

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE 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

Institut Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Télécommunication

Spécialité : Système des Télécommunications

Par

- Boughazi Cheyma
- Boukaroui Aya

Intitulé

*Analyse d'un algorithme de synchronisation appliqué au signal
MBOC, fondée sur la reconstruction de sa fonction de corrélation*

Soutenu le : 24/06/2026

Devant le Jury composé de :

Nom & Prénom	Grade	Qualité	Etablissement
<i>M. MEZAACHE Salah Eddine</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mme. FENENICHE Wafa</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ATTIA SALIM</i>	<i>Pr</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. FLISSI Mustapha</i>	<i>Pr</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2025/2026

Remerciement

Nous remercions Dieu Tout-Puissant pour les bienfaits dont Il nous a comblés, ainsi que pour la santé et la volonté qu'Il nous a accordées afin de mener à bien ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à Madame FENENICHE Wafa, notre encadreur, pour ses précieuses orientations, son encadrement continu, ainsi que pour sa patience, son attention et son soutien qui nous ont accompagnés tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous exprimons également notre profonde gratitude à Monsieur ATTIA Salim pour son aide et ses précieuses orientations qui nous ont accompagnés tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Enfin, nous tenons à remercier l'ensemble de nos professeurs pour les connaissances, les conseils et les orientations qu'ils nous ont prodigués, ainsi que pour leur patience malgré leurs charges académiques et professionnelles.

Dédicace

À mes chers parents,

Dont les prières m'ouvraient les portes fermées et dont les paroles me donnaient la force lorsque la fatigue me gagnait... À mon père, mon soutien et ma référence, et à ma mère, la lumière qui éclaire mon chemin.

À mes frères et sœurs,

piliers de ma vie et source de ma fierté, Compagnons de route et partenaires de mes ambitions, qui ont toujours été l'épaule sur laquelle je pouvais m'appuyer.

À mes honorables enseignants,

Qui ont éclairé mon parcours par leur savoir et leurs orientations, et qui ont été les meilleurs modèles dans mon cheminement académique.

Je vous dédie le fruit de mes années d'efforts, car cette réussite n'aurait pas été possible sans vous.

Cheyima Boughazi

Dédicace

Je dédie ce modeste travail,

À moi-même, pour ma persévérance, ma patience et tous les efforts consentis tout au long de ce parcours afin d'atteindre cet objectif.

À mes très chers parents,

en témoignage de mon profond amour et de ma sincère gratitude pour leur soutien indéfectible, leurs sacrifices et leurs précieuses prières.

À mes chers frères et sœurs,

pour leur affection, leurs encouragements et leur présence à mes côtés.

À mon encadreur,

mon enseignante, pour leurs conseils, leur accompagnement et les connaissances qu'ils m'ont transmises durant mon parcours universitaire.

À toutes les personnes qui m'ont soutenue de près ou de loin, qu'elles trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.

Aya Boukaroui

Table des matières

<i>Remerciement</i>	ii
<i>Dédicace</i>	iii
<i>Liste des abréviations</i>	viii
<i>Liste des symboles</i>	ix
Introduction général	1
CHAPITRE I : Les Signaux BOC et MBOC	4
I.1 Introduction	4
I.2 Signal GNSS	4
I.3 Les signaux GNSS	6
I.3.1 signal BPSK	7
I.3.1.1 FAC et DSP du signal BPSK	8
I.3.1.2 Limitations du signal BPSK	10
I.3.2 Le Signal BOC	10
I.3.2.1 Contexte d'apparition de la modulation BOC	10
I.3.2.2 Caractéristique du signal BOC	11
I.3.2.3 FAC et DSP des signaux BOC (m, n)	12
I.3.2.4 Problème des pics secondaires	13
I.3.2.6 DSP du Signal BOC	14
I.3 signal MBOC	15
I.4 Implémentations du signal MBOC	16
I.4.1 Implémentation du signal CBOC	16
I.4.2 Implémentation du signal TMBOC	17
I.4 code PRN	18
I.4.1 Utilisation dans les systèmes de navigation	18
I.5 Définition de la DLL	19
I.5.1 Courbes de discrimination	20
I.6 conclusion	21
CHAPITRE II : Synchronisation des signaux MBOC	23
II.1 Introduction	23
II.2 Méthode SCPC	23
II.2.1 Recherche énergétique	26
II.2.2 Etude de performance de SCPC	28

II.2.3 Les limites de la méthode SCPC	29
II.3 Méthode ASPeCT	30
II.3.1 Performances de la méthode ASPeCT	32
II.3.1.1 Bruit thermique	32
II.3.1.2 Multi trajet	32
II.3.2 Conclusions sur la méthode ASPeCT	33
II.4 Méthode TM61	34
II.4.1 Fonction de corrélation TM61/CBOC	35
II.4.2 Etude des performances	36
II.4.2.1 Critères de la moyenne courante	36
II.4.2.2 Critère de la probabilité de détection.	36
II.5 Méthode de l'algorithme de synchronisation	37
II.5.1 Analyse des algorithmes de synchronisation	38
II.5.1.2 Règles de reconstruction des algorithmes proposés	39
II.5.1.3 Analyse de la boucle d'acquisition	41
II.5.1.4 Tracking Loop Analysis	41
II.6 Conclusion	42
CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs	44
III.1 Introduction	44
III.2 FC et FD non ambiguë reconstituer de la référence [8]	44
III.3 Résultats obtenus par les auteurs de l'article [8]	49
III.3.1 Performances par le critère de l'enveloppe d'erreur et la moyenne courante	49
III.3.2 Performances par le critère de la probabilité de détection	52
III.4 Résultats des performances qui devraient être obtenus	54
III.4.1 Performances par le critère de l'enveloppe d'erreur et la moyenne courante	54
III.4.2 Performances par le critère de la probabilité de détection	56
III.4.3 Performances par le critère de la variance	58
III.4.4 Résultats de l'RMSE des MTs	59
III.5 Etude comparative	61
III.5.1 Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur	61
III.5.2 Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur	63
III.5.3 Résultats de performance par le critère de l'RMSE	64
III.6 Conclusion	65
Conclusion Générale	66
<i>Bibliographie</i>	67

Table des figures

CHAPITRE I Les Signaux BOC et MBOC

Figure I-1 Principe de trilatération dans le positionnement GNSS [9].	6
Figure I-2 Signal BPSK avec le code C/A [11].	8
Figure I-3 FAC du signal BPSK (C/A) [13].	9
Figure I-4 DSP du signal BPSK (C/A) [13].	9
Figure I-5 Formes d'ondes BOCs(1,1), BOCc(1,1), BOCs(15,10) et BOCc(15,10) plus le code d'étalement [13].	12
Figure I-6 FACs des signaux BOC (kn, n) [13].	13
Figure I-7 DSPs des signaux BOC (kn, n) [10].	14
Figure I-8 Fonctions d'autocorrélation normalisées calculées sur une largeur de bande de ± 5 MHz [17].	17
Figure I-9 Fonction d'autocorrélation du code PRN [21].	18
Figure I-10 Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite de code de base [16].	19
Figure I-11 Schéma fonctionnel d'une DLL avec six corrélateurs [16].	20
Figure I-12 Comparaison entre les réponses des discriminateurs de DLL courants [16].	21

CHAPITRE II Synchronisation des signaux MBOC

Figure II-1 Principe de l'annulation de la phase de la sous-porteuse [25].	24
Figure II-2 Fonctions de corrélation du code BOC(10,5) reçu avec la composante de sous-porteuse en phase et en quadrature [24].	26
Figure II-3 : P_d pour un signal BOC(10,5) en utilisant la technique SCPC [25].	27
Figure II-4 : P_d pour les signaux BOC(10,5) et BOC(14,2) en utilisant la technique SCPC [25].	28
Figure II-5 : P_d des trois techniques BPSK-like, VE2+P2 et SCPC pour un signal BOC(10,5) [25].	28
Figure II-6 Tacq des trois techniques BPSK-like, VE2+P2 et SCPC pour un signal BOC(10,5) [25].	29
Figure II-7 Fonctions de corrélation normalisées au carré du signal sine-BOC (n,n)/sine-BOC(n,n) et du signal sine-BOC(n,n)/PRN, ainsi que la fonction de corrélation modifiée par ASPeCT sans filtrage en bande de base (front-end filter) [24].	31
Figure II-8 Architecture DLL basée sur ASPeCT [24].	31
Figure II-9 Écart-type de l'erreur de poursuite du code selon le rapport $C/N_0/N_{0C}/N_0$ pour les méthodes sine-BOC et ASPeCT, avec un espacement early-late de 0,2 chip et un temps d'intégration de 1 ms [24].	32
Figure II-10 Enveloppe d'erreur de multi trajet pour la poursuite de code des méthodes sine-BOC(1,1), BPSK(1) et ASPeCT ($\alpha=1$ et $\alpha=1.4$), avec un espacement early-late de 0,2 chip et un filtre frontal de 6 MHz [24].	33
Figure II-11 Forme temporelle du signal TM61.	34
Figure III.12 FACs du signal TM61 pour les différentes valeurs de α et de BOC(1,1).	35
Figure Style de titre non numéroté-3 Figure III.12 Comparaison des erreurs moyenne courante en fonction du retard du MT de BOC(1,1), TMBOC et CBOC avec la méthode TM61 pour trois valeurs de α (0, 0.5, 1).	36
Figure III.13 Probabilité de fausse détection en fonction du SNR pour les signaux BOC (n,n), CBOC, TMBOC et la méthode TM61 pour trois valeurs de α (0, 0.5, 1) « Configuration cohérente ».	37
Figure II-14 Fonction d'autocorrélation [8].	39
Figure II-15 Diagramme fonctionnel de l'acquisition [8].	41
Figure II-16 Diagramme de blocs de la boucle de poursuite [8].	42

CHAPITRE III : Résultats des Simulations Et Comparaison entre certains méthodes

Figure III-1 Processus de reconstruction du signal MBOC selon l'algorithme proposé. (a) Fonctions de corrélation classique et d'intercorrélation FACclassique, FICMBOCBOC et FICMBOCPRN; (b) fonctions de corrélation partielles R1, R2, R3, R4 et la fonction finale .reconstruite Rnew	45
--	----

Figure III-2 : Comparaison des FCs entre la méthode classique et la nouvelle méthode pour le signal MBOC.....	46
Figure III-3 Comparaison des FD entre la méthode classique et la nouvelle méthode pour le signal MBOC.....	48
Figure III.4 Enveloppes d'erreur en fonction du retard du MTs pour la réception classique de (résultat de l'article) signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]	50
Figure III.5 Erreurs du moyennes courants en fonction du retard du MTs pour la réception résultat de) classique de signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8] (l'article.....	51
Figure III-6 Probabilité de détection en fonction du SNR pour la réception classique de signal (résultat de l'article) CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]	53
Figure III-7 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception (cas corriger) classique de signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8] ..	54
Figure III.8 Erreurs du moyennes courants en fonction du retard du MTs pour la réception (cas corriger) classique de signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8] ..	55
Figure III.9 Probabilité de détection en fonction du SNR en « dB » pour la réception (cas corriger) classique de signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8] ..	57
Figure III.10 Variances en fonction du SNR en « dB » pour la réception classique de signal (cas corriger) CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]	58
Figure III.11 RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique de signal - (cas corriger) pour un SNR égal à CBOC et la réception par la méthode de la référence [8] dB 30.....	60
Figure III.12 Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception ($\alpha=0.5$) (cas corriger) et de la méthode TM61 classique, de la méthode de la référence [8] pour le signal CBOC.....	62
Figure. III.13 Erreurs du moyenne courantes de la réception classique, de la méthode de la ($\alpha=0.5$) pour le signal CBOC (cas corriger) et de la méthode TM61 référence [8]	63
Figure.III.14 Comparaison du RMSE de la méthode de la référence [8] ($\alpha=0.5$) (cas corriger) avec ceux des méthodes classique et TM61	64

Liste des tableaux

Tableau. III. 1 Conditions de simulation du premier scénario.....	46
Tableau. III.2 Conditions de simulation du deuxième scénario.....	56

Liste des abréviations

GNSS	Global Navigation Satellite System
BOC	Binary Offset Carrier
MBOC	Multiplexed Binary Offset Carrier
CBOC	Composite Binary Offset Carrier
CDMA	Code Division Multiple Access
TMBOC	Time-Multiplexed Binary Offset Carrier
DLL	Delay Locked Loop
NRZ	Non-Return-to-Zero
FAC	Fonction d'auto-correlation
FC	Fonction de corrélation
FD	Fonction du discriminateur
FIC	Fonction d'intercorrélation
NRZ	Non-Return-to-Zero
MT	Multi-Trajets
DSP	Densité Spectrale de Puissance
BPSK	Binary Phase Shift Keying
Pd	Probabilité de détection
SCPC	Sub Carrier Phase Cancellation
NCO	Numerically Controlled Oscillator
BJ	Bump-Jumping

Liste des symboles

(x_i, y_i, z_i)	Position du satellite i .
(x, y, z)	Position inconnue du récepteur
Δt	Erreur de synchronisation inconnue.
d_i	Représente la distance
c	Vitesse de la lumière
$\Delta \tau$	Temps de propagation du signal.
a_k	Amplitudes du code d'étalement modulé par le signal de données (de valeurs +1 ou -1)
C_{T_s}	Sous-porteuse carrée de période $2T_s$
μ_{MT_s}	Impulsion rectangulaire
θ et t_0	Décalages arbitraires de phase et de temps
$G_{BOC(n,n)}(f)$	Densité spectrale du signal BOC d'ordre bas
$G_{BOC(m,n)}(f)$	Densité spectrale du signal BOC d'ordre élevé
$(1-\rho)$ et ρ	Proportions respectives des deux composantes
r_I	Signal de la sous-porteuse en phase
r_Q	Signal de la sous-porteuse en quadrature
P_{fa}	Probabilité de fausse alarme
N_t	La taille de la région d'incertitude
T_P	Temps d'intégration cohérente
N_{nc}	Nombre d'intégrations non cohérentes
k_p	Facteur de pénalité

Résumé

Cette mémoire vise à traiter le problème d'ambiguïté de synchronisation résultant de la nature multi-pics de la fonction d'autocorrélation des signaux MBOC dans les systèmes mondiaux de navigation par satellite (GNSS). Dans ce travail, l'accent a été mis sur l'étude et l'évaluation d'un algorithme récent de reconstruction de la fonction de corrélation, basé sur la génération de trois signaux auxiliaires locaux (les codes pseudo-aléatoires PRN, les signaux BOC(1,1) et les signaux MBOC) et leur combinaison avec le signal reçu selon des règles de composition mathématiques spécifiques afin d'éliminer les pics secondaires et de réaliser une synchronisation non ambiguë.

La partie simulation et analyse numérique a été consacrée à l'évaluation des performances de cet algorithme en comparaison avec les techniques traditionnelles telles que la technique ASPeCT. Les résultats ont montré la capacité théorique de l'algorithme à supprimer les pics secondaires et à améliorer la courbe discriminante de phase. Cependant, l'étude critique a révélé les limites de l'algorithme ainsi que certains défauts (caractérisés par l'absence totale de bruit et du phénomène de multi-trajets), ce qui ouvre de nouvelles perspectives de recherche pour son développement et son adaptation afin de le rendre applicable dans des conditions réelles.

ملخص

تهدف هذه المذكرة إلى معالجة مشكلة غموض المزامنة الناتجة عن الطبيعة المتعددة القمم لدالة الترابط الذاتي لإشارات الـ MBOC في أنظمة الملاحة العالمية عبر الأقمار الصناعية (GNSS). تم التركيز في هذا العمل على دراسة وتقييم خوارزمية حديثة لإعادة بناء دالة الترابط، تعتمد على توليد ثلاثة إشارات مساعدة محلية (الأكواد شبه العشوائية PRN، وإشارات BOC(1,1)، وإشارات MBOC) وربطها بالإشارة المستقبلية وفق قواعد تركيب رياضية محددة لإلغاء القمم الجانبية وتحقيق مزامنة غير غامضة.

خُصص شق المحاكاة والتحليل العددي لتقييم أداء هذه الخوارزمية مقارنة بالتقنيات التقليدية مثل تقنية ASPeCT. وأظهرت النتائج قدرة الخوارزمية نظرياً على كبت القمم الجانبية وتحسين منحني تمييز الطور، إلا أن الدراسة النقدية كشفت عن محدودية الخوارزمية وبعض العيوب (تتميز بالغياب التام للضجيج وظاهرة تعدد المسارات)، مما يفتح آفاقاً بحثية جديدة لتطويرها وتعديلها لتصبح قابلة للتطبيق الفعلي.

Abstract

This dissertation aims to address the synchronization ambiguity problem resulting from the multi-peak nature of the autocorrelation function of MBOC signals in Global Navigation Satellite Systems (GNSS). The work focuses on the study and evaluation of a recent correlation function reconstruction algorithm based on the generation of three local auxiliary signals (Pseudo Random Noise (PRN) codes, BOC(1,1) signals, and MBOC signals) and their combination with the received signal according to specific mathematical reconstruction rules in order to eliminate side peaks and achieve unambiguous synchronization.

The simulation and numerical analysis part was devoted to evaluating the performance of this algorithm in comparison with conventional techniques such as the ASPeCT technique. The results demonstrated the theoretical capability of the algorithm to suppress side peaks and improve the phase discriminator curve. However, the critical study revealed certain limitations and drawbacks of the algorithm (characterized by the complete absence of noise and multipath phenomena), which opens new research perspectives for its improvement and adaptation in order to make it applicable under real operating conditions.

Introduction général

Introduction général

La modulation MBOC (Multiplexed Binary Offset Carrier) est une norme de modulation récente proposée conjointement par l'Europe et les États-Unis pour les systèmes GNSS (Global Navigation Satellite System) modernes. Définie dans le domaine fréquentiel, elle peut être implémentée de différentes manières dans le domaine temporel. Les principales variantes sont le QMBOC utilisé dans BeiDou B1C, le TMBOC (Time-Multiplexed Binary Offset Carrier) utilisé dans GPS L1C et le CBOC (Composite Binary Offset Carrier) adopté par Galileo E1[1,2].

Par rapport à la modulation BOC (Binary Offset Carrier) conventionnelle, le signal MBOC possède davantage de composantes fréquentielles élevées, une bande passante de Gabor plus importante et des pics principaux de corrélation plus étroits. Ces caractéristiques lui confèrent une meilleure précision de poursuite du code ainsi qu'une plus grande résistance aux trajets multiples (MT)[3,4].

Toutefois, la modulation par sous-porteuse carrée introduit plusieurs pics secondaires dans la fonction d'autocorrélation (FAC), ce qui peut conduire le récepteur à se verrouiller sur un pic secondaire au lieu du pic principal. Ce phénomène engendre des ambiguïtés de synchronisation et peut provoquer des erreurs d'acquisition et de suivi du signal.

Afin de résoudre ce problème, de nombreuses méthodes de synchronisation non ambiguë ont été développées. Ces approches se répartissent principalement en deux catégories :

1. Les méthodes de dégradation du signal, qui transforment le signal BOC ou MBOC en un signal de type BPSK (Binary Phase Shift Keying) plus facile à traiter. La famille de tels algorithmes appelés « BPSK-Like », notamment les traitements à bande latérale simple et double, permet de supprimer les ambiguïtés mais présente plusieurs inconvénients : pertes d'énergie, augmentation de la complexité de réception, élargissement du pic de corrélation et diminution de la précision du suivi[5,6].
2. Les méthodes basées sur des codes auxiliaires locaux, qui génèrent plusieurs fonctions de corrélation (FC) à l'aide de codes spécifiques (codes pseudo-aléatoires (PRN pour pseudo random noise en anglais), signaux BOC ou codes particuliers), puis reconstruisent une nouvelle FC dépourvue de pics secondaires. Bien que ces techniques améliorent les performances de synchronisation, elles souffrent souvent

d'une forte complexité de calcul, d'une difficulté de génération des codes auxiliaires et d'une applicabilité limitée à certaines variantes du signal MBOC, telles que le CBOC ou le TMBOC[7].

Face à ces limitations, les auteurs proposent dans la référence [8] un nouvel algorithme de synchronisation non ambiguë pour les signaux MBOC. La méthode consiste à corrélérer le signal reçu avec trois signaux locaux différents : un code PRN, un signal BOC(1,1) et un signal MBOC. En exploitant les propriétés des FC obtenues, des règles de reconstruction sont élaborées afin de produire une FC finale exempte de pics secondaires.

Une étude approfondie de cette technique a tout d'abord été réalisée. La validation des résultats rapportés dans la littérature a permis de confirmer leur pertinence dans un milieu idéal exempt de bruit et de trajets multiples en éliminant efficacement les ambiguïtés de synchronisation tout en conservant un pic principal étroit. Toutefois, l'analyse de ses performances dans des conditions de propagation plus réalistes a révélé certaines limitations majeures. Les résultats obtenus montrent notamment une sensibilité accrue aux effets du bruit et des MT, entraînant une dégradation significative des performances de synchronisation et de poursuite. La structure de ce mémoire est organisée en trois chapitres principaux :

- Chapitre 1 : consacré à la présentation des concepts fondamentaux et des définitions théoriques des signaux de navigation ainsi que de la modulation MBOC.
- Chapitre 2 (État de l'art) : dédié à la revue de la littérature et des travaux antérieurs, au principe de fonctionnement des algorithmes existants, ainsi qu'à la présentation de l'algorithme proposé.
- Chapitre 3 : centré sur l'analyse et la discussion des résultats de simulation ainsi que sur la validation des performances de l'algorithme proposé.

CHAPITRE I

Les Signaux BOC et MBOC

CHAPITRE I : Les Signaux BOC et MBOC

I.1 Introduction

Les systèmes mondiaux de navigation par satellites GNSS, jouent un rôle essentiel dans la détermination précise de la position, de la vitesse et du temps de tout objet ou utilisateur à la surface de la Terre. Parmi les systèmes les plus connus figurent le GPS (américain), le GLONASS (russe), le Galileo (européen) et le BeiDou (chinois).

Chacun de ces systèmes repose sur une constellation composée de plusieurs satellites (généralement plus d'une vingtaine) qui sont en liaison avec des stations de contrôle au sol. Ces stations jouent un rôle fondamental dans la surveillance, le contrôle et la mise à jour des paramètres des satellites afin de garantir la précision et la fiabilité du positionnement.

Chaque satellite transmet en permanence des signaux vers les récepteurs GNSS situés au sol ou embarqués sur différentes plateformes. Ces récepteurs traitent les signaux reçus afin d'estimer les trois paramètres principaux : la position, la vitesse et le temps.

Cette chaîne de communication entre le satellite émetteur et le récepteur GNSS repose sur la technique d'accès multiple CDMA (Code Division Multiple Access). Initialement, la modulation BPSK était largement utilisée. Cependant, elle a progressivement été remplacée par d'autres techniques de modulation visant à améliorer les performances des systèmes GNSS.

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la modulation MBOC, qui permet d'obtenir une meilleure précision de suivi ainsi qu'une meilleure résistance aux effets de MTs. Néanmoins, cette modulation peut engendrer un problème d'ambiguïté de synchronisation en raison de la présence de plusieurs pics dans la FAC.

Ainsi, ce chapitre présente les bases théoriques des signaux MBOC, le problème d'ambiguïté de synchronisation qui leur est associé, ainsi que certaines solutions proposées dans la littérature pour y remédier.

I.2 Signal GNSS

Le système GNSS est utilisé dans les téléphones intelligents, l'agriculture de précision, les prospections minières, ainsi que dans la navigation maritime, aérienne et terrestre. Le principe du positionnement utilisé est celui de la trilatération qui consiste à déterminer la position d'un point inconnu en utilisant les distances à plusieurs points de référence connus.

- Les points de référence sont les satellites (dont la position est connue avec précision).
- Le récepteur mesure la distance du point (récepteur) à ces satellites.

La détermination de la position repose sur la réception des signaux d'au moins quatre satellites GNSS, ce qui constitue la base mathématique pour résoudre un problème simple de positionnement en espace tridimensionnel, y compris le décalage de l'horloge du récepteur, comme le montre la figure I.1[9].

En fait, comme montré sur cette figure, chaque distance définit une sphère centrée sur un satellite et l'intersection des sphères permet de déterminer la position. La modélisation mathématique pour le calcul de la position est donc caractérisée par un système de quatre équations à 4 inconnus où chaque satellite i fournit une équation donnée par :

$$\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} + c\Delta t = d_i ; (i = 1, 2, 3, 4) \quad \text{I.1}$$

Où :

(x_i, y_i, z_i) : position du satellite i .

(x, y, z) : position inconnue du récepteur

Δt : Erreur de synchronisation inconnue.

d_i Représente la distance entre le récepteur et le satellite i (pseudo distance) donné par :

$$d_i = c \cdot \Delta \tau \quad \text{I.2}$$

Où c : vitesse de la lumière et $\Delta \tau$ le temps de propagation du signal (temps mis par le signal pour arriver à partir du satellite au récepteur)

L'intersection de trois satellites donne une position approximative (deux solutions possibles) ; le quatrième satellite permet de corriger l'erreur d'horloge du récepteur en éliminant l'erreur de synchronisation Δt et de déterminer ainsi la position précise du récepteur (solution unique).

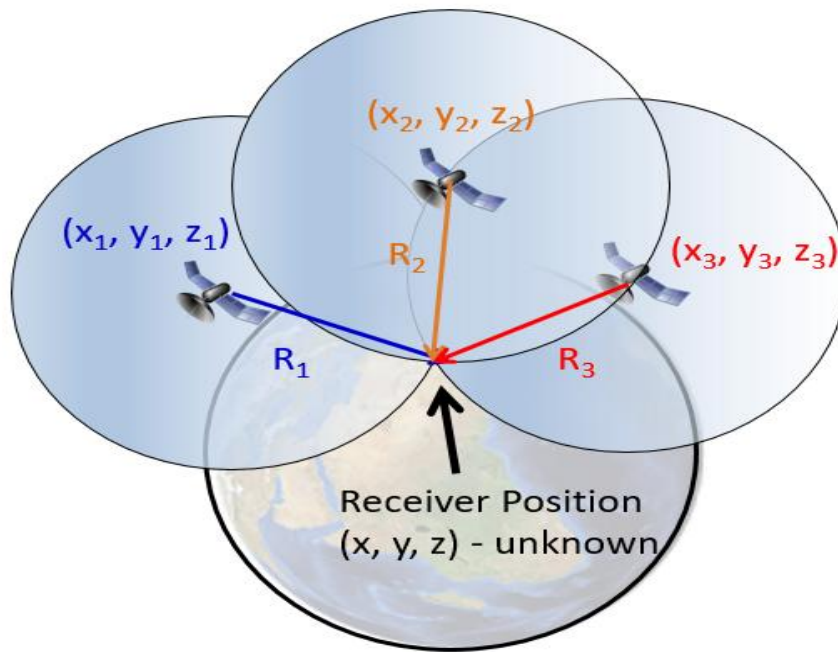


Figure I-1 Principe de trilatération dans le positionnement GNSS [9].

I.3 Les signaux GNSS

Un signal GNSS est typiquement composé de trois éléments principaux :

- a- La porteuse : signal sinusoïdale de haute fréquence en bande L qui sert comme support de transmission permettant la mesure précise de la phase ; comme exemple on peut citer :
 - GPS L1 : 1575,42 MHz
 - GPS L2 : 1227,60 MHz
- b- Code PRN : séquence binaire spécifique à chaque satellite caractérisé par une excellente auto-corrélation et une faible inter-corrélation entre satellites. Il permet d'un côté l'identification du satellite, compte tenu du principe de la technique d'accès multiple Code Division Multiple Access « CDMA », et d'un autre côté de mesurer le temps de propagation $\Delta\tau$.
- c- Message de navigation (données) : Contient des informations essentielles au positionnement :
 - Éphémérides (position du satellite)
 - Horloge du satellite
 - Paramètres ionosphériques

I.3.1 signal BPSK

Le signal BPSK constitue la forme la plus classique des signaux utilisés dans les systèmes GNSS, notamment pour le signal GPS L1 C/A qui, à la sortie du satellite utilise la CDMA combinant la porteuse $\cos(2\pi f_{L1}t)$, le code PRN $c(t)$ et le message de navigation $d(t)$ dans une structure adaptée à la mesure de distance. Celui-ci peut être modélisé par :

$$S_{BPSK}(t) = c(t).d(t).\cos(2\pi f_{L1}t) \quad \text{I.3}$$

Les séquences binaires du code civil C/A sont représentées sous forme Non-retour à zéro (NRZ) causant un déphasage de 180° de la porteuse subit à chaque inversion de polarité du chip. Les différentes formes d'ondes du signal BPSK sont illustrées dans la figure I.2. La séquence de code PRN (C/A) peut être donnée sous sa forme générale par [10] :

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \mu_{C/A}(t - kT_c) \quad \text{I.4}$$

Où, a_k sont les valeurs équiprobables des chips de code C/A choisies aléatoirement parmi l'ensemble binaire $[+1, -1]$, T_c représente la durée du chip de code et $\mu_{C/A}(t)$ est l'onde de modulation donnée par :

$$\mu_{C/A}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_c}}, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{I.5}$$

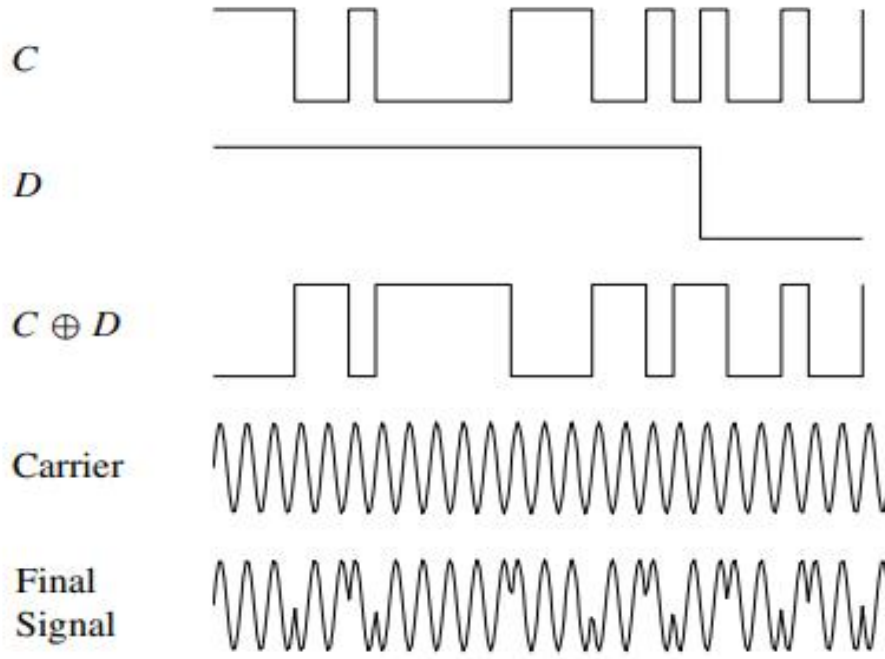


Figure I-2 Signal BPSK avec le code C/A [11].

I.3.1.1 FAC et DSP du signal BPSK

En raison des propriétés des codes PRN utilisés dans le système GPS, la FAC du signal, illustrée à la figure I.3, peut être approximée par un triangle isocèle. La base de ce triangle est égale à deux fois la durée du chip de code ($2T_c$), tandis que son pic correspond à l'alignement parfait entre le code reçu et le code généré localement au niveau du récepteur. En dehors de l'intervalle $[-T_c, +T_c]$, la valeur de la FAC est pratiquement nulle. Ainsi, cette FAC peut être modélisée par l'expression suivante [12] :

$$R_{BPSK}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{T_c}, & \tau \leq T_c \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{I.6}$$

Ainsi, la DSP $G_{BPSK}(f)$ du signal BPSK est déterminée en appliquant la transformée de Fourier à la FAC, puis en effectuant une translation de cette dernière vers la fréquence porteuse.

$$G_{BPSK}(f) = A^2 T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \quad \text{I.7}$$

Où $\text{sinc}(f)$ est la fonction sinus cardinal. La forme générale de la FAC et de la densité spectrale de puissance (DSP) d'un signal BPSK pour le code C/A sont respectivement données sur les figures I.3 et I.4.

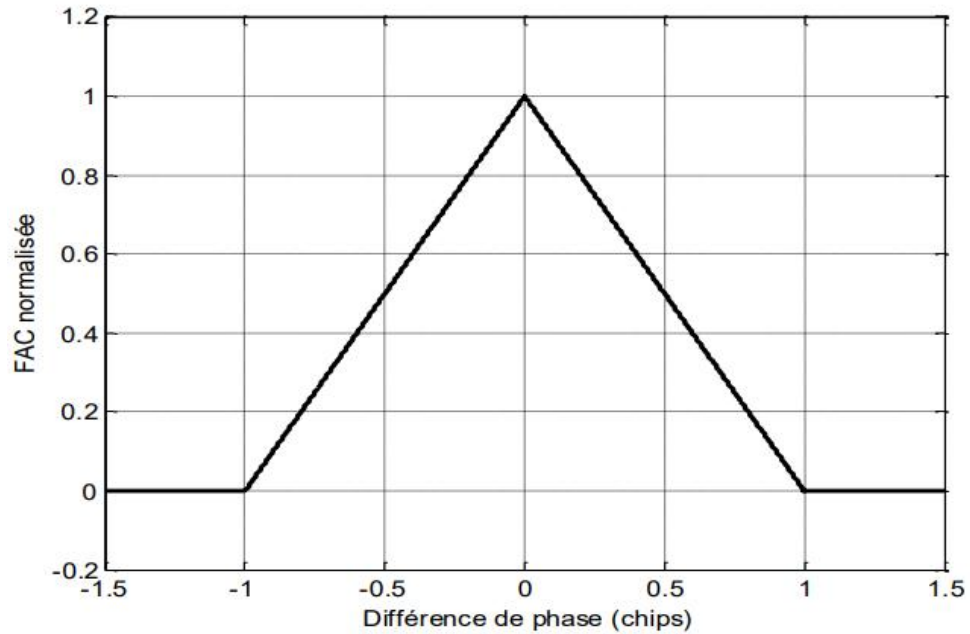


Figure I-3 FAC du signal BPSK (C/A)[13].

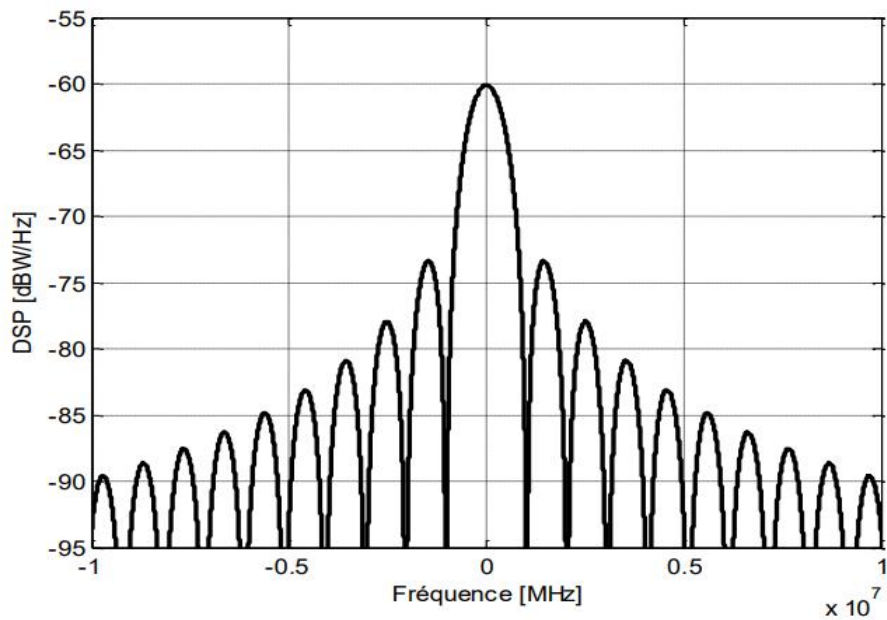


Figure I-4 DSP du signal BPSK (C/A)[13].

I.3.1.2 Limitations du signal BPSK

Au fait le signal BPSK, face aux exigences actuelles de précision et de robustesse, présente plusieurs limitations importantes, dont les plus pénalisantes sont :

1. Les pentes relativement faibles autour du maximum de la FAC entraînent un pic de corrélation large, ce qui limite la précision dans l'estimation du temps de retard du signal ; cela se traduit par une erreur plus élevée dans le positionnement.
2. Contrairement aux modulations modernes, les signaux BPSK :
 - Occupent le spectre de manière moins efficace, en raison d'un chevauchement plus important entre signaux, ce qui engendre des difficultés de coexistence avec d'autres systèmes GNSS (interférences inter-systèmes) ;
 - Présentent une absence de flexibilité spectrale, puisqu'ils ne permettent pas de déplacer l'énergie hors de la porteuse, limitant ainsi le compromis entre précision et robustesse.
3. Les signaux BPSK sont fortement affectés par les MT. En effet, la largeur importante du pic de corrélation rend difficile la distinction entre les différents trajets, ce qui introduit un biais dans la mesure de distance. Ce phénomène peut entraîner une dégradation significative des performances, notamment en milieu urbain où les MT sont prédominantes.

I.3.2 Le Signal BOC

I.3.2.1 Contexte d'apparition de la modulation BOC

Comme on vient de voir, les premières générations de GNSS utilisaient principalement des signaux de type BPSK. Avec le temps la bande radio allouée aux GNSS est devenue très encombrée et plusieurs systèmes nouveaux ont vu le jour (GPS, Galiléo, GLONASS, BeiDou...) et qui devaient coexister sans interférences majeurs. D'un autre côté les exigences modernes des différentes applications (civiles, militaires, navigations maritime et aérienne) ont imposées une meilleure précision de positionnement. Compte tenu de ses limitations, la modulation BPSK ne pouvait plus s'adapter à de tels développements, la nécessité de nouvelles modulations plus adéquates est devenue une exigence très sollicitée pour mieux séparer les signaux en fréquence, limiter les interférences mutuelles et améliorer les

performances des systèmes GNSS en termes de précision. La première solution introduite pour répondre simultanément à ces contraintes et la modulation BOC .

I.3.2.2 Caractéristique du signal BOC

Le signal BOC, dans sa forme idéale, est obtenu en modulant une séquence de code PRN par une sous-porteuse carrée. L'expression de l'enveloppe complexe du signal BOC (sans porteuse) est donnée par :

$$S_{BOC(m,n)}(t) = e^{-i\theta} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \mu_{MT_s}(t - knT_s - t_0) C_{T_s}(t - t_0) \quad I.8$$

Où :

a_k : Amplitudes du code d'étalement modulé par le signal de données (de valeurs +1 ou -1)

$C_{T_s}(t)$: sous-porteuse carrée de période $2T_s$

$\mu_{MT_s}(t)$: impulsion rectangulaire représentant un chip du code PRN de durée MT_s

θ et t_0 : décalages arbitraires de phase et de temps, respectivement.

La modulation BOC (m, n) est caractérisée par deux paramètres m et n liés à la fréquence de référence 1,023MHz :

$$m = f_s / 1,023 \text{ MHz et } n = f_c / 1,023 \text{ MHz}$$

$f_s = 1/2T_s$, est la fréquence de la sous-porteuse.

$f_c = 1/MT_s = 1/T_c$, est le taux de transmission du code PRN.

Et $M=2m/n$, est un entier positif appelé ordre de la modulation.

Selon la phase de la sous-porteuse, il existe deux types de modulation BOC : SinBOC (BOCs) et CosBOC (BOCc). Ces deux versions se distinguent par la forme de la sous-porteuse utilisée, comme illustré dans la figure I.5.

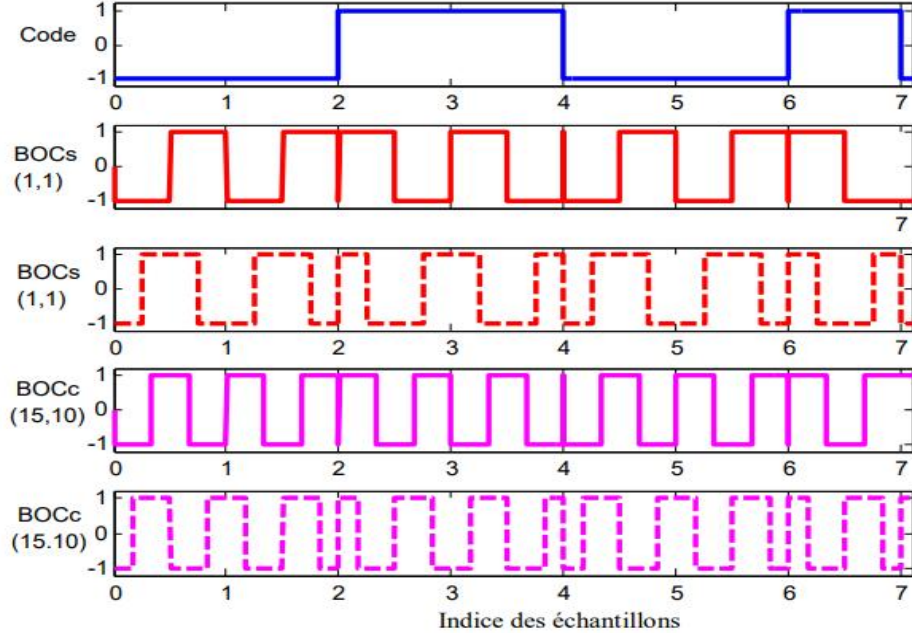


Figure I-5 Formes d'ondes $BOCs(1,1)$, $BOCc(1,1)$, $BOCs(15,10)$ et $BOCc(15,10)$ plus le code d'étalement[13].

I.3.2.3 FAC et DSP des signaux BOC (m, n)

La forme de la FAC des signaux BOC (m, n) dépend en particulier des paramètres de la sous porteuse comme le rapport $M=2m/n$ et la durée de la demi-période T_s de la sous-porteuse comme l'indique cette expression [14] [15] :

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{j-1} \left[\frac{j+(M-j)(2j-1)}{M} + \frac{-1-2(M-j)}{M} \frac{\tau}{T_s} \right], & \text{pour } 0 \leq \tau \leq T_x \\ (-1)^j \left[\frac{(M+j-1)(1-2j)+(1-j)}{M} + \frac{2(M+j-1)+1}{M} \frac{\tau}{T_s} \right], & \text{pour } T_x \leq \tau \leq 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad I.9$$

Avec : $j = \left\lceil \tau/T_s \right\rceil$.

$\lceil \cdot \rceil$ Représente l'opérateur de plafond, et τ exprime le changement du retard du code généré localement.

La figure I.6 présente la FAC normalisée d'un signal BOC (kn, n) idéal, où k est un entier, pour différentes valeurs de k. On remarque, d'après cette même figure que La FAC d'ordre M d'un signal BOC (kn, n) se caractérise par la présence d'un pic central principal, entouré de (M-1) paires de pics latéraux symétriques, alternant entre valeurs positives et négatives. En comparant avec la FAC du signal BPSK on constate que le pic central de la FAC du signal BOC est plus pointu que celui de la FAC du signal BPSK et l'ouverture de ce

pic et de plus en plus réduite lorsque M augmente. Par conséquent, on peut constater immédiatement le premier avantage de la modulation BOC relativement à la BPSK qui réside dans sa supériorité en termes de précision dans estimation du retard et de résistance aux interférences et au MT (robustesse).

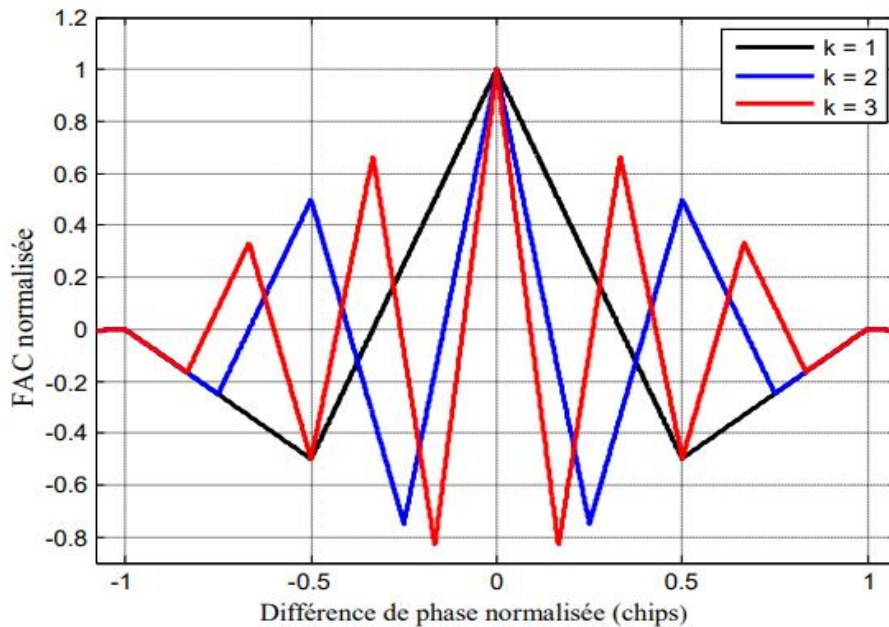


Figure I-6 FACs des signaux BOC (kn, n) [13].

I.3.2.4 Problème des pics secondaires

Cependant, comme illustré à la figure I.6, par exemple dans le cas du signal BOC(2,1) ($k = 2$), les signaux de type BOC présentent une FAC caractérisée par la présence de plusieurs pics secondaires autour du pic principal [16]. Cette particularité se reflète directement sur la courbe de discrimination, qui peut alors présenter plusieurs points d'annulation (zéros).

Ces points supplémentaires peuvent être interprétés à tort comme des positions de synchronisation valides par la DLL, ce qui peut conduire à un phénomène de faux verrouillage. Dans ce cas, la boucle se stabilise sur un pic secondaire au lieu du pic principal, entraînant une erreur de suivi et par conséquent une dégradation des performances du système de positionnement.

Ainsi, bien que les signaux BOC offrent une meilleure précision grâce à une pente de discrimination plus élevée, ils nécessitent des techniques de traitement avancées afin d'éviter les effets indésirables liés aux pics secondaires.

I.3.2.6 DSP du Signal BOC

La DSP des signaux BOC(m,n) est obtenue en déterminant la transformée de Fourier de la FAC de ces signaux. La forme de cette DSP dépend également des paramètres de la sous-porteuse, tels que mentionnés précédemment et décrits dans la référence [10].

$$G_{BOC(m,n)}(f) = \begin{cases} f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{M\pi f}{2f_s}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2, & \text{pour } M \text{ pair} \\ f_s \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \cos\left(\frac{M\pi f}{2f_s}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2, & \text{pour } M \text{ pair} \end{cases} \quad \text{I.10}$$

La figure I.7 illustre la DSP normalisée d'un signal BOC (kn, n) en bande de base pour différentes valeurs de k . La DSP d'ordre M d'un signal BOC (kn, n) se caractérise par la présence de deux lobes principaux situés aux fréquences $\pm f_s \setminus pm$. Elle comporte également $M-2$ lobes secondaires localisés à l'intérieur des lobes principaux, ainsi que d'autres lobes secondaires positionnés à l'extérieur de ces derniers. A partir de cette figure on peut distinguer le deuxième avantage important de la modulation BOC qui consiste en sa capacité de réduire les Contraintes spectrales et de permettre la coexistence de plusieurs GNSS.

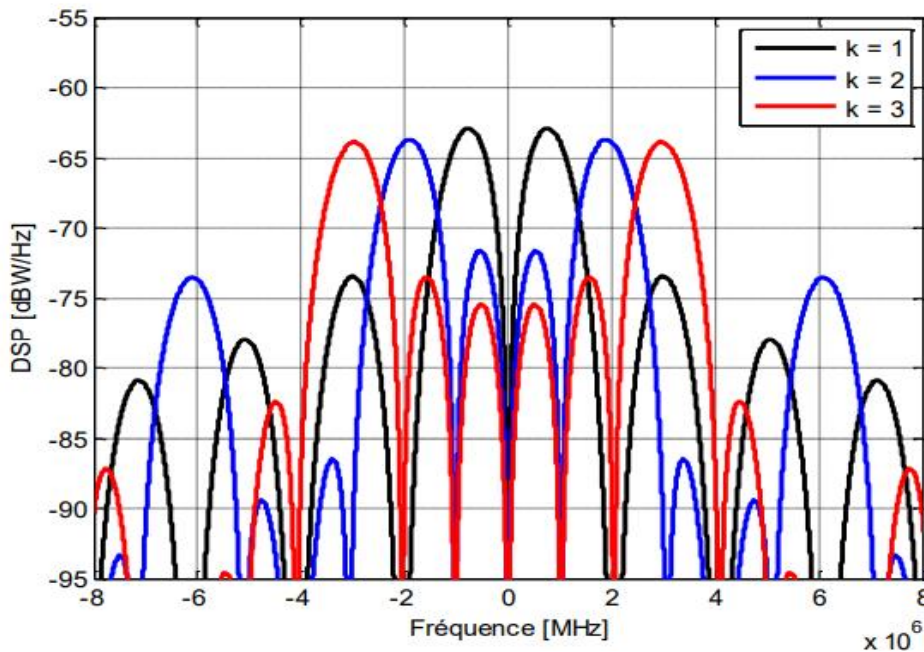


Figure I-7 DSPs des signaux BOC (kn, n)[10].

I.3 signal MBOC

Comme précédemment mentionné, le signal BOC, bien qu'il offre des avantages significatifs par rapport au BPSK, présente néanmoins certaines limites, notamment la présence d'ambiguïtés dans la FAC (pics secondaires), ainsi qu'un compromis délicat entre précision, robustesse et complexité de réception.

Dans ce contexte, la modulation MBOC a été introduite comme une évolution directe de la modulation BOC, dans le cadre d'une coopération internationale entre les systèmes GNSS modernes, principalement le GPS et Galileo. Cette évolution vise à rendre les signaux GNSS à la fois plus fiables et plus précis.

La MBOC, fruit d'efforts importants et d'études approfondies menées depuis le lancement du programme Galileo [17], repose sur la combinaison de plusieurs composantes de type BOC, permettant d'obtenir une FAC caractérisée par un pic principal plus étroit et mieux défini. Cela se traduit par une amélioration de la précision de la synchronisation, ainsi que par une réduction des ambiguïtés lors du processus de réception du signal.

La modulation MBOC se compose de deux composantes, BOC(1,1) et BOC(6,1), avec un partage de puissance de 10/11 et 1/11, respectivement [18].

La densité spectrale de puissance du signal MBOC $G_{MBOC(m,n,p)}(f)$ est représentée dans l'équation (I-11) [19][8].

$$G_{MBOC(m,n,p)}(f) = (1-p)G_{BOC(n,n)}(f) + p G_{BOC(m,n)}(f) \quad \text{I.11}$$

où $G_{BOC(n,n)}(f)$ désigne la DSP du signal BOC d'ordre faible, $G_{BOC(m,n)}(f)$ désigne la densité spectrale de puissance du signal BOC d'ordre élevé, et $(1-p)$ et p représentent respectivement les proportions de chacun. Actuellement, le signal MBOC est principalement implémenté sous la forme MBOC(6,1, 1/11), et sa DSP spécifique est présentée dans l'équation (I-12) [8].

$$\begin{aligned} G_{MBOC(6,1,1/11)}(f) &= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \\ &= \frac{10}{11} \left(\frac{\sin^2(\pi f T_c) \sin^2(\pi f \frac{T_c}{2})}{T_c} \right) \end{aligned} \quad \text{I.12}$$

$$= \frac{10}{11} \frac{\sin^2(\pi f T_c) \sin^2\left(\pi f \frac{T_c}{2}\right)}{T_c \left(\pi f \cos\left(\pi f \frac{T_c}{2}\right)\right)^2} + \frac{1}{11} \frac{\sin^2(\pi f T_c) \sin^2\left(\pi f \frac{T_c}{12}\right)}{T_c \left(\pi f \cos\left(\pi f \frac{T_c}{12}\right)\right)^2}$$

Où T_c désigne la période du code PRN.

I.4 Implémentations du signal MBOC

I.4.1 Implémentation du signal CBOC

est une technique de modulation adoptée dans les systèmes GNSS modernes afin d'améliorer les performances de navigation. Elle est obtenue par la combinaison de deux composantes, BOC(1,1) et BOC(6,1), selon des coefficients de pondération définis. Cette combinaison permet de tirer profit des avantages de chacune des deux modulations : la composante BOC(1,1) assure une bonne robustesse de détection, tandis que BOC(6,1) améliore la précision de la mesure du retard grâce à sa bande passante plus élevée.

La FAC du signal CBOC constitue un élément essentiel dans les opérations d'acquisition et de poursuite, puisqu'elle permet d'évaluer le degré de similitude entre le signal reçu et sa réplique locale en fonction du décalage temporel. Les caractéristiques de cette fonction influencent directement la précision de la synchronisation et la qualité de l'estimation du délai du signal.

Comme le montre la Figure I.8, la FAC du signal CBOC(6,1,1/11) présente un pic principal plus étroit que celui du signal BOC(1,1), ce qui améliore la précision de localisation du maximum de corrélation. En revanche, les largeurs mesurées au niveau de 0,5 ainsi qu'au premier passage par zéro restent pratiquement inchangées par rapport à celles du signal BOC(1,1) [17]. Malgré ces avantages, la présence de pics secondaires dans la FAC peut entraîner des ambiguïtés de synchronisation, ce qui justifie le développement de méthodes spécifiques visant à les réduire ou à les supprimer afin d'améliorer les performances globales des récepteurs GNSS

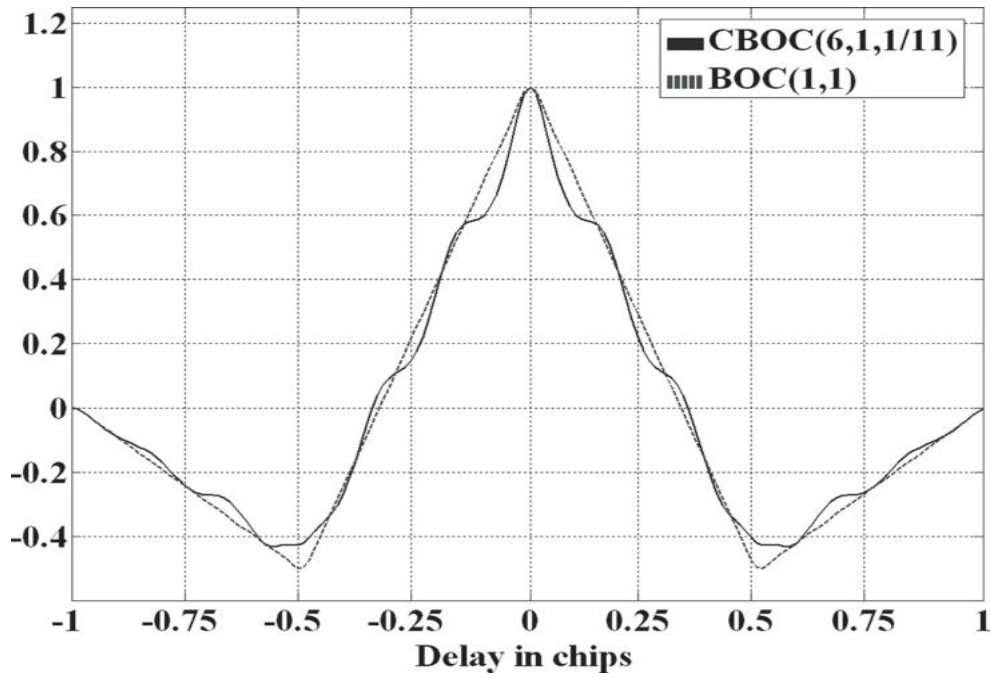


Figure I-8 Fonctions d'autocorrélation normalisées calculées sur une largeur de bande de ± 5 MHz [17].

1.4.2 Implémentation du signal TMBOC

Il s'agit d'une technique de modulation utilisée pour les signaux de navigation GNSS modernes, notamment dans les systèmes Galileo et GPS, afin d'améliorer la précision du positionnement, la robustesse de la synchronisation et la résistance aux trajets multiples. Le signal modulé est généré par la modulation TMBOC en multipliant le code PRN par la sous-porteuse TMBOC, laquelle est constituée de la combinaison de deux sous-porteuses : $\text{BOCsin}(1,1)$ et $\text{BOCsin}(6,1)$. Cette combinaison permet de bénéficier simultanément de la bonne précision de poursuite offerte par la composante haute fréquence et de la robustesse de détection assurée par la composante basse fréquence.

Le terme $\text{BOCsin}(x, y)$ désigne un signal BOC à phase sinusoïdale, dont la fréquence de la sous-porteuse est égale à $x \times 1,023$ MHz, tandis que la fréquence de la puce du code PRN est égale à $y \times 1,023$ MHz, où x et y sont des nombres réels positifs [20]. Ainsi, $\text{BOCsin}(1,1)$ possède une fréquence de sous-porteuse de 1,023 MHz, alors que $\text{BOCsin}(6,1)$ utilise une fréquence de 6,138 MHz. La modulation TMBOC répartit ces deux composantes selon des proportions définies afin d'obtenir un compromis optimal entre les performances d'acquisition, de poursuite et la précision du positionnement.

Cependant, cette modulation engendre une FAC comportant plusieurs pics secondaires, ce qui peut provoquer des ambiguïtés de synchronisation et nécessite l'utilisation d'algorithmes spécifiques pour les éliminer.

I.4 code PRN

Le code de bruit PRN est une séquence numérique utilisée dans les systèmes de navigation par satellite pour coder les signaux de manière unique pour chaque canal tel qu'exigé par la technique CDMA utilisée, ce qui permet de recevoir plusieurs signaux sur la même fréquence sans interférence et facilite la synchronisation et le suivi précis des signaux.

I.4.1 Utilisation dans les systèmes de navigation

Les codes PRN sont utilisés dans des systèmes tels que Galileo pour permettre l'accès multiple par répartition de code CDMA. Ces codes servent à coder les données de chaque canal de manière spécifique, en tirant parti des propriétés d'orthogonalité ou quasi-orthogonalité des codes pour permettre la réception simultanée de plusieurs signaux sur le même canal de fréquence.

Cette technique permet au récepteur de l'utilisateur de recevoir plusieurs signaux provenant de plusieurs satellites en même temps, tout en maintenant la continuité du signal et la précision du suivi. Pour chaque signal, fréquence porteuse et satellite, un code PRN différent est utilisé pour la mesure. Ces codes sont non corrélés entre eux et, lorsqu'ils sont associés à une onde rectangulaire, leur FAC prend une forme triangulaire, Comme le montre la figure I.9 [21] [22].

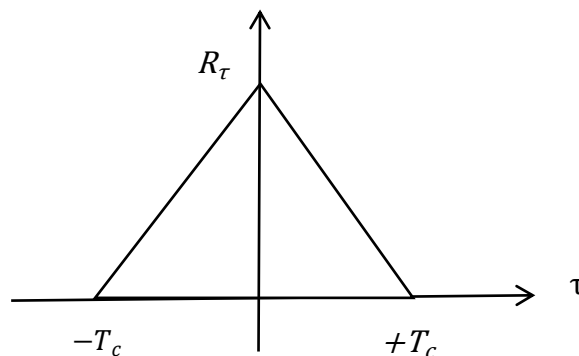


Figure I-9 Fonction d'autocorrélation du code PRN [21].

I.5 Définition de la DLL

La boucle à verrouillage de délai DLL (pour Delay Lock Loop en anglais) est une boucle fermée utilisée pour synchroniser les signaux temporels dans les circuits électroniques numériques. Elle compare la phase d'un signal de référence avec un signal retardé à travers une ligne de délai contrôlée en tension, puis ajuste la quantité de retard afin de l'aligner avec la référence avec une grande précision [23].

Dans les systèmes GPS, la DLL est utilisée pour le suivi du code, où l'objectif est de suivre la phase du code d'un signal spécifique et d'obtenir une réplique parfaitement identique et correctement alignée avec le signal reçu. C'est pourquoi elle est également appelée boucle de suivi early-late. Elle repose sur la corrélation du signal entrant avec trois répliques du code (précoce, ponctuelle et tardive), comme illustré dans la figure I.10, afin de comparer les corrélations, déterminer l'erreur de phase et la corriger en continu [16].

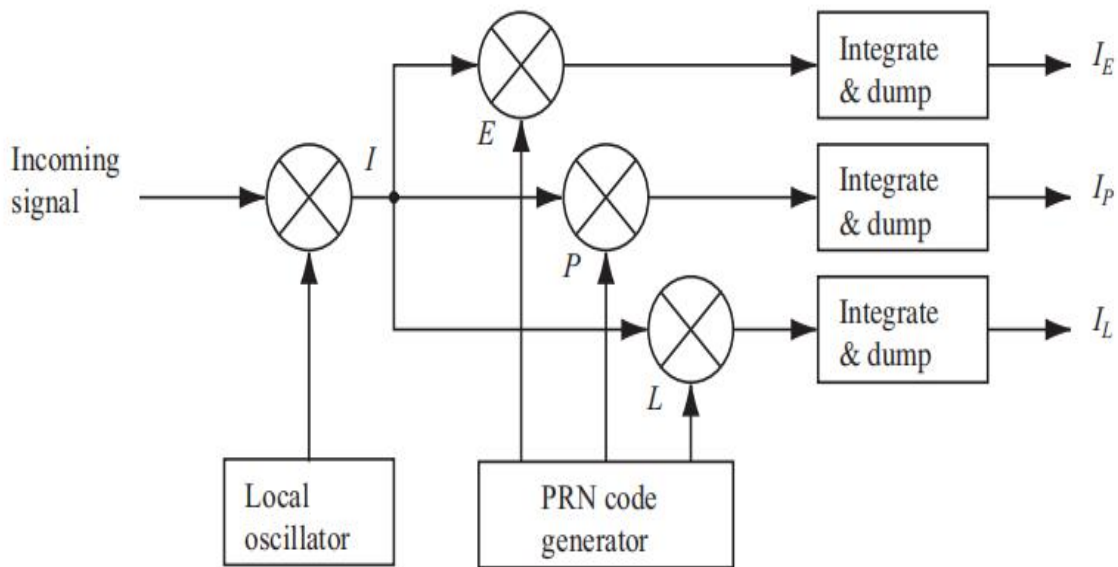


Figure I-10 Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite de code de base[16].

Dans la figure I.3, le code C/A est d'abord converti en bande de base en multipliant le signal reçu par une réplique locale parfaitement alignée du signal porteur. Ensuite, le signal est multiplié par trois répliques du code (précoce, ponctuelle et tardive) espacées de $\pm$ un demi-chip ($\pm 1/2$ chip). Une opération d'intégration et de vidage est ensuite appliquée afin d'obtenir des valeurs numériques de corrélation représentant le degré de correspondance de chaque réplique avec le signal reçu. Enfin, les sorties de corrélation I_E , I_P et I_L sont

comparées afin de déterminer celle qui présente la corrélation la plus élevée et ainsi estimer et corriger l'erreur de synchronisation [16].

La boucle DLL à trois corrélateurs, comme illustrée dans la figure I.3, est efficace lorsque la porteuse locale est parfaitement synchronisée en phase et en fréquence. Cependant, en présence d'une erreur de phase, le bruit augmente et la précision du suivi se dégrade, ce qui rend le maintien du verrouillage du code plus difficile. C'est pourquoi une architecture alternative est adoptée, comme montré dans la figure I.11, offrant une meilleure robustesse face aux erreurs de phase et une plus grande stabilité du suivi [16]:

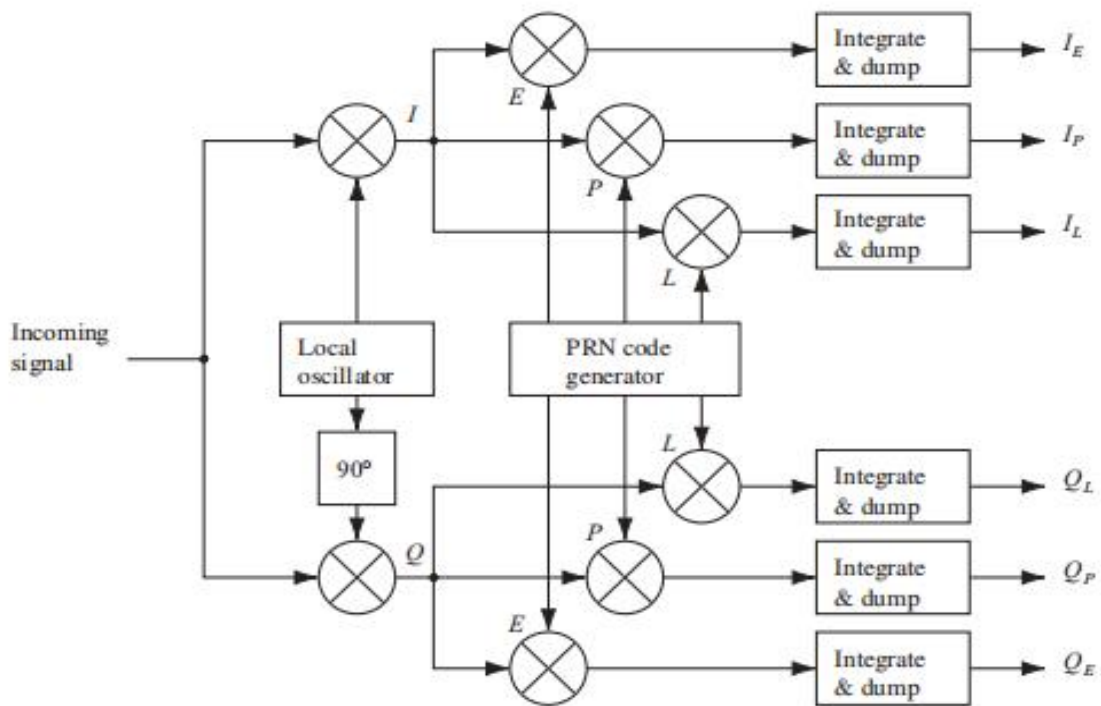


Figure I-11 Schéma fonctionnel d'une DLL avec six corrélateurs [16].

La conception de la figure I.11 est insensible aux erreurs de phase de la porteuse locale, car l'énergie se répartit entre les voies en phase (I) et en quadrature (Q) sans dégrader les performances du suivi [16].

I.5.1 Courbes de discrimination

Le fonctionnement de la DLL repose fortement sur la courbe de discrimination, qui représente la sortie du discriminateur en fonction de l'erreur de synchronisation (retard). Cette

courbe est directement liée à la FAC du signal. Les différentes réponses possibles de la fonction du discriminateur (FD) sont présentées dans la figure I.12[16].

Ainsi, le choix du discriminateur dans la DLL est crucial pour atténuer l'effet des pics secondaires et assurer une meilleure robustesse du verrouillage.

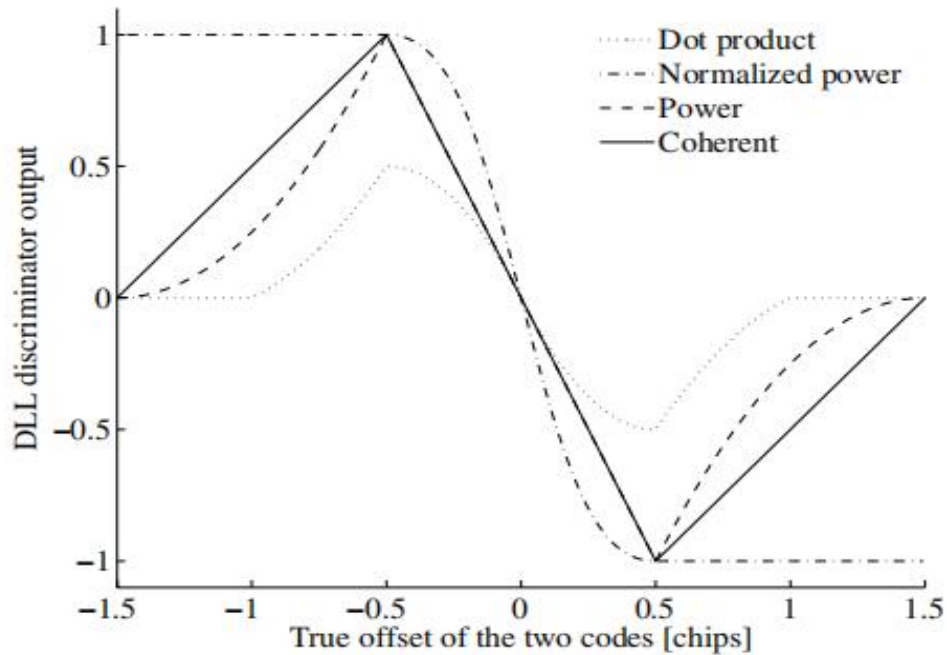


Figure I-12 Comparaison entre les réponses des discriminateurs de DLL courants [16].

I.6 conclusion

Ce chapitre a présenté les principes fondamentaux des systèmes GNSS ainsi que les composantes de leurs signaux, en mettant en évidence les caractéristiques des signaux BPSK, BOC et MBOC. Il a été montré que la modulation BOC offre une meilleure précision que la modulation BPSK, mais qu'elle souffre de la présence de pics secondaires dans la FAC, ce qui engendre des ambiguïtés de synchronisation. Pour remédier à ce problème, la modulation MBOC a été développée afin de combiner une grande précision et une meilleure robustesse, tout en améliorant les performances de poursuite et en réduisant l'effet des MTs. Elle constitue ainsi l'une des modulations les plus utilisées dans les systèmes modernes de navigation par satellite.

CHAPITRE II

Synchronisation des signaux MBOC

CHAPITRE II : Synchronisation des signaux MBOC

II.1 Introduction

Les signaux MBOC représentent une avancée importante en termes de précision de positionnement et de robustesse face aux interférences. Cependant, ces derniers, à l'instar des signaux BOC, présentent des pics secondaires dans leurs FAC qui peuvent engendrer des ambiguïtés lors des phases d'acquisition et de poursuite, ce qui affecte la précision de l'estimation du retard du signal reçu.

Afin de remédier à ce problème, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Dans la référence [24], les auteurs ont proposé la méthode d'annulation des pics secondaires de l'autocorrélation ASPeCT (pour Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique en anglais) qui repose sur la combinaison de différentes fonctions de corrélation afin de réduire l'influence des pics secondaires. Par ailleurs, les auteurs dans la référence [25] ont présenté la méthode d'annulation de la phase de la sous-porteuse SCPC (pour Sub-Carrier Phase Cancellation en anglais) vise à éliminer l'effet de la sous-porteuse en simplifiant la structure de la FC.

Enfin, dans la référence [26], les auteurs ont proposé une méthode de synchronisation non ambiguë des signaux MBOC, désignée dans ce mémoire par TM61.

Dans ce chapitre, seront présentées, en premier lieu les différentes caractéristiques de ces méthodes, ainsi qu'une analyse de leurs performances respectives, afin de mettre en évidence leurs avantages et leurs limites. Cet état de l'art servira, dans le chapitre trois, à justifier la supériorité des résultats de validation et d'étude de performance de l'algorithme de synchronisation des signaux MBOC proposé dans la référence [8], lequel sera également présenté à la fin de ce chapitre.

II.2 Méthode SCPC

Dans la référence [25], la méthode SCPC propose une solution efficace pour éliminer l'ambiguïté de la FAC des signaux BOCs lors des phases d'acquisition et de transition vers le suivi, tout en conservant l'extrême finesse du pic principal.

La technique SCPC permet de réaliser une acquisition non ambiguë d'un signal BOC. Le principe général, tel que présenté dans la figure II-1, consiste à éliminer l'effet de la sous-porteuse, de la même manière que l'on supprime la porteuse. Pour cela, en plus des signaux locaux en phase et en

quadrature de la porteuse, on génère également des signaux locaux de sous-porteuse en phase et en quadrature. Ainsi, deux canaux de corrélation sont utilisés :

- Dans le premier canal, le signal reçu filtré est corrélé avec un signal BOC local en phase de la sous-porteuse,
- Dans le second canal, il est corrélé avec un signal BOC local en quadrature de la sous-porteuse.

La combinaison de ces deux canaux de corrélation permet d'obtenir une FAC similaire à celle d'un signal BPSK, c'est-à-dire sans ambiguïtés.

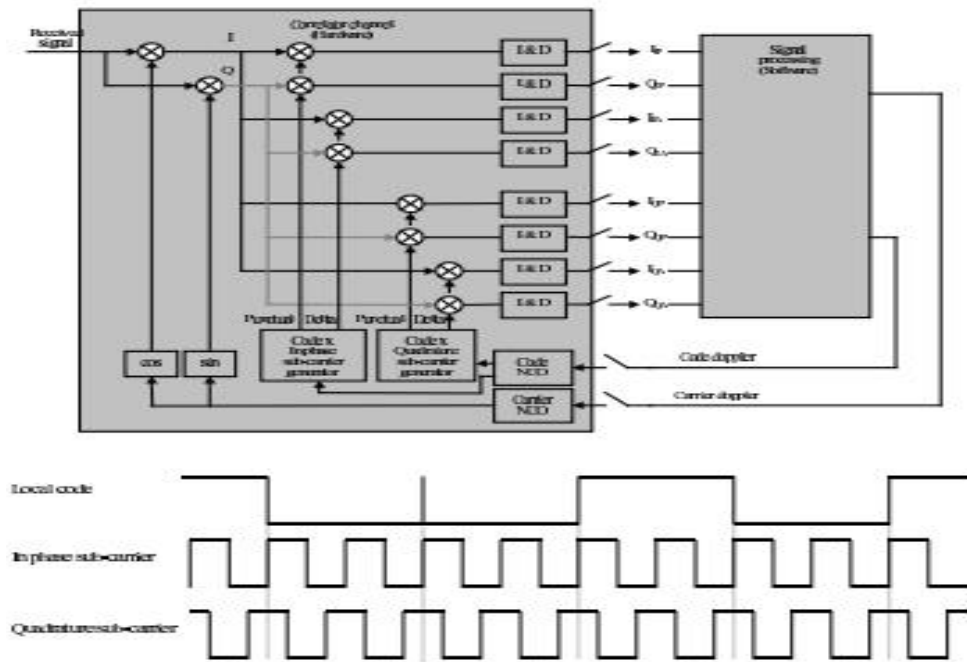


Figure II-1 Principe de l'annulation de la phase de la sous-porteuse [25].

Les expressions du signal local r_I (signal de la sous-porteuse en phase) et de r_Q (signal de la sous-porteuse en quadrature) sont données comme suit [25] :

$$\begin{aligned} r_I(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc_I(t - \hat{\tau}) \\ &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau}) \end{aligned} \quad \text{II-1}$$

$$\begin{aligned} r_Q(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc_Q(t - \hat{\tau}) \\ &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau} - \frac{T_{sp}}{4}) \end{aligned} \quad \text{II-2}$$

Le signal BOC reçu (c.sc) et filtré $\hat{S}_f(t)$ est donné par :

$$\acute{s}_f(t) = [(c.sc) * h](t) \quad \text{II-3}$$

À la sortie du corrélateur, on obtient :

$$\begin{aligned} Y_I(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C} \acute{s}_f(t-\tau) e^{j\hat{\phi}(t)} . r_I(t-\hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}(t)} dt + n_{Y_H}(t_d) \\ Y_Q(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C} \acute{s}_f(t-\tau) e^{j\hat{\phi}(t)} . r_Q(t-\hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}(t)} dt + n_{Y_L}(t_d) \end{aligned} \quad \text{II-4}$$

Avec :

$$\hat{\phi}(t) = -2\pi\hat{f}_D t - \hat{\theta} \quad \text{II-5}$$

Après les mêmes calculs que dans la section précédente, on peut écrire l'expression des signaux sur chaque voie comme suit :

$$\begin{aligned} I_I(t_d) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) R_I(\varepsilon_\tau) + n_{I_I}(t_d) \\ Q_I(t_d) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) R_I(\varepsilon_\tau) + n_{Q_I}(t_d) \\ I_Q(t_d) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) R_Q(\varepsilon_\tau) + n_{I_Q}(t_d) \\ Q_Q(t_d) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) R_Q(\varepsilon_\tau) + n_{Q_Q}(t_d) \end{aligned} \quad \text{II-6}$$

Par ailleurs, $\acute{s}_f(t)$ est corrélé avec les deux signaux locaux donnés par l'équations (II-1) et (II-2) pour produire les FC croisées :

$$\begin{aligned} R_I(\varepsilon_\tau) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \acute{s}_f(t-\tau) . r_I(t-\hat{\tau}) dt \\ R_Q(\varepsilon_\tau) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \acute{s}_f(t-\tau) . r_Q(t-\hat{\tau}) dt \end{aligned} \quad \text{II-7}$$

La figure II-2, montre les corrélations obtenues dans chaque canal, ainsi que la FAC reconstruite après mise au carré et sommation des deux résultats.

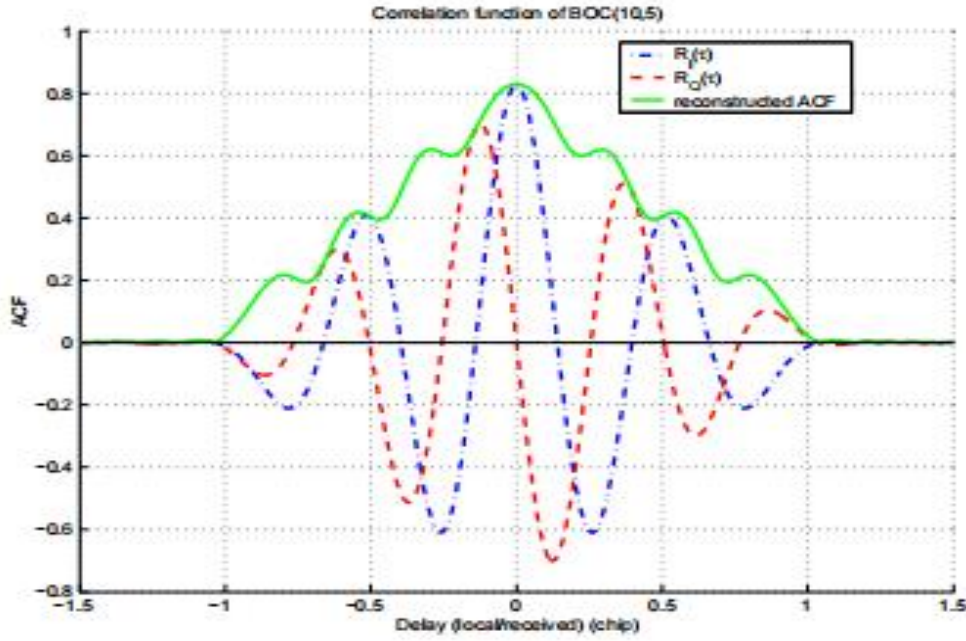


Figure II-2 Fonctions de corrélation du code BOC(10,5) reçu avec la composante de sous-porteuse en phase et en quadrature [24].

II.2.1 Recherche énergétique

La technique de recherche énergétique avec la méthode SCPC est utilisée pour améliorer le processus de détection des signaux BOC. Elle vise à augmenter la précision de détection et à réduire l'effet du bruit. Ses performances sont évaluées à travers une analyse théorique et les résultats de simulation de deux critères de performances [24] : la probabilité de détection P_d exprimée et le temps moyen d'acquisition $\overline{T_{acq}}$.

1- Critère de la probabilité de détection :

Dans le processus d'acquisition des signaux GNSS, la détection du signal repose sur un test d'hypothèses :

- **H0**: le signal utile est absent ;
- **H1**: le signal utile est présent.

La décision est prise en comparant la statistique de test à un seuil d'acquisition S_{acq} .

Sous l'hypothèse **H1**, la statistique de test est donnée par :

$$T_1 = \sum_{k=1}^{N_{nc}} [I_1(k)^2 + Q_1(k)^2 + I_2(k)^2 + Q_2(k)^2] \quad \text{II-8}$$

Où :

- $I_1(k)$ et $Q_1(k)$ sont les composantes en phase et en quadrature du premier canal ;
- $I_2(k)$ et $Q_2(k)$ sont les composantes en phase et en quadrature du deuxième canal ;
- N_{nc} est le nombre d'intégrations non cohérentes.

P_d est définie comme la probabilité que la statistique de test dépasse le seuil d'acquisition lorsque le signal utile est présent :

$$P_d = \Pr[T_1 > S_{acq}] \quad \text{II-9}$$

Elle peut également s'écrire sous forme intégrale :

$$P_d = \int_{S_{acq}}^{\infty} P_{T_1}(\lambda) d\lambda \quad \text{II-10}$$

Où $P_{T_1}(\lambda)$ est la fonction de densité de probabilité de T_1

2- Critère du temps moyen d'acquisition

Ce critère est défini par :

$$\overline{T}_{acq} = \frac{2 + (2 + P_d)(N_t - 1)(1 + k_p P_{fa})}{2P_d} T_p N_{nc} \quad \text{II-11}$$

Où :

P_{fa} : est la probabilité de fausse alarme

N_t : est la taille de la région d'incertitude

T_p : est le temps d'intégration cohérente

N_{nc} : est le nombre d'intégrations non cohérentes

k_p : est le facteur de pénalité. Il correspond au temps perdu en cas de fausse alarme.

La figure II-3 montre que la probabilité de détection du signal $BOC(10,5)$ correspond bien aux résultats théoriques lors de l'utilisation de la technique SCPC, sauf pour les faibles valeurs de C/N_0 .

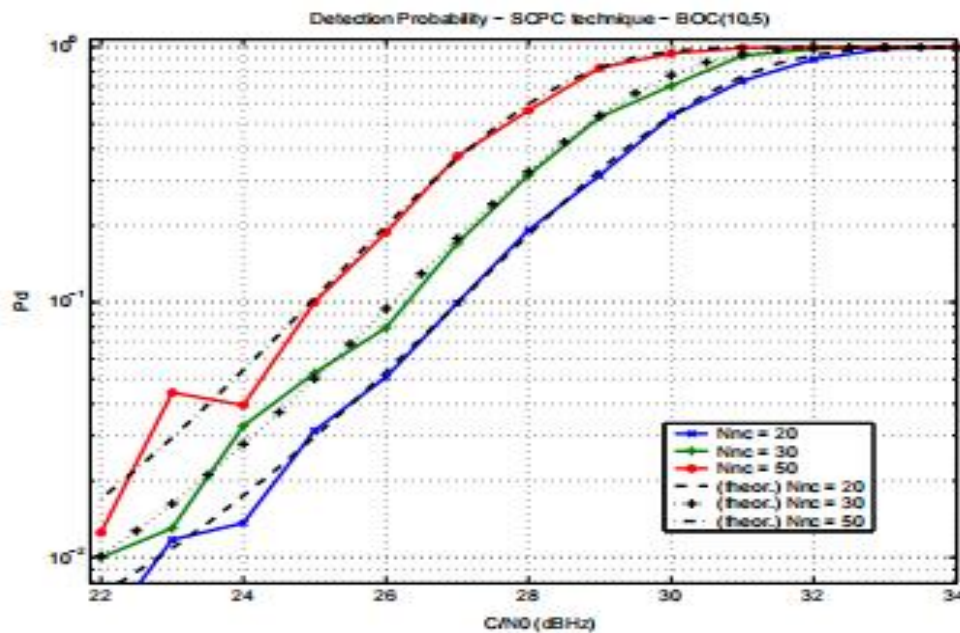


Figure II-3 : P_d pour un signal $BOC(10,5)$ en utilisant la technique SCPC [25].

La figure II-4 met en évidence une différence de performance entre $BOC(10,5)$ et $BOC(14,2)$, avec un écart de $3dB$ Hz sur C/N_0 pour une même probabilité de détection P_d .

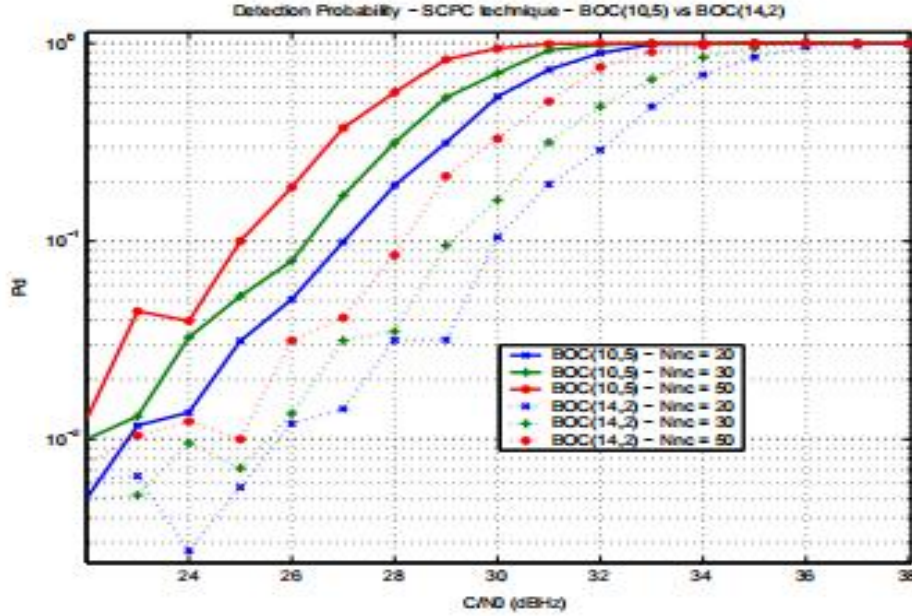


Figure II-4 P_d pour les signaux $BOC(10,5)$ et $BOC(14,2)$ en utilisant la technique SCPC [25].

II.2.2 Etude de performance de SCPC

Afin de confirmer la supériorité de leur méthode les auteurs dans [24] l'ont comparé avec trois autres techniques notamment avec BPSK-like, $(VE^2 + P^2)$ et SCP pour le signal $BOC(10,5)$ avec $N_{inc} = 50$. Les résultats de cet étude comparative, tels que présentés sur la figure II-5, présentent pratiquement la même probabilité de détection. Cependant, à faibles valeurs de C/N_0 , la technique $(VE^2 + P^2)$ montre une légère amélioration par rapport aux autres, avec une différence d'environ $0,5dBHz$.

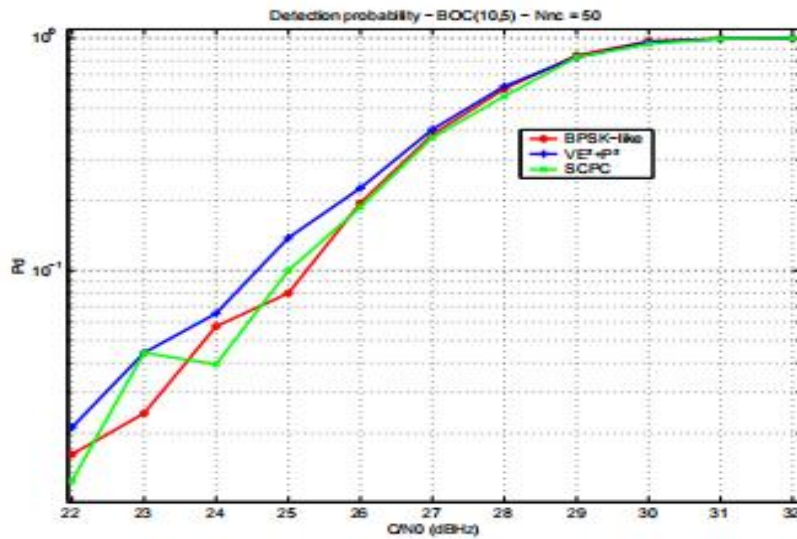


Figure II-5 P_d des trois techniques BPSK-like, $VE^2 + P^2$ et SCPC pour un signal $BOC(10,5)$ [25].

La figure II-6 montre que le temps moyen d'acquisition varie en fonction de C/N_0 . Les techniques BPSK-like et SCPC présentent des performances globalement similaires, tandis que la technique combinant VE et P offre une légère amélioration, notamment à faibles valeurs de C/N_0 . Le temps d'acquisition asymptotique est de 31,8 secondes.

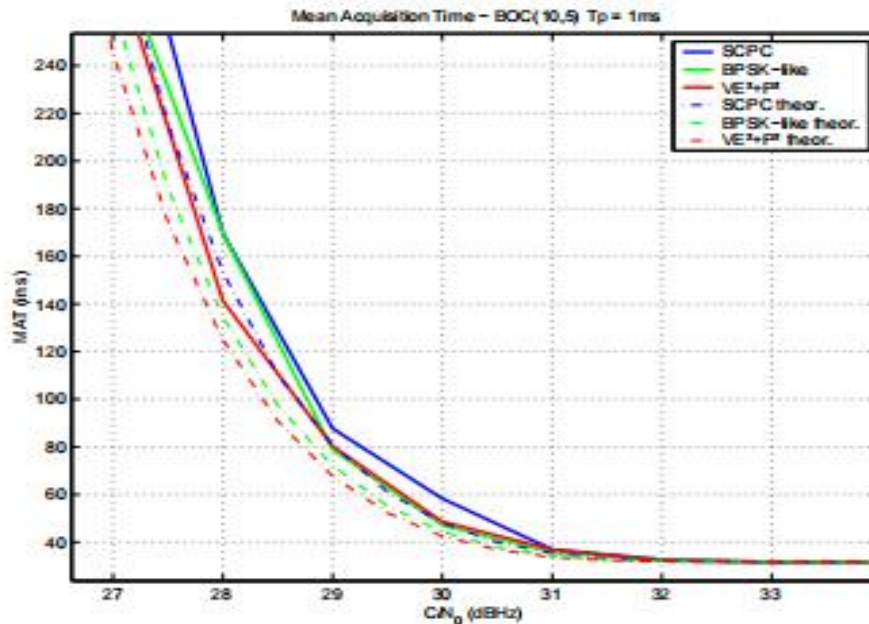


Figure II-6 Tacq des trois techniques BPSK-like, VE2+P2 et SCPC pour un signal BOC(10,5)[25].

II.2.3 Les limites de la méthode SCPC

Bien que SCPC présente une bonne amélioration par rapport aux techniques classiques, celle-ci souffre de certaines limitations dont on peut citer :

- Une complexité de réception plus élevée, car il faut générer et traiter les composantes en phase et en quadrature de la sous-porteuse.
- Nécessité d'un filtrage adapté ; si la bande passante est trop étroite ou si le filtre présente un retard de groupe non constant, la corrélation peut être décalée.
- Avec certains filtres, il peut apparaître un résidu de désynchronisation entre le code et la sous-porteuse, ce qui peut dégrader l'alignement final.
- La méthode reste sensible aux conditions de C/N_0 : lorsque le signal est faible, la détection devient moins performante et le temps d'acquisition augmente.
- Incapable d'éliminer complètement les effets pratiques du front-end analogique ; la littérature indique que la calibration des filtres peut être nécessaire pour corriger certains décalages.

II.3 Méthode ASPeCT

La méthode ASPeCT a été proposée dans la référence [24], l'essence de cette méthode consiste à supprimer les pics secondaires de la FAC du signal sine-BOC (n,n), afin d'obtenir des mesures fiables et non ambiguës. Pour cela, il est nécessaire de calculer la corrélation entre le code d'étalement modulé par le signal sine-BOC (n,n) — c'est-à-dire le code PRN multiplié par une sous-porteuse carrée — et le code PRN seul. Sans tenir compte de l'effet du filtrage en bande de base, cette corrélation est donnée par :

$$R_{B/P}(\tau) = \frac{1}{2} \left(\text{tri} \left(\frac{\tau - \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}} \right) - \text{tri} \left(\frac{\tau + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}} \right) \right) \quad \text{II-12}$$

Le principe de la méthode ASPeCT repose sur la construction d'une FC synthétique en soustrayant $R_{B/P}^2$ de R_B^2 , afin de supprimer les pics secondaires indésirables. Le succès de cette opération est clairement illustré dans la figure II-7.

Cependant, en pratique, il est nécessaire de prendre en compte l'effet du filtre front-end sur les fonctions de corrélation, car il peut entraîner un désalignement des pics et l'apparition de petits pics parasites susceptibles de provoquer de faux points de verrouillage. Afin de remédier à ce problème, la méthode ASPeCT introduit un coefficient β dans la combinaison des fonctions de corrélation au carré selon l'expression suivante :

$$R_{ASPeCT}(\tau) = \bar{R}_B^2(\tau) - \beta \bar{R}_{B/P}^2(\tau) \quad \text{II-13}$$

Où la barre représente l'effet du filtre front-end sur les FCs. Les résultats obtenus montrent qu'avec une valeur appropriée de β , les pics secondaires sont pratiquement éliminés.

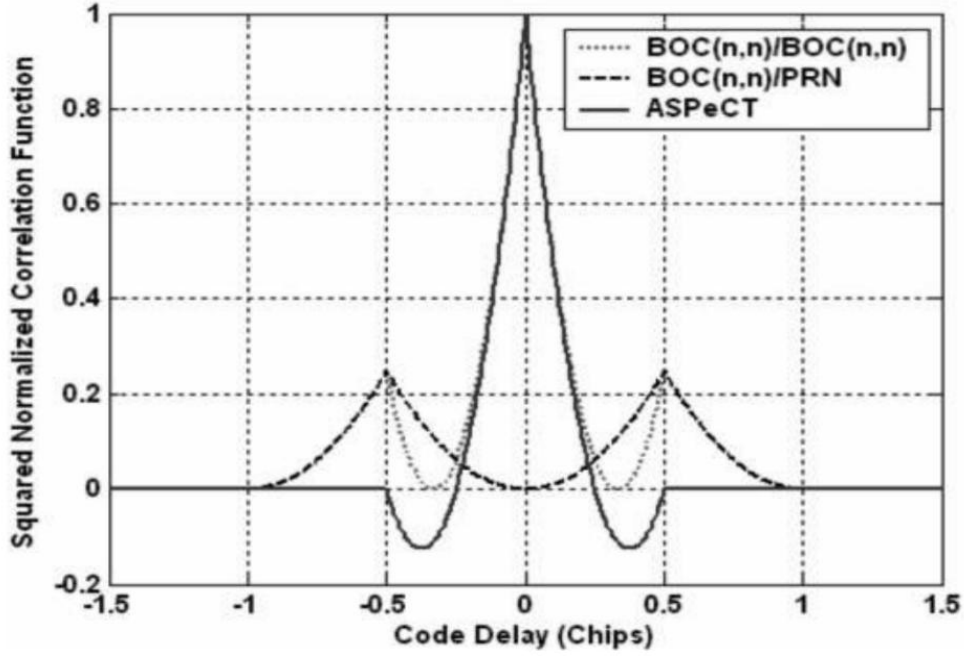


Figure II-7 Fonctions de corrélation normalisées au carré du signal sine-BOC (n,n)/sine-BOC(n,n) et du signal sine-BOC(n,n)/PRN, ainsi que la fonction de corrélation modifiée par ASPeCT sans filtrage en bande de base (front-end filter)[24].

Par conséquent, une nouvelle architecture de boucle DLL basée sur les FC précédentes est proposée, comme illustré dans la figure II.8. Afin d'améliorer les performances de poursuite, une version modifiée du discriminateur DP normalisé présenté dans l'équation (II-14), fondée sur la FC modifiée par ASPeCT, est également proposée [24].

$$D_{DP}^{ASPeCT}(\varepsilon_\tau) = \frac{[(I_{E_B} - I_{L_B})I_{P_B} + (Q_{E_B} - Q_{L_B})Q_{P_B}] - \beta[(I_{E_{B/P}} - I_{L_{B/P}})I_{P_{B/P}} + (Q_{E_{B/P}} - Q_{L_{B/P}})Q_{P_{B/P}}]}{(6 + \beta d)(I_{P_B}^2 + Q_{P_B}^2)} \quad \text{II-14}$$

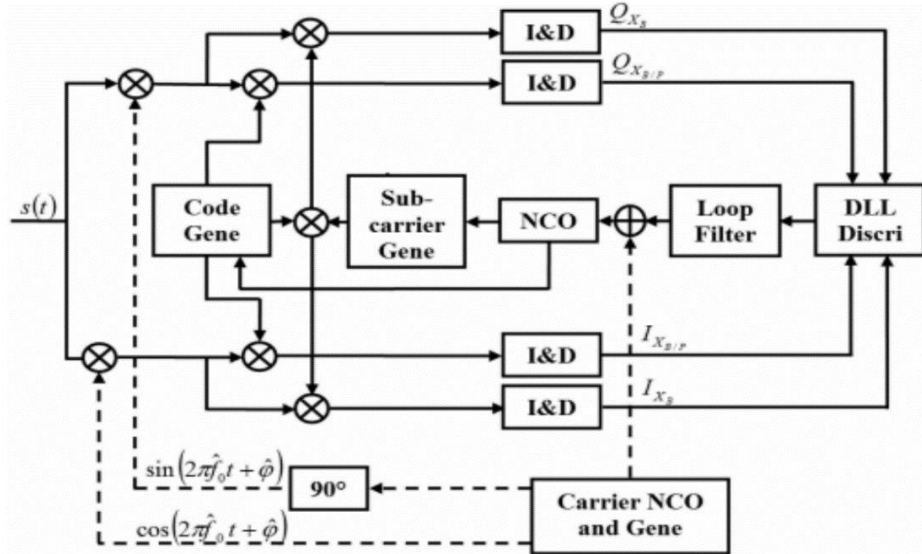


Figure II.8 Architecture DLL basée sur ASPeCT [24].

II.3.1 Performances de la méthode ASPeCT

II.3.1.1 Bruit thermique

Ce passage montre que les performances de suivi du code avec ASPeCT dépendent de la valeur de β et sont légèrement affectées par le bruit. Une valeur plus faible de β et améliore la précision du suivi. Malgré une légère dégradation pour de faibles valeurs de C/N_0 , ASPeCT reste nettement supérieur au suivi BPSK(n) et peut même légèrement surpasser le suivi traditionnel du signal sine-BOC(n,n) pour des valeurs élevées de C/N_0 . Le système reste également plus stable que la méthode Bump-Jumping (BJ), qui peut entraîner des erreurs de verrouillage ou des sauts de suivi (voir figure II.9)

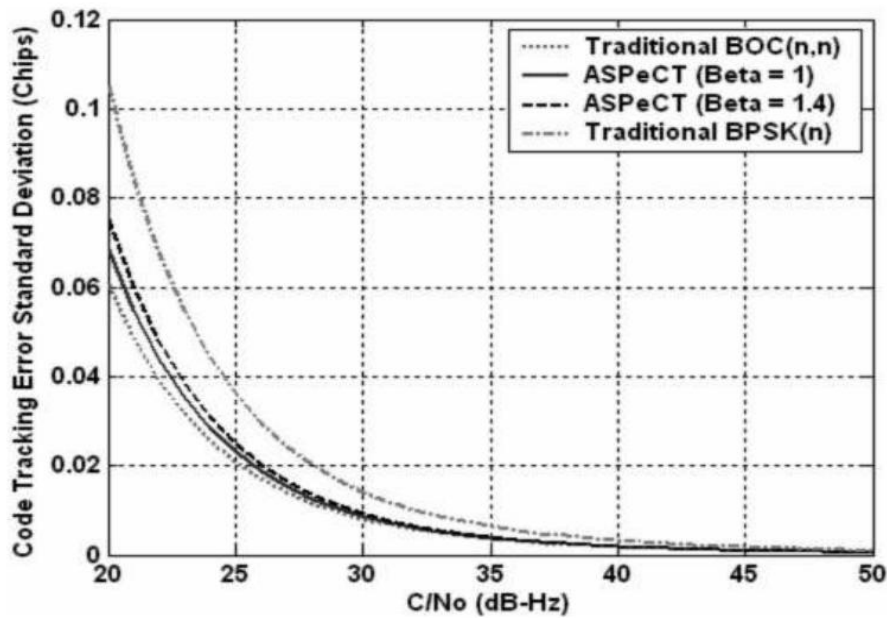


Figure II.9 Écart-type de l'erreur de poursuite du code selon le rapport C/N_0 pour les méthodes sine-BOC et ASPeCT, avec un espacement early-late de 0,2 chip et un temps d'intégration de 1 ms[24].

II.3.1.2 Multi trajet

L'erreur de MT résulte du mélange, au niveau de l'antenne, entre le signal direct et ses répliques retardées. Son influence sur la poursuite du code dépend du retard, de la différence de phase et de l'amplitude relative du signal réfléchi par rapport au signal direct.

La figure II.10 présente l'enveloppe de l'erreur due au MT pour la poursuite traditionnelle sine-BOC(1,1) et pour la méthode ASPeCT ($\bar{\alpha} = 1$ et $\bar{\alpha} = 1.4$). Les résultats montrent que les deux méthodes offrent des performances très proches. La méthode traditionnelle réduit légèrement mieux le MT pour des retards compris entre 0.25 et 0.5 chip,

tandis qu'ASPeCT devient plus performante pour des retards entre 0.6 et 1 chip. De plus, le paramètre $\bar{\alpha}$ a une influence limitée sur l'enveloppe d'erreur.

Ainsi, ASPeCT assure une atténuation du MT comparable à celle du suivi traditionnel sine-BOC (n,n), contrairement à la technique SSL qui présente une enveloppe d'erreur plus importante (voir figure II-10). En outre, ASPeCT ne dépend pas du test utilisé dans la technique BJ, sensible aux forts MT et au suivi des pics secondaires.

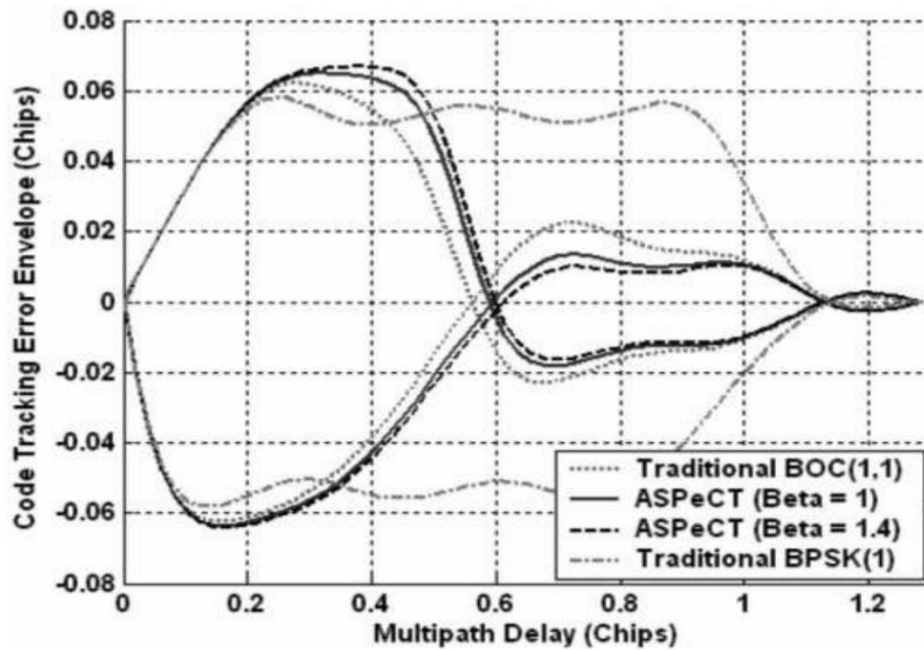


Figure II.10 Enveloppe d'erreur de multi trajet pour la poursuite de code des méthodes sine-BOC(1,1), BPSK(1) et ASPeCT ($\alpha=1$ et $\alpha=1.4$), avec un espacement early-late de 0,2 chip et un filtre frontal de 6 MHz([24]).

II.3.2 Conclusions sur la méthode ASPeCT

L'étude montre que les performances de la méthode ASPeCT en présence de bruit thermique et de MT sont proches de celles du suivi traditionnel sine-BOC (n,n). Le paramètre $\bar{\alpha}$ a un impact limité et peut être ajusté pour s'adapter au filtre frontal sans dégrader significativement la précision, à condition d'un bon étalonnage.

L'ASPeCT offre une bonne robustesse, meilleure que la technique SSL et comparable à la méthode BJ, tout en garantissant des mesures fiables. Cependant, elle nécessite davantage de corrélateurs que le suivi BPSK, ce qui peut augmenter la consommation des récepteurs.

Un inconvénient important est son incapacité à récupérer des erreurs initiales supérieures à environ 0.38 chip, ce qui peut entraîner une perte de verrouillage en cas d'acquisition sur un pic secondaire. Pour y remédier, on peut combiner SSL pour l'acquisition initiale et ASPeCT pour la poursuite, ou utiliser la fonction de corrélation modifiée d'ASPeCT afin d'éviter les biais d'acquisition.

II.4 Méthode TM61

Dans la référence [26], les auteurs proposent la modulation TM61, qui repose sur le même principe que la modulation TMBOC. Son objectif principal est de conserver uniquement deux niveaux de signal afin de réduire la complexité de l'architecture du récepteur lors de la réception de signaux CBOC à quatre niveaux. L'expression mathématique de cette forme d'onde est donnée par l'équation suivante [27]:

$$\text{TM61}(\alpha)(t) = c_p^{\text{Gal}}(t) \begin{cases} x(t) & \text{Si } t \in S_3, \quad \text{avec: } S_3 = \cup S_p \text{ de BOC}(1,1). \\ \pm y(t) & \text{Si } t \in S_4, \quad \text{avec: } S_4 = \cup S_p \text{ de BOC}(6,1). \end{cases} \quad \text{II-15}$$

Où S_3 désigne l'union des intervalles de temps au cours desquels la sous-porteuse BOC(1,1) est appliquée, tandis que S_4 , correspondant au complément de S_3 dans le domaine temporel, regroupe les intervalles associés à la sous-porteuse BOC(6,1). Le paramètre α représente la fraction temporelle d'utilisation de la sous-porteuse BOC(6,1).

Le signe attribué à la sous-porteuse BOC(6,1) dans la réplique locale TM61 dépend de celui du signal CBOC reçu. Ainsi, lorsque le signal CBOC de polarité négative est détecté, la sous-porteuse BOC(6,1) dans la réplique locale TM61 adopte également un signe négatif.

La figure II-11 illustre la forme temporelle de la réplique TM61 générée localement. Comme le montre cette figure, le signal TM61 ne comporte que deux niveaux.

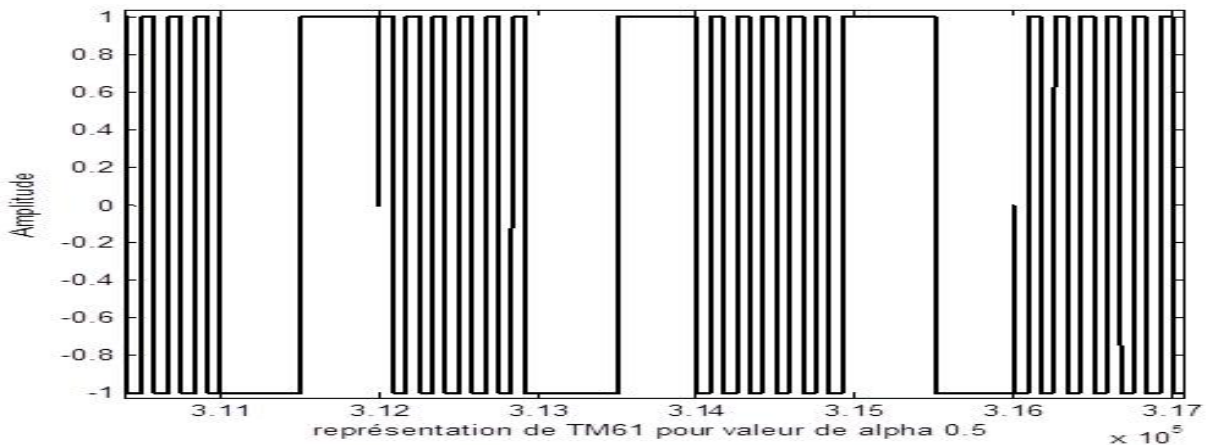


Figure II-11 Forme temporelle du signal TM61.

II.4.1 Fonction de corrélation TM61/CBOC

La fonction d'intercorrélation (FIC) entre le signal CBOC ('-') et la réplique locale TM61, pour différentes valeurs du paramètre α , peut être approchée par l'expression suivante :

$$R_{CBOC(-)/TM61(\alpha)}(\tau) = ((1-\alpha)\sqrt{(1-P)} R_x(\tau) + \alpha \sqrt{P} R_y(\tau) - ((1-\alpha)\sqrt{P} + \alpha \sqrt{(1-P)} R_{x/y}(\tau)) \quad \text{II-16}$$

Avec :

τ : représentant le décalage de phase entre le signal reçu et la réplique locale TM61.

$R_x(\tau)$ et $R_y(\tau)$ désignent respectivement les FAC des signaux BOC(1,1) et BOC(6,1).

$R_{x/y}(\tau)$: correspond à la FIC entre BOC(1,1) et BOC(6,1).

On remarque ainsi que cette FC est obtenue sous forme d'une combinaison linéaire des FAC des signaux BOC(1,1) et BOC(6,1), ainsi que de leur FIC. Les pondérations associées à ces différentes composantes dépendent directement du paramètre α , lequel permet donc de contrôler leur contribution au niveau du récepteur.

La figure II-12 illustre l'évolution de la FC CBOC/TM61 pour différentes valeurs de α . On observe qu'une augmentation de α entraîne une diminution du niveau global de la FC. Dans les sections suivantes, nous allons quantifier la dégradation induite par le choix de cette réplique locale pour la réception du signal CBOC.

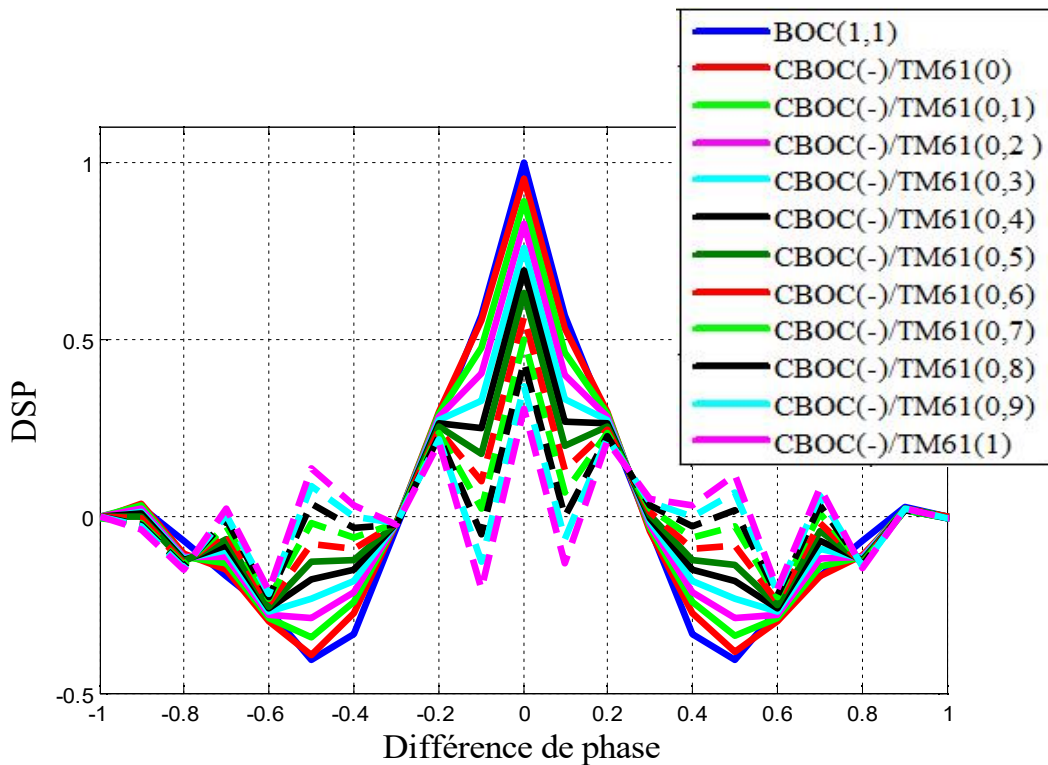


Figure III.12 FACS du signal TM61 pour les différentes valeurs de α et de BOC(1,1).

II.4.2 Etude des performances

II.4.2.1 Critères de la moyenne courante

Un système est considéré comme performant lorsque la moyenne courante des erreurs converge rapidement vers zéro, ce qui traduit une bonne robustesse face aux effets des MT.

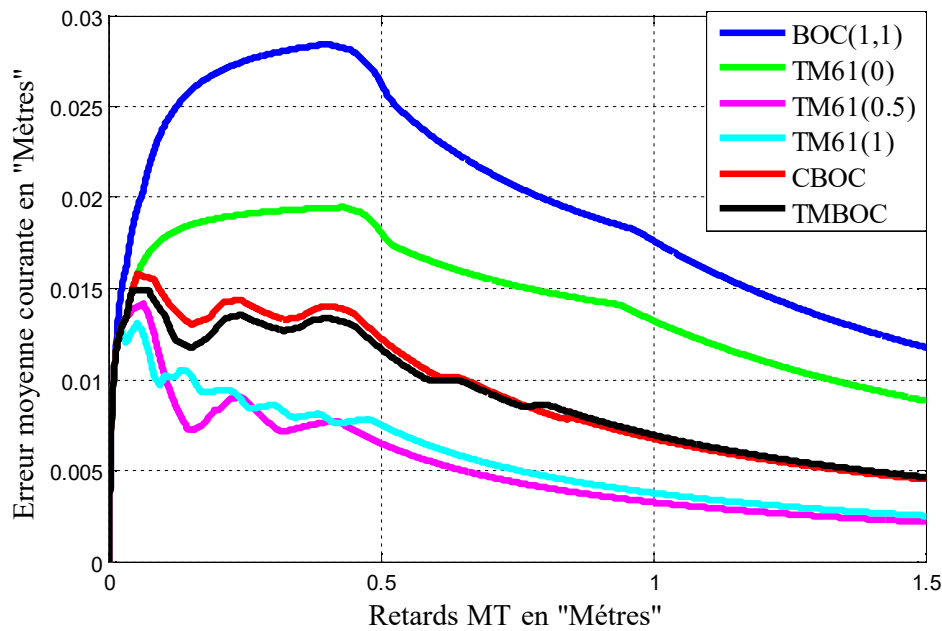


Figure III.13 Comparaison des erreurs moyenne courante en fonction du retard du MT de BOC(1,1), TMBOC et CBOC avec la méthode TM61 pour trois valeurs de α (0, 0.5, 1).

D'après cette figure, la méthode TM61 présente des meilleures performances pour les deux valeurs de α (0.5 et 1) relativement aux schémas traditionnels. Ses erreurs courantes moyennes, pour toutes les valeurs de α , décroissent plus rapidement vers zéro pour atteindre leurs plus petites valeurs, ce qui rend la méthode sensible uniquement pour des petits retards de MT. De plus, les bandes de variation du biais pour la méthode TM61 sont plus petites que celles des schémas traditionnels. En contrepartie, les performances de la méthode TM61 sont mauvaises pour $\alpha = 0$, par rapport à celles des CBOC et TMBOC traditionnelles. Ceci est dû au fait que la réplique locale pour $\alpha = 0$ se comporte comme la réplique BOC(1,1).

II.4.2.2 Critère de la probabilité de détection.

Dans un système GNSS, la capacité à confirmer la présence d'un satellite dépend du processus d'acquisition. La fiabilité de ce processus est généralement évaluée à l'aide de deux métriques principales : la probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection.

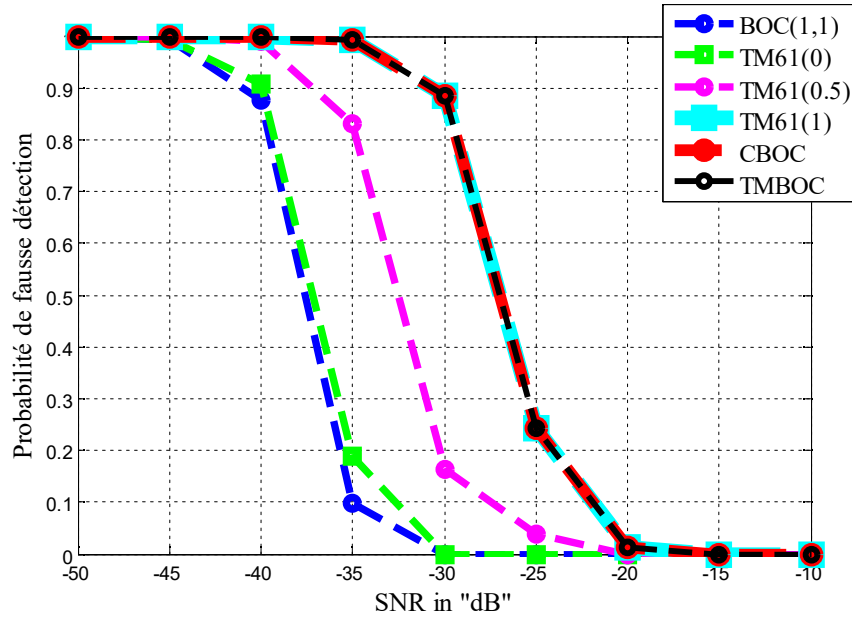


Figure III.14 Probabilité de fausse détection en fonction du SNR pour les signaux BOC (n,n), CBOC , TMBOC et la méthode TM61 pour trois valeurs de α (0, 0.5, 1) « Configuration cohérente ».

Comme l'illustre cette figure, la probabilité de fausse détection pour la méthode TM61 ($\alpha = 0$) concide avec celle de la méthode de réception du signal BOC (1,1). Ceci est dû au fait que ces deux modulations sont similaires pour $\alpha = 0$. Pour $\alpha = 0.5$, la variation de la probabilité de fausse détection pour la forme TM61 est située entre les deux cas extrêmes. Tandis que pour $\alpha = 0$, la méthode de réception par TM61 représente de mauvaises performances. En effet, un rapport SNR de -15 dB est nécessaire pour que la probabilité de fausse détection atteigne la valeur zéro. Ce résultat est très mauvais du fait que la moitié de cette valeur du SNR est suffisante pour acquérir les signaux CBOC et TMBOC par les méthodes classiques, avec une probabilité de fausse détection nulle. La dégradation des performances en termes de probabilité de fausse détection pour $\alpha = 0$ est due au fait que la forme TM61 pour cette valeur de α est similaire à celle de BOC(6,1).

II.5 Méthode de l'algorithme de synchronisation

Dans cette partie, la méthode de synchronisation basée sur la reconstruction de la FAC sera introduite. Son modèle mathématique ainsi que ses principales caractéristiques y seront présentés. La validation des résultats de simulation relatifs à la FAC, l'étude des performances ainsi que la comparaison avec les méthodes classiques seront détaillées dans le chapitre trois. Le principe de fonctionnement de l'algorithme est présenté dans ce chapitre, tandis que le chapitre 3 est consacré à la présentation et à l'analyse des résultats obtenus.

II.5.1 Analyse des algorithmes de synchronisation

Dans l'article [8], les auteurs ont proposé un algorithme qui traite le problème de synchronisation des signaux MBOC dans le système GNSS causé par la présence de multiples pics dans leur FAC. L'algorithme génère trois signaux auxiliaires locaux : des codes PRN, des signaux BOC(1,1) et des signaux MBOC, corrélés au signal reçu. En combinant ces trois fonctions de corrélation, l'algorithme produit une FC reconstruite selon des règles de reconstruction, éliminant les pics latéraux et assurant une synchronisation sans ambiguïté.

II.5.1.1 Signal MBOC

L'expression classique de La FAC du signal BOC est donnée par l'équation (II-17), où tri est une fonction triangulaire isocèle centrée en zéro, de largeur de base $2T_{sc}$ et d'amplitude égale à 1 [28].

$$R_{BOC} = \frac{1}{N} \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{l_2=0}^{N-1} (-1)^{l_1+l_2} tri(\tau + l_1 T_{sc} - l_2 T_{sc}) \quad \text{II-17}$$

Selon le théorème de Wiener–Khinchin, la FAC du signal MBOC peut être obtenue à partir de la transformée de Fourier de son spectre de puissance, comme indiqué dans l'équation (II-18).

$$\begin{aligned} R_{MBOC}(\tau) &= F^{-1}[G_{MBOC(6,1,1/11)}(f)] \\ &= F^{-1}\left[\frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f)\right] \\ &= F^{-1}\left[\frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f)\right] + F\left[\frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f)\right] \\ &= \frac{10}{11} R_{BOC(1,1)}(\tau) + \frac{1}{11} R_{BOC(6,1)}(\tau) \end{aligned} \quad \text{II-18}$$

Où $G_{MBOC(6,1,1/11)}(f)$ représente la DSP du signal MBOC donnée par les expressions (I-11) et (I-12), et $R_{BOC(1,1)}(\tau)$ et $R_{BOC(6,1)}(\tau)$ sont respectivement les FAC des signaux BOC(1,1) et BOC(6,1).

La figure II-15 présente les FAC des signaux MBOC(6,1, 1/11), BOC(1,1) et BOC(6,1). On peut observer que le comportement du signal MBOC est proche de celui du signal BOC(1,1), car ce dernier constitue la partie dominante du signal, tandis que l'influence du BOC(6,1) rend le pic principal plus incurvé, plus étroit et plus aigu. Cela permet d'améliorer l'acquisition du signal et d'augmenter la résistance aux effets de MT.

Cependant, des pics secondaires apparaissent dans la FAC du signal MBOC, pouvant provoquer des erreurs de synchronisation telles que le faux verrouillage, entraînant une ambiguïté de synchronisation, des erreurs importantes de mesure de distance et des écarts dans les résultats de positionnement. Il est donc nécessaire de traiter ces pics secondaires afin d'éliminer leurs effets négatifs.

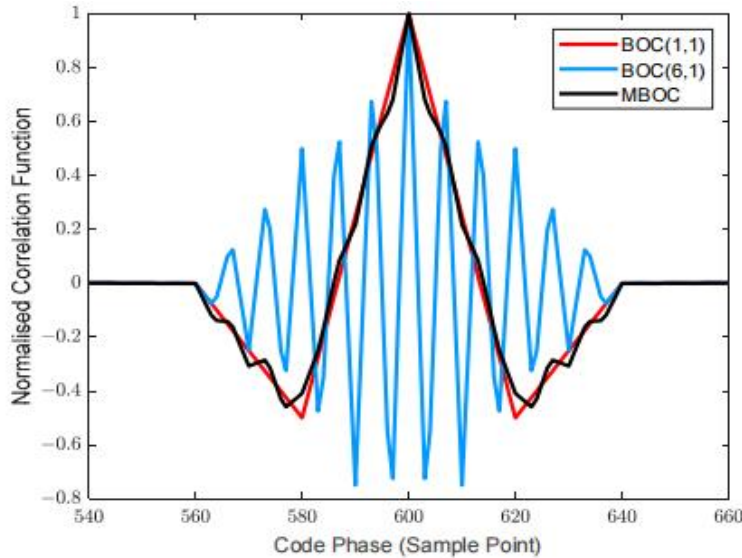


Figure II-15 Fonction d'autocorrélation [8].

II.5.1.2 Règles de reconstruction des algorithmes proposés

L'idée de la FC reconstruite sur laquelle est basé l'algorithme proposé dans [8], repose sur la génération de plusieurs FAC en utilisant différents codes auxiliaires locaux, puis leur corrélation avec les signaux reçus [29,30]. Ensuite, en se basant sur les propriétés géométriques entre ces fonctions, des opérations telles que la décomposition, la translation et la superposition sont utilisées afin de supprimer ou réduire les pics secondaires de la FC des signaux BOC, et d'obtenir une FC reconstruite présentant un unique pic principal étroit, permettant ainsi une synchronisation non ambiguë. Les signaux auxiliaires couramment utilisés incluent les codes PRN, les signaux BOC, les codes d'ordre spécial ainsi que des formes d'onde de référence de corrélation. Les FC peuvent être classées en deux types : celles basées sur la combinaison de plusieurs FC et celles basées sur la reconstruction de la FAC.

Selon la section II.5.1, le comportement global de la FAC du signal MBOC est similaire à celui du signal BOC(1,1), ainsi la FAC du signal MBOC est approximée par celle du signal BOC(1,1) dans les développements théoriques réalisés [31,32].

$R_{MBOC/BOC}$ et $R_{MBOC/PRN}$ désignent respectivement les FC croisées du signal MBOC avec le signal BOC(1,1) et avec le code PRN. Les expressions spécifiques de ces deux fonctions sont données dans les équations (II-19) et (II-20).

$$R_{MBOC/BOC} \approx R_{BOC/BOC} = tri(\tau) - \frac{1}{2} \left[tri(\tau + \frac{T_c}{2}) + tri(\tau - \frac{T_c}{2}) \right] \quad \text{II-19}$$

$$R_{MBOC/PRN} \approx R_{BOC/PRN} = \frac{1}{2} tri(\tau + \frac{T_c}{2}) - \frac{1}{2} tri(\tau - \frac{T_c}{2}) \quad \text{II-20}$$

$R_{MBOC/PRN}$ est une fonction symétrique par rapport au centre, tandis que $R_{MBOC/BOC}$ est une fonction axiale (axisymétrique). En utilisant les propriétés de symétrie des deux fonctions, les pics secondaires d'un seul côté peuvent être éliminés.

Le traitement consiste à additionner et soustraire respectivement $R_{MBOC/BOC}$ et $R_{MBOC/PRN}$. Ainsi, R_1 est la FC obtenue par addition, et R_2 est la FC obtenue par soustraction, avec des expressions données dans les équations (II-21) et (II-22).

$$R_1 = R_{MBOC/BOC} + R_{MBOC/PRN} = tri(\tau - tri(\tau - \frac{T_c}{2})) \quad \text{II-21}$$

$$R_2 = R_{MBOC/BOC} - R_{MBOC/PRN} = tri(\tau) - tri(\tau + \frac{T_c}{2}) \quad \text{II-22}$$

R_1 et R_2 sont des FC reconstruites après élimination des pics secondaires unilatéraux, tandis que R_3 est obtenu en appliquant l'équation (II-23).

$$R_3 = |R_1| + |R_2| - |R_1 - R_2| = 2tri(\tau) \quad \text{II-23}$$

La FAC du signal MBOC est additionnée à sa valeur absolue, puis les pics secondaires sont éliminés afin d'obtenir la FC notée R_4 , dont l'expression est donnée dans l'équation (II-24).

$$\begin{aligned} R_4 &= R_{MBOC} + |R_{MBOC}| \\ &\approx tri(\tau) - \frac{1}{2} tri(\tau + \frac{T_c}{2}) - \frac{1}{2} tri(\tau - \frac{T_c}{2}) + |tri(\tau) - \frac{1}{2} tri(\tau + \frac{T_c}{2}) - \frac{1}{2} tri(\tau - \frac{T_c}{2})| \\ &= 2tri(\tau) \end{aligned} \quad \text{II-24}$$

Enfin, R_3 et R_4 sont multipliés afin de réduire davantage la largeur du pic de corrélation et d'augmenter la hauteur du pic principal, ce qui améliore la précision d'acquisition. Ainsi, la FC finale R_{new} est obtenue, dont l'expression est donnée dans l'équation (II-25).

$$R_{new} = R_3 \times R_4 \quad \text{II-25}$$

II.5.1.3 Analyse de la boucle d'acquisition

La figure II.16 présente la structure d'acquisition de l'algorithme de synchronisation du signal MBOC reposant sur une fonction de corrélation reconstruite. Conformément à l'analyse précédente, l'algorithme s'appuie sur une succession d'étapes et de traitements spécifiques afin de réaliser le processus d'acquisition.

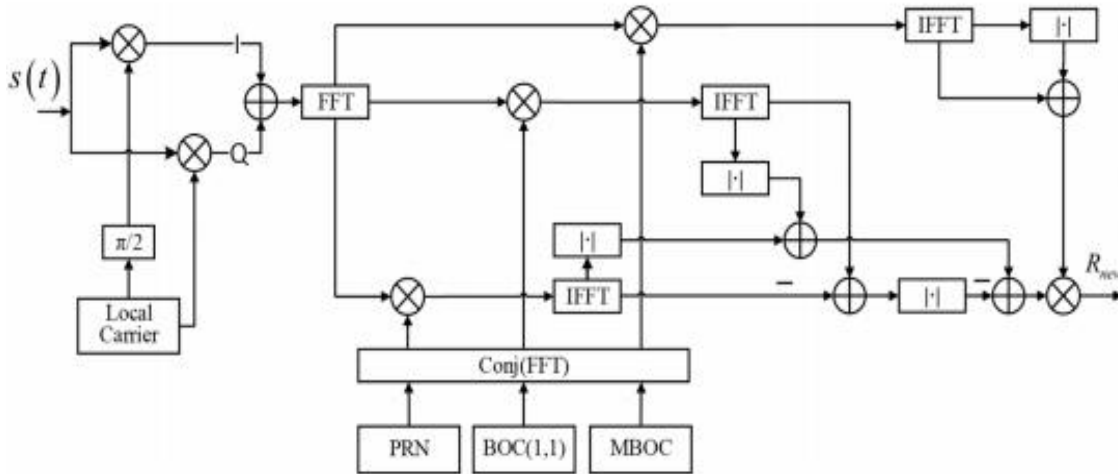


Figure II-16 Diagramme fonctionnel de l'acquisition [8].

- Mélange du signal reçu avec la porteuse locale pour la supprimer [24].
- Génération locale des signaux MBOC et BOC(1,1) avec le code PRN.
- Corrélation entre les signaux locaux et le signal reçu.
- Reconstruction des fonctions de corrélation pour obtenir le résultat final de détection.

II.5.1.4 Tracking Loop Analysis

La figure II.17 présente l'architecture de la boucle de poursuite de l'algorithme de synchronisation du signal MBOC reposant sur une fonction de corrélation reconstruite. Dans une première étape, la porteuse du signal reçu est supprimée par mélange avec les répliques locales des composantes en phase (I) et en quadrature (Q). Parallèlement, le Numerically Controlled Oscillator (NCO) de code génère trois signaux de référence : le code PRN, le signal BOC(1,1) et le signal MBOC. Des décalages anticipés et retardés sont ensuite appliqués à ces signaux afin de produire les répliques nécessaires au processus de poursuite (Early et Late).

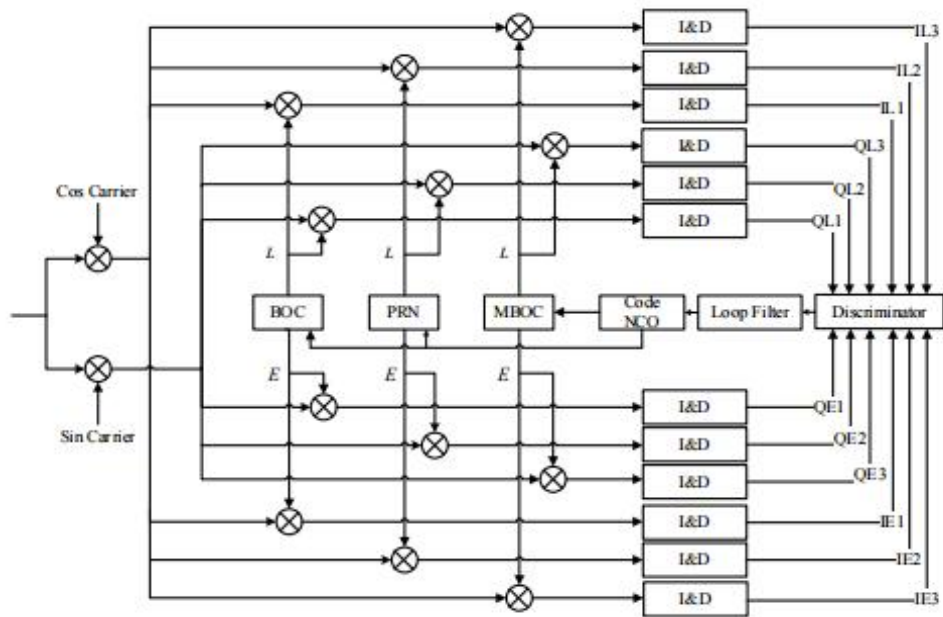


Figure II-17 Diagramme de blocs de la boucle de poursuite [8].

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art des principales méthodes de synchronisation et d'acquisition des signaux GNSS de type BOC et MBOC. Les techniques SCPC et ASPeCT permettent de réduire les ambiguïtés liées aux pics secondaires de la FAC, tout en améliorant la détection et la précision de poursuite. La méthode TM61 et l'algorithme de reconstruction de corrélation offrent également des solutions efficaces pour une synchronisation non ambiguë. Cependant, chaque approche présente des limites en termes de complexité, de sensibilité au bruit et aux effets de MT. Ce chapitre met ainsi en évidence la nécessité de solutions hybrides plus robustes, qui seront étudiées dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

Simulations et études comparatifs

CHAPITRE III : Simulations et études comparatifs

III.1 Introduction

Ce chapitre présente, dans un premier temps, la validation des résultats de simulation de l'algorithme d'annulation des pics secondaires du signal MBOC, basé sur la reconstruction de la FAC, conformément à la technique proposée dans la référence [8]. À cet effet, les principales caractéristiques de cette méthode sont simulées sous MATLAB, notamment la FC non ambiguë et la FD.

Les résultats obtenus font ensuite l'objet d'une étude de performance selon plusieurs critères, afin d'évaluer la robustesse de la méthode en environnement réel, en présence de bruit et de MTs. Cette analyse préliminaire met en évidence certaines limites dans l'approche adoptée par les auteurs de la référence [8], notamment dans la prise en compte du bruit et des effets de MT. En effet, ces derniers n'ont pas explicitement considéré le fait que la FC reconstruite résulte d'une combinaison non cohérente de plusieurs FC, ce qui conduit à des résultats quasi idéaux en environnement bruité et ne reflète pas fidèlement la réalité des conditions opérationnelles.

Afin de remédier à ces insuffisances, une seconde contribution est proposée dans ce chapitre, introduisant une approche plus réaliste et mieux adaptée à la prise en compte des contraintes d'un environnement réel. Les résultats de simulation montrent dans ce cas une dégradation notable des performances de la technique étudiée. Enfin, une étude comparative entre cette méthode, la méthode TM61 et la méthode classique est présentée et discutée.

III.2 FC et FD non ambiguë reconstituer de la référence [8]

La figure III-1 montre le résultat du calcul des FC croisée entre le signal reçu et des signaux auxiliaires (PRN, BOC et MBOC) (c'est Les formes des FCs qui vont reconstituer la nouvelle FC non ambiguë de la référence [8]).

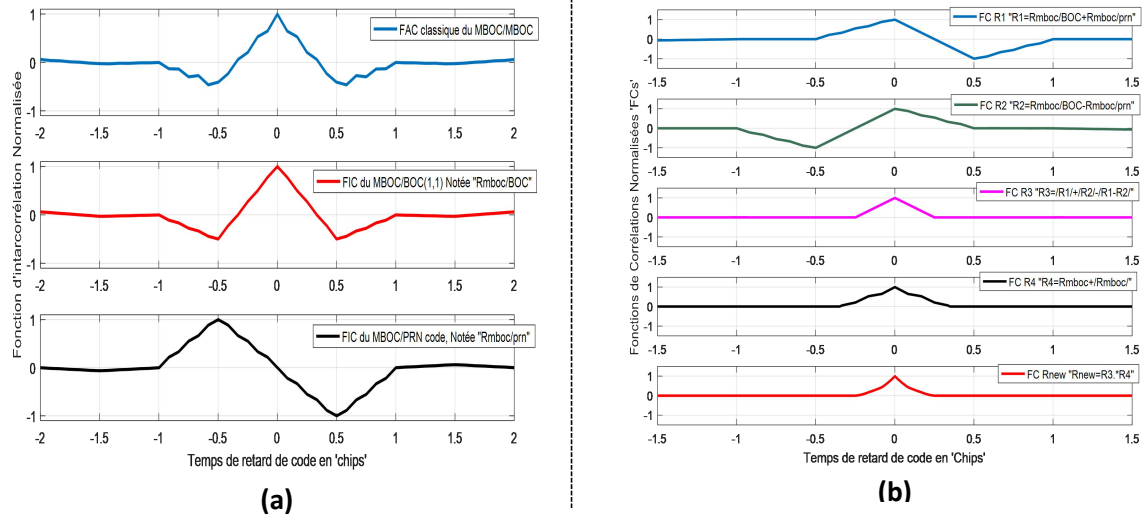


Figure III-1 Processus de reconstruction du signal MBOC selon l'algorithme proposé. (a) Fonctions de corrélation classique et d'intercorrélation FACclassique, FICMBOCBOC et FICMBOCPRN; (b) fonctions de corrélation partielles R1, R2, R3, R4 et la fonction finale reconstruite Rnew

A ce stade-là, les auteurs de la référence [8] utilisent la propriété de la symétrie, R_1 et R_2 sont obtenues afin d'éliminer les pics secondaires, puis R_3 est obtenue pour supprimer les pics secondaires des deux côtés, et R_4 provient d'un autre traitement du signal MBOC. Enfin, en multipliant R_3 et R_4 , on obtient R_{new} , un FC final qui élimine complètement les pics secondaires tout en conservant un pic principal étroit et bien défini.

La figure III-2 illustre une comparaison des FCs du signal MBOC obtenues par plusieurs approches distinctes : la méthode classique, la méthode de la référence [8], la méthode ASPECT et la méthode TM61(0.5).

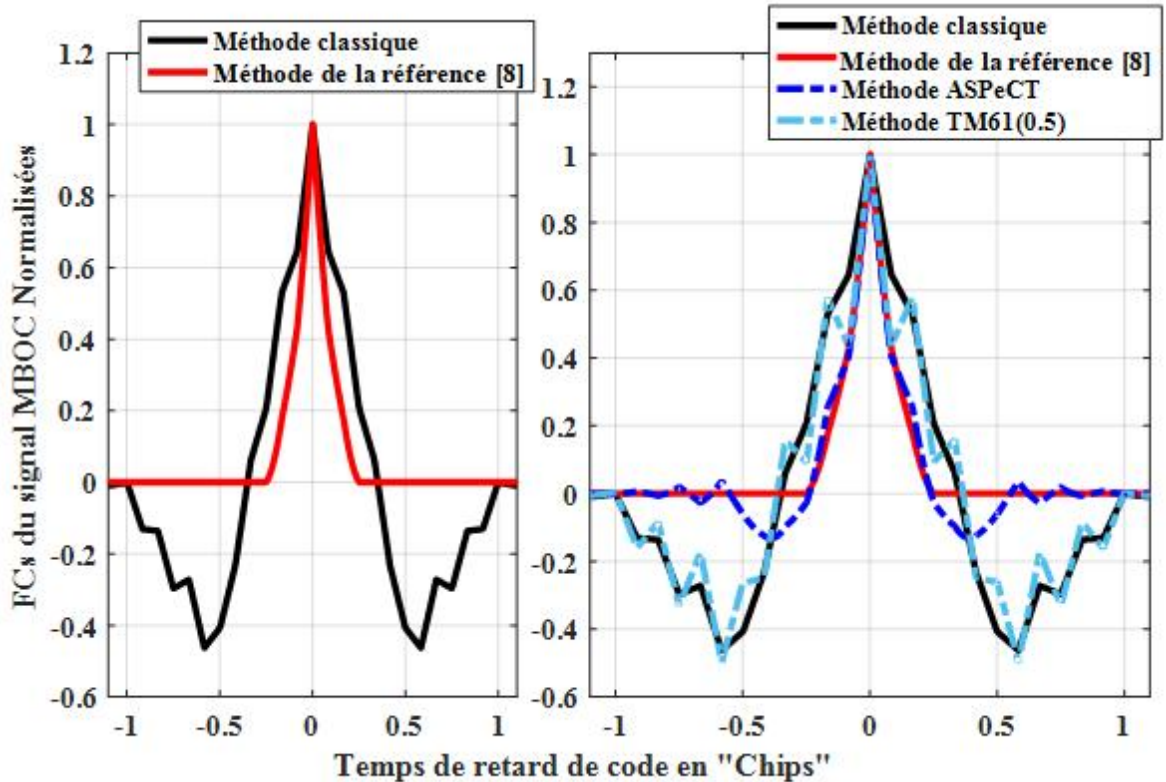


Figure III-2 : Comparaison des FCs entre la méthode classique et la nouvelle méthode pour le signal-MBOC

D'après la Figure III-2, la FC obtenue avec la méthode classique présente un pic principal relativement large, accompagné de lobes secondaires importants et oscillatoires de part et d'autre du maximum de corrélation. La présence de ces lobes secondaires augmente considérablement le risque d'ambiguïté lors du processus d'acquisition et de poursuite du signal. En effet, ces maxima locaux peuvent être confondus avec le pic principal, conduisant à des situations de faux verrouillage et, par conséquent, à une dégradation de la précision de l'estimation du retard de code et de la localisation.

À l'inverse, la méthode issue de la référence [8] permet d'améliorer significativement les propriétés de la fonction de corrélation. On constate que le pic principal devient plus étroit et plus aigu, ce qui traduit une meilleure résolution temporelle et une sensibilité accrue aux faibles variations du retard de code. Cette caractéristique est particulièrement avantageuse pour les applications de navigation et de positionnement de haute précision, où l'estimation du temps d'arrivée du signal joue un rôle essentiel.

Par ailleurs, la méthode de la référence [8] assure une forte atténuation, voire une suppression quasi totale, des lobes secondaires observés avec la méthode classique. Cette

réduction des composantes parasites diminue fortement les ambiguïtés de synchronisation et améliore la robustesse du récepteur face aux phénomènes de MT et aux erreurs de poursuite. Ainsi, la probabilité de verrouillage sur un maximum secondaire est considérablement réduite.

La seconde partie de la figure compare les performances de la méthode proposée à celles d'autres techniques avancées, notamment les méthodes ASPeCT et TM61(0.5). Les résultats montrent que la méthode de la référence [8] conserve un pic principal étroit tout en maintenant des niveaux de lobes secondaires inférieurs ou comparables à ceux des méthodes concurrentes. La méthode ASPeCT réduit également les ambiguïtés de corrélation, mais présente encore des déformations autour du pic principal susceptibles d'affecter la précision de l'estimation. Quant à la méthode TM61(0.5), bien qu'elle améliore certaines caractéristiques de la fonction de corrélation, elle conserve des oscillations résiduelles plus importantes que celles observées avec la méthode de la référence [8].

En conséquence, les résultats obtenus démontrent que la méthode de la référence [8] offre un compromis particulièrement efficace entre la finesse du pic principal et la suppression des lobes secondaires. Cette amélioration se traduit par une meilleure précision de synchronisation, une réduction du risque de faux verrouillage et une robustesse accrue vis-à-vis des perturbations de propagation, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes GNSS modernes utilisant des signaux MBOC.

La Figure III-3 présente la comparaison des FD obtenues pour le signal MBOC à l'aide de la méthode classique, de la méthode de la référence [8], ainsi que des méthodes ASPeCT et TM61(0.5).

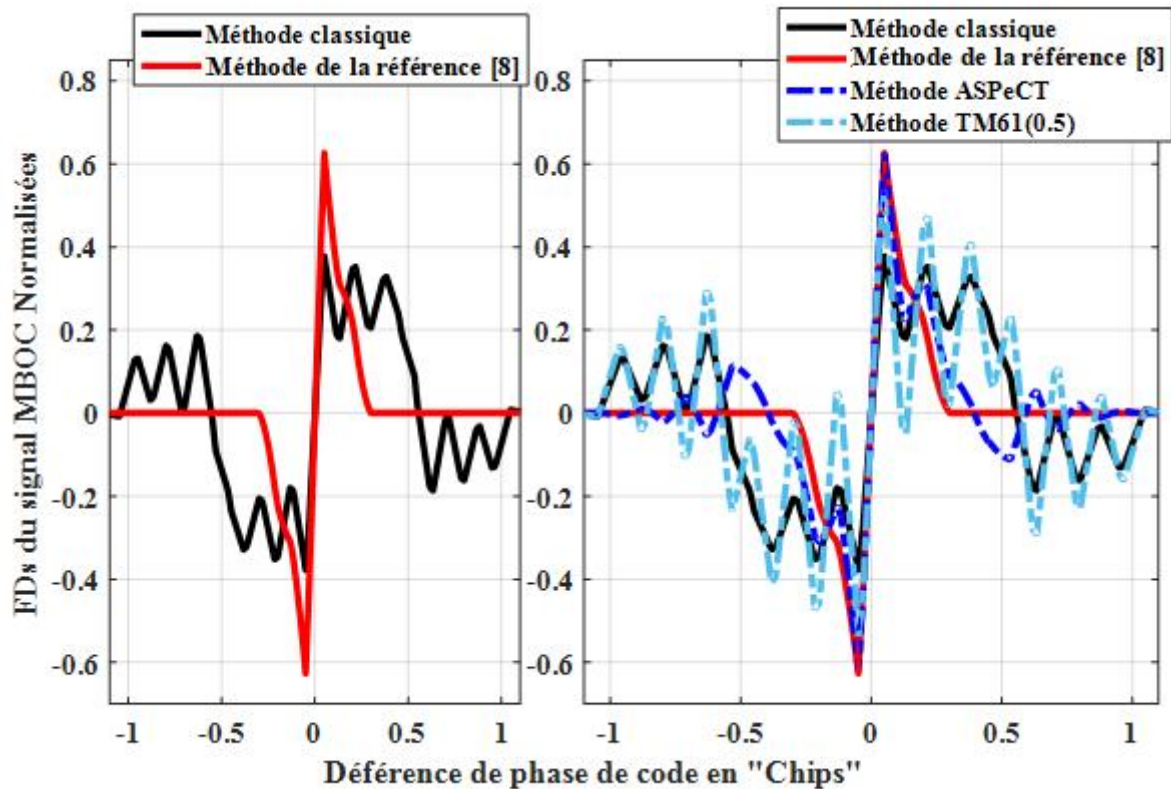


Figure III-3 Comparaison des FD entre la méthode classique et la nouvelle méthode pour le signal MBOC

D'après cette figure, la fonction discriminante constitue un indicateur essentiel des performances de poursuite du code, car sa pente au voisinage du point de verrouillage détermine directement la sensibilité et la précision de l'estimation du retard.

L'analyse de la figure montre que la méthode classique génère une fonction discriminante présentant de nombreuses oscillations et plusieurs extrema locaux répartis sur l'ensemble de l'intervalle considéré. Ces fluctuations traduisent la présence d'ambiguïtés dans le processus de poursuite et augmentent le risque de convergence vers des points de verrouillage erronés. De plus, les variations importantes de la fonction discriminante peuvent rendre le suivi du signal plus sensible aux perturbations dues au bruit et au MT.

En revanche, la méthode de la référence [8] produit une fonction discriminante beaucoup plus régulière et mieux structurée. On observe un passage par zéro unique au voisinage du point de synchronisation, accompagné d'une pente très élevée autour de l'origine. Cette caractéristique est particulièrement recherchée dans les systèmes de poursuite de code, car elle permet d'améliorer la sensibilité du discriminateur aux faibles erreurs de synchronisation et d'accroître la précision de l'estimation du retard de code.

Par ailleurs, la méthode proposée réduit fortement les oscillations présentes dans la fonction discriminante classique. Les lobes secondaires sont considérablement atténués et la fonction converge rapidement vers des valeurs nulles lorsque la différence de phase de code s'éloigne de l'origine. Cette propriété limite les risques de faux verrouillage et améliore la stabilité du processus de poursuite.

La comparaison avec les méthodes ASPECT et TM61(0.5) montre également que la méthode de la référence [8] présente une fonction discriminante plus favorable. Bien que les méthodes ASPECT et TM61(0.5) améliorent certaines caractéristiques par rapport à la méthode classique, elles conservent des oscillations résiduelles et plusieurs passages par zéro secondaire susceptible de générer des ambiguïtés de poursuite. À l'inverse, la méthode de la référence [8] conserve une forme quasi idéale, caractérisée par une transition abrupte autour de l'origine et une suppression efficace des extrema parasites.

Ainsi, les résultats démontrent que la méthode de la référence [8] améliore significativement les propriétés de la fonction discriminante du signal MBOC. Grâce à une pente plus importante au voisinage du point de verrouillage, à une réduction des oscillations et à une suppression des ambiguïtés de poursuite, cette méthode permet d'obtenir une meilleure précision de synchronisation et une plus grande robustesse face aux perturbations de propagation. Elle constitue donc une solution particulièrement adaptée aux récepteurs GNSS exigeant des performances élevées en acquisition et en poursuite de code.

III.3 Résultats obtenus par les auteurs de l'article [8]

III.3.1 Performances par le critère de l'enveloppe d'erreur et la moyenne courante

Afin d'évaluer les performances des MTs, nous utilisons un indicateur typique qui est l'enveloppe d'erreur. Ici, nous décrivons un seul schéma de réception : MBOC. En effet, nous considérons la transmission du signal CBOC. On utilise pour se faire, la réception classique et la réception basée sur l'algorithme d'annulation des pics secondaires du signal MBOC, basé sur la reconstruction de la FAC de la référence [8].

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

Structure de reception	Retard relatif du MT en chips	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	SNR	Phase relative du MT par rapport au LOS en degrés
------------------------	-------------------------------	---	-----	---

L'algorithme Classique				
L'algorithme de la référence [8]	De 0 à 1.5	0.5	-30 dB	0 et 180

Les Figures III.4 et III.5 présentent respectivement l'enveloppe de l'erreur et l'erreur moyenne en fonction du retard relatif du MT pour la méthode classique et la méthode de la référence [8], appliquées au signal CBOC. Ces deux critères permettent d'évaluer la sensibilité des méthodes aux effets du MT et leur impact sur la précision de l'estimation du retard de code.

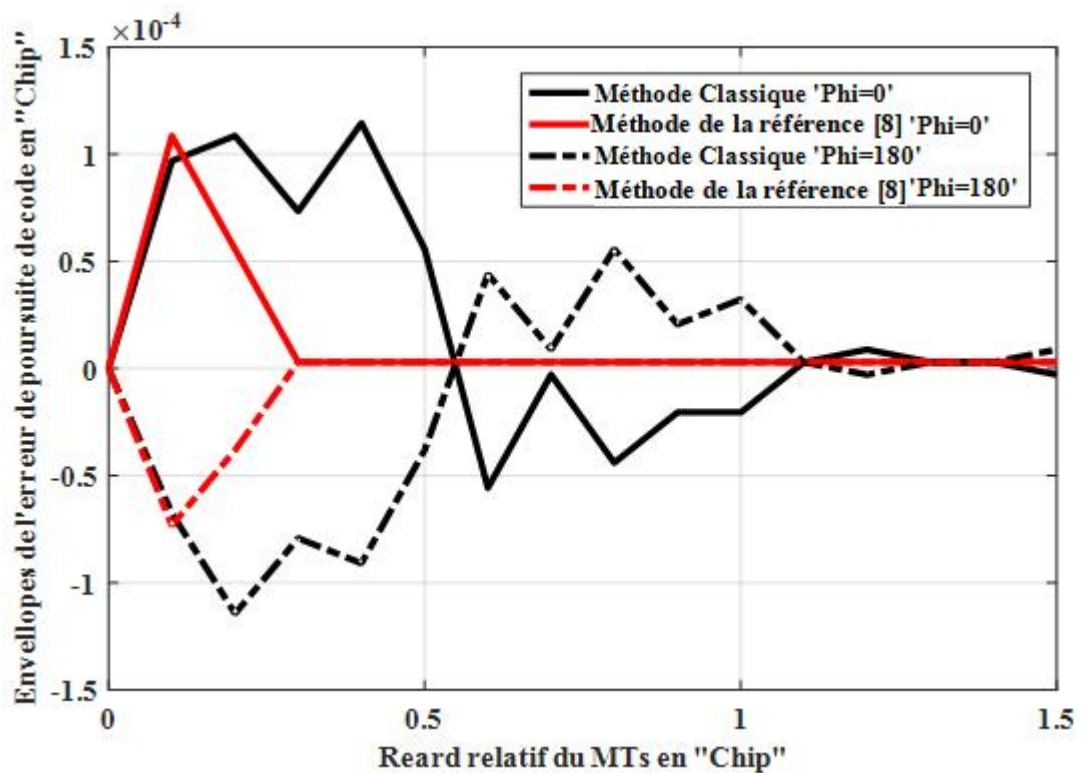


Figure III.4 Enveloppes d'erreur en fonction du retard du MTs pour la réception classique de signal (résultat de l'article) CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]

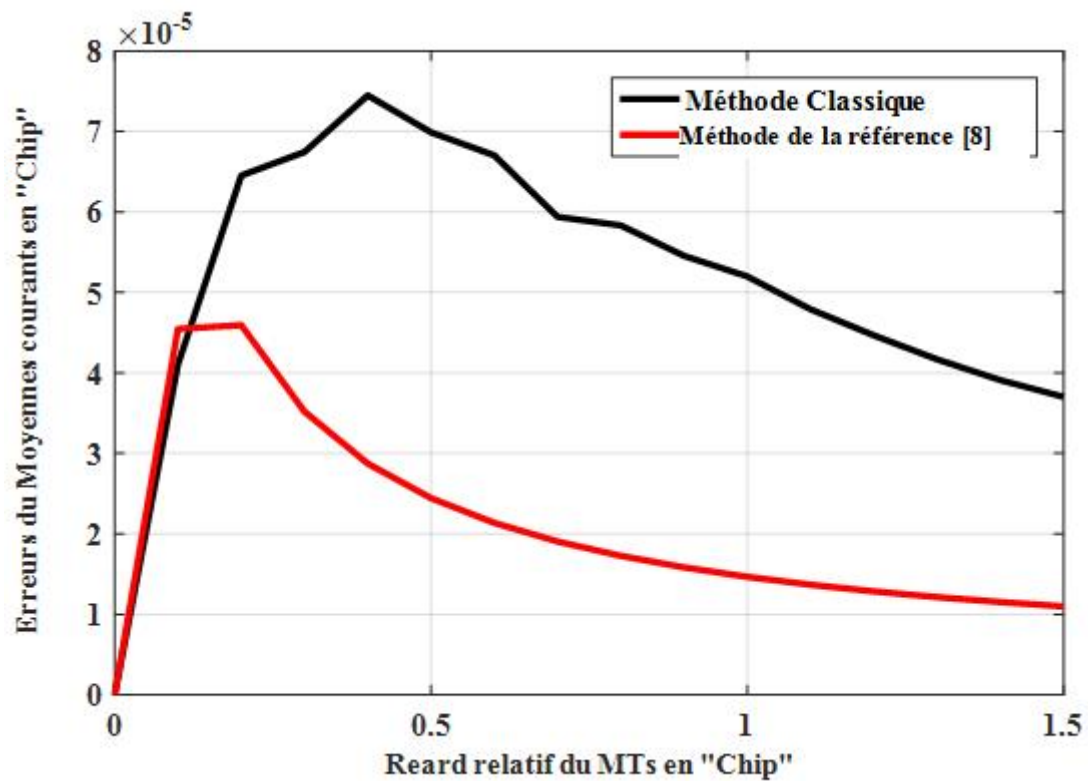


Figure III.5 Erreurs du moyennes courants en fonction du retard du MTs pour la réception classique de signal .(résultat de l'article) CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]

L'analyse de l'enveloppe de l'erreur (Figure III-4) montre que les erreurs générées par la méthode classique sont relativement importantes et persistent sur une large plage de retards relatifs. Pour les deux cas de déphasage considérés ($\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 180^\circ$), les amplitudes des erreurs atteignent des valeurs élevées, avec des oscillations marquées qui traduisent une forte sensibilité aux signaux réfléchis. Ces fluctuations indiquent que le MT introduit des biais significatifs dans l'estimation du retard de code, ce qui peut dégrader la précision du positionnement.

En revanche, la méthode de la référence [8] présente une réduction notable de l'amplitude des erreurs. Les enveloppes d'erreur associées aux deux valeurs de phase convergent rapidement vers zéro lorsque le retard relatif dépasse environ 0,2 chip. Cette diminution rapide montre que l'influence du trajet multiple est fortement atténuée et que les biais de mesure deviennent pratiquement négligeables pour des retards modérés ou élevés. De plus, les courbes obtenues pour $\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 180^\circ$ sont plus symétriques et présentent moins d'oscillations, ce qui témoigne d'une meilleure stabilité de la méthode face aux variations de phase du signal réfléchi.

La Figure III.8 confirme cette tendance à travers l'étude de l'erreur moyenne. Pour la méthode classique, l'erreur moyenne augmente rapidement avec le retard relatif du trajet multiple et atteint un maximum d'environ $7,5 \times 10^{-5}$ chip aux alentours de 0,4 chip. Bien qu'elle diminue progressivement par la suite, elle demeure relativement élevée sur toute la plage de retards étudiée.

À l'inverse, la méthode de la référence [8] présente une erreur moyenne systématiquement inférieure à celle de la méthode classique. Après un maximum d'environ $4,5 \times 10^{-5}$ chip pour les faibles retards, l'erreur décroît rapidement avec l'augmentation du retard relatif et atteint des valeurs proches de 1×10^{-5} chip pour un retard de 1,5 chip. Cette réduction importante démontre une meilleure capacité à limiter les biais induits par le MT.

Globalement, les résultats obtenus mettent clairement en évidence la supériorité de la méthode de la référence [8] par rapport à la méthode classique. Celle-ci réduit significativement l'amplitude des erreurs, accélère leur convergence vers zéro et diminue l'erreur moyenne sur l'ensemble de la plage de retards étudiée. Ces performances traduisent une meilleure robustesse vis-à-vis des effets du MT et permettent d'améliorer la précision de synchronisation ainsi que la qualité du positionnement dans les systèmes GNSS utilisant le signal CBOC.

III.3.2 Performances par le critère de la probabilité de détection

Les figures III-6 montre les performances de l'algorithme d'annulation des pics secondaires de la référence [8] par rapport à celles obtenues par la méthode classique par le critère de la probabilité de détection.

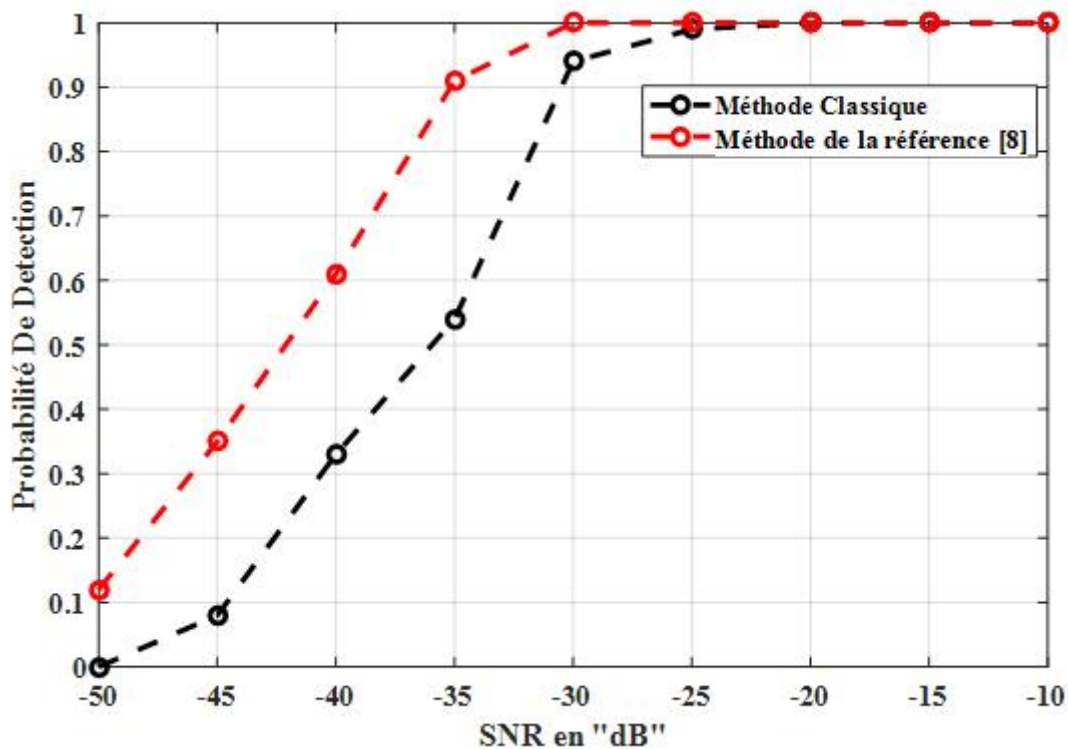


Figure III-6 Probabilité de détection en fonction du SNR pour la réception classique de signal CBOC et la .(résultat de l'article) réception par la méthode de la référence [8]

La Figure III-6 présente l'évolution de la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour la méthode classique et la méthode proposée dans la référence [8]. Les résultats montrent que les performances de détection s'améliorent progressivement avec l'augmentation du SNR pour les deux approches, ce qui est conforme au comportement attendu des systèmes de détection en présence de bruit.

Toutefois, la méthode de la référence [8] présente des performances supérieures à celles de la méthode classique sur l'ensemble de la plage de SNR étudiée. En particulier, dans les conditions de faible SNR, où la détection est généralement plus difficile, l'écart entre les deux méthodes est significatif. À titre d'exemple, pour un SNR de -40 dB, la probabilité de détection obtenue par la méthode de référence atteint environ 0,61, alors que celle de la méthode classique reste limitée à 0,33.

Par ailleurs, la méthode de la référence [8] atteint une probabilité de détection proche de l'unité dès un SNR d'environ -32 dB, tandis que la méthode classique nécessite un SNR d'environ -27 dB pour obtenir un niveau de performance comparable. Ce gain d'environ 5 dB met en évidence la capacité de la méthode proposée à détecter efficacement les signaux faibles dans des environnements fortement bruités.

En conséquence, les résultats obtenus démontrent que la méthode de la référence [8] offre une meilleure sensibilité et une plus grande robustesse vis-à-vis du bruit que la méthode classique. Cette amélioration des performances de détection confirme l'efficacité de l'approche proposée, notamment dans les applications où les signaux à détecter présentent de faibles rapports signal sur bruit.

III.4 Résultats des performances qui devraient être obtenus

III.4.1 Performances par le critère de l'enveloppe d'erreur et la moyenne courante

Les figures III-7 et III-8 illustrent les performances de l'algorithme d'annulation des pics secondaires présenté dans la référence [8] dans le cas corrigé, en comparaison avec celles obtenues par la méthode classique.

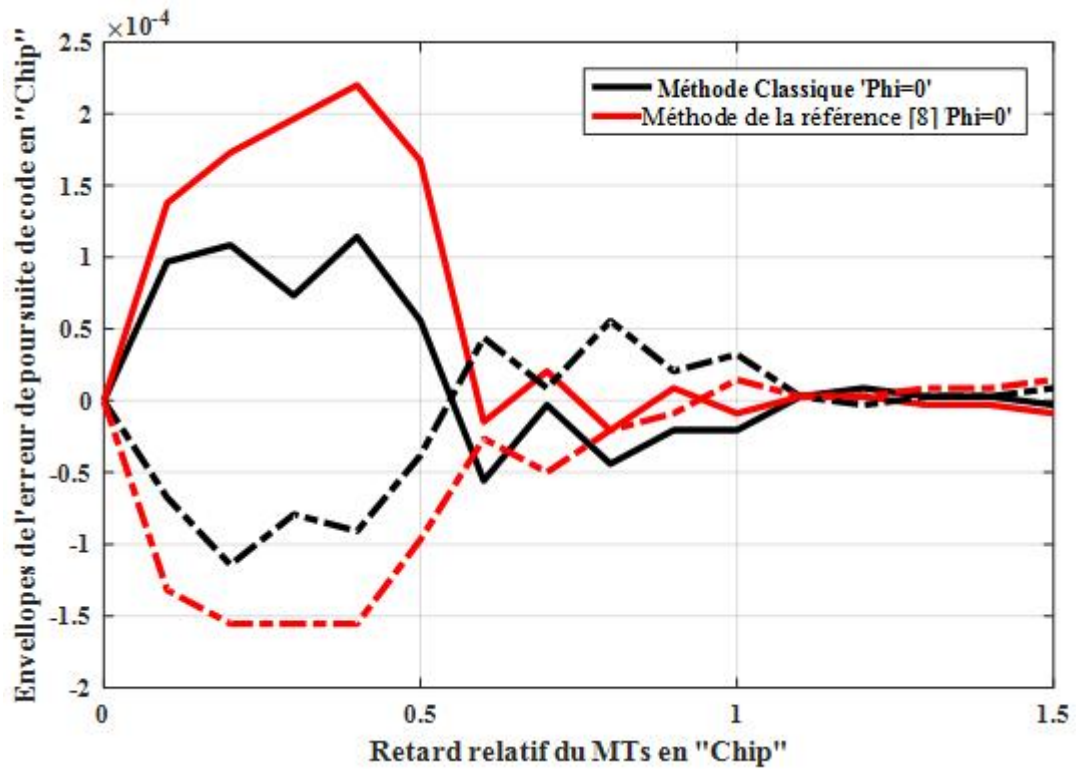


Figure III-7 Enveloppes d'erreur en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique de (cas corrigé) signal CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]

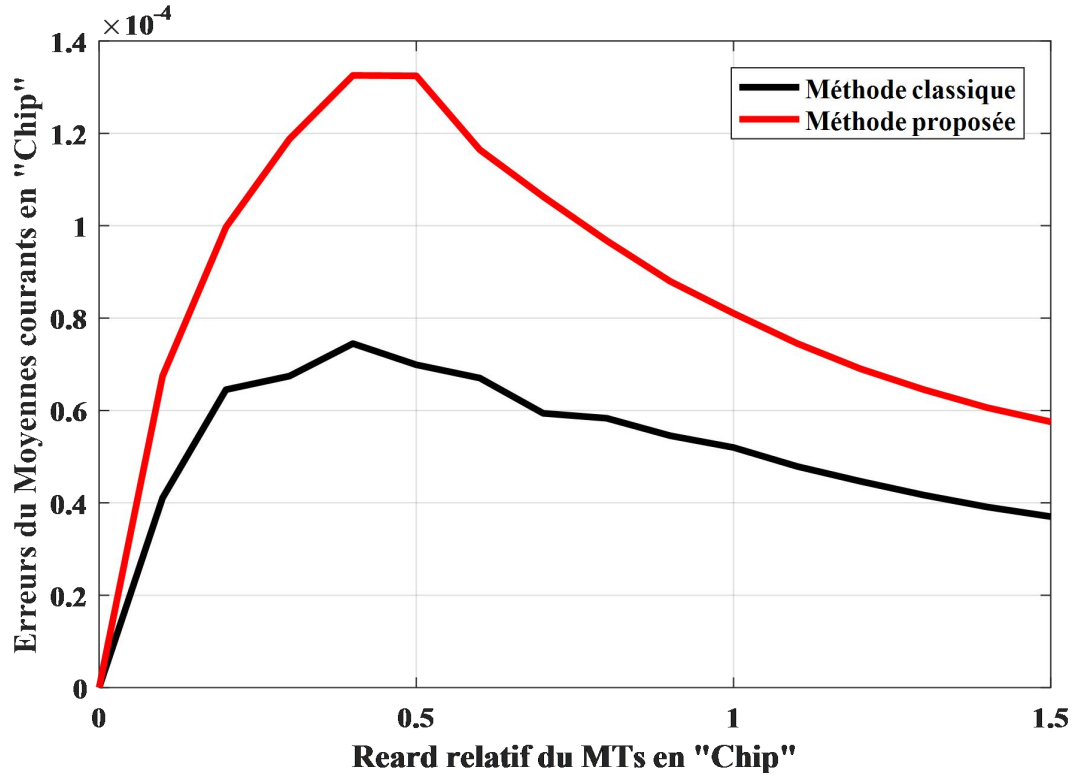


Figure III.8 Erreurs du moyennes courants en fonction du retard du MTs pour la réception classique de signal (cas corriger) CBOC et la réception par la méthode de la référence [8]

La Figure III.8 présente l'évolution de l'enveloppe de l'erreur ainsi que de l'erreur moyenne en fonction du retard relatif du MT exprimé en fraction de chip, pour la méthode classique et la méthode de la référence [8].

L'analyse de l'enveloppe de l'erreur montre que les deux méthodes sont fortement influencées par la présence du MT lorsque le retard relatif est faible. Cependant, la méthode de la référence [8] présente des amplitudes d'erreur plus importantes, avec des valeurs maximales atteignant environ $\pm 1,6 \times 10^{-4}$ chip, alors que les erreurs observées pour la méthode classique restent globalement limitées à $\pm 1,1 \times 10^{-4}$ chip. Cette différence traduit une sensibilité plus élevée de la méthode de référence aux effets du MT dans la zone des faibles retards.

Lorsque le retard relatif augmente au-delà de 0,5 chip, les amplitudes des erreurs diminuent progressivement pour les deux approches. Les oscillations deviennent moins prononcées et les enveloppes convergent vers des valeurs proches de zéro. À partir d'un retard relatif d'environ 1 chip, les erreurs résiduelles sont très faibles, indiquant une réduction significative de l'influence du MT sur le processus d'estimation.

La seconde figure illustre l'évolution de l'erreur moyenne en fonction du retard relatif du MT. Les résultats montrent que l'erreur moyenne augmente rapidement lorsque le retard relatif croît depuis zéro, puis atteint un maximum avant de décroître progressivement. Le maximum observé pour la méthode classique est de l'ordre de $0,75 \times 10^{-4}$ chip, tandis que celui de la méthode de la référence [8] atteint environ $1,3 \times 10^{-4}$ chip. Ainsi, sur l'ensemble de la plage de retards étudiée, la méthode classique présente systématiquement une erreur moyenne plus faible.

Par ailleurs, lorsque le retard relatif devient supérieur à 1 chip, les erreurs moyennes des deux méthodes diminuent progressivement, ce qui confirme l'atténuation de l'impact du MT lorsque le trajet retardé est suffisamment éloigné du trajet direct. Néanmoins, la méthode classique conserve un avantage notable en maintenant des niveaux d'erreur inférieurs à ceux de la méthode de référence.

Globalement, ces résultats démontrent que la méthode classique offre une meilleure robustesse face aux effets du MT. Elle se caractérise par des enveloppes d'erreur de plus faible amplitude ainsi que par une erreur moyenne systématiquement inférieure à celle obtenue avec la méthode de la référence [8]. Cette supériorité est particulièrement marquée pour les faibles retards relatifs, où les perturbations induites par le MT sont les plus importantes.

III.4.2 Performances par le critère de la probabilité de détection

Les figures III-9 illustre les performances de l'algorithme d'annulation des pics secondaires présenté dans la référence [8] par rapport à celles obtenues par la méthode classique dans le cas corrigé, selon le critère de la probabilité de détection.

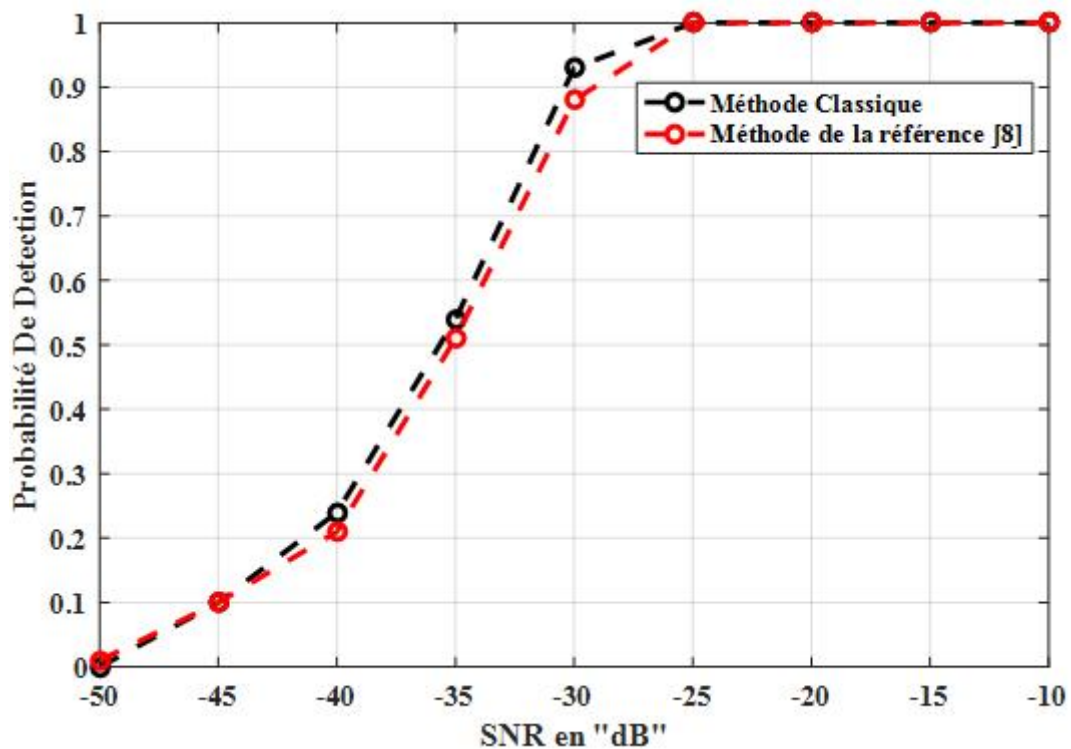


Figure III.9 Probabilité de détection en fonction du SNR en « dB » pour la réception classique de signal CBOC .(cas corrigé) et la réception par la méthode de la référence [8]

La Figure III-9 illustre l'évolution de la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour la méthode classique et la méthode de la référence [8]. Les résultats montrent que les performances des deux approches s'améliorent progressivement avec l'augmentation du SNR, traduisant une meilleure capacité à distinguer le signal utile du bruit lorsque les conditions de réception deviennent plus favorables.

Contrairement à la figure précédente, les deux méthodes présentent ici des performances très proches sur l'ensemble de la plage de SNR considérée. Pour les faibles valeurs de SNR, notamment entre -50 dB et -40 dB, les probabilités de détection obtenues sont quasiment identiques, avec un léger avantage en faveur de la méthode classique à partir de -40 dB.

À un SNR de -35 dB, les deux méthodes atteignent une probabilité de détection voisine de 0,5, indiquant une transition progressive vers une détection plus fiable. Lorsque le SNR augmente davantage, les performances s'améliorent rapidement pour les deux approches. La méthode classique atteint une probabilité de détection d'environ 0,93 à -30 dB, tandis que la méthode de la référence [8] obtient une valeur légèrement inférieure, proche de 0,88.

À partir de -27 dB, les deux méthodes atteignent une probabilité de détection égale à l'unité, ce qui signifie que tous les signaux sont correctement détectés dans ces conditions. Ainsi, aucune différence notable n'est observée dans la région des SNR élevés.

Dans l'ensemble, les résultats montrent que les deux méthodes offrent des performances comparables, avec une légère supériorité de la méthode classique dans la zone intermédiaire des SNR. Toutefois, cet avantage reste limité et disparaît lorsque le SNR devient suffisamment élevé. Ces observations suggèrent que les deux approches possèdent une robustesse similaire face au bruit et garantissent une détection fiable dès que le rapport signal sur bruit dépasse un certain seuil.

III.4.3 Performances par le critère de la variance

Les figures III-10 montre les performances de l'algorithme d'annulation des pics secondaires présenté dans la référence [8] comparées à celles de la méthode classique dans le cas corrigé, selon le critère de la variance.

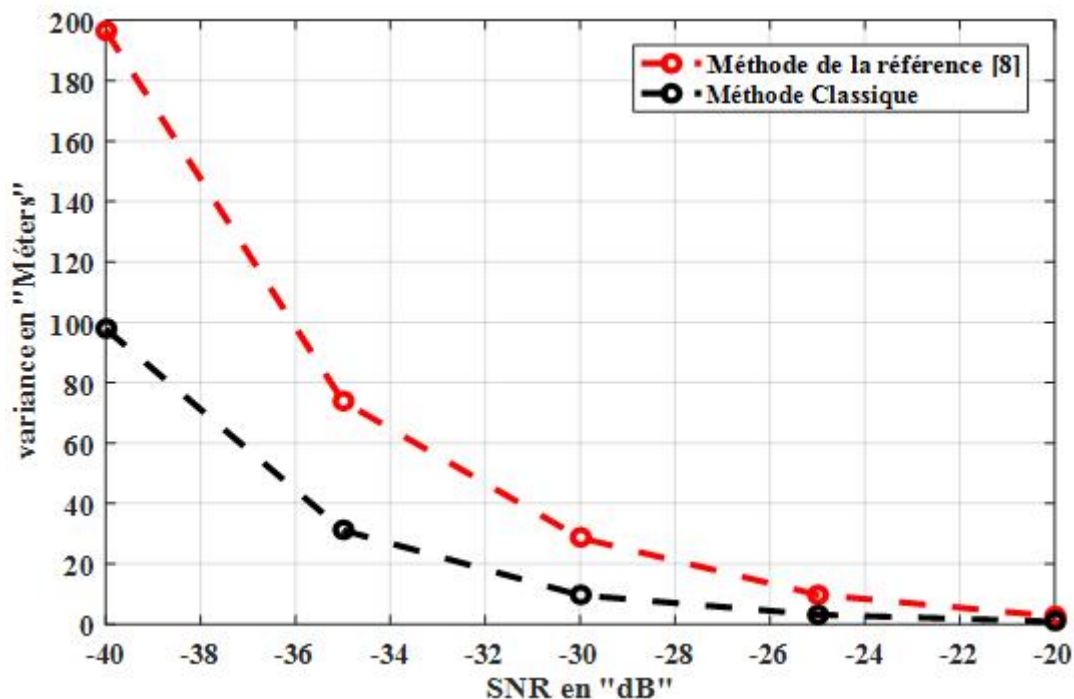


Figure III.10 Variances en fonction du SNR en « dB » pour la réception classique de signal CBOC et la (cas corrigé) réception par la méthode de la référence [8]

La Figure III.10 présente l'évolution de la métrique en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour la méthode classique et la méthode de la référence [8]. Les résultats montrent une diminution

progressive de la métrique lorsque le SNR augmente, ce qui indique une amélioration des performances des deux méthodes dans des conditions de réception moins affectées par le bruit.

Pour les faibles valeurs de SNR, les écarts entre les deux approches sont particulièrement marqués. À un SNR de -40 dB, la méthode de la référence [8] présente une valeur de métrique d'environ 200 m, tandis que la méthode classique affiche une valeur d'environ 100 m. Cette différence met en évidence une dégradation plus importante des performances de la méthode de référence dans des environnements fortement bruités.

Lorsque le SNR augmente à -35 dB, les valeurs de la métrique diminuent respectivement à environ 75 m pour la méthode de la référence [8] et à 30 m pour la méthode classique. Cette tendance se poursuit jusqu'à -30 dB, où les performances des deux méthodes continuent de s'améliorer, bien que la méthode classique conserve un avantage significatif.

À partir de -25 dB, les écarts entre les deux approches deviennent moins prononcés. Les valeurs de la métrique convergent progressivement vers zéro à mesure que le SNR augmente. Pour un SNR de -20 dB, les deux méthodes atteignent des valeurs très faibles et pratiquement identiques, indiquant des performances comparables dans des conditions de faible bruit.

Globalement, les résultats démontrent que la méthode classique présente des performances supérieures à celles de la méthode de la référence [8] sur l'ensemble de la plage de SNR étudiée. Elle se caractérise par des valeurs de métrique systématiquement plus faibles, traduisant une meilleure précision et une plus grande robustesse face aux effets du bruit. Cette supériorité est particulièrement visible dans les environnements à faible SNR, où les différences de performance entre les deux méthodes sont les plus importantes.

III.4.4 Résultats de l'RMSE des MTs

La Figure III.11 présente l'évolution de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) en fonction du temps pour la méthode classique et la méthode de la référence [8]. Cette métrique permet d'évaluer la précision des estimations, une valeur plus faible du RMSE traduisant une meilleure performance.

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

Structure de reception	Amplitude relative du MT par rapport au LOS	Phase relative du MT par rapport au LOS en degrés	SNR	Retard relatif du MT en chips
------------------------	---	---	-----	-------------------------------

L'algorithme CBOC				
L'algorithme de référence [8]	0.5	0	-30 dB	De 0 à 1.5

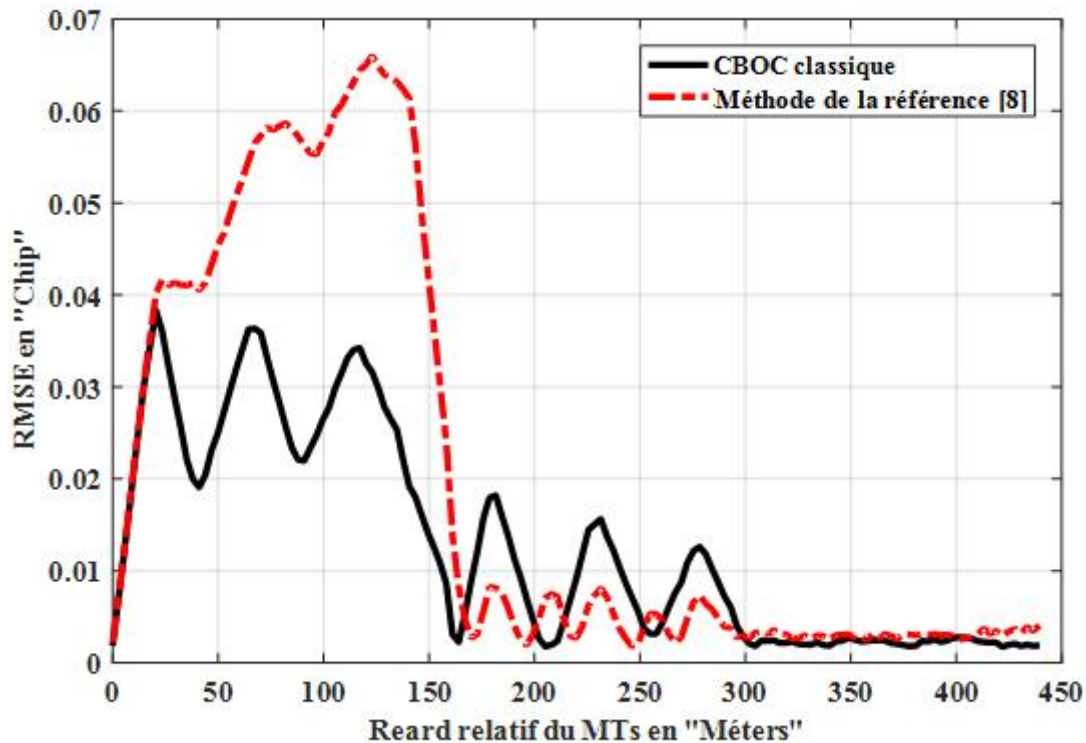


Figure III.11 RMSE en fonction du retard relatif du MT pour la réception classique de signal CBOC et la méthode de la référence [8] pour un SNR égal à -30 dB

Au début de la simulation, les deux méthodes présentent une augmentation rapide du RMSE. Toutefois, la méthode de la référence [8] affiche des valeurs significativement plus élevées que celles de la méthode classique. Entre 50 et 150 mètres, le RMSE de la méthode de référence oscille entre 0,04 et 0,065, atteignant un maximum d'environ 0,065. En revanche, la méthode classique reste globalement comprise entre 0,02 et 0,04, ce qui indique une meilleure précision durant cette phase transitoire.

À partir d'environ 150 mètres, une diminution brutale du RMSE est observée pour les deux approches, traduisant une convergence progressive des estimations vers les valeurs réelles. Néanmoins, la méthode classique atteint plus rapidement de faibles niveaux d'erreur et présente des fluctuations d'amplitude réduite par rapport à la méthode de la référence [8].

Dans la phase de régime permanent, au-delà d'environ 300 mètres, les deux méthodes convergent vers des valeurs de RMSE très faibles, proches de zéro. Les écarts entre les deux

approches deviennent alors négligeables, ce qui témoigne d'une bonne stabilité des estimations dans les deux cas.

Globalement, les résultats montrent que la méthode classique offre une meilleure précision et une convergence plus rapide que la méthode de la référence [8]. Cette supériorité est particulièrement visible durant la phase transitoire, où les valeurs du RMSE sont systématiquement plus faibles. Bien que les deux méthodes atteignent finalement un niveau de performance comparable en régime permanent, la méthode classique présente une meilleure robustesse et une erreur d'estimation réduite tout au long du processus d'observation.

III.5 Etude comparative

Dans ce qui suit, des simulations seront effectuées pour tester l'efficacité de l'algorithme par rapport à la méthode TM61(0.5). Pour se faire, trois critères de tester les performances ont été effectués.

III.5.1 Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur

La Figure III.12 présente une comparaison des enveloppes d'erreur de poursuite de code obtenues avec la méthode classique, la méthode TM61(0.5) et la méthode de la référence [8] dans le cas corrigé. Ce critère permet d'évaluer l'influence du MT sur la précision de l'estimation du retard de code.

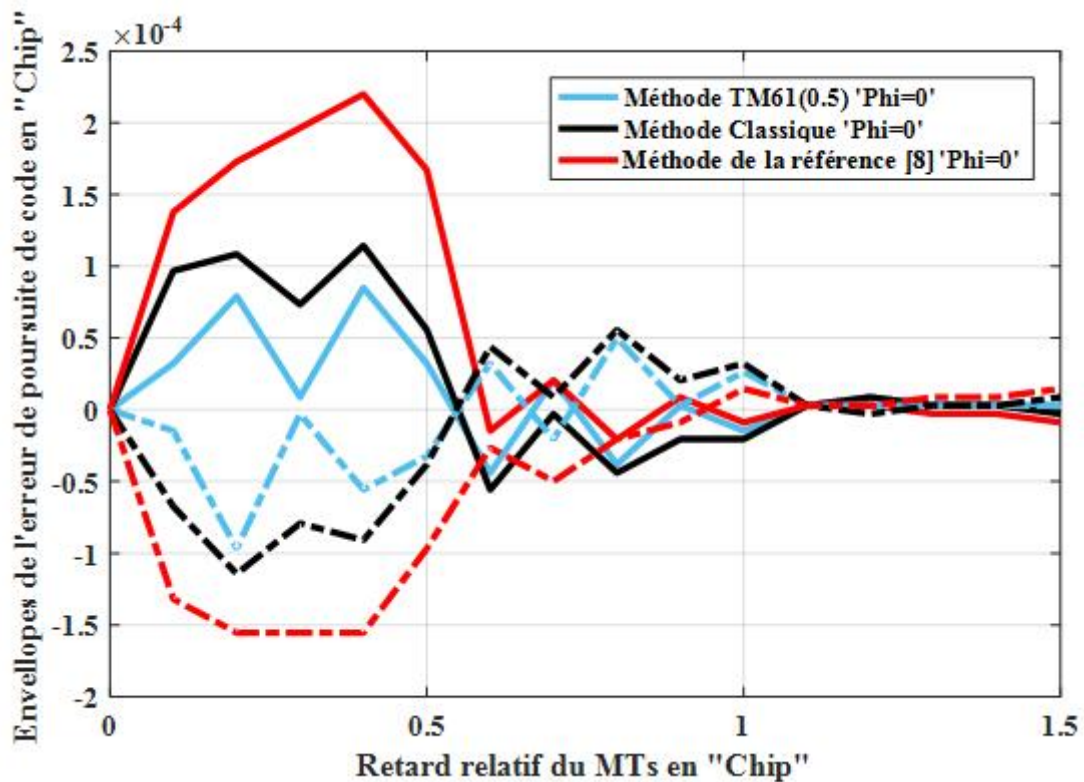


Figure III.12 Enveloppe d'erreur en fonction de retard relatif du MT de la réception classique, de la méthode TM61(0.5) et de la méthode de la référence [8].

Les résultats montrent que les trois méthodes sont particulièrement sensibles aux faibles retards relatifs du MT, où les amplitudes des erreurs atteignent leurs valeurs maximales. Toutefois, la méthode de la référence [8] présente des amplitudes d'erreur plus importantes que celles observées avec la méthode classique et la méthode TM61(0.5), ce qui traduit une plus grande sensibilité aux perturbations induites par le MT.

La méthode TM61(0.5) affiche des performances intermédiaires. Elle permet de réduire certaines erreurs par rapport à la méthode de la référence [8], mais demeure légèrement moins performante que la méthode classique sur une partie de la plage des retards étudiés.

Lorsque le retard relatif du MT augmente, les enveloppes d'erreur diminuent progressivement pour les trois approches et convergent vers des valeurs proches de zéro. À partir d'environ un chip, l'influence du trajet multiple devient beaucoup plus faible et les écarts entre les différentes méthodes se réduisent considérablement.

Globalement, les résultats montrent que la méthode classique conserve les meilleures performances en termes de robustesse face au MT, tandis que la méthode TM61(0.5) constitue

une solution intermédiaire. En revanche, la méthode de la référence [8] présente des erreurs plus importantes, notamment dans la région des faibles retards relatifs où les effets du MT sont les plus prononcés.

III.5.2 Résultats de performance par le critère de l'enveloppe d'erreur

La figure III.13 présente l'évolution de l'erreur moyenne courante en fonction du retard relatif du trajet multiple (MT) pour la méthode classique, la méthode TM61(0.5) et la méthode proposée dans la référence [8] dans le cas corrigé. Cette métrique permet d'évaluer l'impact du MT sur la précision de l'estimation du retard de code.

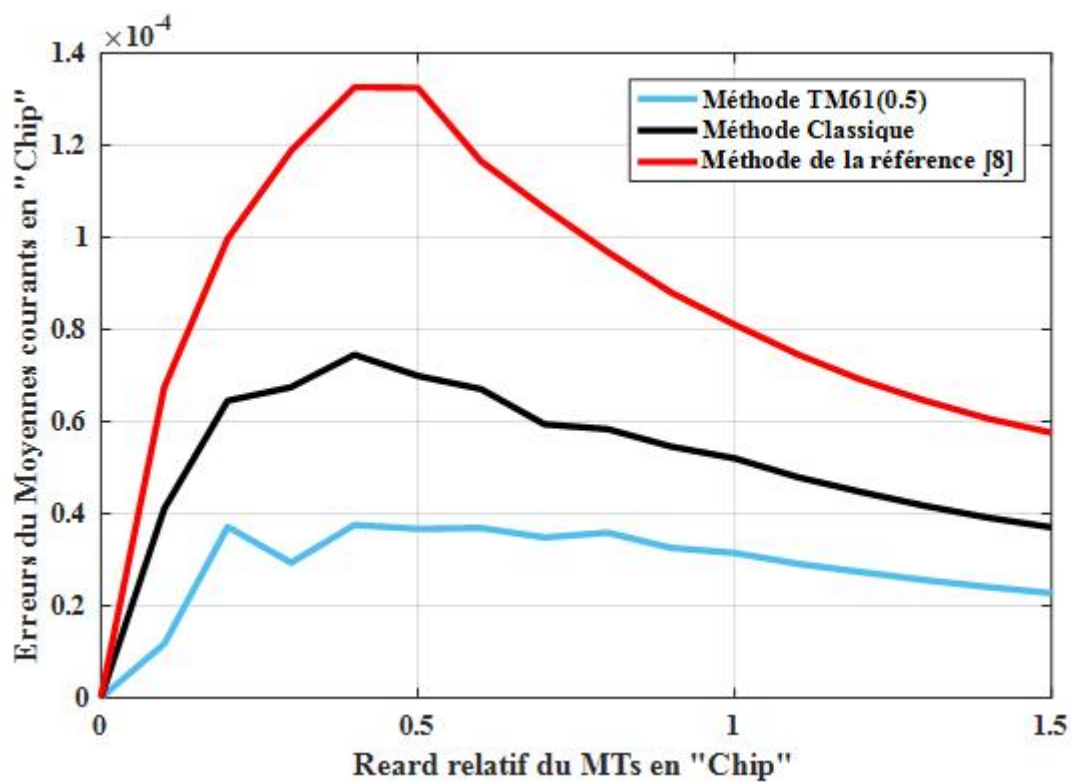


Figure. III.13 Erreurs du moyenne courantes de la réception classique, de la méthode de la référence [8] ($\alpha=0.5$) pour le signal CBOC (cas corriger) et de la méthode TM61

D'après les résultats obtenus, l'erreur moyenne courante augmente progressivement lorsque le retard relatif du MT croît à partir de zéro, puis atteint une valeur maximale avant de diminuer progressivement pour les trois méthodes. La méthode de la référence [8] présente les erreurs les plus élevées sur l'ensemble de la plage étudiée. À l'inverse, la méthode classique et la méthode TM61(0.5) affichent des performances très proches, caractérisées par des erreurs moyennes plus faibles. On observe également que, lorsque le retard relatif augmente,

les erreurs des trois méthodes diminuent progressivement et tendent vers des valeurs faibles. Toutefois, la méthode classique et la méthode TM61(0.5) conservent un avantage notable en maintenant des niveaux d'erreur inférieurs à ceux obtenus avec la méthode de la référence [8]. Ainsi, les résultats montrent que la méthode TM61(0.5) offre des performances comparables à celles de la méthode classique et supérieures à celles de la méthode proposée dans la référence [8]. Cette amélioration se traduit par une meilleure robustesse vis-à-vis des effets du trajet multiple et par une réduction de l'erreur d'estimation du retard de code, ce qui contribue à améliorer la précision globale du système de poursuite.

III.5.3 Résultats de performance par le critère de l'RMSE

La Figure III.14 présente une comparaison des valeurs de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) obtenues avec la méthode classique, la méthode TM61(0.5) et la méthode de la référence [8] dans le cas corrigé.

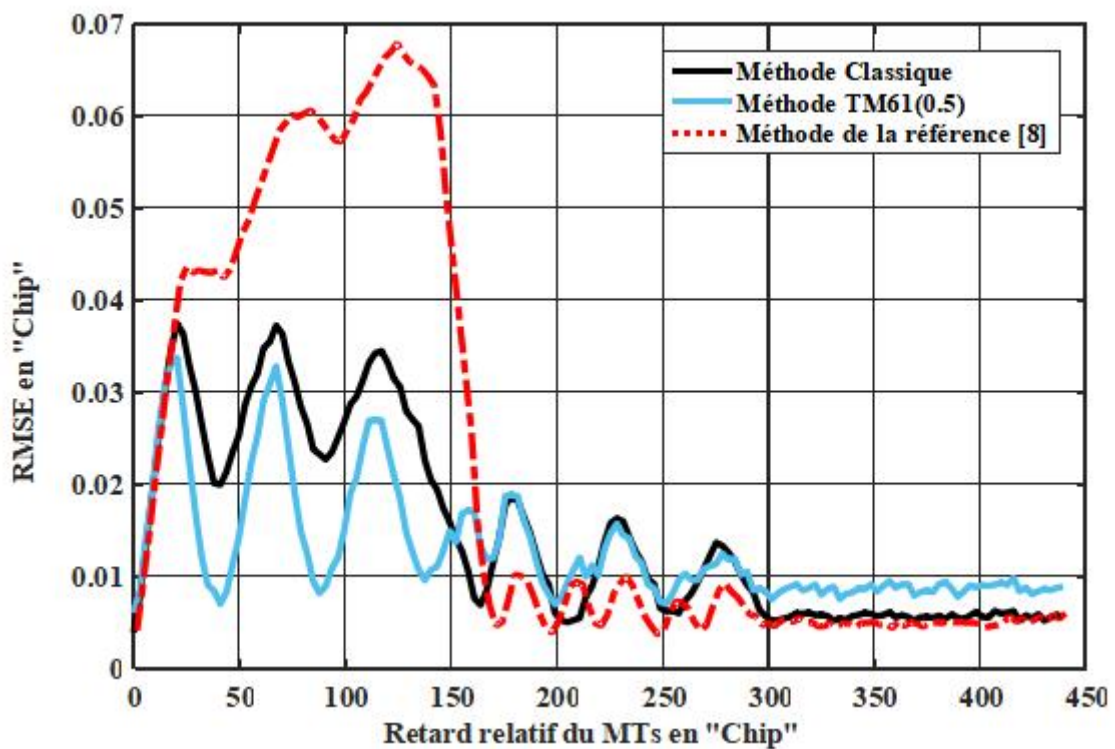


Figure.III.14 Comparaison du RMSE de la méthode de la référence [8] ($\alpha=0.5$)(cas corrigé) avec ceux des méthodes classique et TM61

Comme l'illustre la figure (III.14), Les résultats montrent que les trois méthodes présentent une diminution progressive du RMSE lorsque le retard relatif du MT augmente.

Toutefois, des différences significatives apparaissent dans la zone des faibles retards, où les perturbations induites par le MT sont les plus importantes.

La méthode de la référence [8] présente les valeurs de RMSE les plus élevées sur une grande partie de la plage étudiée, ce qui traduit une sensibilité plus importante aux effets du MT. La méthode TM61(0.5) améliore légèrement ces performances, mais demeure globalement moins efficace que la méthode classique.

En revanche, la méthode classique conserve les valeurs de RMSE les plus faibles sur l'ensemble des retards étudiés, ce qui témoigne d'une meilleure précision et d'une plus grande robustesse face aux perturbations de propagation.

Lorsque le retard relatif du MT dépasse environ 300 mètres, les valeurs du RMSE deviennent très faibles pour les trois approches et les différences observées entre les méthodes deviennent pratiquement négligeables.

Globalement, cette étude comparative met en évidence la supériorité de la méthode classique en termes de précision d'estimation et de robustesse vis-à-vis du MT. La méthode TM61(0.5) constitue une solution intermédiaire, tandis que la méthode de la référence [8] présente des performances plus limitées, en particulier dans les conditions les plus sensibles aux effets du MT.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par l'étude des performances des MTs de la méthode classique, puis celles de l'algorithme d'annulation des pics secondaires proposé dans la référence [8]. Les résultats de simulation ont permis d'analyser les fonctions de corrélation et de discrimination ainsi que plusieurs critères de performance tels que l'enveloppe d'erreur, la probabilité de détection, la variance et le RMSE. L'étude du cas corrigé a montré que les performances annoncées dans la référence [8] ne sont pas toujours vérifiées dans des conditions de simulation cohérentes. Les résultats obtenus ont mis en évidence une meilleure robustesse de la méthode classique aux MTs. Enfin, une comparaison avec la méthode TM61(0.5) a permis de situer les performances relatives de chaque approche et de dégager leurs avantages et limites respect

Conclusion Générale

Ce mémoire a porté sur l'analyse d'un algorithme de synchronisation appliqué aux signaux MBOC des systèmes GNSS, fondé sur la reconstruction de la FC. L'étude a d'abord permis de présenter les caractéristiques des modulations BOC et MBOC ainsi que les problèmes d'ambiguïté de synchronisation causés par la présence de pics secondaires dans leurs FAC.

Une analyse bibliographique des principales méthodes de synchronisation non ambiguë, notamment SCPC, ASPeCT et TM61, a ensuite été réalisée afin d'identifier leurs avantages et leurs limites en termes de complexité, de précision et de robustesse face au bruit et aux MT.

Par la suite, l'algorithme proposé dans la littérature, basé sur la reconstruction de la fonction de corrélation du signal MBOC, a été étudié et validé par simulation. Les résultats obtenus ont confirmé sa capacité à supprimer les pics secondaires et à produire une fonction de corrélation non ambiguë, favorable à une synchronisation plus fiable. Toutefois, l'évaluation des performances dans des conditions réalistes a montré que cette méthode reste sensible au bruit et aux effets des MT, ce qui peut entraîner une dégradation notable des performances de poursuite et de détection.

Enfin, l'étude comparative réalisée a permis de mettre en évidence les performances relatives des différentes approches de synchronisation. Les résultats obtenus constituent une base intéressante pour le développement de nouvelles méthodes capables de conserver les avantages de la reconstruction de corrélation tout en améliorant davantage la robustesse vis-à-vis des perturbations du canal de propagation.

Bibliographie

- [1] Zitouni, S.; Rouabah, K.; Chikouche, D.; Mokrani, K.; Atia, S.; Harba, R.; Ravier, P. General Analytical Models Characterizing MBOC Modulated Signal. *Aerosp. Sci. Technol.* 2016, *50*, 112–126. [CrossRef]
- [2] Upadhyay, D.J.; Bhadouria, V.S.; Majithiya, P.J.; Bera, S.C. Synthesized Binary Offset Carrier Modulation for Interoperable GNSS L1 Band Signals. *NAVIGATION J. Inst. Navig.* 2024, *2*, 71. [CrossRef]
- [3] Zitouni, S.; Chikouche, D.; Rouabah, K. Common GPS/Galileo Signals: MBOC VS BOC(1,1) Performance Comparison. In Proceedings of the 2013 8th International Workshop on Systems, Signal Processing and Their Applications (WoSSPA), Algiers, Algeria, 12–15 May 2013; pp. 510–514.
- [4] Zhao, X.; Huang, X.; Liu, Z.; Xiao, Z.; Sun, G. Improved MBOC Modulations Based on Periodic Offset Subcarrier. *IET Commun.* 2021, *15*, 1831–1848. [CrossRef]
- [5] Yang, L.; Pan, C.; Feng, Y.; Bo, Y. The Research of Side-Band Acquisition for BOC-Modulated Signal. In Proceedings of the 2007 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Shanghai, China, 21–25 September 2007; pp. 645–648.
- [6] Fu, Q.; Wang, H.; Ji, Y.; Shi, H. Research Development of Unambiguous Acquisition Method of BOC Signal. *Mod. Def. Technol.* 2013, *41*, 91–96+106.
- [7] Fu, Q.; Chen, X.; Ji, Y.; Sun, X.; Wei, B. An Unambiguous Tracking Method Based on Combination of Sub Cross-Correlation Functions for BOC Signals. *Trans. Beijing Inst. Technol.* 2020, *40*, 1207–1215.
- [8] T. Wu, Y. Ji, and X. Sun, "A Synchronization Algorithm for MBOC Signal Based on Reconstructed Correlation Function," *Electronics*, vol. 13, no. 17, p. 3375, Aug. 2024. doi: 10.3390/electronics13173375
- [9] Y.Peng and W.A.Scales," Ionospheric Remote Sensing With GNSS ", *Encyclopedia*, vol.1, no . 4,pp.1246-1256,Nov . 2021 , doi : 10.3390/encyclopedia1040094.th
- [10] J. W. BETZ, «NAVIGATION: Vol. 48, No. 4,Printed in the U.S.A. Binary Offset Carrier Modulations forRadionavigation,» *Journal of The Institute of Navigation*, vol. 48, n° %14, Winter 2001–2002.
- [11] D. M. A. N. B. P. R. S. H. J. Kai Borre, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver*, B. Boston, Éd., 2007.
- [12] J.-M. Piéplu, *GPS et Galiléo Systèmes de navigation par satellite*, EYROLLES, 2002
- [13] Betz, J. W. Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation. *NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation*, vol. 48, no. 4, pp. 227–246, Winter 2001–2002. <https://doi.org/10.1002/j.2161-4296.2001.tb00231.x>

- [14] K. R. S. A. D. C. S Zitouni, « Comments on a general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signal,» *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 70, n° 14, p. 1397–1407, 2013.
- [15] G. L. BR Harris, « A general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals,» *IEEE J. Sel. Top. Signal Process*, vol. 3, n° 14, p. 682–694, 2009.
- [16] K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S. H. Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach*. Boston: Birkhäuser, 2007.
- [17] D. J. Upadhyay, V. S. Bhadouria, and P. J. Majithiya, “Synthesized Binary Offset Carrier Modulation for Interoperable GNSS L1 Band Signals,” *NAVIGATION*, vol. 71, no. 2, 2024, doi: 10.33012/navi.628.
- [18] J.-A. Avila-Rodriguez et al., “The MBOC Modulation: The Final Touch to the Galileo Frequency and Signal Plan,” *NAVIGATION*, vol. 55, no. 1, pp. 15–28, Spring 2008, doi: 10.1002/j.2161-4296.2008.tb00415.x
- [19] Zitouni, S.; Rouabah, K.; Chikouche, D.; Mokrani, K.; Atia, S.; Harba, R.; Ravier, P. General Analytical Models Characterizing MBOC Modulated Signal. *Aerosp. Sci. Technol.* 2016, 50, 112–126. [CrossRef]
- [20] K. Chae et al., “Unambiguous Tracking Technique Based on Sub-Carrier Pulse Grouping for TMBOC-Modulated Signals in GPS,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7857–7871, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2627623
- [21] E. Rebeyrol, "Optimisation des signaux et de la charge utile Galileo," Ph.D. dissertation, Dept. Électronique et Communications, École Nationale Supérieure des Télécommunications (Telecom ParisTech), Paris, France, 2007. [Online]. Available: <https://www.google.com/search?q=https://pastel.hal.science/pastel-00004315v1>
- [22] B. Parkinson, J. Spilker Jr., P. Axelrad, and P. Enge, Eds., *Global Positioning System: Theory and Applications*, Vol. 1. Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc., 1996.
- [23] H.-H. Chang, J.-W. Lin, C.-Y. Yang, and S.-I. Liu, “A Wide-Range Delay-Locked Loop With a Fixed Latency of One Clock Cycle,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 8, pp. 1021–1027, Aug. 2002, doi: 10.1109/JSSC.2002.800922
- [24] Julien, O.; Macabiau, C.; Cannon, M.; Lachapelle, G. ASPeCT: Unambiguous Sine-BOC(n,n) Acquisition/Tracking Technique for Navigation Applications. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 2007, 43, 150–162. [CrossRef]
- [25] . Heiries, V.; Roviras, D.; Ries, L.; Calmettes, V. Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance. In *Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, Long Beach, CA, USA, 21–24 September 2004; pp. 2611–2622.

- [26] Lestarquit, L., Artaud, G., and Issler, J.-L., "Two for One: Tracking Galileo CBOC .2009 ,Signal with TM61," Inside GNSS Magazine, vol. 4, no. 6, pp. 44–51
- [27] Jovanovic, A., Botteron, C., and Farine, P.-A., "Analysis and Performance of Tracking Schemes for the Galileo MBOC Signal," Proceedings of the European Navigation Conference (ENC-GNSS 2009), Naples, Italy, 2009.
- [28] Sun, X.; Song, S.; Ji, Y.; Liang, W.; Li, Y. Novel Unambiguous Tracking Algorithm for BOC and Its Derivative Signals. *J. Xidian Univ.* 2022, *49*, 58–66.
- [29] Wang, P.; Hua, R.; Jin, Z. A Combined Sub-Carrier Unambiguous Tracking Algorithm of B1C Signals. *J. Chin. Inert. Technol.* 2023, *31*, 569–577.
- [30] Xu, R.; Tang, R.; Luo, K.; Zeng, Q.; Liu, J. Fast and High Accurate Acquisition Algorithm of BeiDou B1C Signal Based on ASPeCT. *J. Chin. Inert. Technol.* 2021, *29*, 62–68.
- [31] Zhang, T.; Yan, Z.; Ou, X.; Qian, W. Acquisition Algorithm Combining Parallel Code Phase with Fractal Reconstruction of TMBOC Modulation Signal. *J. Shanghai Jiaotong Univ.* 2016, *50*, 782–787.
- [32] Ji, Y.; Song, S.; Sun, X.; Guo, N.; Li, Y. A Novel Unambiguous Acquisition Algorithm Based on Segmentation Reconstruction for BOC (n, n) Signal. *IEICE Trans. Commun.* 2023, *106*, 287–295. [CrossRef]
- [24] Ji, Y.; Song, S.; Sun, X.; Guo, N.; Li, Y. A Novel Unambiguous Acquisition Algorithm Based on Segmentation Reconstruction for BOC(n,n) Signal. *IEICE Trans. Commun.* 2023, *106*, 287–295. [CrossRef]

