générale	1
Chapitre I : Signaux et réception GNSS	3
I.1 Introduction	3
I.2 Signaux BOC	3
I.2.1 Version ‘BOCsin’	5
I.2.2 Version ‘BOCcos’	5
I.2.3 Caractéristiques des signaux BOC	6
I.3 Réception des signaux GNSS	8
I.3.1 Processus d’Acquisition	9
I.3.2 Techniques d’acquisition	9
I.3.2.1 Acquisition fréquentielle	9
I.3.2.1.1 Avantages et Inconvénients	9
I.3.2.2 Acquisition par recherche parallèle	10
I.4 Problème d’ambiguïté dans le cas idéale	10
I.5 Problème d’ambiguïté dans le cas réel	11
I.5.1 Phénomène Multi trajets	11
I.5.2 Bruit	12
I.6 Conclusion	13
Chapitre II : Etude de la Nouvelle Technique d’acquisition sans ambiguïté SRSA USS-RCF ...	14
II.1 Introduction	14
II.2 Méthode d’acquisition proposée dans la référence [1]	14
II.2.1 Conception de la méthode	14
II.2.2 Conception de la forme d'onde du code local	22
II.3 Méthode de levée d’ambiguïté FACSPC	29
II.3.1 Principe de calcul FACSPC	29
II.4 Conclusion	32
Chapitre III : Etude des performances	33
III.1 Introduction	33
III.2 Critères de mesure de performances	33
III.2.1 Critère de la probabilité d’erreur	33

III.2.1 Critère de la Déviation Standard	33
III.3 Schémas d'acquisition implémentés sous Matlab.....	34
III.4 Résultats et discussion	35
III.4.1 1 ^{er} Scénario.....	35
III.4.1.1 1 ^{er} cas : Probabilité d'erreur en l'absence des MTs.....	36
III.4.1.2 2 ^{ème} cas : Probabilité d'erreur en présence des MTs	37
III.4.2 2 ^{ème} Scénario	38
III.4.2.1 1 ^{er} cas : STD en l'absence des MTs.....	38
III.4.2.2 2 ^{ème} cas : STD en la présence des MTs	39
III.5 Etude Comparative.....	40
III.6 Conclusion	41
Conclusion générale.....	42
Références Bibliographiques	43

Liste des figures

Chapitre I : Signaux et réception GNSS

Figure I-1 Exemple de différents vecteurs de forme pour le signal $\text{BOCsin}(x,y)$

Figure I-2 Exemple de différents vecteurs de forme pour le signal $\text{BOCcos}(x,y)$

Figure I-3 Schéma bloc des opérations réalisées par le récepteur

Figure I-4 FAC des signaux $\text{BOCsin}(1,1)$ et $\text{BOCsin}(4,1)$

Figure I-5 FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$ avec et sans MT

Figure I-6 FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$ avec et sans bruit

Chapitre II : Etude de la Nouvelle Technique d'acquisition sans ambiguïté SRSA USS-RCF

Figure II-1 Composition de la FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$

Figure II-2 Formes spécifiques C1 et C2 pour un signal $\text{BOCsin}(1,1)$

Figure II-3 Reconstruction de la FAC non ambiguë

Figure II-4 Procédure construction de la FAC non ambiguë pour signal $\text{BOCsin}(2,1)$

Figure II-5 Décomposition de la FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$

Figure II-6 Fonction de combinaison de sous-corrélation

Figure II-7 Combinaison simple de la fonction de sous-corrélation

Figure II-8 Reconstruction de la FAC non ambiguë

Figure II-9 Segmentation du signal $\text{BOCsin}(1,1)$ en deux signaux de référence

FigureII-10 Génération des codes de références $S_o(t)$ et $S_e(t)$ pour le signal $\text{BOCsin}(1,1)$

Figure II-11 Génération des codes de références $S_o(t)$ et $S_e(t)$ pour le signal $\text{BOCsin}(2,1)$

Figure II-12 Reconstruction de la FC non ambiguë du signal $\text{BOCsin}(1,1)$

Figure II-13 Reconstruction de la FC non ambiguë du signal $\text{BOCsin}(2,1)$

- Figure II-14** Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCsin (1,1)
- Figure II-15** Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCsin(2,1)
- Figure II-16** Construction de la FACSPC composite à partir des FACs des codes PRN
- Figure II-17** Exemple d'application de la méthode d'annulation de pics secondaires de la FAC du signal BOC(3,1)
- Chapitre III : Etude des performances**
- Figure III-1** Schéma bloc d'acquisition cohérente de la méthode classique
- Figure III-2** Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de code par FFT
- Figure III-3** Schéma bloc de la méthode FACSPC
- Figure III-4** Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et classique (en l'absence des MTs) pour les signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)
- Figure III-5** Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et classique (en présence des MTs) pour les signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)
- Figure III-6** STD en fonction du SNR (en l'absence du MT) pour les deux réceptions classique et USS-RCF des signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)
- Figure III-7** STD en fonction du SNR (en présence du MT) pour les deux réceptions classique et USS-RCF des signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)
- Figure III-8** Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et FACSPC
- Figure III-9** STD en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et FACSPC

Liste des abréviations

ASPeCT	AutocorrelationSide-Peak Cancellation Technique
FACSPC	FAC Sans Pic Central
BOC	Binary Offset Carrier
BJ	Bump Jumping
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C/A	Coarse/Acquisition
DET	Double Estimation Technique
FAC	Fonction d'Autocorrélation
FC	Fonction de Corrélation
FCs	Fonctions de corrélation
FCC	Fonction de Corrélation Croisée
FCCs	Fonctions de Corrélation Croisées
FFT	Fast Fourier Transform
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
LOS	Line Of Sight
MTs	Multi-Trajets
MT	Multi-Trajet
MSB	Modified Side Band
OS	Open Service
PRN	Pseudo Random Noise
SNR	Signal to Noise Ratio
SCPC	Sub Carrier Phase Cancelation
SC	Side-Peaks Cancellation
USS-RCF	Unambiguous Synchronization Scheme Reconstructed Correlation Function

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les signaux BOC ont été utilisés dans les systèmes GPS (Global Positioning System) L1C et Galileo OS (open service) pour garantir l'interopérabilité au service de l'ensemble des usagers mondiaux. L'avantage principal de cette nouvelle modulation caractérise la FAC qui présente un pic principal plus étroit en comparaison avec celui des FACs des signaux modulés en BPSK. Cependant, les signaux BOC présentent certains problèmes, le plus grave d'entre eux étant le problème d'ambiguïté dans le processus de synchronisation. Ce problème est dû au fait que la FAC des signaux modulés en BOC présente une forme en dents de scie provoquant ainsi l'apparition de multiples pics secondaires. Cette caractéristique induira à son tour de multiples points de passage par zéro dans le discriminateur de la DLL qui peuvent conduire à leurs tours à un biais énorme et intolérable dans les mesures GNSS [1]. Par conséquent, l'ambiguïté du traitement de synchronisation des signaux BOC aura un impact flagrant sur la précision de positionnement, qui est insupportable dans les systèmes de navigation à haute précision. La solution, qui permet d'éliminer efficacement l'ambiguïté dans le processus de synchronisation des signaux BOC, a devenu donc une question importante dans le domaine actuel de traitement des signaux de navigation.

Présentement, de nombreux chercheurs se sont penchés sur les solutions qui apportent des solutions au problème de l'ambiguïté. Ces dernières peuvent être résumées dans les trois catégories suivantes. Dans la première catégorie, on trouve l'algorithme de bande latérale unique regroupant les techniques qui donnent des formes des spectres et des FACs qui sont similaires à celles des signaux modulés en BPSK. La deuxième catégorie englobe la méthode de BJ (Bump Jumping) et la technique à double estimation DET (Double Estimation Technique). La troisième catégorie quant à elle regroupe les techniques d'annulation des pics secondaires par l'utilisation des combinaisons des FCs non-ambigües comme la technique SCPC (Sub Carrier Phase Cancellation) [9]. Dans cette dernière, le récepteur effectue un traitement de corrélation entre les signaux reçus et les signaux générés localement en phase et en quadrature. Les corrélations résultantes sont ensuite superposées afin de déterminer la corrélation non ambiguë. Dans la même catégorie, on cite la technique ASPeCT (Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique) [10] qui est une méthode qui élimine complètement l'influence causée par les pics secondaires et conserve l'avantage d'une FAC ayant un pic principal étroit [1].

Dans notre travail de Master on s'intéresse à la troisième catégorie et plus particulièrement à la méthode USS-RCF proposée en 2020. En effet, on va étudier et valider, par implémentation sous Matlab, cette nouvelle méthode de synchronisation qui est basée sur la reconstruction d'une FAC non ambiguë. Son principe est fondé sur la génération, au niveau du récepteur, de vecteurs de codes locaux permettant de résoudre le problème d'ambiguïté de synchronisation.

Le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres.

En effet, le premier chapitre est composé de trois parties. Dans la première partie, nous donnons un aperçu général sur les différents signaux BOC. Dans la deuxième partie, nous abordons la réception des signaux GNSS. Dans la troisième partie, nous montrons le problème d'ambiguïté.

Dans le deuxième chapitre nous présentons le principe de la méthode USS-RCF proposée dans la référence [1] selon les deux raisonnements analytique et simulé. Dans ce même chapitre, on présente la méthode FACSPC qui va permettre de situer la méthode USS-RCF par rapport aux méthodes classiques.

Dans le troisième chapitre, on expose les résultats de la simulation concernant l'analyse des performances tout en utilisant les critères de la probabilité de détection et de la déviation standard.

Finalement, ce mémoire sera clôturé par une conclusion d'ordre général.

Chapitre I

Signaux et réception GNSS

Chapitre I : Signaux et réception GNSS

I.1 Introduction

Les applications GNSS ont plus d'exigences en termes de précision du positionnement de l'utilisateur, et ce quel que soit l'environnement dans lequel il travaille. La modulation BOC est une modulation essentielle pour le bon fonctionnement des systèmes GNSS nouvelles générations. Les signaux BOC ont une résistance accrue contre les MTs, et offrent des performances d'acquisition améliorées par rapport aux signaux BPSK.

Ce chapitre donne une description générale des signaux BOC et du processus de réception GNSS. En effet, en premier lieu, nous dévoilons les signaux BOC et leurs caractéristiques. Ensuite, on définit le récepteur GNSS et plus particulièrement le processus d'acquisition. Pour finir, nous exposons le problème de l'ambiguïté, dans les deux cas, idéal et réel notamment en présence des MTs et du bruit Gaussien.

I.2 Signaux BOC

Les signaux modulés en BOC peuvent être notés par BOC (x,y) où BOC (F_{sp}, F_c). Ici, x et y sont des entiers positifs, tandis que F_{sc} et F_c sont respectivement la fréquence de la sous-porteuse et le taux du code. Ces paramètres peuvent être modélisés par l'équation suivante [6] :

$$\begin{cases} F_{sp} = x \times Rc \\ F_c = y \times Rc \end{cases} \quad \text{(I-1)}$$

Avec Rc , est une fréquence de référence égale à 1,023 MHz.

Par définition, le signal BOC peut être donné comme suit [1] :

$$s(t) = C(t) \cdot S_c(t) \quad \text{(I-2)}$$

Où :

- $C(t)$ est le code pseudo aléatoire PRN (Pseudo Random Noise) qui peut être modélisé comme suit [1] :

$$C(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} C_i P_{T_c}(t - iT_c) \quad (\text{I-3})$$

Avec :

C_i : représente le $i^{\text{ème}}$ symbole des chips. Sa valeur est comprise entre -1 et 1 ;

T_c : représente la durée d'un chip du code PRN ;

P_{T_c} : représente une impulsion rectangulaire de durée T_c et d'amplitude égale à 1.

➤ $S_c(t)$ est la sous porteuse du signal BOC qui peut être modélisé comme suit [1] :

$$S_c(t) = \sum_{j=0}^{N-1} d_j P_{T_{sc}}(t - jT_{sc}) \quad (\text{I-4})$$

Avec :

$P_{T_{sc}}$: représente une impulsion rectangulaire de durée T_{sc} et d'amplitude égale à 1.

N : représente un paramètre appelé ordre de modulation. Il est donné comme suit [1] :

$$N = \begin{cases} 2x/y & \text{Pour la forme BOCsin.} \\ 4x/y & \text{Pour la forme BOCCos.} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

d_j : représente les symboles des données de la forme suivante :

$$d_j \in \{1, -1\} \quad \text{Où, } j = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (\text{I-6})$$

$S_c(t)$ peut être décrite par un vecteur de la forme $d = [d_0 d_1 \dots d_{N-1}]$.

Les signaux BOC présentent deux types de sous-porteuses avec le code d'étalement à savoir la sous-porteuse sinus et la sous-porteuse cosinus. Ces deux dernières donnent naissance deux version des signaux BOC à savoir le BOCsin(x, y) et le BOCCos(x, y).

I.2.1 Version 'BOCsine'

La version BOCsine peut être décrite par différents vecteurs de forme puisqu'elle dépend également de l'ordre de modulation ' N '.

Rappelant que pour ce type de version, l'ordre de modulation ' N ' est égale à $2x/y$. Par conséquent, le vecteur de forme ' d ' est décrit comme suit :

$$d = [1 - 1 \quad 1 \dots 1 - 1]_N \quad (\text{I-7})$$

Comme le montre la figure I-1, pour un signal BOCsine(1,1), où $N=2$ et $T_{sc} = T_c/2$, ' d ' s'exprime par le vecteur $[1 - 1]_2$, tandis que pour un signal BOCsine(2,1), où $N=4, T_{sc} = 4$, ' d ' s'exprime par le vecteur $[1 - 1 1 - 1]_4$.

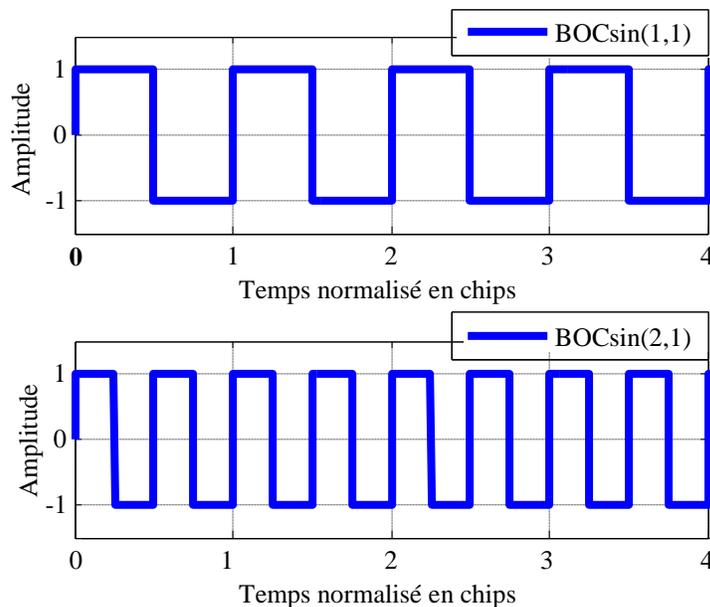


Figure I-1 Exemple de différents vecteurs de forme pour le signal BOCsine(x,y)

I.2.2 Version 'BOCcos'

Similairement à la version BOCsine, la version BOCcos, peut être décrite aussi par des différents vecteurs de forme. Rappelons aussi que l'ordre de modulation ' N ', pour cette version, est égale à $4x/y$. Le vecteur de forme ' d ' s'exprime alors comme suit :

$$d = [1 \ -1 \ -1 \ 1 \dots \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]_N \quad (\text{I-8})$$

Comme le montre la figure I-2, pour un signal $\text{BOCcos}(1,1)$, où $N=4$ et $T_{sc} = T_c/4$, 'd' s'exprime par le vecteur $[1 \ -1 \ -1 \ 1]_4$, tandis que pour le signal $\text{BOCsin}(2,1)$, où $N=8$, $T_{sc} = T_c/8$ et 'd' s'exprime par le vecteur $[1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]_8$.

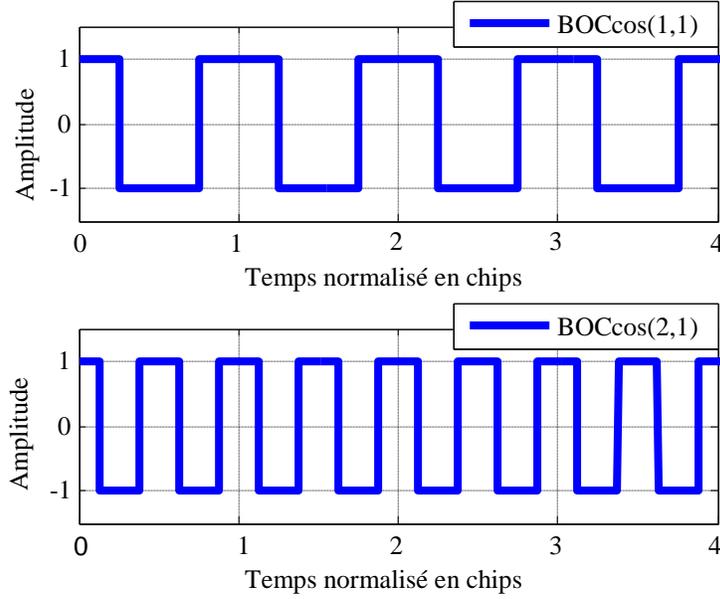


Figure I-2 Exemple de différents vecteurs de forme pour le signal $\text{BOCcos}(x,y)$

I.2.3 Caractéristiques des signaux BOC

L'une des caractéristiques les plus importantes que nous avons étudiées, le long de ce mémoire de Master, est la caractéristique statistique caractérisant la fonction de corrélation (FC).

Dans la référence [1], les auteurs exprime 'R(τ)', la FC des signaux $\text{BOCsin/cos}(x,y)$, comme suit:

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= E[s(t)s(t + \tau)] \\
 &= \frac{1}{T_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} E[C_i C_j] \int_0^{T_c} P_{Tsc}(t - iT_{sc}) P_{Tsc}(t + \tau - jT_{sc}) \\
 &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_c(t) S_c(t + \tau) dt \\
 &= E[S_c(t) S_c(t + \tau)]
 \end{aligned} \quad (\text{I-9})$$

Où :

τ , le décalage temporel appliqué au code généré localement pour être aligné avec celui reçu.

Supposons qu'il existe deux signaux modulés en BOC (notés respectivement ' $S_1(t)$ ' et ' $S_2(t)$ ') qui ont deux vecteurs de forme différents, notés par : d_{j_1} et d_{j_2} , respectivement. Ces deux signaux présentent aussi les mêmes paramètres f_c et N . Ceux-ci peuvent s'exprimer par les deux expressions de l'équation suivante :

$$\begin{cases} S_1(t) = \sum_{j_1=0}^{N-1} d_{j_1} P_{T_{sc}}(t - j_1 T_{sc}) \\ S_2(t) = \sum_{j_2=0}^{N-1} d_{j_2} P_{T_{sc}}(t - j_2 T_{sc}) \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Par conséquent, la fonction de corrélation croisée (FCC), notée par ' $R_{FCC}(\tau)$ ' obtenue à partir ces deux signaux, peut être décrite comme suit [1] :

$$\begin{aligned} R_{CCF}(\tau) &= E[s_1(t)s_2(t + \tau)] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{j_1=0}^{N-1} \sum_{j_2=0}^{N-1} E[c_{j_2} c_{j_1}] \int_0^{T_c} P_{T_{sc}}(t - j_1 T_{sc}) P_{T_{sc}}(t + \tau - j_2 T_{sc}) dt \\ &= \frac{1}{N} \sum_{j_1=0}^{N-1} \sum_{j_2=0}^{N-1} d_{j_1} d_{j_2} \Lambda_{T_{sc}}[\tau - (j_1 - j_2) T_{sc}] \end{aligned} \quad (\text{I-11})$$

La fonction d'autocorrélation (FAC), notée par ' $R_{FAC}(\tau)$ ', peut s'exprimer par l'équation suivante [1] :

$$R_{FAC}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{T_{sc}}(t) P_{T_{sc}}(t + \tau) dt = \Lambda_{T_{sc}}(\tau) \quad (\text{I-12})$$

Où :

$\Lambda_{T_{sc}}(\tau)$ représente une fonction triangulaire d'ouverture $2T_{sc}$, d'amplitude égale à 1 et centrée sur 0.

I.3 Réception des signaux GNSS

Au niveau du récepteur, plusieurs signaux proviennent des différents satellites. A cet effet, un traitement du signal est exigé pour calculer la position de l'utilisateur à partir de cette armada de signaux [2].

La figure I-3 présente le schéma bloc du récepteur GNSS [2]. En effet, plusieurs étages sont présents dans ce récepteur à s'avoir : l'étage radiofréquence (RF), l'étage de traitement du signal et l'étage de calcul de navigation.

Dans notre travail de master, nous nous intéressons à l'étage de traitement du signal dans lequel se déroulent les deux processus (l'acquisition et la poursuite) [2].

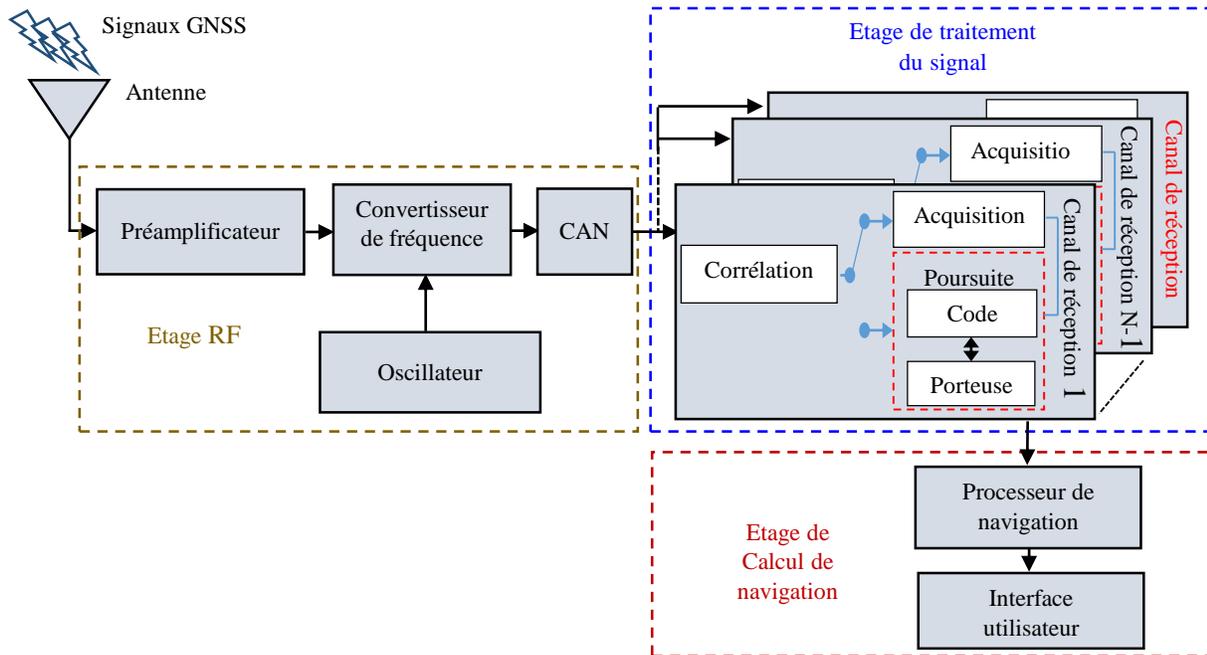


Figure I-3 Schéma bloc des opérations réalisées par le récepteur [2]

Comme le montre le schéma du récepteur GNSS illustré dans la figure I-3, l'étage de traitement du signal commence après le processus de l'étage RF. En effet, chaque canal de réception, présent dans cet étage, effectue deux opérations fondamentales qui sont l'acquisition et la poursuite tout en se basant sur le principe de corrélation [2].

Dans ce qui suit, nous allons introduire, tout d'abord, l'acquisition. Puis, nous étudierons le problème d'ambiguïté présenté au niveau de cette dernière.

I.3.1 Processus d'Acquisition

Afin de lancer le processus de poursuite du signal de navigation, le récepteur effectue une étape d'acquisition. Cette opération primordiale a pour but de :

- ✓ Détecter la présence du signal d'un satellite dans l'ensemble des signaux reçus par l'antenne du récepteur ;
- ✓ Déterminer le décalage du code ' $\Delta\tau$ ' et l'écart de fréquence ' Δf ' provoqués respectivement par la propagation du signal et l'effet Doppler.

Ces informations serviront par la suite d'initialisation pour les boucles de poursuite [6]. Dans la littérature scientifique, il existe différentes techniques d'acquisition, on cite comme exemple l'acquisition fréquentielle et l'acquisition par recherche parallèle à base d'algorithme FFT (Fast Fourier Transform).

I.3.2 Techniques d'acquisition

Dans ce qui suit, nous allons donner les principes de ces deux techniques.

I.3.2.1 Acquisition fréquentielle

- ✓ On calcule le spectre du signal d'entrée pour chaque décalage du code local ;
- ✓ On observe alors le spectre de la porteuse, calculé dans une fenêtre d'observation donnée, soit un signal cardinal.
- ✓ Le spectre est dans ce cas pondéré par la valeur de la corrélation obtenue pour le décalage du code testé.
- ✓ Lorsque le code local est aligné avec le code reçu, la valeur de la corrélation est maximale.
- ✓ Lorsque les deux codes ne sont plus alignés, la valeur de corrélation est proche de zéro [4].

I.3.2.1.1 Avantages et Inconvénients

- Cette méthode, qui utilise la FFT, présente un temps de calcul plus faible que l'approche série ;
- Le pic recherché possède une forme de sinus cardinal et son maximum est peu discriminant [3].

I.3.2.2 Acquisition par recherche parallèle

Le principe de fonctionnement de cette technique est donné comme suit :

- **Première étape** : le signal reçu est multiplié par deux répliques de la porteuse la première en phase et la deuxième en quadrature. Ceci afin de permettre d'obtenir une représentation complexe du signal reçu, qui intègre le délai de phase ;
- **Deuxième étape** : la transformée de Fourier du signal reçu est multipliée par le conjugué de la transformée de Fourier du code local correspondant au satellite recherché ;
- **Troisième étape** : la valeur de la fonction d'autocorrélation est alors calculée à partir de la transformée de Fourier inverse de ce produit.

I.4 Problème d'ambiguïté dans le cas idéal

Au niveau du processus d'acquisition, les signaux BOCsin/cos présentent certains problèmes provoquant la dégradation effectivement les performances du récepteur GNSS [3]. Le plus fondamental d'entre eux caractérise la présence des pics secondaires au niveau des FACs de ces signaux. Cela mène à une forte ambiguïté et conduit à une erreur de positionnement inacceptable [3].

La figure I-4, présente le problème d'apparition des pics secondaires des FACs des signaux modulés en BOC, pour différentes valeurs de l'ordre de modulation 'N'.

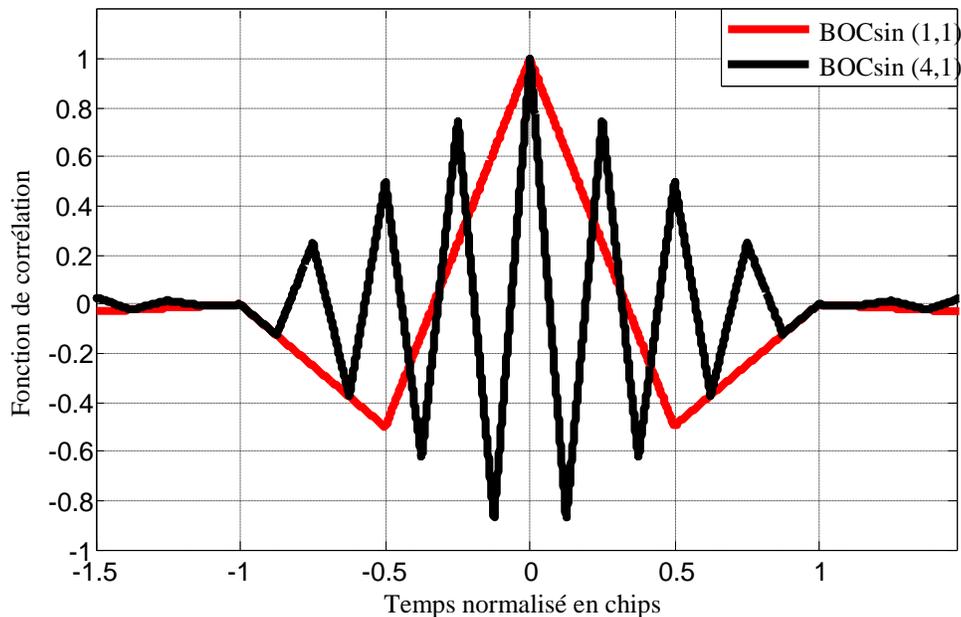


Figure I-4 FAC des signaux BOCsin(1,1) et BOCsin(4,1)

D'après la figure I-4, on constate que l'augmentation de l'ordre 'N'a permis d'accroître le nombre des pics secondaires de la FAC du signal $\text{BOCsin}/\cos(x,y)$. En effet, pour un signal d'ordre N égal à 2, la FAC présente 2 pics secondaires. Tandis que, pour un signal d'ordre N égale à 8, la FAC présente 14 pics secondaires.

I.5 Problème d'ambiguïté dans le cas réel

Durant la transmission GNSS, le signal de navigation va subir plusieurs sources de dégradation, causées par l'environnement dans lequel évolue l'utilisateur. Dans ce mémoire de Master on s'intéresse aux phénomènes de bruit et des multi trajets (MTs).

I.5.1 Phénomène Multi trajets

Les trajets multiples sont provoqués par la réflexion ou la réfraction du signal LOS (Line of Sight) par les objets réfléchissants situés à proximité du récepteur. Le signal MT est caractérisé par un retard de propagation supérieur à celui du LOS. Il est caractérisé par une amplitude inférieure par à celle du LOS. Finalement, il présente un déphasage par rapport au LOS dont le plus important (donnant ainsi une erreur de positionnement maximale) est celui égal à 0° ou 180° .

La figure I-5, présente l'effet du signal MT sur la forme de la FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$.

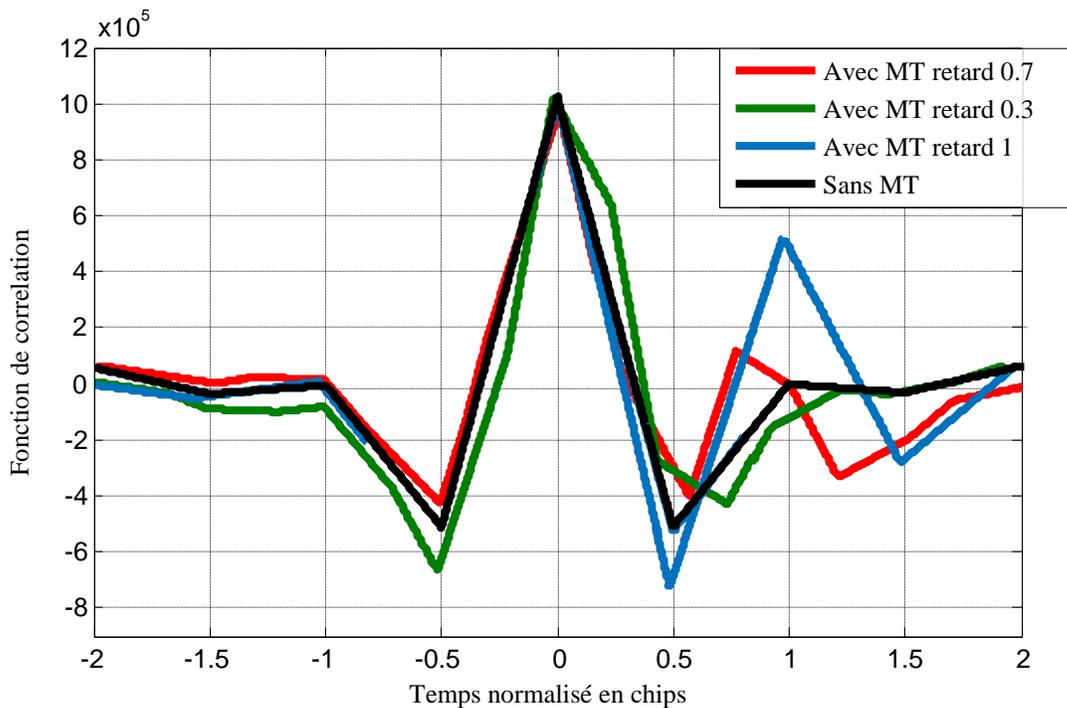


Figure I-5 FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$ avec et sans MT

La figure I-5 montre la FAC du signal BOCsin(1,1) en présence et en l'absence d'un MT ayant une amplitude de 0.5 et pour trois différentes valeurs du retard (0.3, 0.7 et 1). La phase de ce MT est choisie égale à 0°. Comme l'illustre cette figure, on observe clairement la déformation de la FAC par l'apparition d'autres pics secondaires et la modification des caractéristiques du pic principal.

I.5.2 Bruit

A ces dégradations s'ajoute également au signal utile le bruit blanc gaussien aditif AWGN (Additive white Gaussian noise). Le bruit est additif, c'est-à-dire que le signal reçu est égal au signal transmis plus le bruit. Cela donne l'égalité la plus largement utilisée dans les systèmes de communication. Elle est donnée par :

$$x(t) = s(t) + b(t) \quad (\text{I-13})$$

Dans cette équation le bruit $b(t)$ est statistiquement indépendant du signal $s(t)$.

La figure (I-6), présente l'effet du bruit de sur la FAC du signal modulé en BOC pour un rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) de 0 dB.

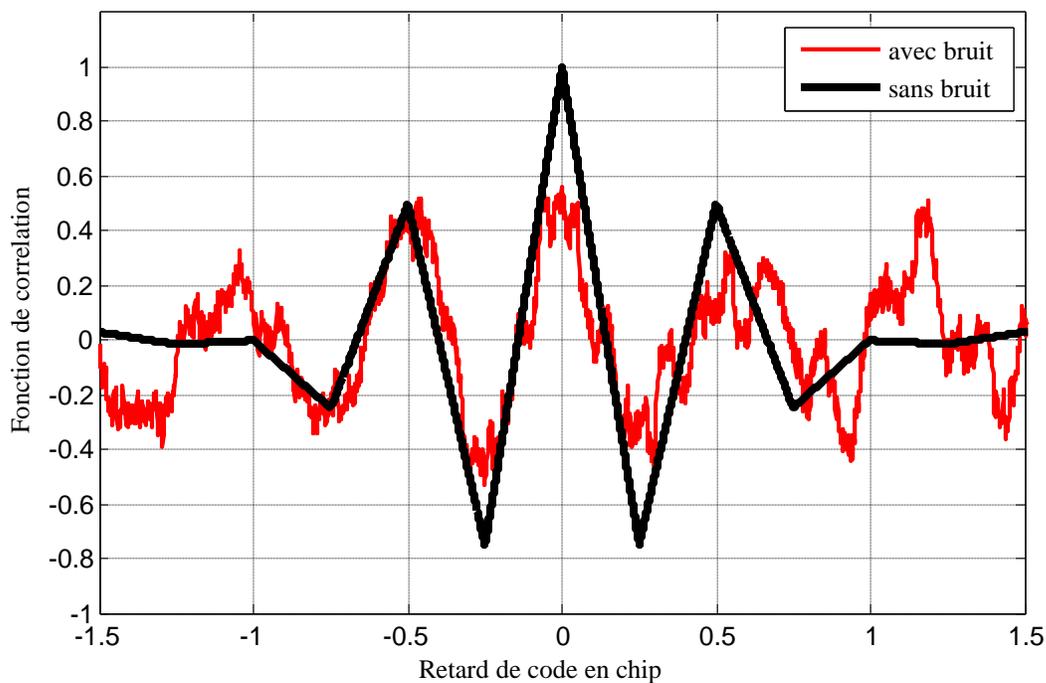


Figure I-6 FAC du signal BOCsin(2,1) avec et sans bruit

D'après la figure I-6, qui présente la FAC du signal BOCsin(2,1) avec et sans bruit, on remarque que le bruit a fortement affecté la FAC, ce qui rend difficile la détermination de la valeur de l'amplitude du pic principale.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les signaux BOC et la réception GNSS ainsi que le problème d'ambiguïté. Nous avons démontré que la synchronisation du récepteur, avec ce type de signaux de navigation, nécessite deux opérations importantes qui sont l'acquisition et la poursuite. Pareillement, nous avons dévoilé qu'une forte ambiguïté peut se produire dans le processus d'acquisition lorsque la FAC du signal présente des pics multiples ce qui est le cas des signaux modulés en BOC. De plus, en présence du bruit blanc gaussien aditif et du phénomène des MTs, qui sont des sources potentielles d'erreur, les performances du processus d'acquisition sont complètement affectées. Dans le prochain chapitre, nous allons présenter la méthode proposée dans la référence [1] qui sert à éliminer ou à limiter le problème d'ambiguïté.

Chapitre II

Etude de la Nouvelle Technique d'acquisition sans ambiguïté SRSA

USS-RCF

Chapitre II : Etude de la Nouvelle Technique d'acquisition sans ambiguïté SRSA USS-RCF

II.1 Introduction

Malgré la découverte des signaux BOC et leurs avantages dans les systèmes GNSS, les chercheurs restent encore confrontés à un certain nombre de problèmes, dont le plus accablant reste celui de la présence des pics secondaires dans les FAC des signaux modulés en BOC. Dans ce contexte, diverses techniques ont été proposées dans la littérature scientifique pour résoudre ce problème. Parmi ces dernières, une nouvelle technique de synchronisation non ambiguë, basée sur la reconstruction d'une FAC non ambiguë, a été proposée dans la référence [1].

Dans ce chapitre nous introduisons le principe de cette méthode (nommée USS-RCF dans [1]) à travers deux configurations. Tout d'abord, nous présentons la méthode via la décomposition analytique de la FAC. Ensuite, nous exposons la forme pratique à l'aide du simulateur Matlab. Afin d'enrichir cette étude, nous ajoutons, dans le reste du chapitre, une autre méthode d'annulation des pics secondaires, notée par FACSPC (FAC Sans Pic Central), qui utilise presque les mêmes principes de base de la méthode USS-RCF. Cette dernière va nous permettre de réaliser, dans le dernier chapitre de ce mémoire, une étude comparative.

II.2 Méthode d'acquisition proposée dans la référence [1]

II.2.1 Conception de la méthode

Dans la référence [1], les auteurs ont proposé une forme matricielle de la FAC des signaux modulés en BOC. En effet, dans cette représentation la forme de la FAC des signaux $\text{BOCsin}(x,y)$ est obtenue en combinant plusieurs formes triangulaires chacune d'elles étant décalée par un décalage et ayant une amplitude pondérée par un coefficient comme l'exprime la matrice suivante [1] :

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

Il faut noter que l'équation (II-1) est obtenue à partir de l'équation (I-11) donnée dans le premier chapitre. Cette dernière est formée par de multiples fonctions triangulaires notées par ' $\Lambda_{T_{sc}}$ '. Chaque deux triangles adjacents vérifient la propriété d'orthogonalité. C'est-à-dire la valeur maximale de toute fonction triangulaire $\Lambda(\tau - kT_{sc})$ se trouve alignée à la valeur zéro de la fonction triangulaire adjacente $\Lambda(\tau - (k-1)T_{sc})$.

Comme exemple, la FAC du signal BOCsin(1,1) a deux vecteurs de forme qui sont donnés par :

$$d_{j1} = [1, -1] \quad (\text{II-2})$$

$$d_{j2} = [1, -1] \quad (\text{II-3})$$

Ici, les combinaisons de corrélation correspondantes sont illustrées dans la figure II-1 et sont données respectivement par les équations de L1, L2, L3 et L4 comme suit [1] :

$$L1 = d_{j10} - d_{j20} - \Lambda_{T_{sc}} \quad (\text{II-4})$$

$$L2 = d_{j11} - d_{j21} - \Lambda_{T_{sc}} \quad (\text{II-5})$$

$$L3 = d_{j10} - d_{j21} - \Lambda(\tau + T_{sc}) \quad (\text{II-6})$$

$$L4 = d_{j11} - d_{j20} - \Lambda(\tau - T_{sc}) \quad (\text{II-7})$$

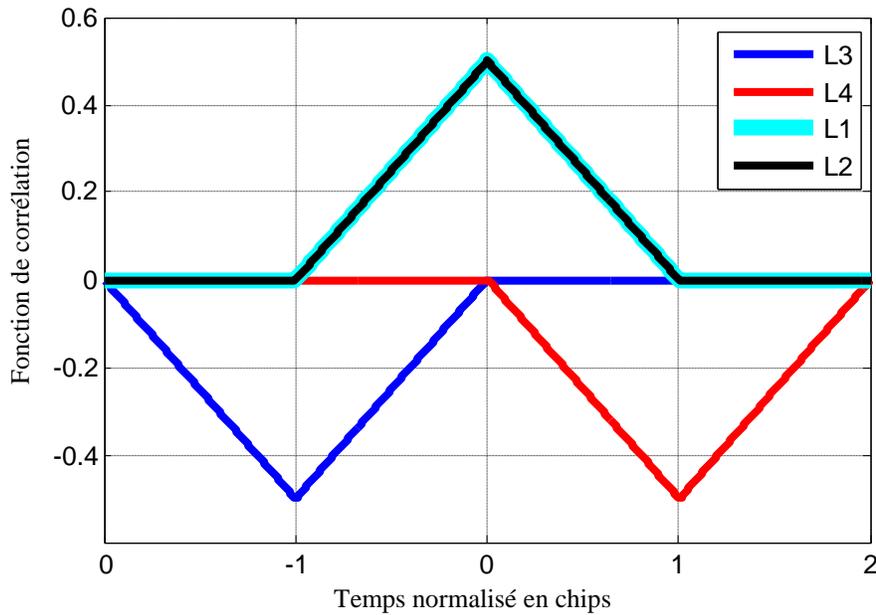


Figure II-1 Composition de la FAC du signal $\text{BOCsin}(1,1)$

D'après la figure II-1, on voit clairement que la forme de L1 coïncide avec la forme de L2. On perçoit aussi que les quatre formes (L1, L2, L3 et L4) ont les mêmes caractéristiques (l'amplitude en valeur absolue et l'ouverture de triangle). De plus, il est à noter que la forme L1 et la forme L3 sont symétriques par rapport à l'axe des Y.

Le segment de gauche de la forme L1 et le segment de droite de la forme L3 sont parallèles l'un par rapport à l'autre. De même, le segment de gauche de la forme L2 et le segment de droite de la forme L4 sont parallèles l'un par rapport à l'autre.

Les auteurs de la référence [1] ont proposé de combiner les formes obtenues C1 et C2 qui sont égales en amplitude en valeurs absolues et sont exprimées comme suit :

$$C1=L1+L3 \quad \text{(II-8)}$$

$$C2=L2+L4 \quad \text{(II-9)}$$

La figure II-2 représente les formes spécifiques C1 et C2 pour un signal $\text{BOCsin}(1,1)$.

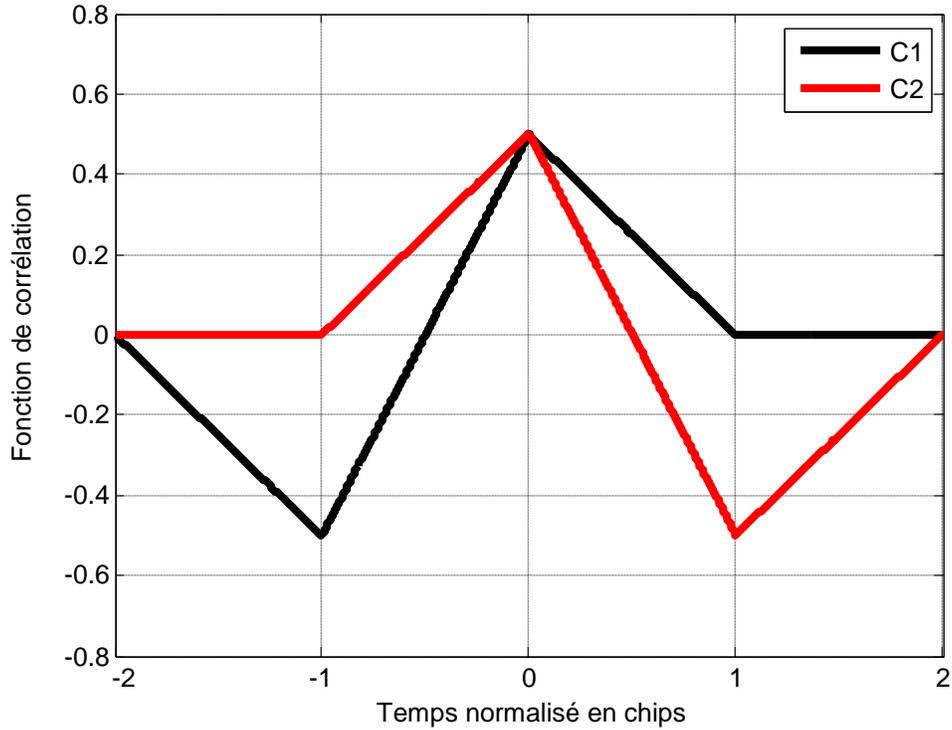


Figure II-2 Formes spécifiques C1 et C2 pour un signal BOCsin(1,1)

D'après la figure II-2, les deux formes C1 et C2 sont également symétriques par rapport à l'axe Y. Les deux formes C1 et C2 représentent deux fonctions de corrélation notées respectivement ' R_{C1} ' et ' R_{C2} '. La relation entre ces deux fonctions est donnée par :

$$R_{C1}(-\tau) = R_{C2}(\tau) \quad (\text{II-10})$$

La fonction de corrélation non ambiguë, proposée dans la référence [1], 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 :

$$R_{Non_ambigüe} = |RC1|Rp = |RC1| + |RC2| - |RC1 - RC2| \quad (\text{II-11})$$

La figure II-3 montre les étapes de la reconstruction de la FAC-non ambiguë par l'ensemble des fonctions des corrélations ' R_{C1} ' et ' R_{C2} '.

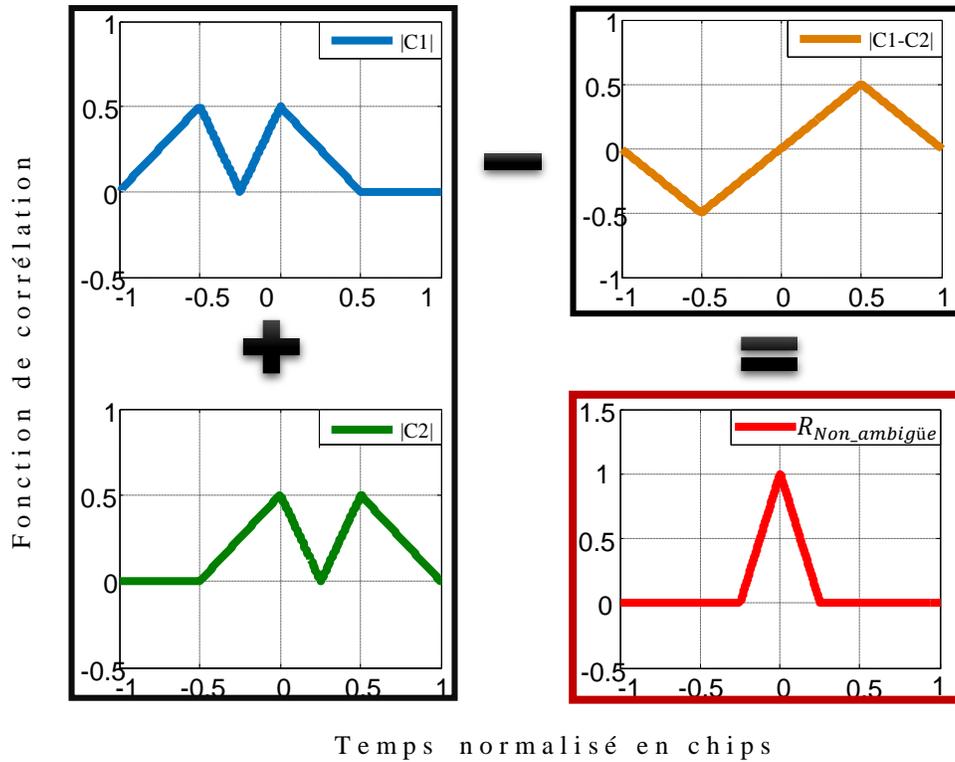


Figure II-3 Reconstruction de la FAC non ambiguë

D'après la figure II-3, on constate que pour le signal BOCsin(1,1), la méthode proposée enlève complètement l'ambiguïté présentée au niveau de l'acquisition. Ceci est dû à la forme de $R_{Non_ambigüe}$ qui présente un seul pic principal étroit ayant une amplitude égale à 1.

Pour bien expliquer le principe de cette méthode, on prend un autre exemple où l'ordre de modulation soit égal à 4. Ici, on considère donc le signal BOCsin(2,1) constitué de quatre vecteurs de forme qui sont donnés par:

$$d_{j_0} = [1, -1] \quad \text{(II-12)}$$

$$d_{j_1} = [1, -1] \quad \text{(II-13)}$$

$$d_{j_2} = [1, -1] \quad \text{(II-14)}$$

$$d_{j_3} = [1, -1] \quad \text{(II-15)}$$

La figure II-4 présente la procédure de construction de la FAC non ambiguë pour le signal BOCsin(2,1).

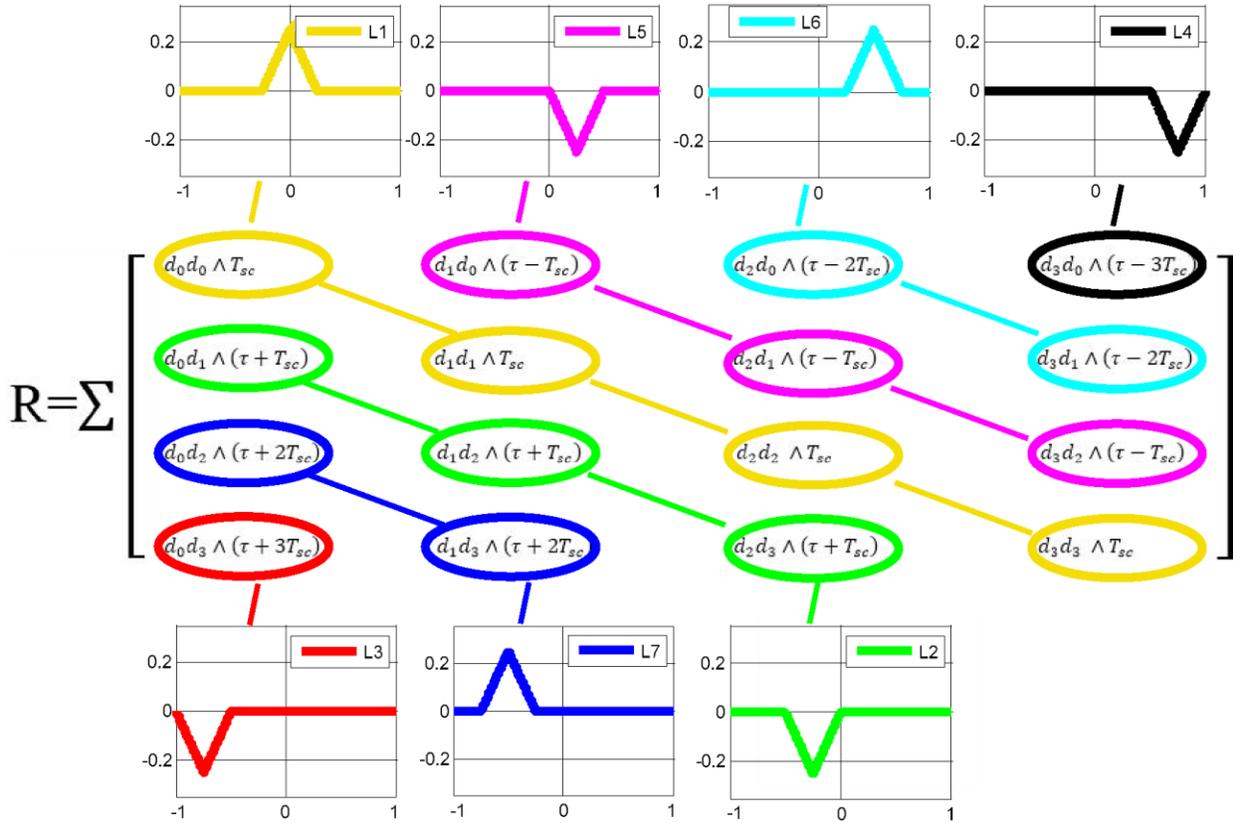


Figure II-4 Procédure construction de la FAC non ambiguë pour signal BOCsin(2,1)

D'après la figure II-4, les composantes de la diagonale principale (de couleur jaune) de la matrice R représente la même impulsion triangulaire (même amplitude et même ouverture). On peut observer la même remarque pour les autres diagonales secondaires.

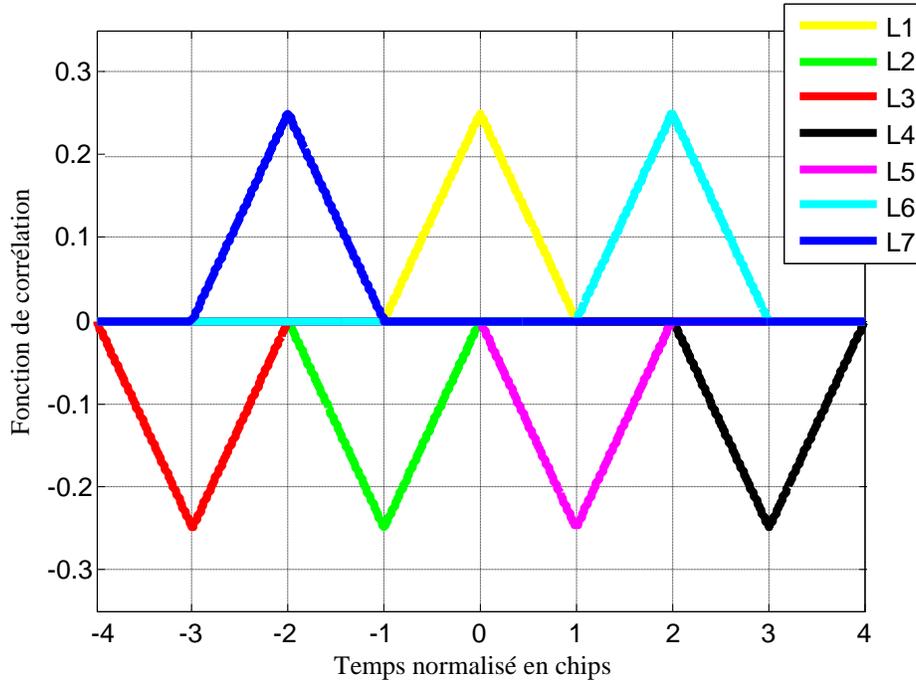


Figure II-5 Décomposition de la FAC du signal BOCsin(1,1)

D'après les figures II-4 et II-5, on observe clairement ce qui suit :

- La forme L1 recouvre complètement quatre impulsions triangulaires ;
- La forme L2 recouvre complètement trois impulsions triangulaires ;
- La forme L5 recouvre complètement trois impulsions triangulaires ;
- La forme L6 recouvre complètement deux impulsions triangulaires ;
- La forme L7 recouvre complètement deux impulsions triangulaires ;
- Les formes L1, L6 et L7 sont respectivement symétriques, par rapport à l'axe des Y, aux formes L2, L3, L4 et L5.

A partir de ces triangles, on peut créer deux nouvelles formes C1 et C2 données par :

$$C1 = 2 * L1 + 2 * L7 + L3 + 3 * L2 \quad \text{(II-16)}$$

$$C2 = 2 * L1 + 2 * L6 + L4 + 3 * L5 \quad \text{(II-17)}$$

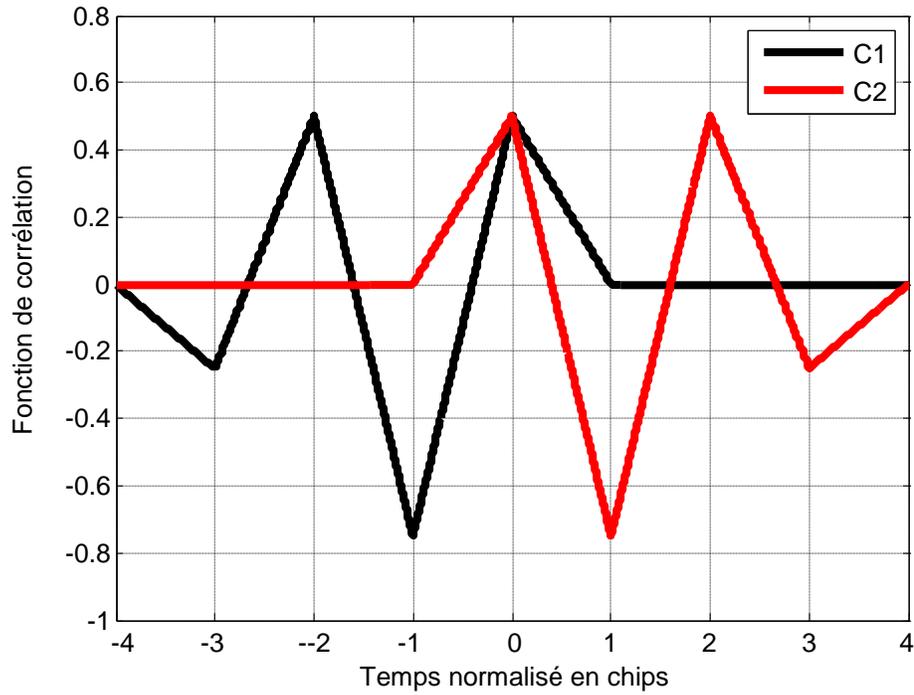


Figure II-6 Fonction de combinaison de sous-corrélation

Ces nouvelles formes sont illustrées sur la figure II-6. Comme le montre cette figure, ces dernières, caractérisant les fonctions de corrélation combinées C1 et C2 du signal BOCsin(1,1), sont symétriques par rapport à l'axe Y. De plus, elles ont les mêmes valeurs de crêtes.

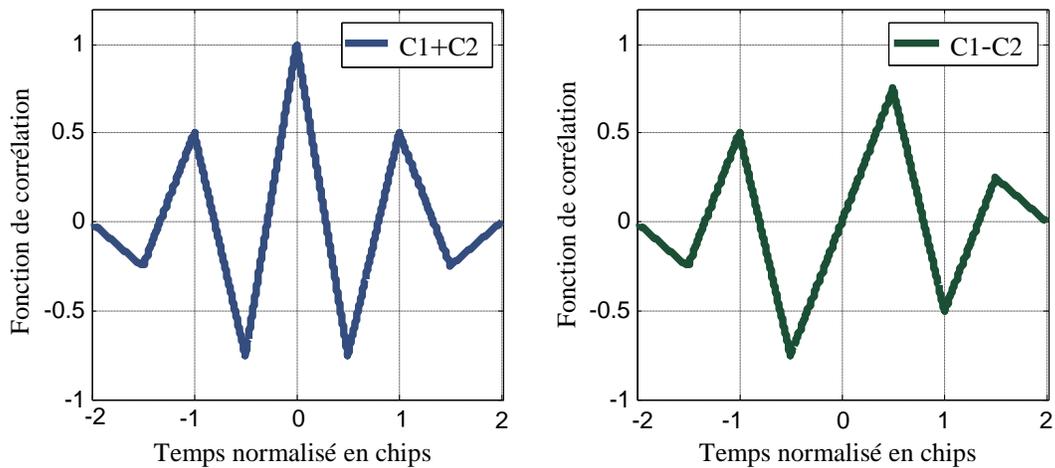


Figure II-7 Combinaison simple de la fonction de sous-corrélation

Dans la figure II-7, on représente la somme ($C1 + C2$) de ces deux nouvelles fonctions dans le plan de gauche. En revanche, la différence ($C1 - C2$) entre ces deux mêmes fonctions est représentée sur le plan droit.

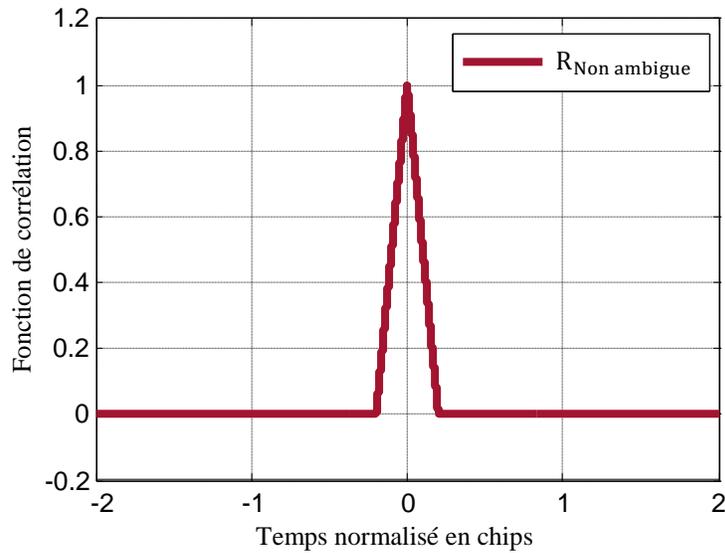


Figure II-8 Reconstruction de la FAC non ambiguë

La fonction de corrélation non ambiguë est illustrée sur la figure II-8. En fonction de ces résultats, nous avons vérifié la validité de l'équation (II-11).

II.2.2 Conception de la forme d'onde du code local

En se basant sur les résultats analytiques précédents, les auteurs dans la référence [8] ont proposé une méthode non ambiguë pour l'acquisition des signaux BOC($2x,x$). Cette méthode est basée sur l'utilisation de nouvelles formes de codes générées localement au niveau du récepteur.

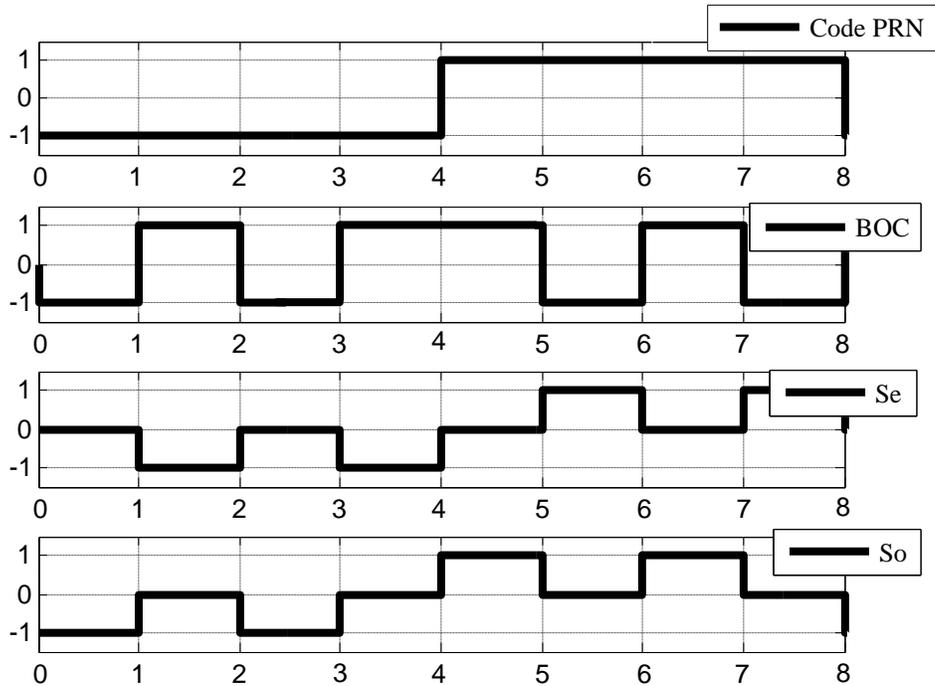


Figure II-9 Segmentation du signal BOCsin(1,1) en deux signaux de référence

Dans la figure II-9, le signal local BOC est segmenté en deux signaux unitaires appelés signaux de référence. Ces derniers caractérisent :

- Le signal de référence unitaire impair dénoté $S_o(t)$;
- Le signal de référence unitaire pair dénoté $S_e(t)$.

➤ **Principe de génération des signaux de référence**

Les signaux de référence $S_o(t)$ et $S_e(t)$ sont générés comme suit :

- ✓ **Pour le signal $S_o(t)$** : L'amplitude du premier sous-chip (Correspondant à une demi période de la sous porteuse), pendant la période d'un code PRN d'étalement, reste inchangée et les sous-chips restants sont mis à zéro ;
- ✓ **Pour le signal $S_e(t)$** : L'amplitude du dernier sous-chip (Correspondant à une demi période de la sous porteuse), pendant la période d'un code PRN d'étalement, reste inchangée et les sous-chips restants sont mis à zéro.

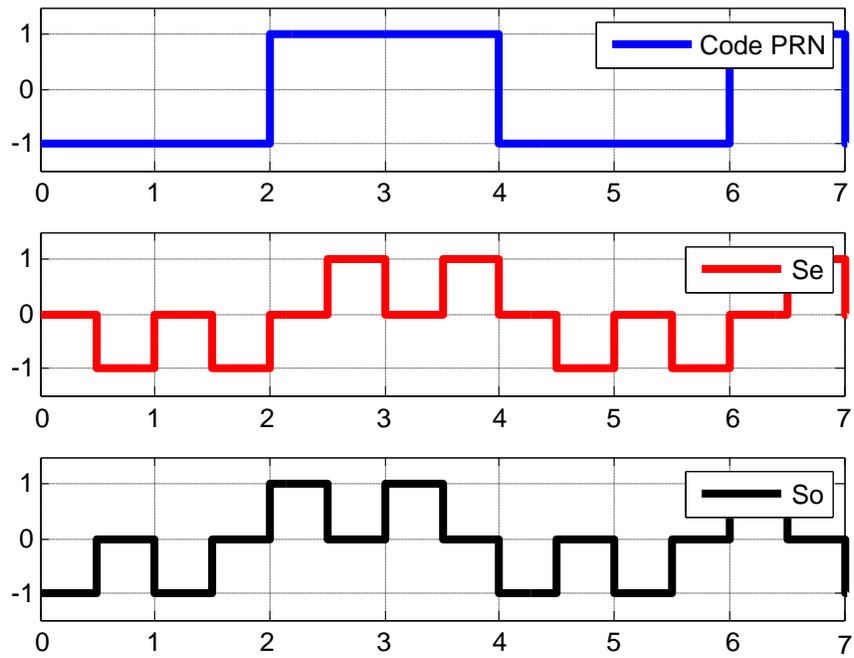


Figure II-10 Génération des codes de références $S_o(t)$ et $S_e(t)$ pour le signal BOCsin(1,1)

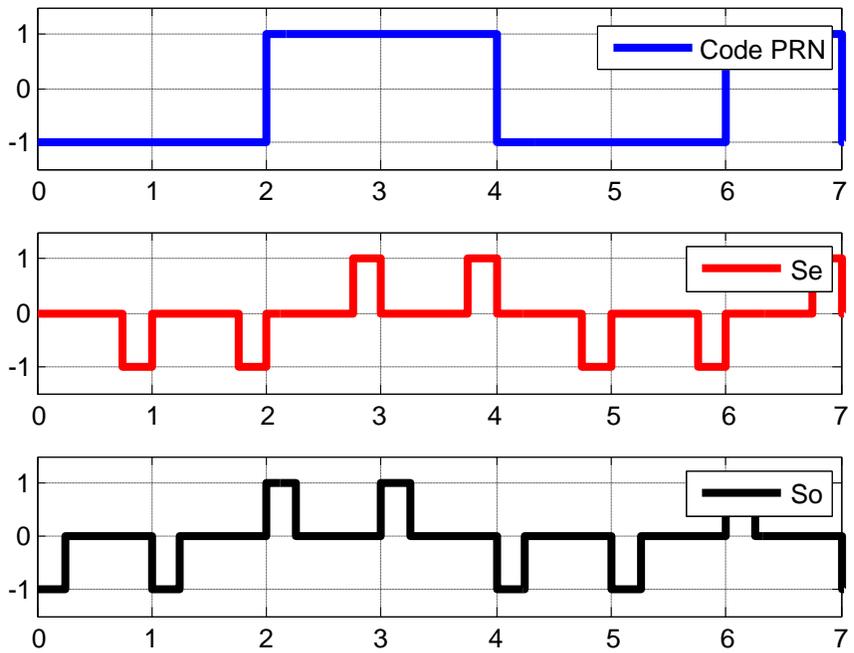


Figure II-11 Génération des codes de références $S_o(t)$ et $S_e(t)$ pour le signal BOCsin(2,1)

Comme le montrent les figures II-10 et II-11, pour chacun des signaux BOCsin(1,1) et BOCsin(2,1), deux séquences de signaux de référence locaux, $S_o(t)$ et $S_e(t)$, peuvent être obtenues. Leurs modèles mathématiques peuvent être respectivement exprimés comme suit :

$$\begin{cases} S_o(t) = \begin{cases} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N-1} C_i d_j P_{T_{sc}}(t - iT_c - jT_{sc}) & iT_c \leq t \leq (iT_c + T_{sc}) \\ 0, & (iT_c + T_{sc}) \leq t \leq (iT_c + (N-1)T_{sc}) \end{cases} \\ S_e(t) = \begin{cases} 0, & iT_c \leq t \leq (iT_c + (N-2)T_{sc}) \\ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N-1} C_i d_j P_{T_{sc}}(t - iT_c - jT_{sc}) & (iT_c + (N-2)T_{sc}) \leq t \leq (iT_c + (N-1)T_{sc}) \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

En fonction des vecteurs de forme, ils peuvent être dérivés comme suit :

$$\begin{cases} S_o(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j_0=0}^{N-1} C_i d_{j_0} P_{T_{sc}}(t - iT_c - j_0 T_{sc}), d_{j_0} = [000 \dots \dots 1]N \\ S_e(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j_e=0}^{N-1} C_i d_{j_e} P_{T_{sc}}(t - iT_c - j_e T_{sc}), d_{j_e} = [000 \dots \dots 1]N \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Dans l'équation (II-19), on peut voir que les deux séquences de signaux de référence locaux ont les mêmes expressions mathématiques que celle du signal à spectre étalé en bande de base. Elles ont les mêmes paramètres f_c , T_{sc} et N mais les vecteurs de forme sont différents par rapport à ceux des signaux BOCsin(x,y). En effet, le vecteur de forme de la séquence du signal de référence impair est :

$$d_{j_0} = [100 \dots 0]_{\frac{2m}{n}} \quad (\text{II-20})$$

En contrepartie, le vecteur de forme de la séquence du signal de référence pair est :

$$d_{j_e} = [000 \dots 1]_{\frac{2m}{n}} \quad (\text{II-21})$$

Pour les signaux BOCCos(x,y), ces vecteurs sont donnés par :

$$d_{j_0} = [100 \dots 0]_{\frac{4m}{n}} \quad (\text{II-22})$$

et

$$d_{j_e} = [000 \dots 1]_{\frac{4m}{n}} \quad (\text{II-23})$$

Les FCCs (Fonctions de corrélation croisées), entre les signaux BOC reçus et les deux séquences de signaux de référence locaux désignées respectivement par $R_0(\tau)$ et $R_e(\tau)$, sont exprimées par les deux expressions de l'équation II-24.

$$\begin{cases} R_0(\tau) = \int_0^{T_c} S(t)S_0(t - \tau)dt \\ R_e(\tau) = \int_0^{T_c} S(t)S_e(t - \tau)dt \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Puisque $S(t)$, $S_0(t)$ et $S_e(t)$ ont les mêmes paramètres f_c et N , nous pouvons alors déduire ce qui suit:

$$\begin{cases} R_0(\tau) = \int_0^{T_c} S(t)S_0(t - \tau)dt = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{j_0=0}^{N-1} d_j d_{j_0} \wedge T_{sc}[\tau - (j - j_0)T_{sc}] \\ R_e(\tau) = \int_0^{T_c} S(t)S_e(t - \tau)dt = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{j_e=0}^{N-1} d_{j_e} \wedge T_{sc}[\tau - (j - j_e)T_{sc}] \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

Les vecteurs de forme des deux séquences de signaux de référence locaux, d_{j_0} et d_{j_e} sont symétriques. Par conséquent, les FCCs sont également symétriques par rapport au centre. Ce qui nous donne :

$$R_0(-\tau) = R_e(\tau) \quad (\text{II-26})$$

L'algorithme proposé dans la référence [1] a été mis en œuvre avec la règle de reconstruction prédéterminée donnée comme suit :

$$R_{Non_ambigüe} = k (|R_e + R_0| - |R_e - R_0|) \quad (\text{II-27})$$

Où :

k est le coefficient de reconstruction égal à $\frac{m}{n}$.

En se basant sur la règle de reconstruction donnée plus haut, on représente dans les figures II-12 et II-13 les FCs non ambiguës des signaux BOCcos(1,1) et BOCsin(2,1).

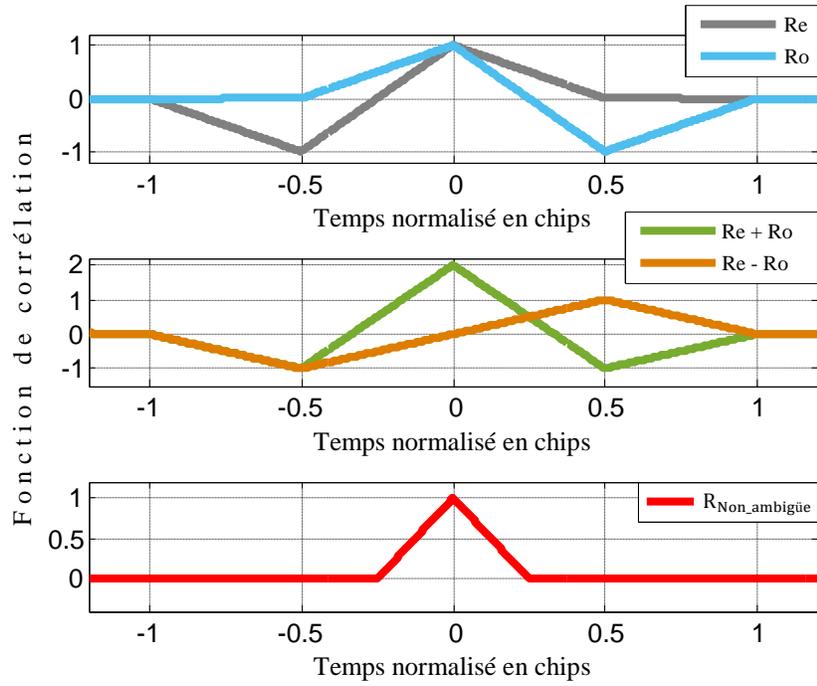


Figure II-12 Reconstruction de la FC non ambiguë du signal BOCsin(1,1)

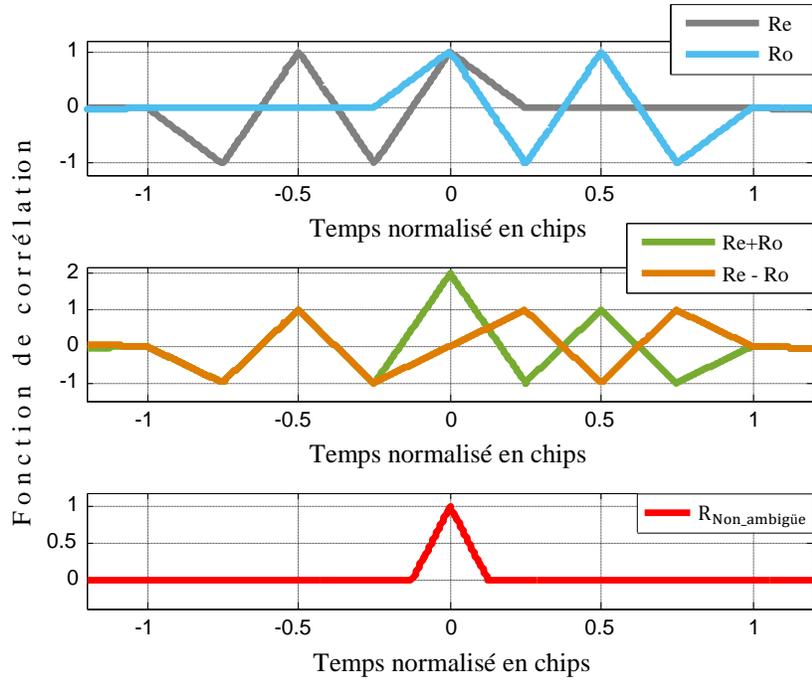


Figure II-13 Reconstruction de la FC non ambiguë du signal BOCsin(2,1)

D'après les figures II-12 et II-13, on observe que $R_e(t)$ et $R_o(t)$ sont symétriques par rapport au centre. De plus, le point zéro de $(R_e - R_o)$ correspond au pic principal de $(R_e + R_o)$. Par conséquent, la combinaison de ces deux termes, basée sur II.27, donne une fonction de corrélation idéale avec des pics latéraux entièrement supprimés.

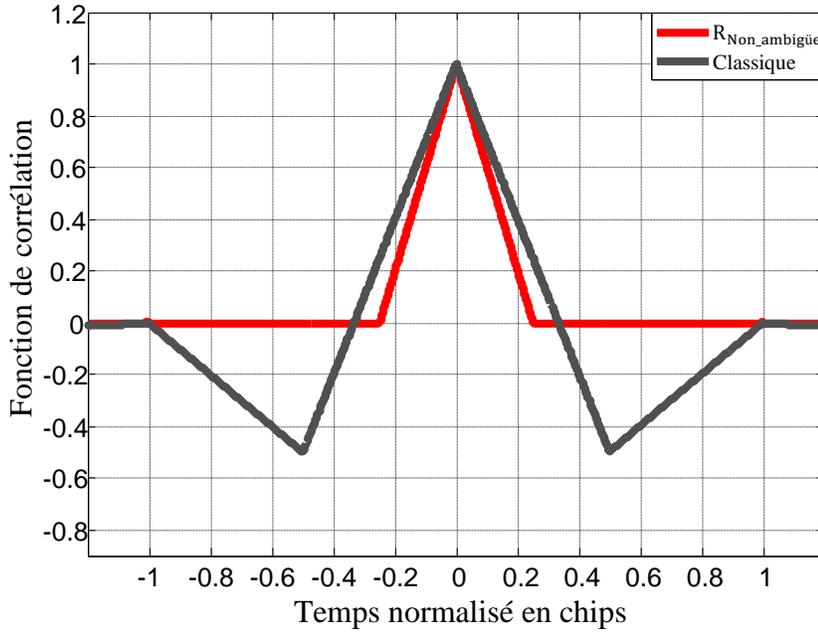


Figure II-14 Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCsin(1,1)

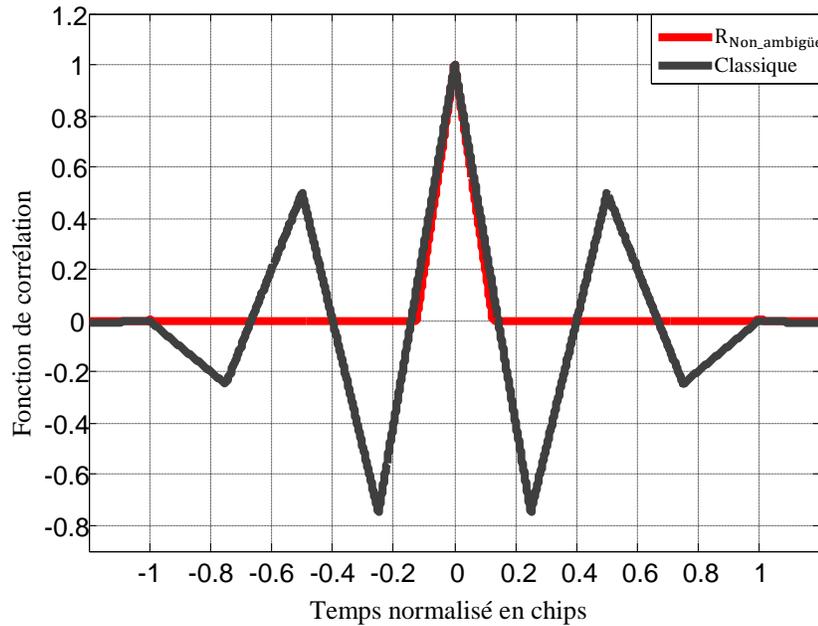


Figure II-15 Comparaison de la FAC de la méthode proposée avec la FAC traditionnelle pour le signal BOCsin(2,1)

II.3 Méthode de levée d'ambiguïté FACSPC

Cette méthode est basée sur l'utilisation de plusieurs FACs de référence similaires à celle du code PRN utilisé dans le système GNSS. Ces fonctions peuvent être générées localement une seule fois et stockées dans la mémoire [5]. Côté récepteur, elles sont extraites de la mémoire et combinées à l'aide des paramètres MTs (amplitudes, retards et phases) estimés par l'algorithme FIMLA (Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm) [5].

II.3.1 Principe de calcul FACSPC

La FACSPC est considérée comme une combinaison de $N+1$ FACs de référence qui peuvent être respectivement générées par $N+1$ codes PRN locaux. Ici, N représente l'ordre de modulation. En général, la FACSPC peut être exprimée comme [5]:

$$R_{FACSPC}(\tau) = \sum_{i=1}^{N-1} G_i(\tau) \quad (\text{II-28})$$

Où, $G_i(\tau)$ est une fonction de temps représentant le $i^{\text{ème}}$ couple de pics secondaires. S_{Li} et S_{Ri} sont respectivement le pic de gauche et le pic de droite du $i^{\text{ème}}$ couple de pics secondaires définis par, $\{S_{Li}, S_{Ri}\}$ (voir le principe dans la figure II-16).

$G_i(\tau)$ peut être exprimé, comme une combinaison linéaire de trois impulsions triangulaires pondérées, comme suit [8]:

$$G_i(\tau) = (-1)^{i+1} [-P_i q_{2I_i} + (P_i + P_{i+1}) q_{2J_i}(\tau) - P_{i+1} q_{2I_{i+1}}(\tau)] \quad (\text{II-29})$$

Où :

P_i : est l'amplitude du pic de la $i^{\text{ème}}$ impulsion triangulaire ;

I_i : est la valeur du $i^{\text{ème}}$ point de passage par zéro du segment de droite l_{Ri} situé à droite du pic central ;

J_i : est la valeur de la position du pic secondaire S_{Ri} situé à droite du pic central.

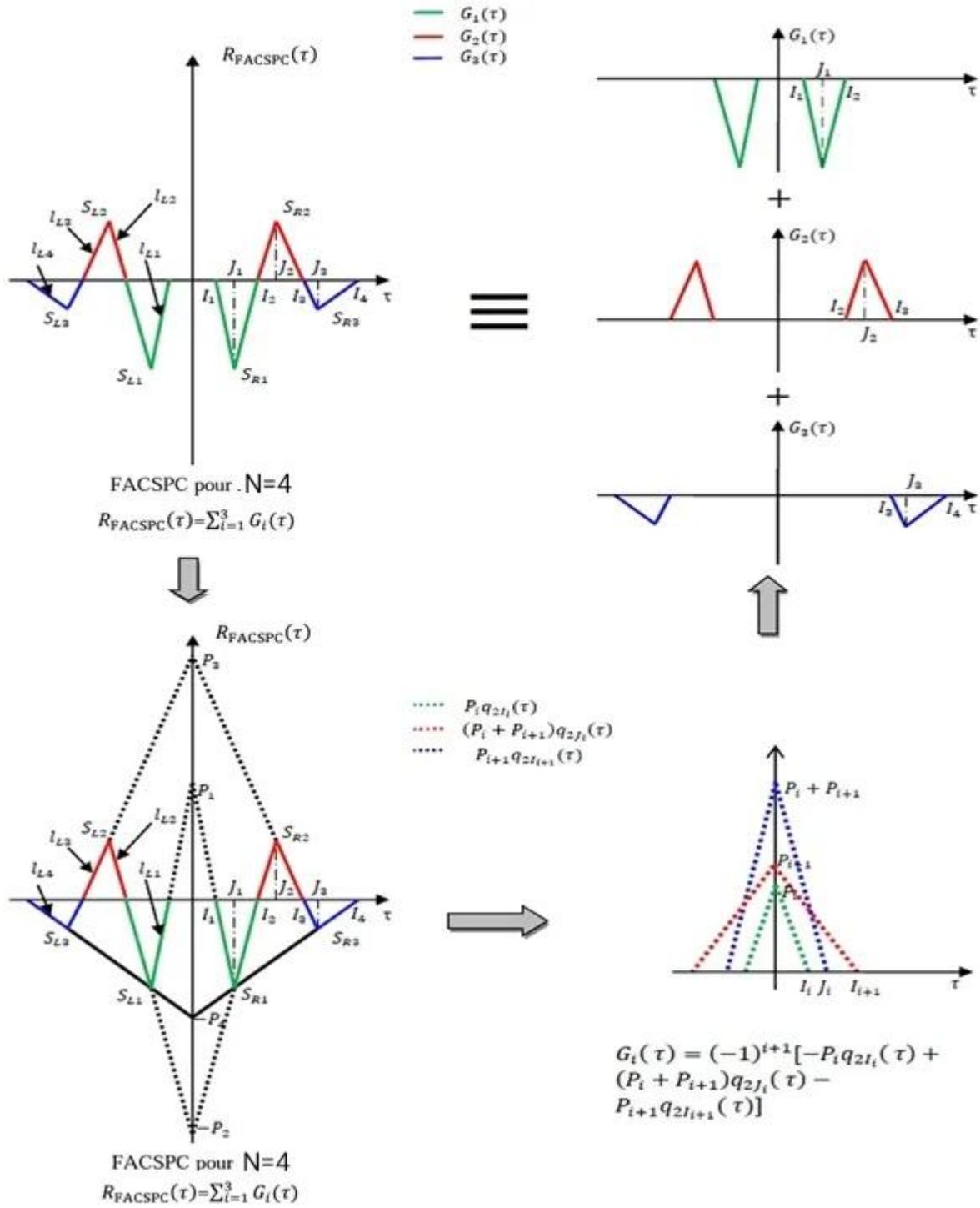


Figure II-16 Construction de la FACSPC composite à partir des FACs des codes PRN [5]

L'équation (II-30) représente la combinaison de la FAC de la méthode [5].

$$R_{NonAmb}(\tau) = R_{Amb}(\tau) - \hat{a} R_{FACSPC}(\tau) \cos(\hat{\theta}) \quad (\text{II-30})$$

Où :

$R_{Amb}(\tau)$: est la FAC ambiguë du signal reçu ;

\hat{a} : est l'amplitude estimée du signal reçu ;

$\hat{\theta}$: est la valeur estimée de la phase du signal reçu ;

R_{FACSPC} : est la FAC composite sans pic central, notée par FACSPC.

Dans la méthode proposée dans la référence [5], les paramètres de toutes les composantes du signal reçu sont estimés par l'algorithme FIMLA, qui était utilisé pour générer la FACSPC composite (FACC).

Un exemple d'application de la méthode proposée est illustré dans la figure II-17.

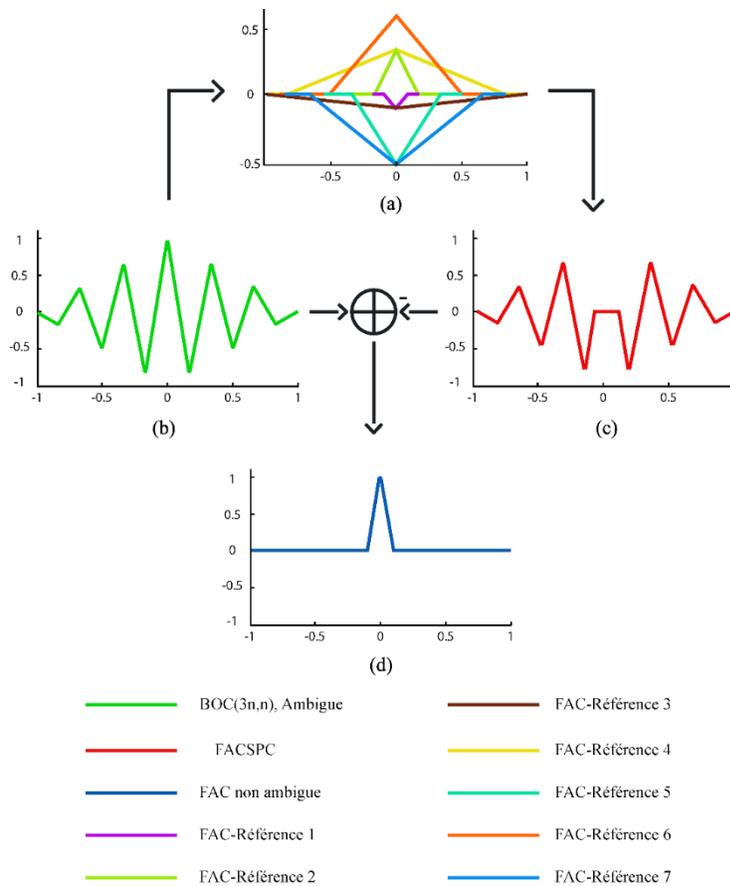


Figure II-17 Exemple d'application de la méthode d'annulation de pics secondaires de la FAC du signal BOC(3,1) [5]

Les $N+1=7$ FACs de référence requises sont montrées dans la figure (a). La figure (b) représente la FAC du signal reçu modulé en BOCsin $(3n,n)$ ($N=6$). La FACSPC est illustrée dans la figure (c). La figure (d) montre la FAC non ambiguë, résultant de la soustraction entre la FACSPC et la FAC du signal reçu.

Nous avons vu dans cet exemple que la méthode FACSPC, proposée dans la référence [5], a complètement éliminé les pics secondaires. De ce fait, on peut dire qu'elle a amélioré les performances de l'étage d'acquisition

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait, tout d'abord, une étude théorique de la méthode proposée dans la référence [1], commençant par la procédure de transformation de la FAC des signaux modulés en BOC à une matrice jusqu'à l'opération d'annulation des pics secondaires et la génération de la FAC non ambiguë reconstruite. Finalement, tous ces modèles mathématiques ont été simulés sous Matlab afin de vérifier la validité des raisonnements théoriques de la méthode proposée. Les résultats de cette implémentation ont démontré que cette méthode élimine, théoriquement le problème d'ambiguïté au niveau du processus d'acquisition.

Pour permettre de faire une comparaison des performances, une autre méthode d'annulation des pics secondaires, basée aussi sur le principe d'une fonction FAC reconstruite, a été présentée dans la deuxième partie de ce chapitre.

Chapitre III

Etude des performances

Chapitre III : Etude des performances

III.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats de simulation de la nouvelle technique d'acquisition sans ambiguïté « USS-RCF ». A cet effet, on va tout d'abord définir les critères de mesure des performances plus particulièrement ceux de la probabilité d'erreur et de la STD (Standard Deviation). Ces derniers acquiescent de mesurer et de comparer les performances de cette nouvelle technique par rapport aux techniques classiques. Préalablement, on va présenter et discuter les résultats en termes de performances de la technique USS-RCF par l'estimation de la probabilité de détection en fonction du SNR. Ensuite, on va présenter les résultats en termes de la STD en fonction du SNR. Finalement, une étude comparative de la technique USS-RCF avec la méthode FACSPC et la méthode classique sera réalisée et les résultats seront analysés et discutés.

III.2 Critères de mesure de performances

III.2.1 Critère de la probabilité d'erreur

Le récepteur doit générer un critère de décision permettant la détection, à partir de la sortie du bloc de corrélation, la présence ou l'absence d'un signal en provenance d'un satellite de la constellation [7]. Un système de détection est caractérisé par [7]:

- ✓ La probabilité de fausse signalisation de la présence du signal lorsque celui-ci est, en effet, absent (Probabilité de fausse alarme).
- ✓ La probabilité de détection correcte lorsque le signal est effectivement présent (probabilité de détection).

Dans notre travail de Master, on s'intéresse à la probabilité de détection qui est estimée numériquement en utilisant un système d'acquisition GNSS implémenté sous Matlab.

III.2.1 Critère de la Déviation Standard

La déviation standard ou l'écart type est une mesure de l'étalement des nombres autour de la moyenne d'une variable aléatoire. Sa formule est la racine carrée de la variance.

III.3 Schémas d'acquisition implémentés sous Matlab

Les schémas d'acquisition, concernant les méthodes implémentées sous Matlab, sont donnés dans les figures suivantes

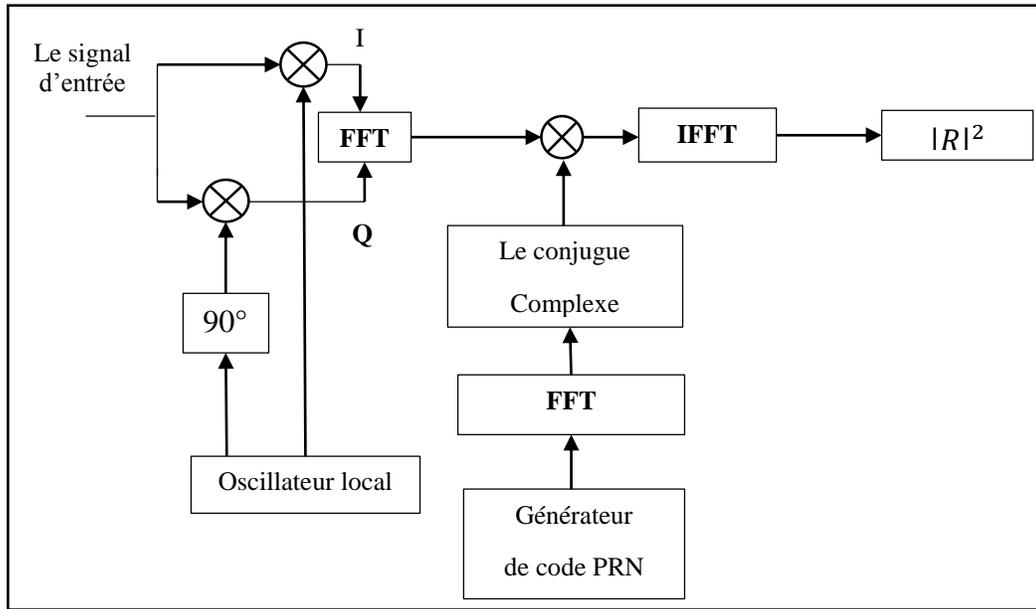


Figure III-1 Schéma bloc d'acquisition cohérente de la méthode classique

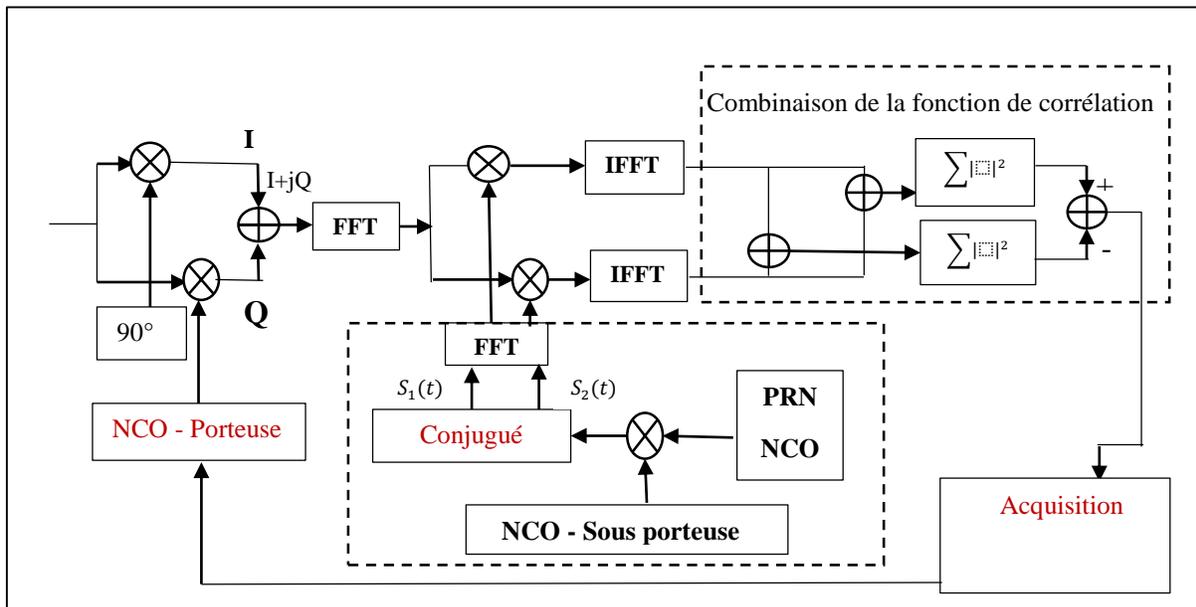


Figure III-2 Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de code par FFT

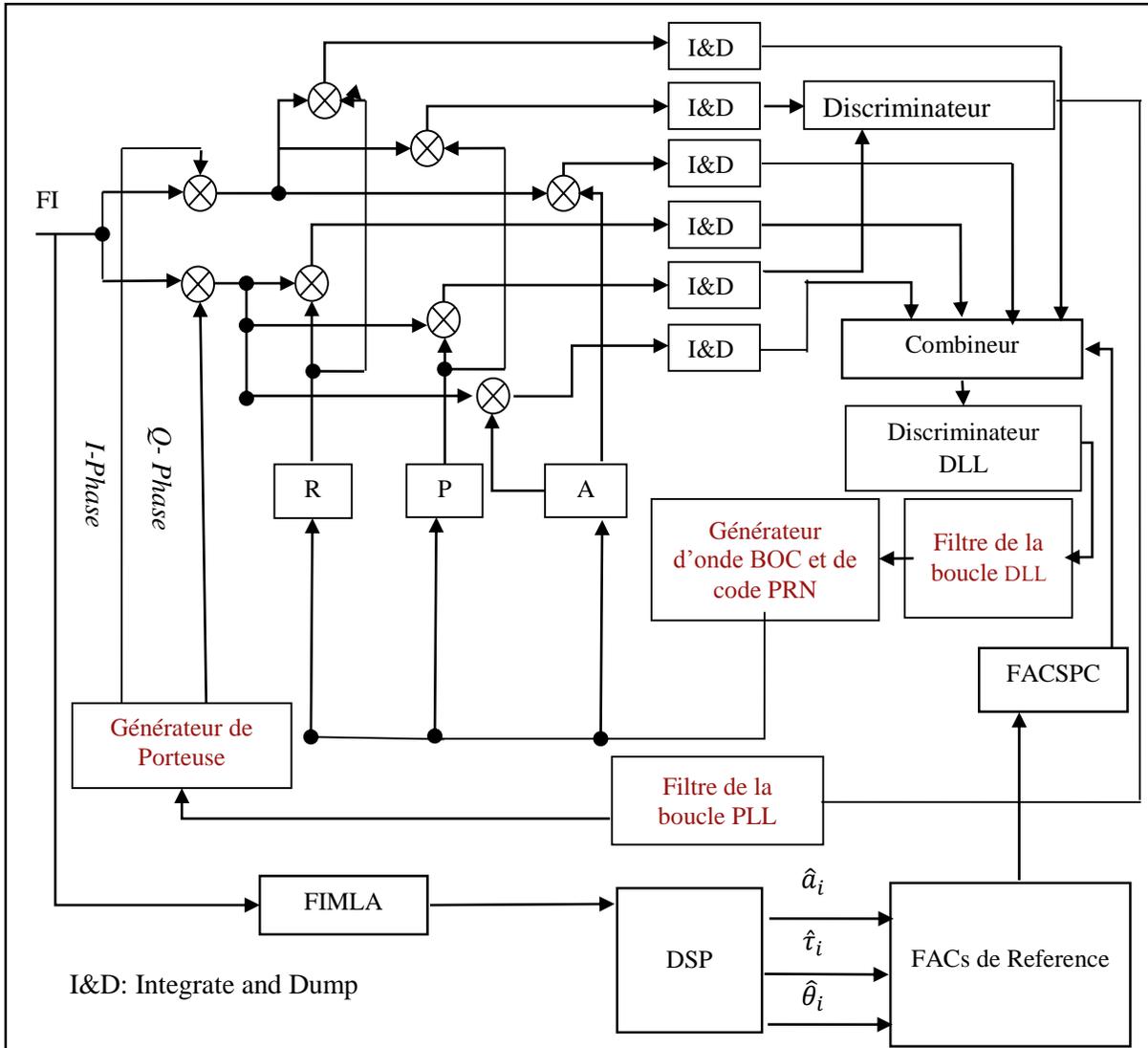


Figure III-3 Schéma bloc de la méthode FACSPC [5]

III.4 Résultats et discussion

Les simulations sont menées afin de tester l'acquisition des signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1) en présence et en l'absence du phénomène des MTs.

III.4.1 1^{er} Scénario

La réception pour les trois structures des signaux est basée sur les schémas d'acquisition montrés dans les figures données plus haut. En effet, les mesures Matlab sont réalisées pour une plage du SNR allant de -50 à 10 dB. Les performances sont mesurées en termes de la probabilité de détection pour la configuration cohérente en l'absence et en présence du signal MT. Les

résultats sont illustrés respectivement dans les figures III-4 et III-5. Dans la première situation, les comparaisons sont réalisées par rapport aux structures de réception classique comme le montre les mêmes figures.

III.4.1.1 1^{er} cas : Probabilité d'erreur en l'absence des MTs

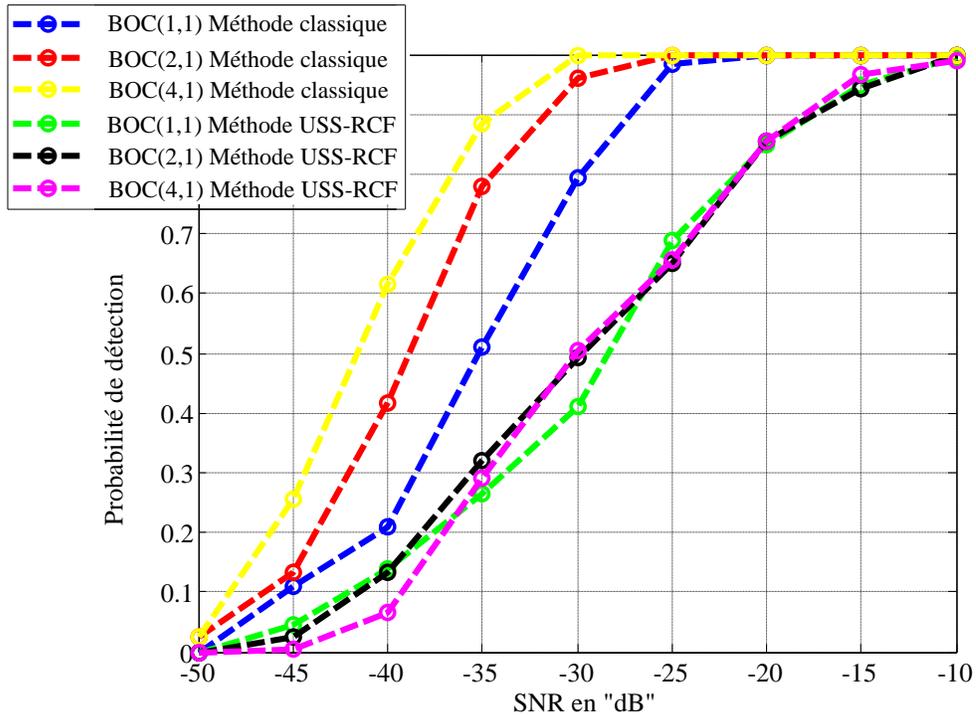


Figure III-4 Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et classique (en l'absence des MTs) pour les signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)

Comme l'illustre la figure III-4, pour différentes valeurs de N, Les performances de la technique USS-RCF et la technique classique sont identiques. En contrepartie, pour le cas de réception classique, on constate que lorsqu'on augmente l'ordre N, les performances sont augmentées aussi. En effet, les performances de la méthode classique, présentée pour le signal BOCsin(4,1), sont meilleures par rapport à celles du signal BOCsin(2,1). En outre, les mauvaises performances s'observent pour le cas de la réception classique du signal BOCsin(1,1).

De même, on constate que la technique USS-RCF est moins performante que la méthode classique pour toutes les structures des signaux utilisés. Ce résultat montre la non applicabilité de cette méthode du fait de sa faible résistance vis-à-vis du bruit.

III.4.1.2 2^{ème} cas : Probabilité d'erreur en présence des MTs

Dans la figure III-5, on présente l'effet des MTs sur les performances de la réception classique et la réception par l'USS-RCF, tout en utilisant le même critère de mesure de performances. De ce fait, on utilise lors de la transmission un signal MT d'amplitude égale à 0.5 et de retard de 0.1 chips pour différentes structures des signaux GNSS.

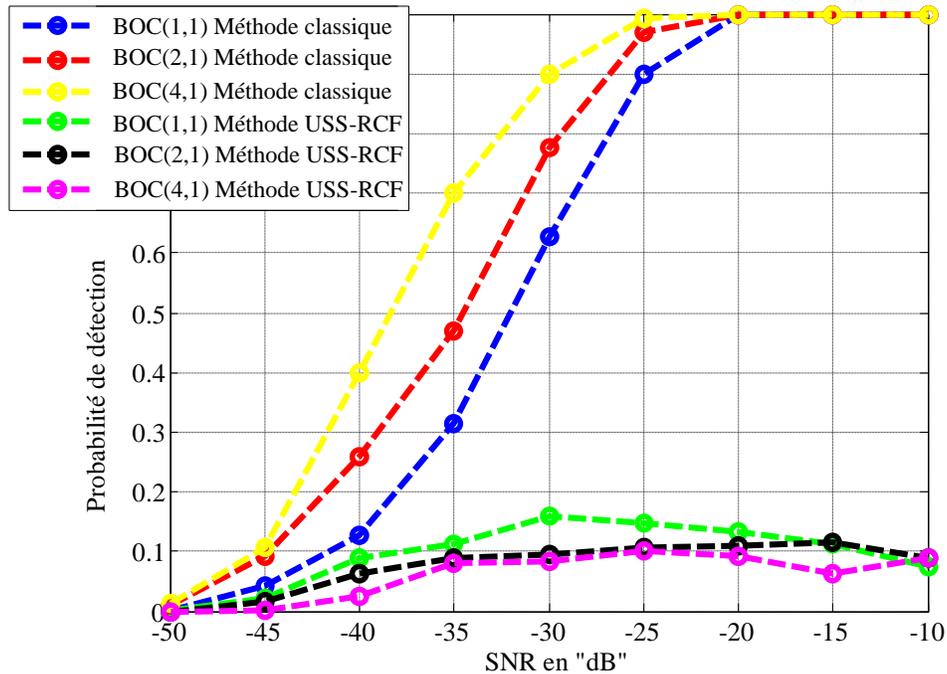


Figure III-5 Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et classique (en présence des MTs) pour les signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)

Comme l'illustre la figure III-5, on constate les mêmes critiques décrit pour les résultats de la figure III.1, sauf que les résultats obtenus en présence des MT présente une ample dégradation des performances. En effet, la réception, en utilisant la méthode USS-RCF, est devenue presque irréalisable en présence des MTs. Ceci bien sûr en comparaison avec le cas de l'absence des MTs. Ceci signifie que la méthode USS-RCF n'est pas applicable pour le cas de la présence des MTs. En effet, la probabilité de détection n'atteint même pas la valeur « 0.5 » pour n'importe quelle valeur du SNR.

III.4.2 2^{ème} Scénario

Ici, les performances sont mesurées en termes du critère de la déviation standard « STD » pour la configuration cohérente en l'absence et en présence du signal MT. Les résultats sont illustrés respectivement dans les figures III-6 et III-7. Deçà, les comparaisons sont réalisées par rapport aux structures de réception classiques. Dans ces deux figures, les STDs sont représentés en fonction du SNR qui varie de -40 dB à -20 dB.

III.4.2.1 1^{er} cas : STD en l'absence des MTs

Dans ce critère, les simulations sont effectuées pour tester l'effet du bruit sur les performances de la méthode USS-RCF pour les trois signaux BOCs(1,1), BOCs(2,1) et BOCs(4,1). Dans ce scénario, la simulation est réalisée sans MT.

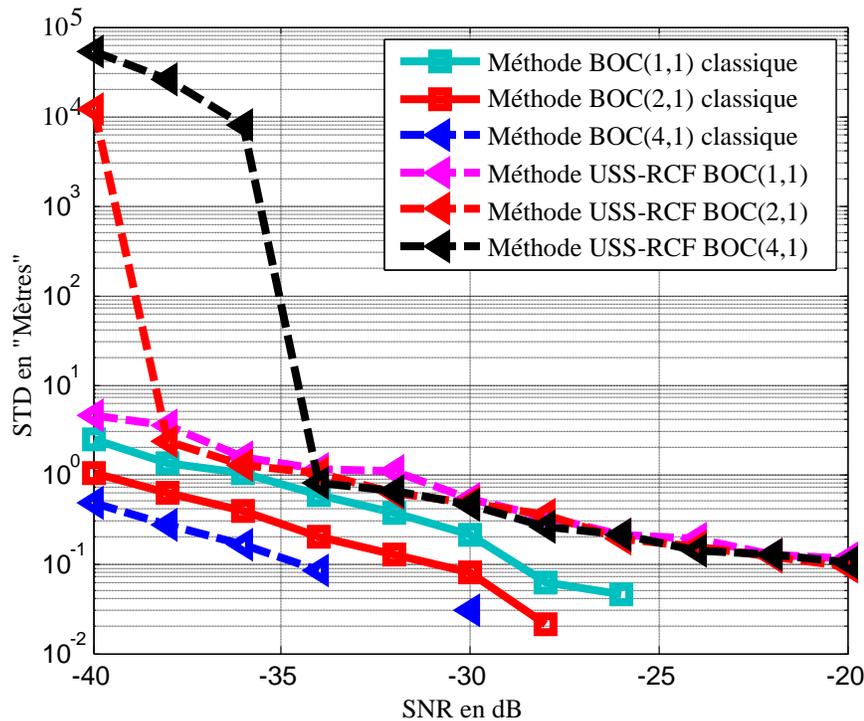


Figure III-6 STD en fonction du SNR (en l'absence du MT) pour les deux réceptions classique et USS-RCF des signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)

Comme l'illustre la Figure III-6, les valeurs de la déviation standard pour les structures de réception classiques : BOCs(1,1), BOCs(2,1) et BOCs(4,1) sont les plus faibles par rapport à celles des structures de réception USS-RCF à travers toute la plage du SNR. En effet, pour une valeur de SNR égale à -40 dB, la valeur de la STD est « 1 » mètre pour la réception classique de signal BOCs(2,1). Tandis qu'elle présente est de 10^4 mètres pour la réception du même signal par la

méthode USS-RCF. De ce fait, on constate que l'augmentation de l'ordre de modulation « N » montre une dégradation des performances pour le cas de la réception par USS-RCF. Cependant, pour le cas de réception classique, le contraire a été constaté.

III.4.2.2 2^{ème} cas : STD en la présence des MTs

Dans la figure III-7, on présente l'effet des MTs sur les performances de la réception classique et la réception par l'USS-RCF, tout en utilisant le même critère de mesure de performances « STD ». De ce fait, on utilise lors de la transmission un signal MT d'amplitude égale à 0.5 et de retard de 0.5 chips pour différentes structures des signaux GNSS. Ici, la phase du MT est égale à 180°.

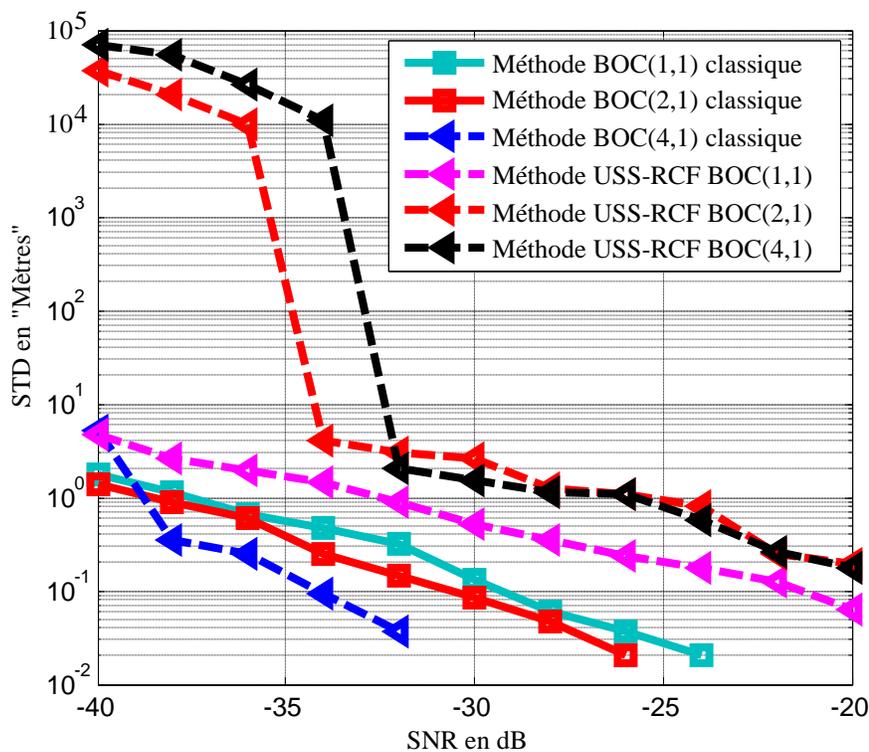


Figure III-7 STD en fonction du SNR (en présence du MT) pour les deux réceptions classique et USS-RCF des signaux BOCsin(1,1), BOCsin(2,1) et BOCsin(4,1)

Comme l'illustre la figure III-7, on constate les mêmes critiques décrites pour les résultats de la figure III-6, sauf que les résultats obtenus en présence du MT présente une dégradation énorme des performances de la technique USS-RCF en les comparants à celles obtenues en l'absence du MT. En effet, la valeur de la STD dépasse 10⁴ mètres pour la même valeur de SNR « -40 dB » et le même type de signal reçu « BOCs(2,1) ».

III.5 Etude Comparative

Dans ce scénario, nous comparons la méthode USS-RCF avec la méthode FACSPC en utilisant le critère de la probabilité de détection et celui de la STD.

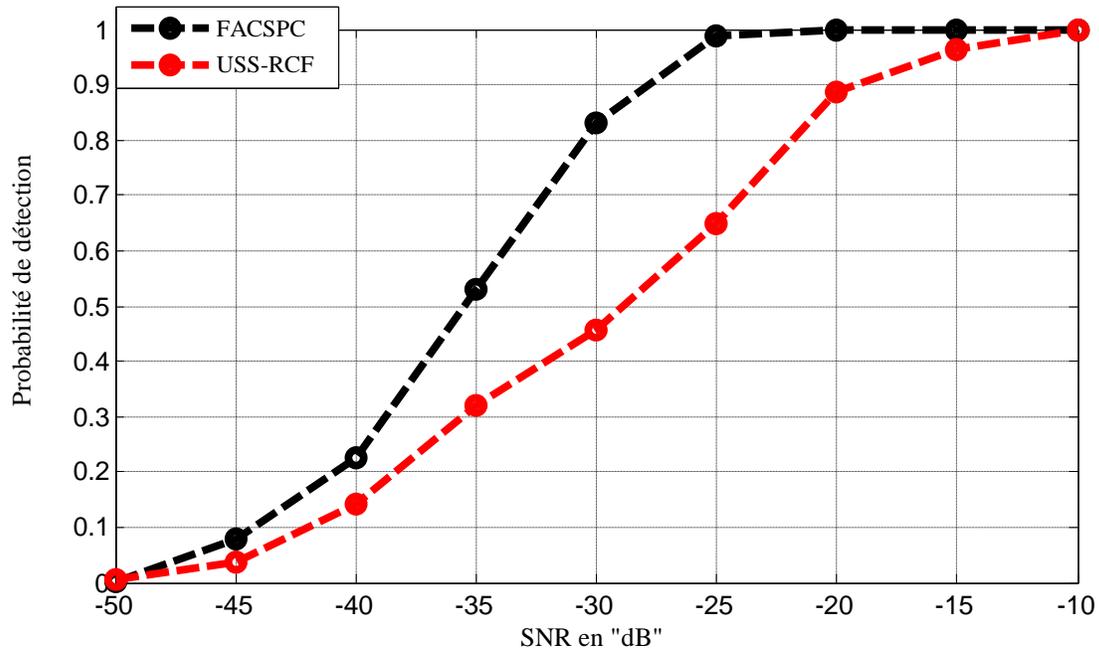


Figure III-8 Probabilité de détection en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et FACSPC

La figure III-8 illustre un test de performances des méthodes en termes de probabilité de détection en fonction du SNR. Quand nous comparons les résultats des deux méthodes, on peut voir que les performances de la méthode FACSPC sont meilleures que celles de l'USS-RCF. Ceci est dû au fait que la méthode USS-RCF est très sensible au bruit.

Un autre cas de simulation a été réalisé avec le critère de la STD. Les performances sont illustrées sur la figure III-9.

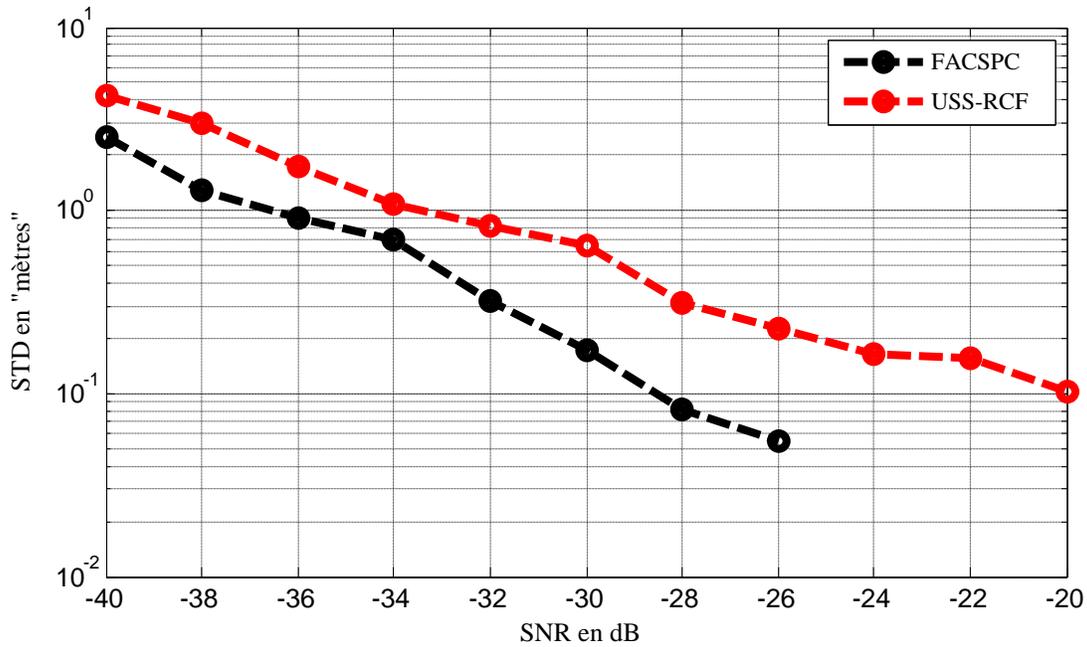


Figure III-9 STD en fonction du SNR des méthodes USS-RCF et FACSPC

D'après cette figure, on observe globalement que la FACSPC présente un résultat nettement meilleur que la méthode USS-RCF. En fait, pour une valeur de SNR égale à -40 dB, la méthode FACSPC présente une valeur de la STD égale à « 3 » mètre.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude des performances pour la méthode proposée dans la référence [1]. En outre, une étude comparative entre cette méthode et les méthodes FACSPC et classique, en utilisant le critère de probabilité de détection et celui de la STD, a été réalisée. D'après les résultats obtenus, Nous pouvons conclure que la méthode USS-RCF est très sensible au bruit et au MT. Les résultats obtenus nous confirment que la méthode USS-RCF développée dans la référence [1] n'est pas applicable pour le cas de la présence du bruit et des signaux MTs.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Comme nous l'avons vu dans ce mémoire de Master, l'ambiguïté de synchronisation des signaux BOC, causée par la présence des pics secondaires au niveau de la FAC, est un problème important pour les applications GNSS modernes. En vue de résoudre ce problème dans les processus d'acquisition et de poursuite des signaux GNSS, nous avons étudié et validé une nouvelle méthode basée sur la génération, au niveau du récepteur, d'une nouvelle forme de reconstruction de la FC. Dans les conditions idéales, l'application de cette technique a eu comme résultat l'obtention d'une FC non ambiguë ayant uniquement un seul pic principal.

Nous avons démontré que la seule raison qui a provoqué la création de cette ambiguïté est la présence des pics secondaires au niveau des FACs des signaux modulés en BOC ce qui a conduit à la génération des erreurs dans le processus de calcul de position.

Pour bien renforcer nos résultats, nous avons présenté, en premier lieu, les signaux GNSS, et en particulier le problème de la forme de leurs FAC qui représente l'élément clé dans le processus d'acquisition. Ensuite, les phénomènes du bruit et des signaux MTs ainsi que leurs effets sur les FCs ambiguës, ont été aussi présentés.

En deuxième lieu, nous avons étudié analytiquement le concept théorique de la méthode USS-RCF, destinée essentiellement à la levée de cette ambiguïté. Après, nous avons montré la procédure d'implémentation de cette dernière par simulation à l'aide du logiciel Matlab. Tous les résultats des FCs ont été validés et ont démontré la consistance de la méthode dans le cas idéal.

En troisième lieu, et pour permettre de situer la méthode USS-RCF par rapport aux méthodes classiques, nous dévoilé et implémenté la méthode FACSPC. Cette dernière a été utilisée pour réaliser une comparaison avec la méthode USS-RCF.

Finalement, nous avons analysé, de manière plus proche de la réalité, les résultats de l'implémentation et de la comparaison des deux méthodes. Par conséquent, nous nous sommes arrivés à conclure que la méthode USS-RCF peut effectivement éliminer les pics secondaires au niveau de la FAC des signaux modulés en BOC. Cependant, elle présente une faible résistance au bruit et aux MTs en comparaison avec les méthodes classique et FACSPC.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] Sun, X., Song, S., Ji, Y., Gan, X., Yan, S., & Jia, X. . An Unambiguous Synchronization Scheme for GNSS BOC Signals Based on Reconstructed Correlation Function. *Sensors*, 21(6), 1982. 2021.
- [2] Feneniche, w. “Amélioration des Performances de Positionnement GNSS par Exploitation de la Sous porteuse des Signaux modulés en BOC.” Mémoire de doctorat, Université Mohammed El-bachir El-Ibrahimi BBA, 2015.
- [3] Heiries, V. Optimisation d'une chaîne de réception pour signaux de radionavigation par satellite à porteuse à double décalage (BOC). 2007. PhD Thesis. PhD thesis.
- [4] Khezzar, Z., Acquisition rapide des signaux GNSS par un récepteur logiciel. Diss. Université de Batna 2, 2011.
- [5] Attia, S., Rouabah, K., Chikouche, D., & Flissi, M. (2014). Side peak cancellation method for sine-BOC (m, n)-modulated GNSS signals. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2014(1), 1-14.
- [6] Roche, S. Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé (Doctoral dissertation, Toulouse, ISAE), 2013.
- [7] Feneniche, w. “Poursuite des signaux satellitaires Galileo-CBOC par GPS-TMBOC.” Mémoire de Master, Université Mohammed El-bachir El-Ibrahimi BBA, 2015.
- [8] Shim, D.S, & Jeon, J.S. An unambiguous delay-and-multiply acquisition scheme for GPS L1C signals. *Sensors* 2018, 18, 1739.
- [9] Feneniche, W.; Rouabah, K.; Flissi, M.; Atia, S.; & Meguellati, S. Unambiguous method for DLL BOC signals tracking. *Int. J. Commun. Syst.* 2020, 33, e4374.
- [10] Sun, X.Y.; Zhou, Q.; Ji, Y.F.; Fu, Q.; Miao, Q.W.; & Wu, S. Y. An Unambiguous Acquisition Algorithm for BOC (n, n) Signal Based on Sub-correlation Combination. *Wirel. Pers. Commun.* 2019, 106, 1–20.